

Главный редактор

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

Заместитель главного редактора

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

Редакционный совет

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

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

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

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

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

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

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

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

Отпечатано в ООО “Типография АРЕС”, г. Москва, Остаповский проезд, д. 5, строение 6

Подписано в печать 02.12.2010. Тираж 500 экз.

Адрес редакции:

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

Тел./факс: (495) 987-10-16

E-mail: 9871016@mmp-irbis.ru; sin@mai.ru

Информация о журнале:

www.mmp-irbis.ru

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

Содержание

А. В. Лукин

Новые направления развития преобразователей постоянного напряжения (по материалам зарубежной печати) 2

М. Ю. Кастров, И. Н. Соловьев

Трехфазный выпрямитель с коррекцией коэффициента мощности на основе преобразователя *SEPIC*, работающего в режиме непрерывных токов 5

О. А. Коржавин, А. А. Коблов, К. И. Галактионов

Оценка выходных сопротивлений промышленных высокочастотных буферных выпрямителей ВБВ-2К и ВБВ-3К 13

Д. С. Дейнеко, С. В. Тараканов

Трансформатор прямоходового преобразователя с активным ограничителем 20

В. Ф. Дмитриков, О. А. Коржавин, Д. В. Шушпанов

Устойчивость распределенной системы электропитания с учетом промежуточных фильтров 28

Н. А. Фролов, А. Ф. Ягудин

Применение нелинейного трансформатора для управления силовыми полевыми ключами инверторов 36

С. В. Аверин, В. В. Крючков, Ю. Г. Следков

Влияние индуктивности рассеяния двухобмоточного дросселя на характеристики преобразователя *SEPIC* 40

Д. Р. Манбеков, Д. А. Шевцов

Симметрирование процесса перемагничивания в нерегулируемых двухтактных преобразователях постоянного напряжения 45

М. Л. Сокольский

Программируемый реверсивный источник тока для гальванической металлизации 48

А. В. Лукин

НОВЫЕ НАПРАВЛЕНИЯ РАЗВИТИЯ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ (по материалам зарубежной печати)

A. V. Lukin

New Trends of DC/DC Converters Development
(based on foreign publications)

В статье рассмотрены преимущества локального преобразования энергии с помощью преобразователей постоянного напряжения, расположенных в непосредственной близости от питаемых ими микросхем (микропроцессоров, микроконтроллеров, кэша, микросхем памяти и т. п.). Показано, что при этом обеспечивается существенная экономия поверхности печатной платы, занимаемой системой распределенного электропитания, за счет исключения электролитических конденсаторов и повышается надежность всей системы электропитания.

Ключевые слова: преобразователь постоянного напряжения, локальное преобразование энергии, система распределения питания, модуль питания

The paper discusses the advantages of point of load conversion by means of DC-DC converters located in the direct proximity of fed ICs (microprocessor, microcontroller, cache, memory chips, etc.). It is shown that with this substantial savings of PCB space, occupied by the power distribution system occur, due to elimination of electrolytic capacitors. In addition, the reliability of the entire power system increases.

Key words: DC-DC converter, point-of-load conversion, power distribution system, power module

Основными направлениями развития электронных устройств являются требования к уменьшению размеров корпусов компонентов при повышении их производительности — и все это при общем снижении стоимости. Объединение цифровой связи и средств телекоммуникаций в общую сеть требует существенного повышения производительности системы для обработки и передачи информации в подобных сетях. В результате, повышаются рабочие частоты интегральных микросхем при увеличении в них числа транзисторов, что полностью подтверждает закон Мура, гласящий, что число транзисторов в микросхемах удваивается каждые 18 месяцев.

По мере увеличения числа транзисторов в интегральной микросхеме, естественно будет увеличиваться и рассеяние мощности в корпусе микросхемы. Динамические потери мощности, зависящие от рабочей частоты, напряжения источника питания и числа вентилях в составе микросхемы или их емкости, могут быть снижены за счет схемотехнических решений, полупроводниковых технологий и понижения напряжения питания.

Ограничения по температуре корпусов интегральных микросхем вынуждают разработчиков снижать рассеиваемую мощность или увеличивать поверхность охлаждения. Снижение температуры переходов увеличивает надежность интегральных микросхем и увеличивает их срок службы. Технология изготовления полупроводников позволяет обеспечить меньшую толщину вентилях, но при этом требуется меньшее напряжение питания, чтобы избежать влияния электромиграции или пробоя перехода транзистора. По

мере развития тенденции в сторону снижения напряжения источника питания, особое внимание следует уделять распределению электроэнергии.

Проблемы распределения электроэнергии включают в себя:

- ▶ очень низкие напряжения при крайне высоких значениях токов нагрузки;
- ▶ влияние импеданса (сопротивления, индуктивности и емкости) распределительной сети;
- ▶ пределы допустимых отклонений напряжений микросхем;
- ▶ постоянно меняющиеся многочисленные требования по напряжению микросхем;
- ▶ внутренние проблемы согласования уровней напряжений;
- ▶ переходные процессы при изменении нагрузки;
- ▶ отвод тепла;
- ▶ вопросы компоновки на печатной плате;
- ▶ гальваническая развязка импульсных логических схем.

Новое направление — локальный источник питания

Микропроцессор является основным звеном при решении всех проблем, связанных с распределением энергии. Современному процессору требуется напряжение 1,5 В для питания шины микропроцессора, от 1,8 В до 2,8 В для питания самого процессора и быстродействующей буферной памяти (кэш-памяти), а также шины 2,5 В; 3,3 В; 5 В и 12 В для питания вспомогательной логики. Допуск на напряжение, превышающий 5%, может вызвать эффекты электромиграции. Напряжение, меньшее требуемого, может привести к снижению

быстродействия транзисторов логических схем, что повлияет на удовлетворение требований по синхронизации сигналов процессора и системного интерфейса. Кроме того, при переходе процессора от условий обработки при низкой производительности к условиям обработки при высокой производительности возникнут существенные переходные процессы в токе нагрузки.

Ток нагрузки задается источником питания и распределяется по электрической сети. Импеданс этой сети, как показано на рис. 1, может вызвать задержку при обеспечении переходного тока, что приведет к тому, что напряжение выйдет за пределы допустимого, необходимого для обеспечения нормальной работы процессора. Показанные на рис. 1 сопротивление и индуктивность проводников печатной платы, соединяющих процессор с источником питания (R_c и L_c), должны быть как можно малы. Одним из способов исключения импеданса проводников печатной платы при больших нагрузках может быть установка развязывающего конденсатора большой емкости. Однако, конденсатор с емкостью, необходимой для развязки, может оказаться не выгодным по стоимости.

Размещение источника питания в непосредственной близости от нагрузки позволяет существенно снизить влияние распределительной сети. Преимущество локального преобразователя состоит в том, что при этом требуется значительно меньшая длина проводников печатной платы, а разрабатывается он таким образом, чтобы обеспечить скорость переходных процессов тока нагрузки за счет способов компенсации с помощью обратной связи в режиме большого сигнала.

Наиболее традиционным решением является использование модуля регулятора напряжения (МРН) на основе преобразователя постоянного напряжения. Такие модули классифицируются согласно промышленным стандартам и стали общепринятыми источниками питания для процессоров, кэш-памяти и других систем памяти. При рассмотрении данного вопроса двумя важными параметрами МРН являются максимальная скорость нарастания тока нагрузки и размеры модуля на печатной плате.

Типовыми значениями МРН являются 20 А/с при поверхности 78,7 мм × 27,9 мм и высоте конструкции 38,1 мм. Время переходного процесса от 1с до 100 с

ни в коей мере не удовлетворяют требованиям переходных времен процессора от 1нс до 20 нс, поэтому конденсаторы по-прежнему необходимы для обеспечения энергией до момента установления процессов в локальном преобразователе.

В настоящее время согласно техническим требованиям для обеспечения качества питания рекомендуется использование до 14 электролитических конденсаторов емкостью 1000 мкФ. Эти требования по емкости конденсаторов обеспечиваются как в МРН, так и на печатной плате в непосредственной близости от микропроцессора. Эффективная величина емкости, обеспечивающей необходимое качество напряжения от шины питания, значительно превышает теоретически потребную величину, поскольку конденсатор имеет эквивалентное последовательное сопротивление, наличие которого вызывает необходимость параллельного включения конденсаторов.

Пример компоновки устройства при использовании двух МРН и набора конденсаторов фильтра для питания микропроцессора показан на рис. 2. Один МРН используется для питания процессора, а второй – для питания кэш-памяти. В предположении, что используется батарея из 14 электролитических конденсаторов, полная площадь, занимаемая системой распределения энергии с МРН, составит 45,2 см². Такое решение ограничивает другие возможности расширения системы, поскольку система занимает достаточно много места на дорогостоящей печатной плате.

По мере старения электролитов с течением времени, возрастает величина эквивалентного последовательного сопротивления электролитов. Это эквивалентное последовательное сопротивление будет снижать возможность сети распределения питания обеспечивать нагрузку регулируемым напряжением согласно потребностям переходных токов нагрузки, что приведет к снижению надежности системы распределенного питания.

Фирмой *Lucent Technologies* разработан блок питания, предназначенный специально для локального преобразования энергии, занимающий пространство в три раза меньше, чем МРН, без электролитических конденсаторов фильтра. Дополнительные конденсаторы не требуются вследствие более высоких, по сравнению с МРН,

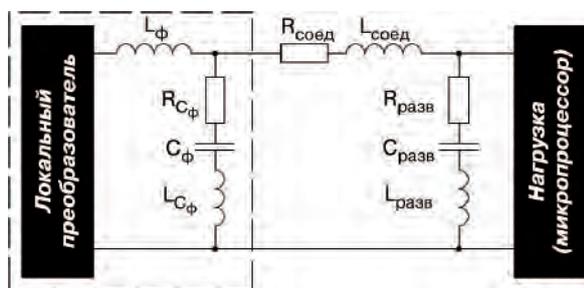


Рис. 1. Типовой импеданс между преобразователем и нагрузкой

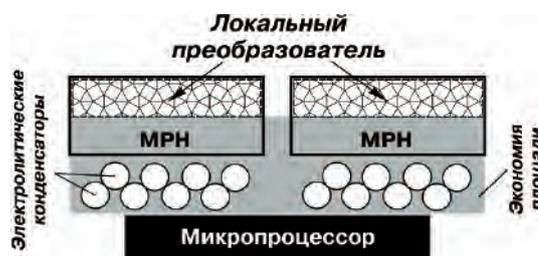


Рис. 2. Экономия пространства на печатной плате микропроцессора за счет использования локальных источников питания

скоростей нарастания тока при переходных процессах в нагрузке, а размещение источника питания непосредственно рядом с нагрузкой существенно снижает влияние импеданса проводников системы распределения энергии на печатной плате.

При использовании решения, предложенного фирмой *Lucent Technologies*, площадь, занимаемая источником питания на печатной плате снизится до 12 см², т. е. экономия площади составит 33,2 см². Кроме того, отсутствие электролитических конденсаторов повышает надежность системы. Такие источники питания имеют среднюю наработку на отказ 5 млн. час. Хотя это и не рекомендуется, источники могут работать без обтекания потоком воздуха, что существенно упрощает тепловой расчет системы.

Повышенный КПД является приоритетным для любого грамотно разработанного преобразователя. Например, интегральные микросхемы могут рассеивать мощность, до 10 раз превышающую рассеиваемую мощность модулей локальных источников питания. В этом случае основными источниками потока тепла становятся интегральные микросхемы, а не источники питания. Разработанные источники питания предназначены для работы при незначительном обтекании потоком воздуха, или его полном отсутствии, что позволяет управлять эффектами теплового взаимодействия. За счет исключения проблем теплоотвода, наиболее важным становится вопрос размещения локального модуля питания как можно ближе к потребителю, чтобы свести к минимуму индуктивность соединительных проводников.

Перспективные направления

Основными побуждающими факторами развития этой новой технологии являются уменьшенные габариты, лучшие характеристики переходных процессов,

соответствующая надежность полупроводниковых компонентов, а также простота применения стандартных изделий. Внедрение новых технологий включает в себя возможность удовлетворения основных требований по гальванической развязке, а также по входному напряжению 48 В, необходимому для питания телекоммуникационного оборудования. Кроме того, внедрение новых источников питания позволяет обеспечить выходные напряжения до 0,8 В и скорости нарастания переходных токов до 600 А/с, что позволяет непосредственно питать 64-битовые микропроцессоры без дополнительных батарей конденсаторов выходного фильтра.

По мере появления новых интегральных микросхем на основе совершенствования технологии изготовления полупроводников, разработчикам систем потребуется много напряжений различных уровней согласно требованиям по нагрузке. Локальные преобразователи напряжения, например модули питания *Titania*, делают возможным добавление в систему новых преобразователей без трудностей, связанных с распределением электроэнергии, присущих другим преобразователям. Широкий выбор локальных преобразователей, параметры которых соответствуют требованиям по напряжению и току, в ближайшем будущем станет необходимостью. Это позволит новым интегральным микросхемам в полной мере следовать закону Мура. При этом преобразование электроэнергии станет ведущим направлением в развитии новых технологий.

Литература

1. *Victor Lee and Sureh Soni*. What to Look for in the New Wave of DC/DC Converter Technology. — Lucent Technologies. — www.powerpulse.net.

М. Ю. Кастров, И. Н. Соловьев

ТРЕХФАЗНЫЙ ВЫПРЯМИТЕЛЬ С КОРРЕКЦИЕЙ КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ НА ОСНОВЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ SEPIC, РАБОТАЮЩЕГО В РЕЖИМЕ НЕПРЕРЫВНЫХ ТОКОВ

М. У. Kastrov,
I. N. Soloviev

В статье проведен анализ трехфазного выпрямителя с высоким значением коэффициента мощности на основе преобразователя постоянного напряжения SEPIC, работающего в режиме непрерывных токов (PHT). Структура такого преобразователя достаточно проста и обеспечивает устойчивую работу. Ее основные свойства: один каскад преобразования энергии, который может работать как в режиме понижения, так и повышения напряжения, низкий коэффициент гармоник входного тока и естественная гальваническая развязка. Преобразователь работает с постоянной частотой переключений в режиме ШИМ. Исследована работа преобразователя в установившемся режиме, а также дана методика расчета преобразователя. Приведены результаты моделирования схемы преобразователя.

Ключевые слова: трехфазный выпрямитель, коррекция коэффициента мощности, преобразователь постоянного напряжения SEPIC, методика расчет, моделирование

Three-phase rectifier with power factor correction based on SEPIC converter operating in continuous current mode

The analysis of a three-phase rectifier with high power factor value, based on SEPIC DC-DC converter operating in continuous conduction mode (CCM) is given in the paper. The structure of such converter is rather simple and robust. Its main features: single power conversion stage, that can operate either in step-down, or step-up modes, lower input current total harmonic distortion, and natural isolation. The converter operates in PWM mode with constant switching frequency. The operation of the converter in steady-state mode is investigated, and its design procedure is given. Simulation results of the converter scheme are presented.

Key words: three-phase rectifier, power factor correction, DC-DC converter SEPIC, design procedure, simulation

Трехфазные системы электропитания, используемые в промышленности, как правило, питают нагрузки большой мощности (более 1 кВт). При этом преобразование переменного напряжения в постоянное осуществляется с помощью традиционных диодных выпрямителей, либо тиристорных управляемых выпрямителей. Нелинейная форма входного тока таких выпрямителей вызывает определенные проблемы в коммерческих электросетях, среди которых следует выделить: повышенные потери в питающей и распределительных сетях, снижение коэффициента мощности, необходимость генерирования больших объемов реактивной энергии, электромагнитные помехи, возникающие в коммуникационных линиях и цепях управления, а также снижение КПД всей структуры из-за больших действующих значений входного тока.

Вопросам разработки преобразователей переменного напряжения в постоянное с высоким коэффициентом мощности и сниженным коэффициентом гармоник входного тока посвящено много исследований [1–4]. Наиболее часто используемая структура преобразователя, но в качестве предварительного регулятора, — это повышающий преобразователь [1, 2]. Такая структура не обеспечивает естественным образом гальванической развязки входного и выходного напряжений и, кроме того, работает только в режиме повышения напряже-

ния. Преобразователь, предложенный в [3], имеет хорошие рабочие характеристики, но его структура включает в себя три синхронизированных ключа, три понижающе-повышающих дросселя, соединенных звездой, а также дополнительный ключ для регулирования постоянного выходного напряжения. Кроме того, преобразователь работает в режиме разрывных токов (PPT), что приводит к увеличению действующего значения тока. Преимущества схемы, рассмотренной в [4], состоят в простоте и хороших рабочих характеристиках на стороне переменного тока. Однако, преобразователь работает в PPT, что вызывает большие перегрузки на силовых ключах.

В статье приведены анализ и принципы разработки трехфазного источника питания с высоким коэффициентом мощности, работающем в режиме ШИМ с постоянной частотой переключений и состоящем из одного преобразовательного каскада на основе преобразователя SEPIC. (Single Ended Primary Inductance converter — преобразователь с несимметрично нагруженной первичной индуктивностью), работающего в PHT. Рассматриваемая структура преобразователя содержит только один силовой ключ для регулирования потока энергии, что существенно упрощает схему управления. При этом нет необходимости во входных фильтрах между сетью и выпрямителем, а преобразователь может работать в режимах как повы-

шения, так и понижения напряжения. Кроме того, небольшое количество компонентов способствует повышению надежности системы, что делает ее крайне привлекательной для промышленного применения.

Принцип действия преобразователя

Схема рассматриваемого преобразователя показана на рис. 1.

Для упрощения анализа работы схемы примем следующие допущения:

- преобразователь работает в установившемся режиме;
- все полупроводниковые компоненты идеальные;
- трансформатор рассматриваем как индуктивность намагничивания, приведенную к первичной стороне;
- пульсации напряжения на конденсаторах C1 и C_{ВЫХ} равны нулю;
- линейное входное напряжение за период переключений неизменно;
- КПД системы равен 100%.

Отнеся все параметры преобразователя к первичной стороне трансформатора, получаем эквивалентную схему, показанную на рис. 2. При этом

$$R_H = \left(\frac{w_1}{w_2}\right)^2 \cdot R'_H;$$

$$C_{ВЫХ} = \left(\frac{w_2}{w_1}\right)^2 \cdot C'_{ВЫХ};$$

$$U_{ВЫХ} = U'_{ВЫХ} \cdot \frac{w_1}{w_2}.$$

При работе преобразователя SEPIC в РНТ можно выделить два этапа работы схемы.

Этап 1 ($0 < t < DT$ – рис. 3). В момент времени $t = 0$ замыкается ключ S. Энергия источника питания ($U_{ВХ}$) накапливается в индуктивности $L_{ВХ}$, а энергия, накопленная в конденсаторе C1, передается в индуктивность намагничивания L_m . Полагаем напряжение на конденсаторе C1 постоянным и равным $U_{ВХ}$. Токи $i_{ВХ}$ и i_{Lm} линейно нарастают. На этом этапе диод VD1 заперт, а энергия, накопленная в конденсаторе C_{ВЫХ}, передается в нагрузку ($R_{ВЫХ}$).

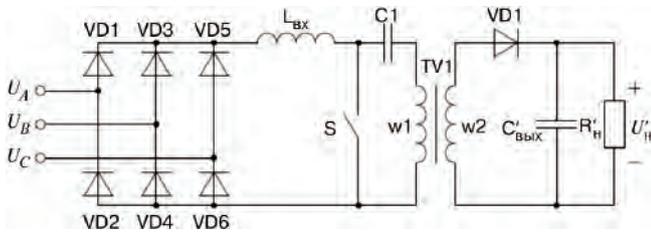


Рис. 1. Схема трехфазного выпрямителя на основе преобразователя SEPIC

Этап 2 ($DT < t < T$ – рис. 4). В момент времени $t = DT$ ключ S размыкается, а диод VD1 отпирается и обеспечивает передачу энергии, накопленной в индуктивности в нагрузку. Токи $i_{ВХ}$ и i_{Lm} линейно уменьшаются. Напряжение на ключе равно $U_{ВХ} + U_{ВЫХ}$.

Временные диаграммы, поясняющие работу схемы, показаны на рис. 5.

Анализ работы схемы преобразователя

Ниже приведены уравнения преобразователя SEPIC при установившемся режиме работы в РНТ:

$$i_{ВХ}(t) = \begin{cases} I_{ВХ0} + \frac{U_{ВХ}t}{L_{ВХ}}; & 0 < t < DT; \\ \frac{U_{ВХ}DT}{L_{ВХ}} - \frac{U_{ВЫХ}(t-DT)}{L_{ВХ}} + I_{ВХ0}; & DT < t < T; \end{cases} \quad (2)$$

$$i_{Lm}(t) = \begin{cases} I_{Lm0} + \frac{U_{ВХ}t}{L_m}; & 0 < t < DT; \\ \frac{U_{ВХ}DT}{L_m} - \frac{U_{ВЫХ}(t-DT)}{L_m} + I_{Lm0}; & DT < t < T; \end{cases} \quad (3)$$

$$i_S(t) = \begin{cases} \frac{U_{ВХ}t}{L_{ЭКВ}} + I_{ВХ0} + I_{Lm0}; & 0 < t < DT; \\ 0; & DT < t < T; \end{cases} \quad (4)$$

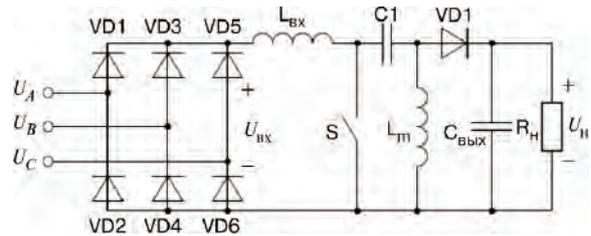


Рис. 2. Эквивалентная схема преобразователя с параметрами, приведенными к первичной стороне трансформатора

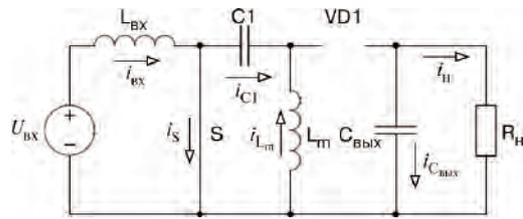


Рис. 3. Эквивалентная схема этапа 1

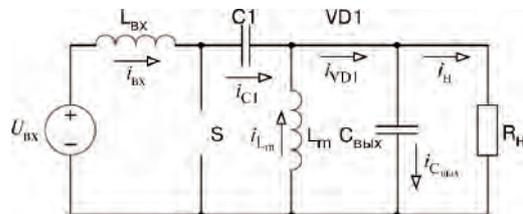


Рис. 4. Эквивалентная схема этапа 2

$$i_{C1}(t) = \begin{cases} -\frac{U_{BX} t}{L_m} - I_{L_{m0}}; & 0 < t < DT; \\ \frac{U_{BX} DT}{L_{BX}} - \frac{U_{ВЫХ}(t-DT)}{L_{BX}} + I_{BX_0}; & DT < t < T; \end{cases} \quad (5)$$

$$i_{VD1}(t) = \begin{cases} 0; & 0 < t < DT \\ \frac{U_{BX} DT}{L_{\text{ЭКВ}}} - \frac{U_{ВЫХ}(t-DT)}{L_{\text{ЭКВ}}} + I_{BX_0} + I_{L_{m0}}; & DT < t < T; \end{cases} \quad (6)$$

$$u_{L_{BX}}(t) = u_{L_m}(t) = \begin{cases} U_{BX}; & 0 < t < DT; \\ -U_{ВЫХ}; & DT < t < T; \end{cases} \quad (7)$$

$$u_S(t) = \begin{cases} 0; & 0 < t < DT; \\ U_{BX} + U_{ВЫХ}; & DT < t < T; \end{cases} \quad (8)$$

$$u_{VD1}(t) = \begin{cases} -(U_{BX} + U_{ВЫХ}); & 0 < t < DT; \\ 0; & DT < t < T; \end{cases} \quad (9)$$

где $L_{\text{ЭКВ}} = \frac{L_{BX} L_m}{L_{BX} + L_m}$; $U_{BX} = 2,34 U_A$;

DT – время замкнутого состояния ключа S.

С учетом пульсаций входного тока Δi_{BX} и тока намагничивания Δi_{L_m} (рис. 6) определяем средние и действующие значения токов через компоненты преобразователя SEPIC:

- средние значения входного тока и тока, протекающего через ключ S

$$I_{BX_{cp}} = I_{S_{cp}} = \frac{U_{BX} DT}{2\Delta I_{BX} L_{BX}}; \quad \overline{\Delta I_{BX}} = \frac{\Delta I_{BX}}{2I_{BX_{cp}}}; \quad (10)$$

- средние значения токов через диод VD1 и индуктивность намагничивания L_m

$$I_{VD1_{cp}} = I_{L_{m_{cp}}} = \frac{U(1-D)T}{2\Delta I_{L_m}}; \quad \overline{\Delta I_{L_m}} = \frac{\Delta I_{L_m}}{2I_{L_{m_{cp}}}}; \quad (11)$$

- средний ток через выпрямительные диоды (VD1–VD6)

$$I_{VD_{выпр}} = \frac{I_{BX_{cp}}}{3}; \quad (12)$$

- действующее значение входного тока

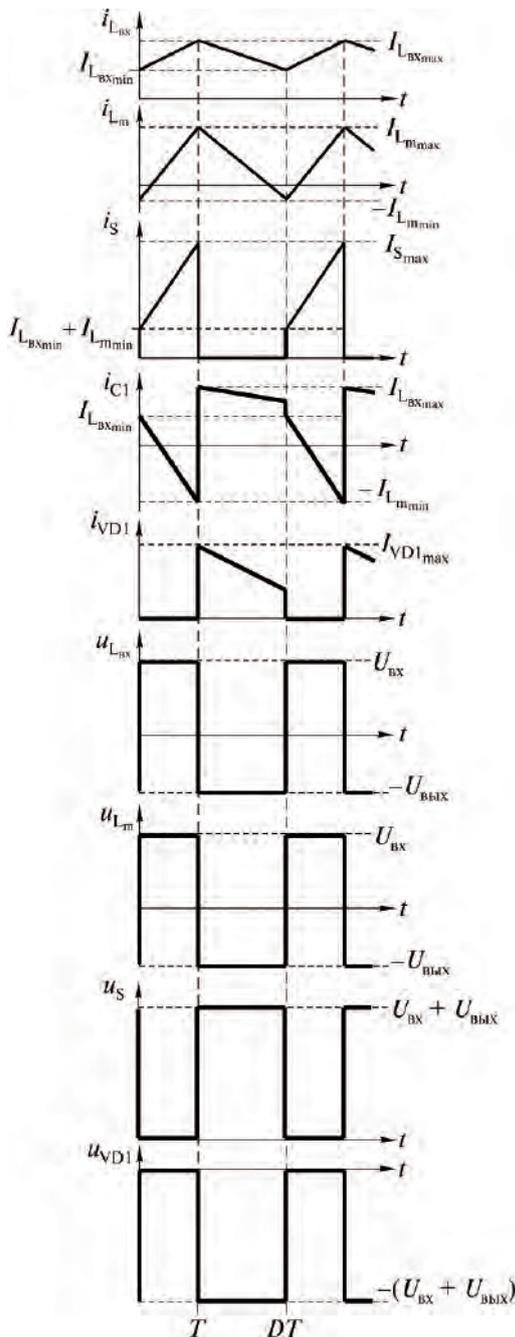
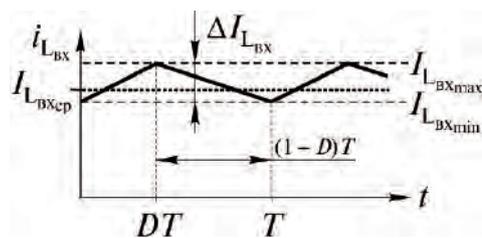
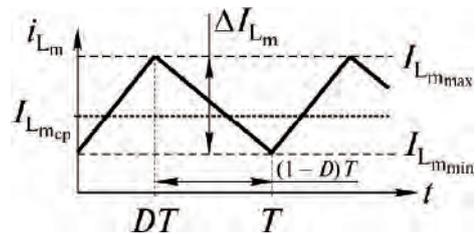


Рис. 5. Временные диаграммы, поясняющие работу схемы преобразователя



а



б

Рис. 6. Формы входного тока (а) и тока намагничивания (б) преобразователя SEPIC

$$I_{\text{ВХ действ}} = \frac{\sqrt{3}U_{\text{ВХ}}DT\sqrt{3+(\Delta I_{\text{ВХ}})^2}}{6\Delta I_{\text{ВХ}}L_{\text{ВХ}}}; \quad (13)$$

- действующее значение тока через ключ S

$$I_{\text{S действ}} = \frac{\sqrt{3}U_{\text{ВХ}}T\sqrt{D[(\Delta I_{\text{ВХ}})^2+3]}}{6\Delta I_{\text{ВХ}}L_{\text{ВХ}}}; \quad (14)$$

- действующее значение тока через конденсатор C1

$$I_{\text{C1 действ}} = \frac{U_{\text{ВХ}}T\sqrt{D}}{2\sqrt{3}L_{\text{ВХ}}\Delta I_{\text{ВХ}}}\sqrt{(1-D)\left[D(\Delta I_{\text{ВХ}})^2+\dots\right.}$$

$$\left.\dots+(1-D)(\Delta I_{\text{Lm}})^2+3\right]}; \quad (15)$$

- действующее значение тока через диод VD1

$$I_{\text{VD1 действ}} = U_{\text{ВЫХ}}T\sqrt{(1-D)}\times$$

$$\times \frac{\sqrt{\left[D(\Delta I_{\text{ВХ}})^2+(1-D)(\Delta I_{\text{Lm}})^2\right]^2+3}}{2\sqrt{3}\cdot L_m\Delta I_{\text{Lm}}}; \quad (16)$$

- действующее значение тока через конденсатор C_{ВЫХ}

$$I_{\text{C}_{\text{ВЫХ}} \text{ действ}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}(1-D)T}{2\sqrt{3}L_m\Delta I_{\text{Lm}}}\times$$

$$\times \sqrt{\frac{\left[D(\Delta I_{\text{ВХ}})^2+(1-D)(\Delta I_{\text{Lm}})^2\right]^2+3}{D-1}}; \quad (17)$$

- действующее значение токов через выпрямительные диоды (VD1–VD6)

$$I_{\text{VD выпр действ}} = \frac{I_{\text{ВХ ср}}\sqrt{3+(\Delta I_{\text{ВХ}})^2}}{3}; \quad (18)$$

- действующее значение входного тока

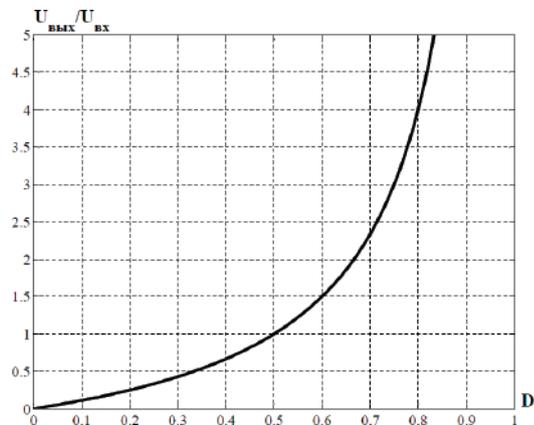


Рис. 7. Зависимость статического коэффициента передачи от коэффициента заполнения

$$I_{\text{VD выпр действ}} = \frac{\sqrt{2}I_{\text{ВХ ср}}\sqrt{3+(\Delta I_{\text{ВХ}})^2}}{3}; \quad (19)$$

Из условия сохранения магнитного потока трансформатора в установившемся режиме получаем

$$U_{\text{ВХ}}DT = U_{\text{ВЫХ}}(1-D)T. \quad (20)$$

Таким образом, характеристика статического коэффициента передачи преобразователя в установившемся режиме определяется выражением

$$\frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{D}{1-D}. \quad (21)$$

Зависимость статического коэффициента преобразователя от коэффициента заполнения показана на рис. 7.

Внешние характеристики преобразователя SEPIC в установившемся режиме в относительных единицах показаны на рис. 8. Из рисунка можно определить величину тока нагрузки, определяющую границу между PHT и PPT, т. е. граничный режим работы преобразователя. Относительная величина тока нагрузки определяется как

$$\frac{I_{\text{ВЫХ}}}{I_{\text{Н}}} = \frac{2L_{\text{ЭКВ}}}{U_{\text{ВХ}}T}.$$

Методика и пример проектирования

На основе уравнений, приведенных в предыдущем разделе, имеется возможность построения нормализованных графиков, которые позволят существенно облегчить процесс разработки преобразователя. Далее приведем эти кривые и методику разработки преобразователя.

Исходные данные для расчета

- Действующее значение фазы входного напряжения: 74 В;
- Выходное напряжение ($U_{\text{ВЫХ}}$): 60 В;

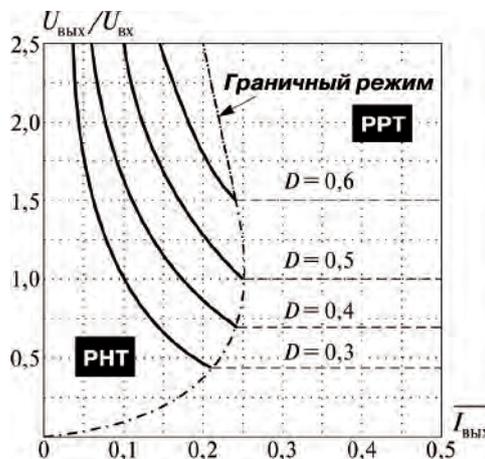


Рис. 8. Внешние характеристики преобразователя SEPIC

- Выходная мощность ($P_{\text{вых}}$): 600 Вт;
- Частота переключений ($f_{\text{пер}}$): 20 кГц;
- Рабочий коэффициент заполнения (D): 0,4;
- КПД (η): 80%.

Методика расчета

Пульсации тока входного дросселя. На величины коэффициента мощности ($\cos \varphi$) и коэффициента гармоник входного тока (k_T) непосредственное влияние оказывают пульсации тока входного дросселя. Таким образом, для обеспечения коэффициента мощности более 0,95 и коэффициента гармоник около 0,3 необходимо выбирать относительную величину пульсаций входного тока менее 0,1. Для последующих расчетов принимаем $\overline{\Delta I_{\text{вх}}} = 0,025$.

Эти величины рассчитываются по формулам

$$\cos \varphi = \frac{2,34}{\sqrt{2 \cdot (3 + \overline{\Delta I_{\text{вх}}}^2)}}, \quad k_T = \sqrt{\frac{2 \cdot (3 + \overline{\Delta I_{\text{вх}}}^2)}{5,5}} - 1.$$

Зависимости коэффициента мощности и коэффициента гармоник от величины пульсаций входного тока показаны на рис. 9 и 10 соответственно.

Отношение витков обмоток трансформатора рассчитывается по формуле

$$n = \frac{U_{\text{вх}} D}{U_{\text{вых}} (1 - D)} = \frac{2,34 \cdot 74 \cdot 0,4}{60(1 - 0,4)} \cong 2. \quad (22)$$

Среднее значение входного тока определяется как

$$I_{\text{вх,ср}} = \frac{P_{\text{вых}}}{\eta U_{\text{вх}}} = \frac{600}{0,8 \cdot 2,34 \cdot 74} = 4,3 \text{ А}. \quad (23)$$

Входной дроссель. Для расчета параметров входного дросселя выбрана относительная величина пульсаций входного тока, равная 0,025. Тогда его индуктивность определяется как

$$L_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{вх}} D}{2 \Delta I_{\text{вх}} f_{\text{пер}} \cdot I_{\text{вх,ср}}} = \frac{2,34 \cdot 74 \cdot 0,4}{2 \cdot 0,025 \cdot 4,3 \cdot 2 \cdot 10^4} = 16,11 \text{ мГн}. \quad (24)$$

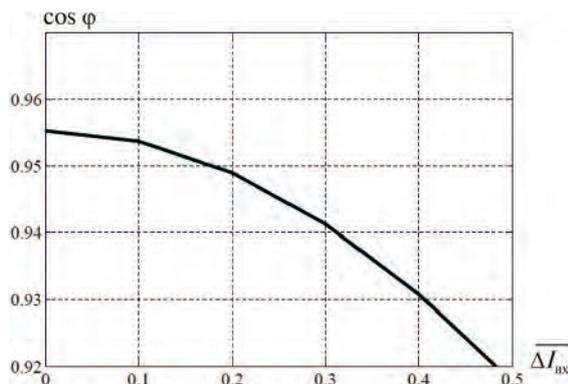


Рис. 9. Зависимость коэффициента мощности от относительной величины пульсаций входного тока

Эквивалентная индуктивность и индуктивность намагничивания. Для расчета величины индуктивности намагничивания необходимо определить минимальное сопротивление нагрузки, при котором будет гарантирована работа преобразователя в РНТ. Из рис. 8 видно, что критическая величина нормализованного тока нагрузки, задающая граничный режим работы преобразователя, для $D = 0,4$ приблизительно равна 0,24. Таким образом

$$L_{\text{экв}} = \frac{U_{\text{вх}} U_{\text{вых}} k \overline{I_{\text{вх}}}}{2 f_{\text{пер}} P_{\text{вых}}} = \frac{2,34 \cdot 74 \cdot 60 \cdot 2 \cdot 6 \cdot 0,24}{2 \cdot 2 \cdot 10^4 \cdot 600} = 1,25 \text{ мГн}. \quad (25)$$

где k – расчетный коэффициент.

При расчете эквивалентной индуктивности критическая величина нормализованного тока нагрузки взята в 6 раз большей ($k = 6$). Из соотношения

$$L_{\text{экв}} = \frac{L_{\text{вх}} L_m}{L_{\text{вх}} + L_m}$$

вычисляем индуктивность намагничивания

$$L_m = \frac{L_{\text{вх}} L_{\text{экв}}}{L_{\text{вх}} - L_{\text{экв}}}$$

и получаем $L_m = 1,35 \text{ мГн}$.

Конденсаторы C_1 и $C_{\text{вых}}$. Относительная величина пульсаций напряжения на обоих конденсаторах (ΔU_C) принята равной 0,01. Таким образом

$$C_1 = \frac{D^2 P_{\text{вых}}}{\Delta U_{C_1} (1 - D) U_{\text{вых}}^2 f_{\text{пер}} n^2} = \frac{0,4 \cdot 600}{0,01 \cdot (1 - 0,4) \cdot 60^2 \cdot 2 \cdot 10^4 \cdot 2^2} \cong 55,56 \text{ мкФ}; \quad (26)$$

$$C_{\text{вых}} = \frac{D^2 U_{\text{вх}} P_{\text{вых}}}{\Delta U_{C_{\text{вых}}} (1 - D) U_{\text{вых}}^3 f_{\text{пер}} n^2} = \frac{0,4 \cdot 2,34 \cdot 74 \cdot 600}{0,01 \cdot (1 - 0,4) \cdot 60^3 \cdot 2 \cdot 10^4 \cdot 2^2} \cong 320 \text{ мкФ}. \quad (27)$$

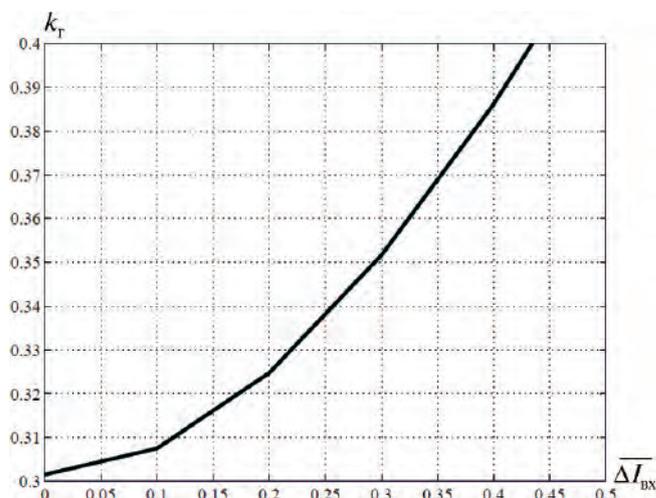


Рис. 10. Зависимость коэффициента гармоник от относительной величины пульсаций входного тока

Зависимости нормализованных действующих значений токов через конденсаторы от коэффициента заполнения приведены на рис. 11 и 12. Из рис. 11 можно определить действующий ток через конденсатор C1 для $D = 0,4$. Аналогичным образом с помощью рис. 12 определяем действующий ток через конденсатор $C_{\text{вых}}$. Таким образом,

$$I_{C1\text{действ}} = 1,25 I_{\text{ВХср}} = 1,25 \cdot 4,3 = 5,37 \text{ А}; \quad (28)$$

$$I_{C_{\text{вых}}\text{действ}} = 0,83 I_{\text{ВЫХ}} = 0,83 \cdot 10 = 8,3 \text{ А}. \quad (29)$$

Выбор полупроводниковых компонентов. По выражениям (10)–(12), (14) и (16) можно построить зависимости, показанные на рис. 13–15.

С помощью этих зависимостей выбираем полупроводниковые приборы для схемы преобразователя. Таким образом, с помощью рис. 13 определяем действующее значение тока через силовой ключ при $D = 0,4$

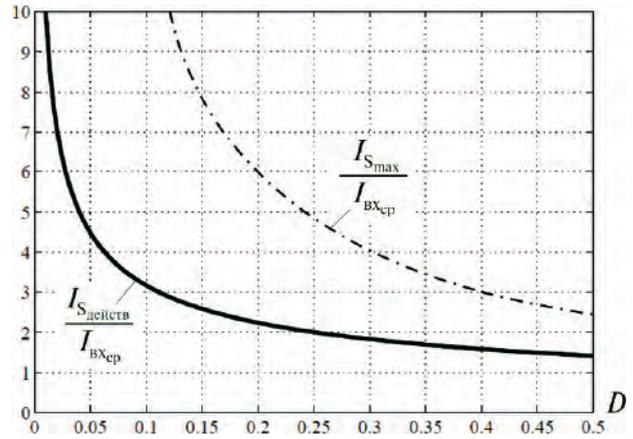


Рис. 13. Нормализованные значения максимального и действующего значений токов через силовой ключ

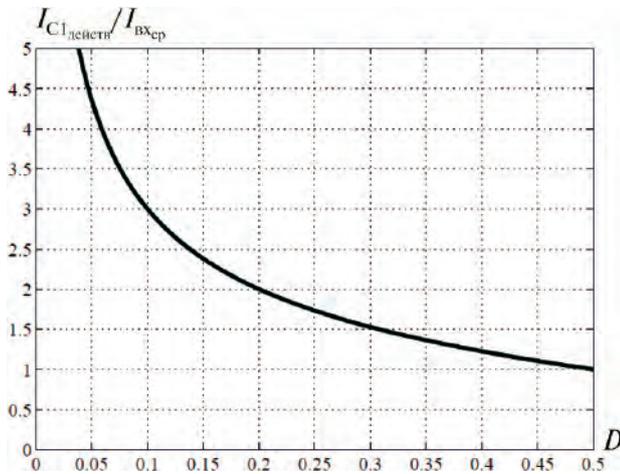


Рис. 11. Зависимость нормализованного тока через конденсатор C1 от коэффициента заполнения

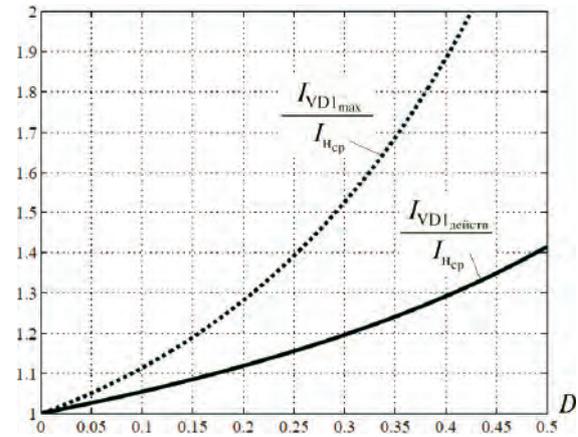


Рис. 14. Нормализованные значения максимального и действующего значений токов через диод VD1

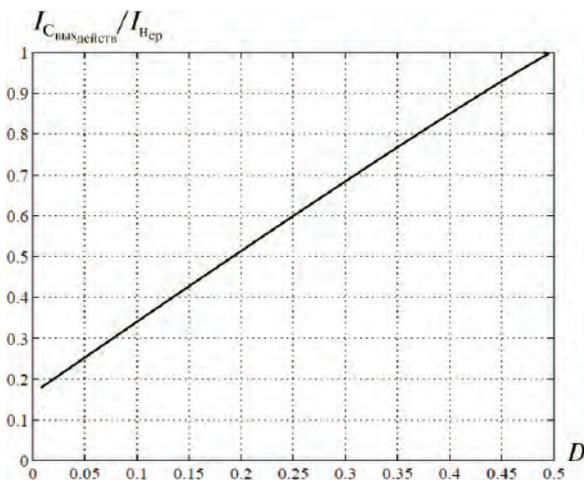


Рис. 12. Зависимость нормализованного тока через конденсатор $C_{\text{вых}}$ от коэффициента заполнения

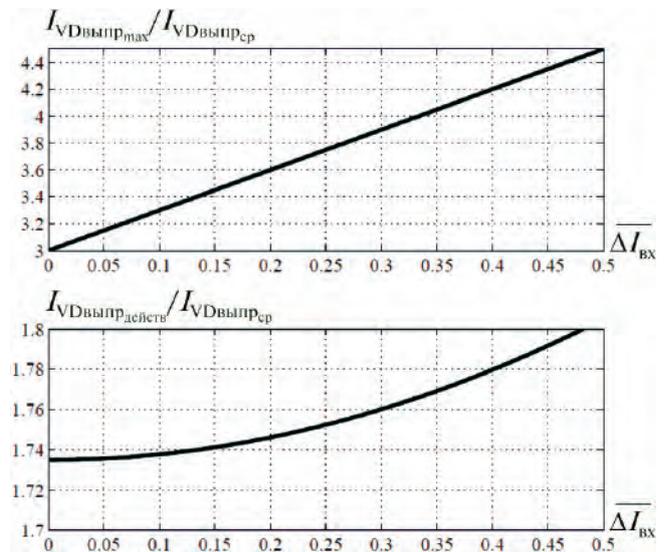


Рис. 15. Нормализованные значения максимального и действующего значений токов через выпрямительный диод

$$\begin{cases} I_{S_{max}} = 3I_{B_{X_{cp}}} = 3 \cdot 4,3 = 12,9 \text{ A}; \\ I_{S_{действ}} = 1,6I_{B_{X_{cp}}} = 1,6 \cdot 4,3 = 6,8 \text{ A}. \end{cases} \quad (30)$$

Аналогичным образом с помощью выражений (14) и (15) получаем

$$\begin{cases} I_{VD1_{max}} = 1,88I_{B_{SX}} = 1,88 \cdot 10 = 18,8 \text{ A}; \\ I_{VD1_{действ}} = 1,3I_{B_{X_{cp}}} = 1,3 \cdot 4,3 = 13 \text{ A}. \end{cases} \quad (31)$$

$$\begin{cases} I_{VD_{выпр_{max}}} = 3,1I_{VD_{выпр_{cp}}} = 3,1 \cdot 1,17 = 3,62 \text{ A}; \\ I_{VD_{выпр_{действ}}} = 1,74I_{VD_{выпр_{cp}}} = 1,74 \cdot 1,17 = 2,03 \text{ A}. \end{cases} \quad (32)$$

Таким образом, с помощью рассмотренной методики рассчитаны все компоненты трехфазного выпрямителя.

Моделирование схемы выпрямителя

На основе расчетов создана модель выпрямителя (рис. 16) мощностью 600 Вт, технические данные которого приведены в предыдущем разделе. Все представленные результаты моделирования получены при условии полной нагрузки. При этом выходное напряжение поддерживалось на уровне 60 В. Напряжение и ток фазы A показаны на рис. 17. Формы напряжения и тока силового ключа приведены на рис. 18. Напряжение и ток диода VD1 показаны на рис. 19, а ток через входной дроссель – на рис. 20.

Выводы

Трехфазный выпрямитель на основе преобразователя SEPIC обеспечивает хорошую устойчивость работы и прост в разработке и производстве. Наличие только одного силового ключа для управления передачей энергии делает схему достаточно простой. Для управления статическим коэффициентом

передачи по напряжению в рассмотренной структуре использован только один интегратор. Сниженное число компонентов схемы и простота ее структуры повысили надежность устройства и сделали его достаточно привлекательным для применения в промышленности.

Такая структура, в особенности полезна, когда нагрузка представляет собой источник напряжения. Согласно приведенным в статье результатам рассмотренный преобразователь имеет следующие свойства:

- простота практической реализации и хорошая устойчивость;
- обеспечение коррекции коэффициента мощности при работе в режиме непрерывных токов, что делает его пригодным для использования при высоких мощностях;
- обеспечение естественной гальванической развязки между входом и выходом;
- наличие только одного силового ключа;

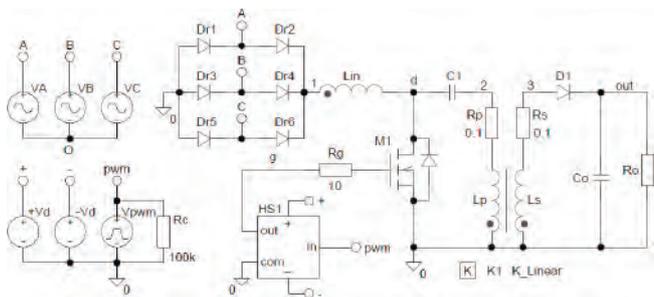


Рис. 16. Схема модели трехфазного выпрямителя на основе преобразователя SEPIC

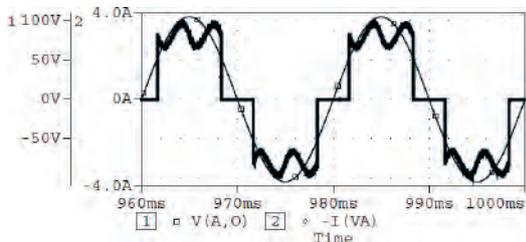


Рис. 17. Напряжение и ток фазы A

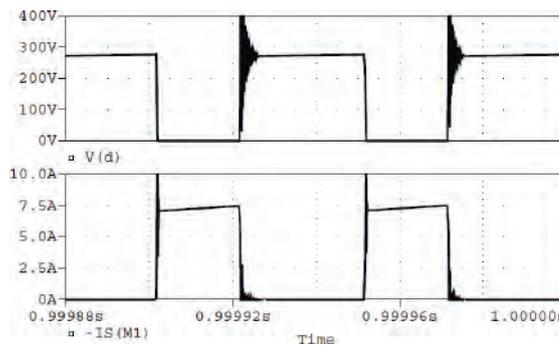


Рис. 18. Напряжение и ток силового ключа

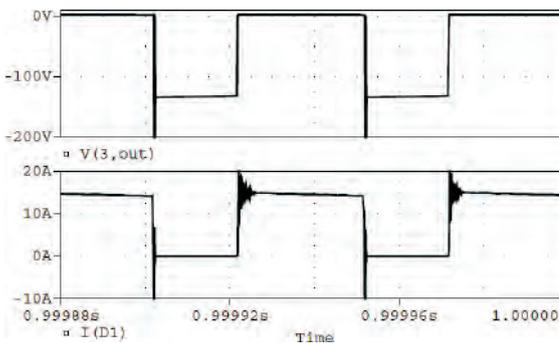


Рис. 19. Напряжение и ток диода VD1

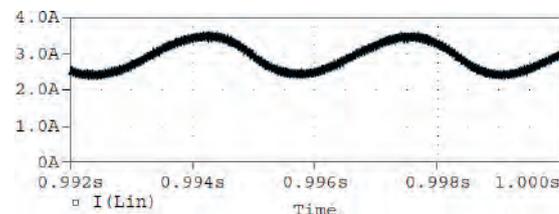


Рис. 20. Ток через входной дроссель

- ▶ возможность работы как в режиме понижения, так и повышения напряжения;
- ▶ обеспечение регулируемого выходного напряжения при одном каскаде преобразования энергии.

Наконец, рассмотренная структура без дополнительных трудностей может быть использована при более высоких уровнях мощности нагрузки.

Литература

1. Лукин А. В., Кастров М. Ю., Малышков Г. М. и др. Преобразователи напряжения силовой электроники. — М.: Радио и связь, 2004. — 416 с.: ил.

2. A. R. Prasad, P. D. Ziogas and S. Manias. An Active Power Factor Correction Technique for Three Phase Diode Rectifiers. — Proc. IEEE, PESC'89, pp. 58–65.

3. C. T. Pan and T. C. Chen. Step-up/down Three Phase

AC to DC Converter with Sinusoidal Input Current and Unity Power Factor. — IEEE Proc. Electron. Power Appl., Vol. 141, no 2, pp. 52–77, March 1994.

4. L. Malesani et al. Single-Switch Three-phase AC-DC Converter with High Power Factor and Wide Regulation Capability. — Proc IEEE, PESC'92, pp. 279–285, June 11 1992.

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

Соловьев Игорь Николаевич, зав. кафедрой “Микроэлектронных электросистем” МАИ, доцент, к. т. н., тел.: +7(499) 158-44-26, e-mail: sin@mai.ru.

О. А. Коржавин, А. А. Коблов, К. И. Галактионов

ОЦЕНКА ВЫХОДНЫХ СОПРОТИВЛЕНИЙ ПРОМЫШЛЕННЫХ ВЫСОКОЧАСТОТНЫХ БУФЕРНЫХ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ ВБВ-2К И ВБВ-3К

О. А. Korzhavin, A. A. Koblov,
K. I. Galaktionov

Output Impedance Estimation Of Industrial
High Frequency Line Rectifiers

В статье дается оценка выходного динамического сопротивления стабилизированных выпрямителей ВБВ, основанная на расчете импульсных источников электропитания с помощью метода усреднения переменных состояний, применительно к обобщенной схеме замещения двухконтурной системы стабилизации и с помощью ЭВМ в системе MathCAD.

Ключевые слова: регулируемый выпрямитель, выходное сопротивление, выходной фильтр, полное сопротивление, двухконтурная система стабилизации

The presented paper gives dynamic output resistance estimation of regulated rectifiers based on switch mode computer aided power sources design by applying averaging method of variable states as applied to a generalized equivalent circuit of two-loop regulating system using MathCAD.

Key words: controlled rectifier, output resistance, output filter, impedance, two-loop regulating system

Стабилизированные выпрямители типа ВБВ-2К и ВБВ-3К (выпрямители буферные высокочастотные) выпускаются отечественной промышленностью для электропитания аппаратуры связи и других потребителей постоянным током номинальным напряжением 60 В, 48 В и 24 В соответственно. Выпрямители выпускают как для самостоятельной работы так и для установки в устройствах электропитания связи УЭПС-2 и УЭПС-3.

В паспортных данных этих ВБВ приводятся все их основные статические рабочие параметры: значение напряжение сети переменного тока, номинальные значения постоянных выходных значений напряжения и тока, пульсации выходного напряжения, КПД, коэффициент мощности $\cos \varphi$ и т. д. Однако в них отсутствуют динамические параметры ВБВ [1]. Из всех этих динамических параметров наиболее важным является выходное сопротивление ВБВ.

Повышенное значение выходного сопротивления особенно в ВБВ на большие токи нагрузки может служить источником дополнительных высокочастотных помех в выходных цепях или выходных шинах вторичного электропитания ВБВ и приводит к увеличению выбросов и провалов в выходном напряжении ВБВ при переходном процессе в случае резкого изменения сопротивления нагрузки (скачки тока нагрузки).

Кроме того, знание величин выходного сопротивления необходимо при расчетах каскадного соединения стабилизаторов, что важно для оптимального построения распределенных систем электропитания (РЭС), получающих широкое распространение в целом ряде сложных радиотехнических и компьютеризированных комплексов.

Стабилизированные выпрямители ВБВ-2 и ВБВ-3 имеют принципиально различный вид и метод расчета такой важной динамической характеристики, как выходное динамическое сопротивление. Это объясняется тем, что в ВБВ-2 применяется только одна обратная связь (ОС) по выходному напряжению, а в ВБВ-3 кроме обратной связи по напряжению имеет место еще дополнительная связь по току ключевых транзисторов (току дросселя) [2], т. е. имеет место двухконтурная система регулирования. Как известно [1] дополнительная обратная связь по току ключевых транзисторов (току дросселя) является эффективной защитой ВБВ от перегрузок по току и коротких замыканий, обладает широкой полосой подавления входных низкочастотных пульсаций, обеспечивает равномерное распределение тока нагрузки между “ n ” параллельно включенными ВБВ и т. д.

Однако, ОС по току дросселя в некотором отношении эквивалентная действию регулируемого источника тока, обуславливает значительное динамическое выходное сопротивление стабилизированного выпрямителя.

С другой стороны, применение ОС по току дросселя в ВБВ-3 обеспечивает отсутствие резонансного максимума для выходного сопротивления в достаточно широком частотном диапазоне, в то время как применение только одной обратной связи по напряжению в ВБВ-2 может привести к значительному резонансному максимуму для выходного сопротивления на резонансных частотах выходного фильтра.

Для ВБВ-2 в случае учета только первого (основного) звена выходного фильтра $L1-C1$ при разомкнутой цепи ОС по напряжению

$$Z_{01p}(s) = \frac{R_1 + sL_1}{L_1 C_1 s^2 + R_1 C_1 s + 1}, \quad (1)$$

а выходное сопротивление по напряжению при замкнутой цепи ОС

$$Z_{01}(s) = \frac{Z_{01p}}{1 + T_1(s)}, \quad (2)$$

где

$$T_1(s) = W_{p1}(s) = KW_{\phi}(s) \quad (3)$$

петлевой коэффициент усиления цепи ОС по напряжению или передаточная функция разомкнутой системы стабилизации ВБВ-2, где, например, в соответствии с [1] коэффициент стабилизации ВБВ

$$K = \alpha K_{\text{ШИМ}} K_y(s) \quad (4)$$

причем в случае однозвенного фильтра, как правило, $K_y(s) = K_y$.

Передаточная функция первого звена выходного сглаживающего фильтра L1-C1

$$W_{\phi 1}(s) = \frac{1}{T_{\phi 1}^2 s^2 + 2\xi_1 T_{\phi 1} s + 1}, \quad (5)$$

причем

$$T_{\phi 1} = \sqrt{L_1 C_1}, \quad \xi_1 = \frac{R_1 C_1 + \frac{L_1}{R_n}}{2T_{\phi 1}}, \quad (5a)$$

Так как выходной фильтр для ВБВ-2 (при частоте коммутации его ключевых элементов $f_k = 30$ кГц) является двухзвенным, то в случае учета второго звена фильтра, необходимо иметь в виду, что в соответствии с [3] для правильно спроектированного двухзвенного LC-фильтра на выходе высокочастотного импульсно-го ВБВ-2 $L_1 > L_2$ (обычно $L_1 \approx 5L_2$).

В этом случае его выходное сопротивление может быть определено по упрощенной формуле для схемы рис. 1.

Поскольку в этом случае $\omega L_1 \approx 1/\omega C_1$, то первое звено емкости двухзвенного фильтра практически полностью шунтирует первую индуктивность фильтра в области средних и высоких частот, и для схемы рис. 1 выходное сопротивление двухзвенного фильтра ВБВ-2 при разомкнутой цепи его обратной связи по напряжению

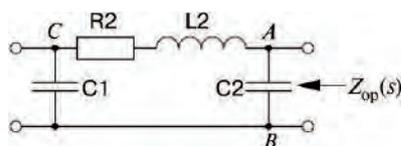


Рис. 1. Упрощенная схема двухзвенного LC фильтра ВБВ-2

$$Z_{0p}(s) = \frac{Z_{AB}(Z_{AC} + Z_{CB})}{Z_{AB} + Z_{AC} + Z_{CB}}, \quad (6)$$

где

$$Z_{AB}(s) = \frac{1}{sC_2}, \quad Z_{AC}(s) = R_2 + sL_2, \quad Z_{CB}(s) = \frac{1}{sC_1}, \quad (6a)$$

Величина выходного сопротивления ВБВ с двухзвенным фильтром при замкнутой цепи ОС по напряжению:

$$Z_0(s) = \frac{Z_{0p}}{1 + T_0(s)}, \quad (7)$$

В данном случае с некоторым приближением $T_0(s)$ имеет вид:

$$T_0(s) = K \cdot W_{\phi 1}(s) \cdot W_{\phi 2}(s). \quad (7a)$$

При этом, значения K , $W_{\phi 1}(s)$ и $W_{\phi 2}(s)$ определяются по формулам, аналогичным (4), (5), (5a).

Однако в случае двухзвенного фильтра для обеспечения устойчивости ВБВ-2 в системе его обратной связи обязательно должны появиться корректирующие инерционно-дифференцирующие звенья, поэтому в выражении для K член $K_y(s)$ должен содержать операторные выражения таких звеньев.

Вопрос оценки устойчивости импульсных источников электропитания с двухзвенным выходным фильтром достаточно полно рассмотрен в [1, 4].

В кривой выходного сопротивления таких ИИЭ в общем случае наблюдаются два резонансных максимума при резонансных частотах

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} \quad \text{и} \quad \omega_2 = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}},$$

причем первый резонансный максимум значительно больше второго.

Поэтому с некоторым допущением, в целях упрощения расчетов, можно оценивать величину максимального выходного сопротивления ВБВ-2 по формулам (2), (3), (4), (5), (5a), т. е. для случая однозвенного фильтра.

Естественно, что для расчета выходных пульсаций или устойчивости ВБВ-2, учет второго звена фильтра является обязательным.

В качестве примера на рис. 2 приведена расчетная зависимость Z_{01} для ВБВ-60/25-2К по вышеприведенным формулам для следующих исходных данных: $U_n = 60$ В; $I_n = 25$ А; $R_n = 2,4$ Ом; $f_k = 30$ кГц; $L_1 = 160$ мкГн; $C_1 = 4700$ мкФ; $R_1 = 0,05 R_n$.

Для ВБВ-3, как было указано выше, расчет динамических характеристик, в том числе и выходного сопротивления, более сложен, как для всякой двухконтурной системы регулирования.

Структурно-электрическая схема ВБВ-3 изображена на рис. 3, а ее достаточно полное описа-

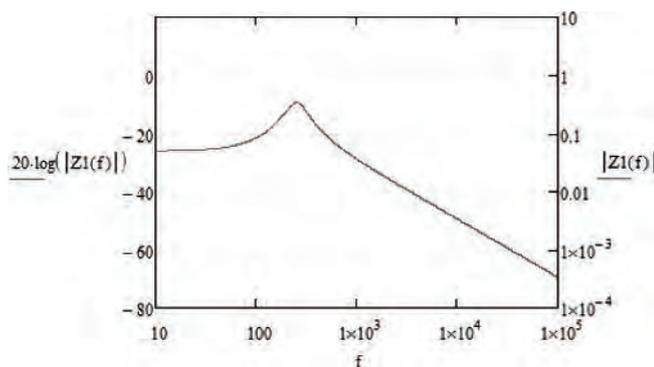


Рис. 2 Расчетное значение выходного сопротивления ВБВ-2К (для случая однозвенного фильтра) в зависимости от частоты

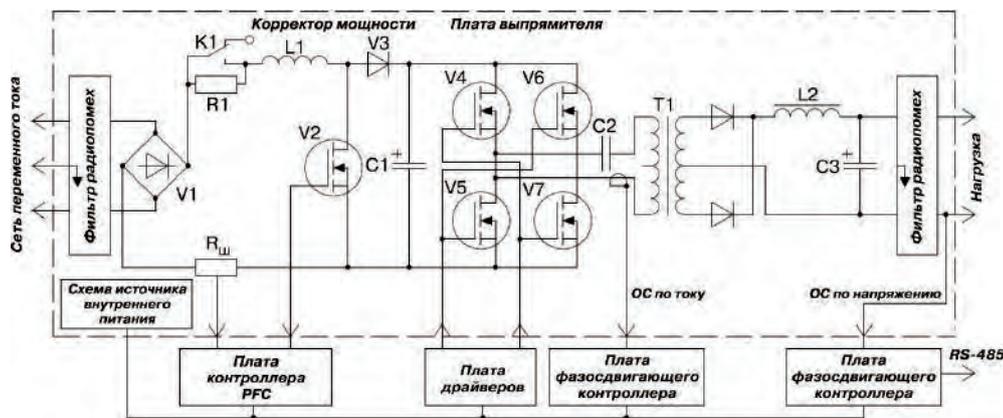


Рис. 3 Структурно-электрическая схема ВБВ-3К

ние приведено в [2]. В виду высокой частоты $f_k = 100$ кГц, для ВБВ-3К достаточно однозвенного L2-C3 фильтра.

В соответствии с [1, 5] такой двухконтурной системе ВБВ при наличии ОС как по выходному напряжению, так и по току ключевых транзисторов, соответствует структурная схема динамических звеньев, приведенная на рис. 4.

На рис. 4 напряжению \hat{U}_1 соответствует приведенное к вторичной обмотке трансформатора преобразователя T_1 схемы рис. 3 напряжение на выходе корректора коэффициента мощности (ККМ), т. е.

$U_{\text{вых ККМ}}$, преобразованное в переменное прямоугольное с помощью мостовой схемы преобразователя на транзисторах V4, V5, V6, V7:

$$U_1 = n_{21} U_{\text{вых ККМ}},$$

где $n_{21} = w_2/w_1$ – коэффициент передачи силового трансформатора мостового преобразователя, w_2, w_1 – числа витков первичной и вторичной полуобмотки трансформатора T1, $U_{\text{вых ККМ}}$ – напряжение на выходе корректора коэффициента мощности, $U_2(X_2)$ – выходное напряжение на выходе (ВБВ), т. е. на емкости C3, или на нагрузке, $i_L(X_1)$ – приведенное

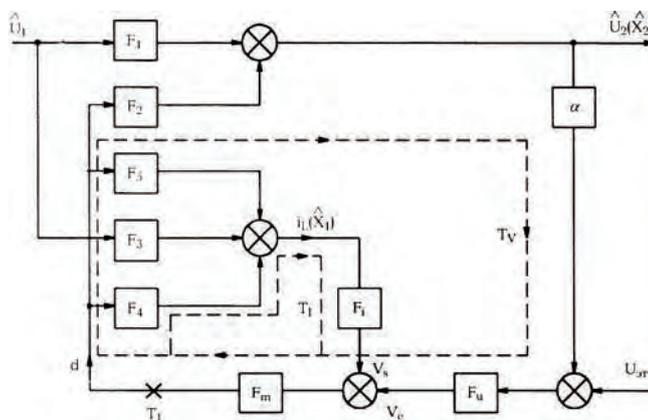


Рис. 4 Математическая модель динамических звеньев структурной схемы

к вторичной обмотке трансформатора преобразователя T_1 значение тока ключевых транзисторов VT4 T7, т. е. фактически ток дросселя L2:

$$i_L(X_1) = \frac{I_{\text{ВЫХ ККМ}}}{n_{21}},$$

где $I_{\text{ВЫХ ККМ}}$ ток на выходе корректора коэффициента мощности (ККМ). Приближенно

$$I_{\text{ВЫХ ККМ}} \approx \frac{P_{\text{ВБВ}}}{U_{\text{ВЫХ ККМ}}}.$$

Координаты X_1 и X_2 соответствуют стандартному обозначению переменных состояний в схеме рис. 4 [1], а \hat{U}_1 и \hat{U}_2 – приращения соответствующих напряжений относительно номинальных.

Обозначения и выражения динамических звеньев структурной схемы рис. 4, выведенные на основании метода усреднения переменных состояния имеют вид:

$$\begin{aligned} F_1 &= \frac{U_2(s)}{U_1(s)} = \frac{1}{LC} \cdot \frac{sCR_C + 1}{\Delta}; \\ F_2 &= \frac{U_2(s)}{d_1(s)} = \frac{U_1}{LC} \cdot \frac{sCR_C + 1}{\Delta}; \\ F_3 &= \frac{i_L(s)}{U_1(s)} = \frac{D}{L} \cdot \frac{s + \frac{1}{CR_H}}{\Delta}; \\ F_3 &= \frac{i_L(s)}{d(s)} = \frac{U_1}{L} \cdot \frac{s + \frac{1}{CR_H}}{\Delta}, \end{aligned} \quad (8)$$

где, применительно к структурной схеме ВБВ-3 (рис. 3):

$$L = L_2, C = C_3;$$

R_C – сопротивление диэлектрических потерь конденсатора C_3 ;

$D(d)$ – коэффициент заполнения ШИМ;

R_H – сопротивление нагрузки ВБВ;

F_1 – передаточная функция по возмущающему воздействию со стороны входного напряжения, т. е. отношения приращения выходного напряжения $U_2(X_2)$ к изменению входного напряжения U_1 ;

F_3 – передаточная функция по возмущающему воздействию также со стороны входного напряжения, т. е. отношение приращения тока ключевых транзисторов (тока дросселя) $i_L(X_1)$ к изменению входного напряжения U_1 ;

F_2, F_4 – передаточные функции по управляющему воздействию, т. е. отношения соответственно приращений выходного напряжения U_2 , или тока ключевых транзисторов (тока дросселя) i_L , к изменению коэффициента заполнения ШИМ d .

В вышеприведенных формулах:

$$\Delta = s^2 + s \left[\frac{R_C}{L} + \frac{1}{CR_H} \right] + \frac{1}{LC}, \quad (8a)$$

где R_C – сопротивление диэлектрических потерь электролитического конденсатора;

R_L – активное сопротивление дросселя фильтра.

Суммарное эквивалентное сопротивление силовой части ВБВ

$$R_s = DR_{VT} + (1 - D)R_{VD} + R_L + R_C,$$

где R_{VT} – сопротивление ключевого транзистора в режиме насыщения;

R_{VD} – сопротивление обратного диода в прямом направлении.

Остальные динамические звенья на схеме рис. 4:

$F_U = K_U$ – коэффициент усиления УПТ;

$F_i = R_f/N$ – коэффициент усиления в цепи ОС по току ключевых транзисторов (тока дросселя);

N – коэффициент передачи трансформатора тока ТТ на схеме рис. 3;

R_s – сопротивление нагрузки трансформатора тока (входное сопротивление платы фазосдвигающего контроллера).

На схеме рис. 4 имеются два контура регулирования: T_V – ОС по выходному напряжению и T_i – ОС по току ключевых транзисторов (току дросселя).

F_m – коэффициент передачи широтно-импульсного модулятора (ШИМ).

Известно, что для стабилизированного выпрямителя с одной обратной связью по напряжению:

$$F_m = K_m = \frac{1}{V_p},$$

т. е. он обратно пропорционален амплитуде пилообразного напряжения синхронизации.

В случае применения дополнительной обратной связи по току ключевых транзисторов (тока дросселя) общий уровень напряжения, прикладываемый к модулятору в соответствии с [1] и рис. 5 пропорцио-

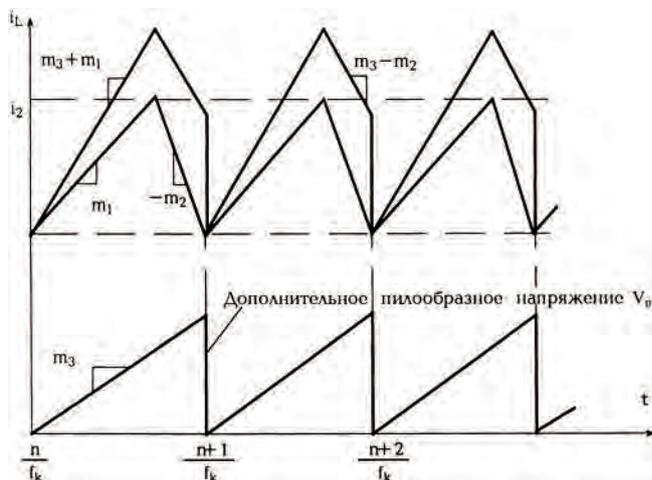


Рис. 5. Форма напряжения (тока) ключевых транзисторов (тока дросселя) ВБВ-3 с токовым законом управления при наличии дополнительного пилообразного напряжения

нален сумме угловых коэффициентов (тангенсов угла наклона) внешней синхронизации m_3 и возрастающей полуволне тока ключевых транзисторов (тока дросселя) m_1 . Таким образом,

$$F_m = K_m = \frac{1}{(m_1 + m_3)T_k} \quad (9)$$

При определении выходного сопротивления ВБВ-3К следует иметь ввиду, что дополнительная обратная связь по току (дросселя) способствует, к сожалению, увеличению выходного сопротивления ВБВ, особенно в области низких частот, но его зависимость от частоты не имеет резонансного максимума, что является, достоинством токовой коррекции.

Строгое расчетное значение выходного сопротивления двухконтурной системы импульсной стабилизации для случая замкнутой обратной связи по току дросселя и разомкнутой обратной связи по выходному напряжению – Z_{0i} приведено в [6]:

$$Z_{0i} = \frac{F_p(s)R_H}{1 + \frac{R_H T_k}{L}(m_c D' - 0,5)} \quad (10)$$

где $F_p(s) = \frac{1+sCR_C}{1+\frac{s}{\omega_p}}$, $\omega_p = \frac{1}{CR_H} + \frac{T_k}{(m_c D' - 0,5)LC}$; (10a)

$D' = 1 - D$; $T_k = 1/f_k$; $m_c = 1/D'$ (обычно $m_c = 3 \dots 5$).

Приведенный в следующем разделе числовой расчет показывает, что влияние Z_{0i} на реальные параметры ВБВ-3, особенно в области низких частот весьма значительно (рис. 7). Однако благодаря действию обратной связи по выходному напряжению результирующее выходное сопротивление существенно понижается. На основе теории многоконтурных систем автоматического регулирования [7] при замыкании обратной связи по выходному напряжению (с

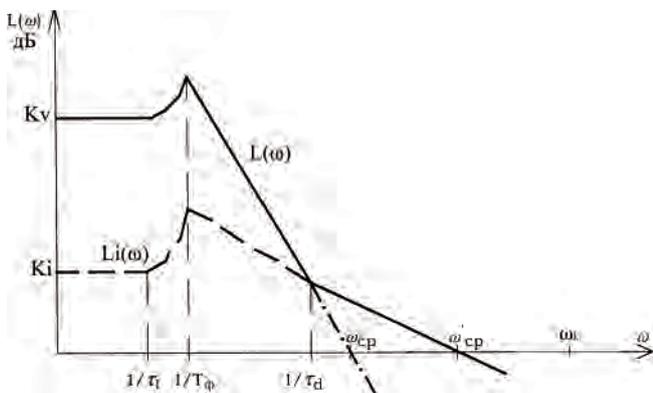


Рис. 6. Стандартный вид ЛАЧХ устойчивого ИП с дополнительной связью по току:
 - - - - ЛАЧХ токового контура T_p (L_i);
 - · - · ЛАЧХ контура по напряжению T_v (L_v);
 ——— результирующая ЛАЧХ ИП (L), при условии $L(\omega) = L_v(\omega) + L_i(\omega)$ [1]

учетом действия обратной связи по току дросселя) выходное сопротивление ВБВ-3:

$$Z_0(s) = \frac{Z_{0i}(s)}{1 + T_0(s)} \quad (11)$$

где $T_0 = \frac{T_v}{1 + T_i}$ (11a)

Петлевые коэффициенты усиления контуров регулирования по напряжению и току в соответствии со схемой рис. 4:

$$T_v(s) = \alpha F_m F_v F_2 = \alpha K_y K_m \frac{U_1}{LC} \cdot \frac{scR_C + 1}{\Delta} = \frac{K_v(1 + \tau_c s)}{LC \cdot \Delta} = \frac{K_v(1 + \tau_c s)}{T_\phi^2 s^2 + 2\xi T_\phi s + 1} \quad (12)$$

$$T_i(s) = F_m F_4 F_i = K_m \frac{U_1}{L} \cdot \frac{s + \frac{1}{CR_H}}{\Delta} \cdot \frac{R_s}{N} = \frac{K_i(1 + \tau_i s)}{LC \cdot \Delta} = \frac{K_i(1 + \tau_i s)}{T_\phi^2 s^2 + 2\xi T_\phi s + 1} \quad (13)$$

где

$$K_v = \alpha K_y K_m U_1; \tau_c = CR; \quad K_i = \frac{K_m U_1 R_s}{R_H N}; \tau_i = CR, \quad (14)$$

а значения T_ϕ и ξ соответствуют выражению (5а).

Многие параметры в формулах (12)–(14), например K_m , т. е. m_1 и m_3 , R_s , N не приводятся в паспортных данных или схемах ВБВ-3К. Для импульсных преобразователей различных типов и номиналов эти значения могут колебаться в достаточно широких пределах:

$$m_1 \text{ и } m_3 = (2 \dots 10) \cdot 10^4 \text{ В/с}; K_m = (0,5 \dots 3) \text{ В}^{-1}; \\ R_s = (100 \dots 1000) \text{ Ом}; N = 30 \dots 100.$$

Однако значения K_v и K_i можно определить для ВБВ-3К, исходя из следующих рассуждений и экспериментальных данных.

Общий коэффициент стабилизации любого ВБВ-3К

$$K_{ст\ ВБВ} = K_{ст\ ККМ} K_{ст\ ИП},$$

где $K_{ст\ ККМ}$ – коэффициент стабилизации корректора коэффициента мощности (ККМ);

$K_{ст\ ИП}$ – коэффициент стабилизации импульсно-го преобразователя (ИП).

Многочисленные эксперименты проводимые с ВБВ-2, показали, что его $K_{ст\ ВБВ} \geq 1000$, который близок и для ВБВ-3. При этом реально принять $K_{ст\ ККМ} \approx 10$, а $K_{ст\ ИП} \approx 100$. Более высокое значение $K_{ст\ ИП}$ объясняется тем, что именно он имеет дополнительную ОС по току, которая обеспечивает устойчивость, ИП ВБВ даже при таких высоких $K_{ст}$ [1, 8].

Далее рассмотрим типичный вид логарифмической амплитудной частотной характеристики (ЛАЧХ) для устойчивого ИП с дополнительной ОС по току, изображенных на рис. 6 [1, 8].

На рис. 6 ω_{cp} – частота среза контура по напряжению; ω'_{cp} – частота среза токового контура (и результирующая для всего ИП); ω_k – частота квантования ключевых элементов ИП.

Условие применения непрерывной модели для ИП (условие теоремы Котельникова)

$$\omega'_{cp} \leq \frac{\omega_k}{2}.$$

Учет дискретного характера работы ШИМ, проведенный в [8], не оказывает существенного влияния на вид ЛАЧХ рис. 6, но он сильно влияет на вид АФЧХ.

Условием устойчивости ИП с дополнительной связью по току является, выполнение неравенства

$$\frac{1}{T_\phi} < \frac{1}{\tau_d} < \omega_{cp},$$

т. е. результирующая ЛАЧХ ИП $L(\omega)$ до пересечения с $L_V(\omega)$ практически совпадает с последней, а после их пересечения в точке $(1/\tau_d)$ совпадает с $L_i(\omega)$. При этом желательно, чтобы значение $(1/\tau_d)$ находилось в середине частотного диапазона $[(1/T_\phi) \omega_{cp}]$.

Исследования, приведенные в [1] и [8], показали, что этим условием отвечает соотношение $K_V/K_i \approx 8 \dots 10$, для широкого номинала ИП. Для ВБВ-3 можно допустить, что при $K_{ct} = 1000$ и $K_{ct\text{ ККМ}} = 10$, $K_{ct\text{ ИП}} \approx 100$, т. е. при $K_{ct\text{ ИП}} = K_V + K_i \gg 100$ имеем $K_i = T_i(0) \approx 0,8$ и $K_V = T_V(0) \approx 100$.

Результаты расчетов ВБВ-3 на ЭВМ

Для параметров ВБВ60/25-3К, приведенного на рис. 3 и структурной схемы динамических звеньев рис. 4 при частоте коммутации ключевых транзисторов $f_k = 100$ кГц; $R_H = 2,4$ Ом; $L = 50$ мкГн; $C = 3300$ мкФ; $R_C = 0,1$ Ом; $R_S = 0,08R_H \approx 0,2$ Ом; $T_V(0) = K_V = 100$; $T_i(0) = K_i = 8$.

Зависимость $Z_0(f)$, рассчитанная по формуле (11) с помощью программы *MathCAD*, имеет вид, приведен-

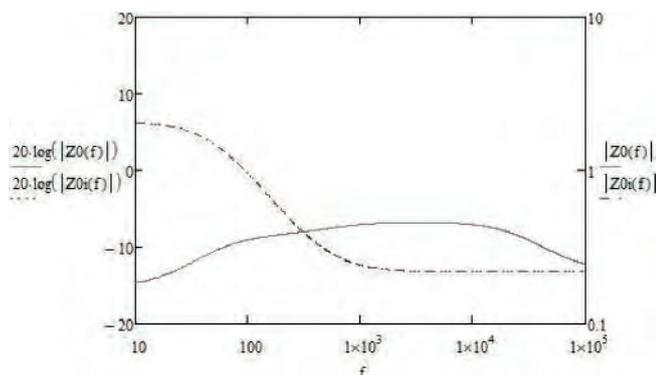


Рис. 7. Расчетное значение выходных сопротивлений ВБВ-3К в зависимости от частоты.

ный на рис. 7. Точное значение зависимости $Z_0(f)$ для ВБВ-3К, как и ВБВ-2К, а также других подобных устройств следует определять в заводских условиях (завод “Промсвязь” г. Юрий-Польский, фирма “Ирбис” г. Москва) экспериментально с помощью прибора “Измеритель частотных характеристик” [9].

Как следует из сравнения результатов рис. 2 и рис. 7 среднее значение Z_0 для ВБВ-2К (0,1 Ом) в 45 раз меньше, чем для ВБВ-3. Однако Z_0 для ВБВ-3 носит плоский характер и не имеет резонансного максимума. В целом частотная зависимость Z_0 для ВБВ-2 более благоприятна, чем для ВБВ-3 в отношении динамики работы ВБВ.

Выводы

1. Выходное динамическое сопротивление и его зависимость от частоты является важной характеристикой всякого импульсного источника электропитания. В промышленных стабилизированных выпрямителях электропитания типа ВБВ-2К и ВБВ-3К, его величина, особенно при больших токах нагрузки, влияет на величину дополнительных высокочастотных помех в выходных цепях (шинах) таких ВБВ, а также на величину выбросов и просядок переходного процесса в случае резкого изменения сопротивления нагрузки. Значение выходного сопротивления ВБВ необходимо также при расчетах каскадного соединения стабилизаторов, что важно для оптимального построения распределенных систем электропитания (РЭС).

2. Стабилизированные ИИЭ типа ВБВ-2 и ВБВ-3 имеют принципиально различные методы расчета их выходных сопротивлений, так как в ВБВ-2 применяется только одна обратная связь по напряжению, а в ВБВ-3 две обратных связи: по выходному напряжению и току ключевых транзисторов (току дросселя), т. е. для ВБВ-3 имеет место двухконтурная система регулирования.

3. Расчет максимальной величины выходного сопротивления для ВБВ-2 может быть произведен с учетом только первого звена его выходного сглаживающего LC-фильтра по известным формулам теории цепей. Расчет выходного сопротивления для ВБВ-3 требует знания обобщенной структурной схемы его динамических звеньев, а также использования метода переменных состояния и теории многоконтурных систем регулирования.

4. Среднее расчетное значение выходного сопротивления для ВБВ-2 может быть в 4–5 раз меньше, чем для ВБВ-3, поэтому частотная зависимость для ВБВ-2 более благоприятна в отношении динамики, чем для ВБВ-3.

5. Точные значения выходных динамических сопротивлений и их зависимости в широком диапазоне частот для ВБВ-2 и ВБВ-3 завода “Промсвязь” (г. Юрий-Польский), а также ВУ, выпускаемых фирмой “Ирбис” (г. Москва), проще и лучше определять в заводских условиях экспериментальным

путем с помощью прибора “Измеритель частотных характеристик”.

6. В связи с выводами п.п. 1–5 значения выходных динамических сопротивлений, а лучше график зависимости их от частоты, было бы целесообразно приводить в технических описаниях (паспортах) на эти ВБВ. Это, возможно, способствовало бы их дальнейшему продвижению на рынок для создания распределенных систем электропитания (РЭС) сложных радиотехнических и компьютеризированных комплексов.

Литература

1. *О. А. Коржавин.* Динамические характеристики импульсных полупроводниковых преобразователей и стабилизаторов напряжения. — М.: Радио и Связь. 1997.— 300с.
2. *В. М. Бушуев, В. А. Деминский, Л. Ф. Захаров, Ю. Д. Козляев, М. Ф. Колканов.* Электропитание устройств и систем телекоммуникаций. — М.: Телеком 2009.— 384 с.
3. *Ч. Н. Головский.* Транзисторные и импульсные усилители и стабилизаторы постоянного напряжения. — М.: Сов. радио, 1974.
4. *R. B. Ridley.* Secondary LC filter analysis and design techniques for current-mode-controlled converters. — IEEE Tran. Power Electron., vol. 3, No 4, October 1988, pp. 499–507.
5. *R. B. Ridley, B. H. Cho, F. C. Lee.* Analysis and interpretation of loop gains of multiloop controlled

switching regulators. — IEEE Tran. Power Electron. No 4, October 1988, p. 489.

6. *R. B. Ridley.* A new continuous time model for current-mode control. — IEEE Trans. Power Electron, vol. 6, No 2, April 1991, pp. 271–280.

7. *В. Т. Морозовский.* Многосвязные системы автоматического регулирования. — М.: 1970.

8. *О. А. Коржавин, С. С. Донкеев, А. А. Вороной.* Влияние дискретного характера работы ШИМ на устойчивость одноконтурного преобразователя напряжения с дополнительной связью по току дросселя. — Практическая силовая электроника, № 20, 2005, С. 10–15.

9. *В. А. Филин, В. С. Смирнов.* Измеритель частотных характеристик. — Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций 2008 г.

Коржавин Олег Аркадьевич, доцент кафедры ОКИТРС, Поволжского государственного университета телекоммуникаций и информатики, тел. (846)332-79-09, e-mail: korg@epus.psati.ru;

Галактионов Константин Иванович, инженер кафедры ОКИТРС, Поволжского государственного университета телекоммуникаций и информатики, тел. 8(908) 368-28-45, e-mail: kostyanivanich@yandex.ru;

Коблов Андрей Александрович, инженер кафедры ОКИТРС, Поволжского государственного университета телекоммуникаций и информатики, тел.: 8(908)388-69-76, e-mail: fanta6@rambler.ru.

Д. С. Дейнеко, С. В. Тараканов

ТРАНСФОРМАТОР ПРЯМОХОДОВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ С АКТИВНЫМ ОГРАНИЧИТЕЛЕМ

D. S. Deineko,
S. V. Tarakanov

Transformer Design for Forward Converter
With Active Clamp

В прямоходовых преобразователях со схемой активного ограничения напряжения на силовом ключе индуктивность рассеяния трансформатора и паразитные емкости силовых ключей могут привести к образованию постоянной составляющей тока намагничивания. Если при расчете трансформатора не учитывать подмагничивание этим постоянным током, оно может вызвать насыщение сердечника трансформатора, проблемы с обратным восстановлением диода и нарушить включение силового ключа схемы ограничителя при нуле напряжения. В статье получено точное выражение для определения постоянной подмагничивающей составляющей тока намагничивания и описана методика расчета трансформатора согласно полученным выражениям.

Ключевые слова: прямоходовой преобразователь, активный ограничитель, трансформатор, индуктивность рассеяния, ток намагничивания, постоянное подмагничивание

Transformer leakage inductance and parasitic capacitances of power switches in a forward converter with active clamp may cause a dc bias current of the transformer. The dc bias of the magnetizing current could cause saturation of the transformer magnetic core, and diode reverse recovery problem, as well as make the active clamp switch lose zero voltage turn-on if it was not taken into account during the transformer design. This paper derives the explicit equation of the dc bias of the magnetizing current and provides the transformer design procedures according to the equations presented.

Key words: forward converter, active clamp, transformer, leakage inductance, magnetizing current, dc bias current

Работа прямоходового преобразователя в сильной мере зависит от способа размагничивания трансформатора. Как правило, считается, что способ активного ограничения позволяет обеспечить лучшие характеристики, по сравнению с другими способами ограничения, поскольку такой способ позволяет работать с максимальным коэффициентом заполнения, превышающим 0,5, при минимальном перенапряжении на силовом ключе [1]. Фактически, за счет большего коэффициента заполнения имеется возможность увеличить коэффициент трансформации, что приводит к уменьшению потерь на проводимость на первичной стороне преобразователя. При этом, можно выбирать выпрямительные диоды на более низкое допустимое обратное напряжение, а, следовательно, с меньшим прямым падением напряжения. Кроме того, способ активного ограничения позволяет возвращать энергию намагничивания трансформатора в источник, в отличие от других способов, например, RCD-ограничителя, когда эта энергия рассеивается. В результате, КПД прямоходового преобразователя со схемой активного ограничения оказывается выше, чем у других схем ограничения. Способ активного ограничения позволяет также более полно использовать сердечник трансформатора, поскольку сердечник перемагничивается симметрично в первом и третьем квадрантах характеристики $B = f(H)$. Однако, при активном ограничении требуется дополнительный силовой ключ с драйвером и резонансным конденсатором,

т. е. происходит усложнение и стоимость силовой части. Тем не менее, такой метод представляется незаменимым при необходимости обеспечения оптимальных рабочих характеристик прямоходовой структуры.

В целом ряде статей обсуждены вопросы разработки преобразователей, относящиеся к механизму активного ограничения [2–7]. Наличие отрицательного тока подмагничивания рассмотрено в [2]. Однако, подробный анализ и точные расчетные формулы в [2] приведены не были. Перед созданием опытного образца крайне важно оценить подмагничивающую составляющую тока намагничивания, чтобы учесть ее при расчете трансформатора.

В статье показано, что ток намагничивания трансформатора может содержать как положительную, так и отрицательную постоянную подмагничивающую составляющую, из-за наличия паразитной емкости C_c и индуктивности рассеяния L_s . Этот ток подмагничивания может вызвать насыщение сердечника трансформатора, проблемы обратного восстановления диодов и влиять на переключение при нуле напряжения силового ключа ограничителя. Помимо этого, проведен анализ работы схемы ограничения при наличии этих паразитных параметров, приведены выражения для вычисления тока подмагничивания и методика расчета, учитывающая этот ток.

Принцип действия

Силовая часть прямоходового преобразователя с активным размагничиванием сердечника показана на рис. 1. Схема размагничивания (ограничите-

ля) состоит из дополнительного силового ключа ограничительного конденсатора $C_{орп}$. Для упрощения анализа схемы полагаем индуктивность дросселя выходного фильтра L_{ϕ} достаточно большой, чтобы выходной фильтр можно было представить источником тока постоянной величины ($I_{вых}$). Кроме того, считаем все полупроводниковые приборы идеальными. При этом трансформатор представим в виде параллельного соединения индуктивности намагничивания L_m и идеального трансформатора с коэффициентом трансформации $n = w_1/w_2$ (рис. 2). Для дальнейшего облегчения описания принципа действия схемы на рис. 2 показаны эквивалентные схемы преобразователя за период переключений. временные диаграммы, поясняющие работу схемы, показаны на рис. 3.

Поскольку при анализе силовые ключи приняты идеальными с нулевым временем переключения, на рис. 3 управляющие сигналы драйверов показаны без задержек. За счет переключения силовых ключей в противофазе получаем только две эквивалентных схемы состояний силовой части преобразователя.

На интервале времени $(t_0 - t_1)$ ключ S1 замкнут, а ключ S2 разомкнут (рис. 2а), и выходной ток $I_{вых}$ протекает по вторичной обмотке, а по первичной обмотке

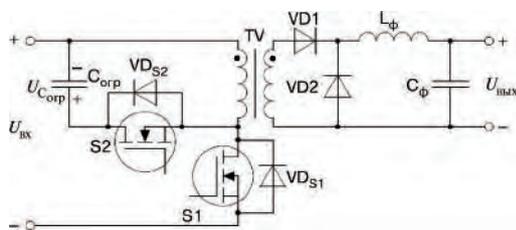


Рис. 1. Схема силовой части прямоходового преобразователя с активным ограничением

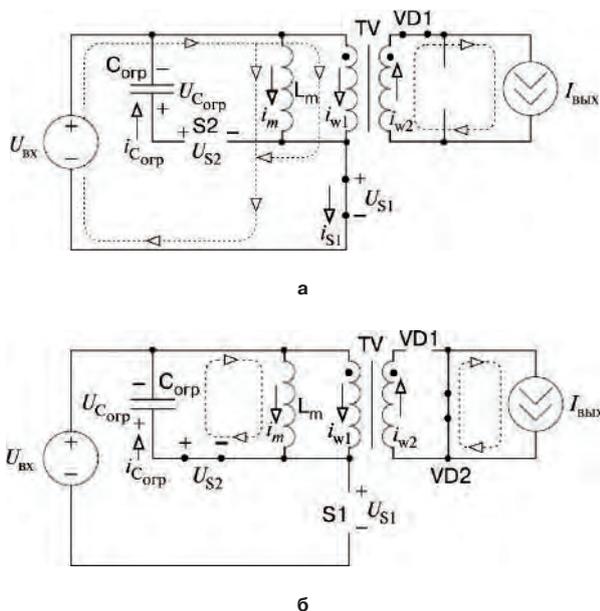


Рис. 2. Эквивалентные схемы силовой части прямоходового преобразователя на интервалах времени $(t_0 - t_1)$ (а) и $(t_1 - t_2)$ (б)

ке протекает ток $i_{w1} = I_{вых}/n$. В это же время ток намагничивания линейно нарастает, поскольку положительное напряжение $U_{вх}$ приложено к первичной обмотке. Когда ключ S1 замкнут, ток через него (i_{S1}) равен сумме токов $i_{w1} + i_{Lm}$ (рис. 3).

При размыкании силового ключа S1 в момент времени t_1 выходной ток переключается с диода VD1 на свободно проводящий диод VD2, поскольку индуктивностью рассеяния трансформатора можно пренебречь (рис. 2б). В этот же момент времени ток намагничивания начинает протекать не через силовой ключ S1, а по обратному диоду ключа (S2) схемы ограничения. Поскольку ключ S2 в момент времени t_1 замыкается, когда проводит его внутренний диод, т. е., когда напряжение на нем равно нулю, он замыкается при нуле напряжения (ПНН). При этом не возникают дополнительные потери на включение. За счет отрицательного напряжения u_c на первичной обмотке трансформатора ток намагничивания начинает уменьшаться. Если принять напряжение $u_c = const$, т. е., если величина емкости конденсатора $C_{орп}$ достаточно велика, ток намагничивания (i_m) спадает линейно (рис. 3).

Когда в момент времени t_1' ток намагничивания становится равным нулю, он продолжает протекать в противоположном направлении через замкнутый дополнительный ключ S2. Этот этап работы схемы заканчивается, когда размыкается ключ S2 и замыкается ключ S1. Таким образом, в момент времени t_2 начинается новый период переключений.

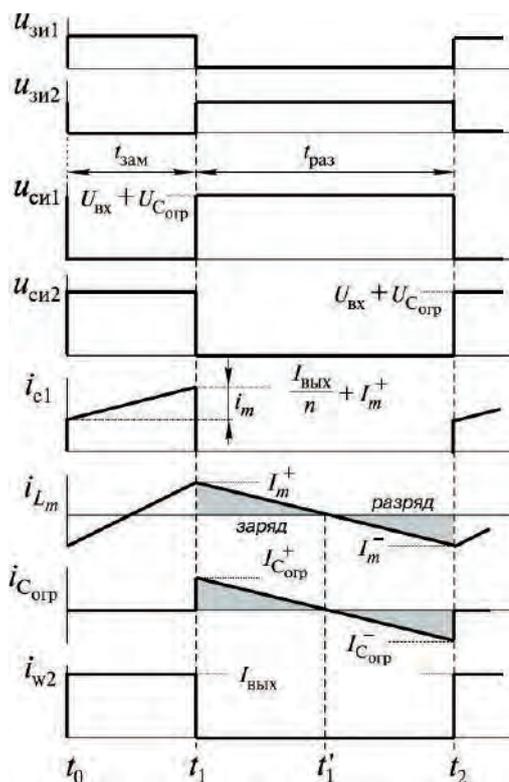


Рис. 3. Временные диаграммы, поясняющие работу схемы преобразователя

Из требования к балансу потоков сердечника трансформатора следует, что

$$U_{\text{вх}} \cdot t_{\text{и}} = U_{\text{С}} \cdot t_{\text{п}}, \quad (1)$$

т. е., напряжение на ограничительном конденсаторе $U_{\text{Согр}}$ определяется как

$$U_{\text{Согр}} = \frac{DU_{\text{вх}}}{1-D}, \quad (2)$$

где $t_{\text{и}}$ – время замкнутого состояния ключа S1 (время импульса);

$t_{\text{п}}$ – время разомкнутого состояния ключа S1 (время паузы);

$D = t_{\text{и}}/T_{\text{пер}}$ – коэффициент заполнения S1;

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

Из условия баланса заряда ограничительного конденсатора следует, что

$$I_{\text{С}}^+ = I_{\text{С}}^-, \quad (3)$$

где $I_{\text{С}}^+ = i_{\text{С}}(t_1)$, а $I_{\text{С}}^- = i_{\text{С}}(t_2)$.

Таким образом, постоянная составляющая тока намагничивания в схеме рис. 1 равна нулю. Однако, как будет показано далее, если не пренебрегать паразитными емкостями полупроводниковых приборов и индуктивностью рассеяния трансформатора, то ток намагничивания будет содержать постоянную составляющую подмагничивания.

Влияние паразитной емкости и индуктивности рассеяния трансформатора

Как показано в предыдущем разделе, среднее значение тока намагничивания трансформатора за один период переключений в идеальном случае (рис. 1) равен нулю. Однако, при учете паразитной емкости $C_{\text{пар}}$ и индуктивности рассеяния трансформатора (L_s) в установившемся режиме работы преобразователя ток намагничивания будет содержать положительную или отрицательную постоянную составляющую подмагничивания. Эквивалентная схема для такого случая показана на рис. 4, где $C_{\text{пар}}$ – суммарная эквивалентная паразитная емкость основного ключа S1, дополнительного ключа схемы ограничителя S2 и трансформатора, а L_s – индуктивность рассеяния трансформатора.

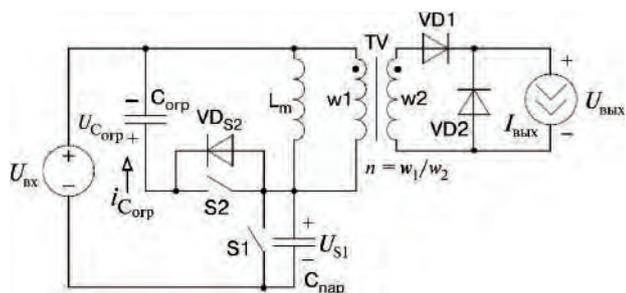


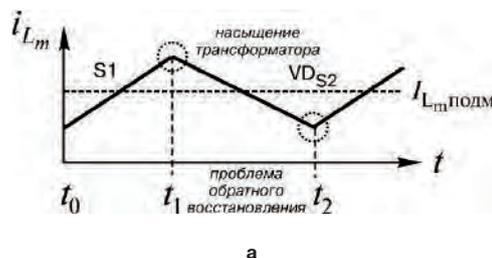
Рис. 4. Эквивалентная схема прямоходового преобразователя с учетом эквивалентной паразитной емкости и индуктивности рассеяния трансформатора

Далее будет показано, что величина постоянной составляющей тока намагничивания является функцией $C_{\text{пар}}$, L_s , входного напряжения и нагрузки. Положительное постоянное подмагничивание возникает из-за избыточной энергии, накопленной в паразитной емкости, а отрицательное – из-за избыточной энергии, накопленной в индуктивности рассеяния трансформатора. Большая величина положительного тока подмагничивания может вызвать насыщение сердечника трансформатора, либо вызвать проблемы с обратным восстановлением диода, а большая величина отрицательного тока подмагничивания приведет к насыщению сердечника трансформатора, или к невозможности переключения ключа схемы ограничения при нуле напряжения (рис. 5). В этом разделе будет объяснено явление постоянного подмагничивания и получена точная формула для расчета постоянной подмагничивающей составляющей тока намагничивания, чтобы учесть этот эффект при расчете реального трансформатора.

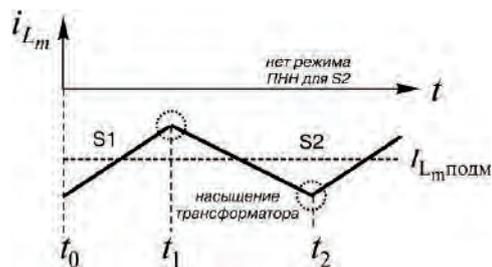
Положительное подмагничивание

Временные диаграммы установившегося режима работы преобразователя с активным ограничителем при положительном постоянном подмагничивании показаны на рис. 6.

Положительная постоянная составляющая тока намагничивания возникает, когда энергия, накопленная в индуктивности рассеяния меньше энергии, накопленной в паразитном конденсаторе. Вследствие наличия этих паразитных параметров, работа схемы (рис. 4) немного отличается от работы схемы, показанной на рис. 1. Эти отличия можно увидеть, когда размыкается силовой ключ S1. Весь период переключений можно разбить на шесть этапов.



а



б

Рис. 5. Постоянное подмагничивание трансформатора: а – положительное; б – отрицательное

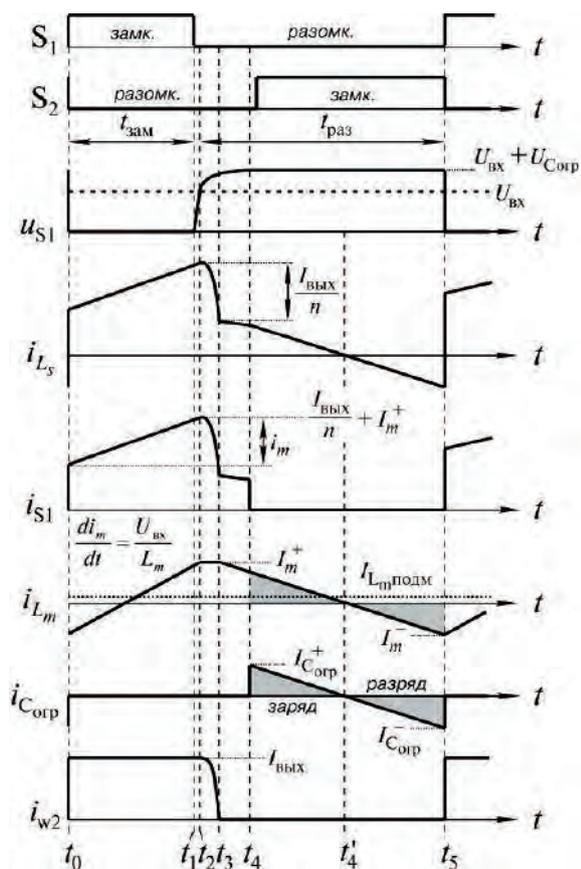


Рис. 6. Временные диаграммы работы преобразователя в установившемся режиме при положительном подмагничивании

Этап 1 (t_0-t_1). После замыкания силового ключа S1 в момент времени t_0 выходной ток $I_{\text{вых}}$ протекает через диод VD1. По первичной обмотке также протекает ток. В индуктивности намагничивания (L_m) накапливается энергия от входного напряжения $U_{\text{вх}}$. В результате, ток через силовой ключ на этом интервале определяется соотношением

$$i_{S1} = i_m + \frac{I_{\text{вых}}}{n} \quad (5)$$

Этап 1 заканчивается в момент времени t_1 , когда размыкается силовой ключ S1.

Этап 2 (t_1-t_2). После размыкания ключа S1, конденсатор $C_{\text{пар}}$ заряжается выходным током, приведенным к первичной обмотке $I_{\text{вых}}/n$. Этап заканчивается в момент времени t_2 , когда напряжение на силовом ключе (u_{S1}) достигнет величины $U_{\text{вх}}$.

Этап 3 (t_2-t_3). Когда напряжение u_{S1} достигает величины $U_{\text{вх}}$, напряжение вторичной обмотки становится равным нулю, и трансформатор замыкается накоротко. Поскольку ток через диод VD1 мгновенно снизиться до нуля не может, из-за наличия индуктивности рассеяния, на этом этапе диоды VD1 и VD2 проводят одновременно. Индуктивность рассеяния и паразитная емкость образуют резонансный контур. Этап 3 заканчивается в момент времени t_3 , когда ток

через диод VD1 становится равным нулю, а ток индуктивности рассеяния становится равным току намагничивания. В течение этого этапа ток намагничивания остается постоянным, поскольку первичная и вторичная обмотки трансформатора замкорожены.

Этап 4 (t_3-t_4). В момент времени t_3 диод VD1 запирается, и трансформатор переходит в режим холостого хода. Поскольку энергия, накопленная в $C_{\text{пар}}$, больше энергии, накопленной в L_s , в момент времени t_3 напряжение на $C_{\text{пар}}$ не достигнет величины $U_{\text{вх}} + U_{\text{огр}}$, и контур $L_m-L_s-C_{\text{пар}}$ будет резонировать до момента времени t_4 , когда $u_{\text{сн1}} = U_{\text{вх}} + U_{\text{огр}}$.

Этап 5 (t_4-t_4'). В момент времени t_4 ток, протекающий через индуктивности рассеяния и намагничивания, продолжает протекать через внутренний диод ключа S2 и ограничительный конденсатор $C_{\text{огр}}$. Из-за отрицательной полярности напряжения $U_{\text{огр}}$ на индуктивности намагничивания, ток i_{Lm} уменьшается. Если предположить, что емкость $C_{\text{пар}}$ достаточно велика, чтобы пульсации напряжения ограничителя $U_{\text{огр}}$ были малы по сравнению с постоянной составляющей, ток i_{Lm} будет спадать линейно. Этот этап заканчивается, когда в момент времени t_4' i_{Lm} становится равным нулю. В течение этого промежутка времени ключ схемы активного ограничителя S2 может быть замкнут в любой момент при нуле напряжения.

Этап 6 ($t_4'-t_5$). Когда ток через внутренний диод ключа S2 становится равным нулю в момент времени t_4' , начинает проводить ключ схемы активного ограничения S2. Ток намагничивания i_{Lm} продолжает протекать в противоположном направлении через S2. Это этап заканчивается в момент времени t_5 , когда ключ S2 размыкается.

В соответствии с условием баланса заряда заштрихованная область на графике тока $i_{\text{Cогр}}$ на интервале (t_4-t_4') равна заштрихованной области на интервале ($t_4'-t_5$) (рис. 6), т. е. $i_{\text{Cогр}}^+ = i_{\text{Cогр}}^-$. На интервале (t_4-t_5) ток намагничивания повторяет зарядный ток $i_{\text{Cогр}}$, а на интервале (t_3-t_4) $C_{\text{пар}}$ заряжается токами i_{Lm} и i_{Ls} . Поскольку $L_m \gg L_s$, индуктивностью L_s можно пренебречь. Дополнительное изменение i_{Lm} в это время вызывает дополнительный ток намагничивания, т. е. $I_{Lm}^+ > I_{Lm}^-$, где $I_{Lm}^+ = i_{Lm}(t_3)$, а $I_{Lm}^- = i_{Lm}(t_5)$.

Для обеспечения симметрии потока ток намагничивания трансформатора содержит положительную постоянную составляющую (рис. 6). Если эта постоянная составляющая достаточно велика, I_{Lm}^- остается положительным на всем периоде переключения, и ток намагничивания по-прежнему протекает через внутренний диод ключа схемы ограничения S2, когда замкнут ключ S1. В результате возникает большой по величине обратный ток восстановления, протекающий через диод VD_{S2} к силовому ключу S1, что может привести к выходу из строя полупроводниковых приборов.

Согласно правилу баланса энергии, на интервале (t_2-t_3)

$$\frac{L_s i_{L_s}^2(t_2)}{2} + \frac{L_m i_{L_m}^2(t_2)}{2} - \frac{(L_m + L_s) i_{L_m}^2(t_3)}{2} = \frac{C_{\text{пар}} [u_{C_{\text{пар}}}(t_3) - U_{\text{вх}}]^2}{2} - \frac{C_{\text{пар}} [u_{C_{\text{пар}}}(t_2) - U_{\text{вх}}]^2}{2}, \quad (6)$$

где $i_{L_s}(t_2) = \frac{I_{\text{вых}}}{n} + i_{L_m}(t_2);$ (7)

$i_{L_m}(t_2) = i_{L_m}(t_3) = I_{L_m}^+;$ (8)

$i_{L_m}(t_3) = I_{L_m}^-;$ (9)

$u_{C_{\text{пар}}}(t_2) = U_{\text{вх}};$ (10)

$u_{C_{\text{пар}}}(t_3) = U_{\text{вх}} + U_{C_{\text{орп}}}.$ (11)

При $I_{\text{вых}}/n \gg i_{L_m}$ (6) можно упростить к виду

$$\frac{L_m (I_{L_m}^+)^2}{2} - \frac{L_m (I_{L_m}^-)^2}{2} \approx \frac{C_{\text{пар}} U_{C_{\text{орп}}}^2}{2} - \frac{L_s I_{\text{вых}}^2}{2n^2}. \quad (12)$$

Отрицательное подмагничивание

Временные диаграммы установившегося режима работы преобразователя с активным ограничителем

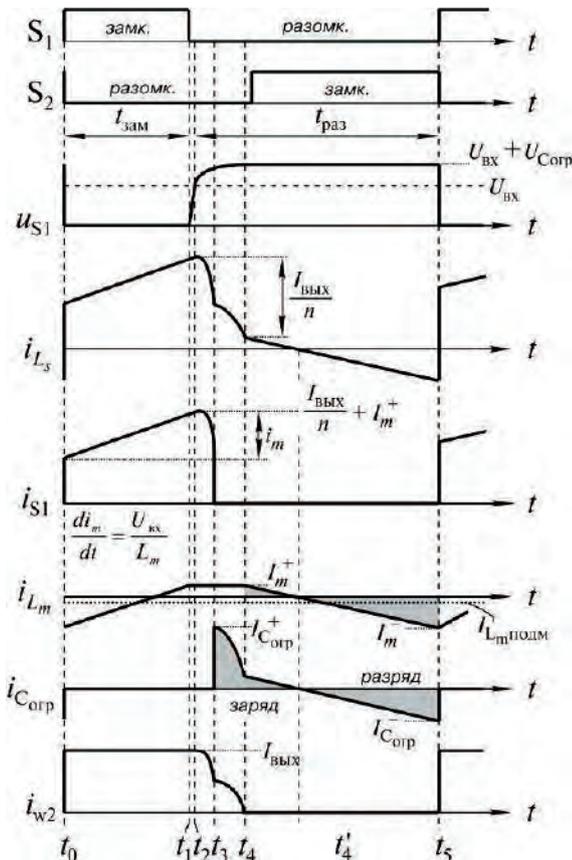


Рис. 7. Временные диаграммы работы преобразователя в установившемся режиме при отрицательном подмагничивании

при отрицательном постоянном подмагничивании показаны на рис. 7.

Отрицательная постоянная составляющая тока намагничивания возникает, когда энергия, накопленная в индуктивности рассеяния L_s больше энергии, накопленной в паразитном конденсаторе $C_{\text{пар}}$. Весь период переключений можно разбить на шесть этапов. При этом этапы 1, 2, 5 и 6 аналогичны этапам при положительном подмагничивании. Отличаются только этапы 3 и 4, соответствующие временным интервалам (t_2-t_3) и (t_3-t_4) соответственно.

Этап 3 (t_2-t_3) . После размыкания основного ключа S1 в момент времени t_2 , когда напряжение u_{S1} достигло величины $U_{\text{вх}}$, напряжение на вторичной обмотке трансформатора становится равным нулю, и трансформатор закорачивается. Поскольку ток в диоде VD1 не может мгновенно упасть до нуля из-за наличия индуктивности рассеяния трансформатора, в этот промежуток времени диоды VD1 и VD2 проводят совместно. Индуктивность рассеяния входит в резонанс с емкостью C_c , и процесс резонанса продолжается до тех пор, пока в момент времени t_3 емкость $C_{\text{пар}}$ не зарядится до величины $U_{\text{вх}} + U_{C_{\text{орп}}}$.

Поскольку энергия, накопленная в индуктивности рассеяния L_s превышает энергию конденсатора $C_{\text{пар}}$, в момент времени t_3 ток индуктивности рассеяния i_{L_s} больше тока намагничивания. На этом этапе ток намагничивания остается неизменным, поскольку первичная и вторичная обмотки трансформатора закорочены.

Этап 4 (t_3-t_4) . В момент времени t_3 ток индуктивности рассеяния i_{L_s} , превышающий ток намагничивания, продолжает протекать через внутренний диод ключа S2 и входит в резонанс с ограничительным конденсатором ($C_{\text{орп}}$). Диоды VD1 и VD2 на этом этапе по-прежнему проводят совместно, а ток намагничивания остается неизменным, так как первичная и вторичная обмотки трансформатора закорочены. Этот этап заканчивается в момент времени t_4 , когда ток индуктивности рассеяния становится равным току намагничивания. При этом диод VD1 закрывается, а трансформатор переходит в режим холостого хода.

На следующем этапе L_m , L_s и $C_{\text{пар}}$ образуют резонансный контур, и процессы в схеме протекают так же, как при положительном подмагничивании.

Согласно правилу баланса заряда площади заштрихованных областей графика i_{C_c} на интервалах (t_3-t_4) и (t_4-t_5) равны (рис. 7). На интервале (t_3-t_4) емкость $C_{\text{пар}}$ заряжается током индуктивности рассеяния i_{L_s} . На интервале (t_4-t_5) ток намагничивания повторяет ток $i_{C_{\text{орп}}}$, и площади заштрихованных областей на графике i_{L_m} не равны между собой, т. е. $I_{L_m}^+ < I_{L_m}^-$, где $I_{L_m}^+ = i_{L_m}(t_4)$, а $I_{L_m}^- = i_{L_m}(t_5)$. Для обеспечения симметрии потока ток намагничивания трансформатора содержит отрицательную постоянную составляющую (рис. 7).

Если ток намагничивания имеет слишком большую величину то, когда напряжение u_{S1} достигает ве-

личины $U_{вх} + U_{Сорп}$, значение I_{Lm}^+ отрицательно. В результате, ток протекает через ключ S2 схемы активного ограничения, а не внутренний диод ключа S1, когда он разомкнут, а S2 замкнут. При таких условиях происходит жесткое включение S2, что приводит к увеличению потерь в схеме.

Согласно балансу энергии на интервале $(t_2 - t_3)$

$$\frac{L_s i_{L_s}^2(t_2)}{2} + \frac{L_m i_{L_m}^2(t_2)}{2} - \frac{(L_m + L_s) i_{L_m}^2(t_3)}{2} = \frac{C_{пар} [u_{C_{пар}}(t_3) - U_{вх}]^2}{2} - \frac{C_{пар} [u_{C_{пар}}(t_2) - U_{вх}]^2}{2}, \quad (13)$$

где $i_{L_s}(t_2) = \frac{I_{вых}}{n} + i_{L_m}(t_2); \quad (14)$

$i_{L_m}(t_2) = i_{L_m}(t_3) = i_{L_m}(t_4) = I_{L_m}^+; \quad (15)$

$i_{L_m}(t_5) = I_{L_m}^-; \quad (16)$

$u_{C_{пар}}(t_2) = U_{вх}; \quad (17)$

$u_{C_{пар}}(t_5) = U_{вх} + U_{C_{орп}}. \quad (18)$

При $I_{вых}/n \gg i_{L_m}$ (6) можно упростить к виду

$$\frac{L_m (I_{L_m}^+)^2}{2} - \frac{L_m (I_{L_m}^-)^2}{2} \approx \frac{C_{пар} U_{C_{орп}}^2}{2} - \frac{L_s I_{вых}^2}{2n^2}; \quad (19)$$

Вычисление величины постоянного тока подмагничивания

Согласно уравнениям баланса энергии (12) и (19) как для положительного, так и для отрицательного подмагничивания получаем

$$\frac{L_m (I_{L_m}^+)^2}{2} - \frac{L_m (I_{L_m}^-)^2}{2} = \frac{C_{пар} U_{C_{орп}}^2}{2} - \frac{L_s I_{вых}^2}{2n^2}. \quad (20)$$

Выражение (20) можно переписать в виде

$$\frac{L_m (I_{L_m}^+ + I_{L_m}^-)(I_{L_m}^+ - I_{L_m}^-)}{2} = \frac{C_{пар} U_{C_{орп}}^2}{2} - \frac{L_s I_{вых}^2}{2n^2}. \quad (21)$$

Поскольку длительность интервала $(t_1 - t_2)$ крайне мала, размах тока намагничивания можно аппроксимировать следующей формулой

$$I_{L_m(max)} = I_{L_m}^+ - I_{L_m}^- = \frac{U_{вх} DT_{пер}}{L_m}. \quad (22)$$

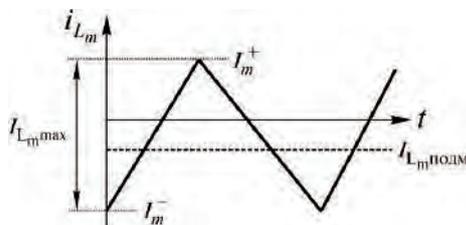


Рис. 8. Графическое определение составляющих для приведенных формул

Пусть

$$I_{L_m подм} = \frac{(I_m^+ + I_m^-)}{2}; \quad (23)$$

$$E_{C_c} = \frac{C_{пар} U_{C_{орп}}^2}{2}; \quad (24)$$

$$E_{L_s} = \frac{L_s I_{вых}^2}{2n^2}, \quad (25)$$

где $I_{L_m подм}$ – постоянная составляющая тока намагничивания;

$E_{C_{пар}}$ – энергия, накопленная в паразитной емкости $C_{пар}$;

E_{L_s} – энергия, накопленная в индуктивности рассеяния.

Заменив (21) на (22)–(25), получим выражение для постоянной составляющей тока намагничивания

$$I_{L_m подм} = \frac{E_{C_{пар}} - E_{L_s}}{U_{вх} DT_{пер}}, \quad (26)$$

Кроме этого, запишем выражение для определения максимального значения тока намагничивания

$$I_{L_m max} = |I_{L_m подм}| + \frac{I_{L_m max}}{2} = \frac{E_{C_{пар}} - E_{L_s}}{U_{вх} DT_{пер}} + \frac{U_{вх} DT_{пер}}{L_m}. \quad (27)$$

Графическое представление полученных выражений проиллюстрировано на рис. 8. Зависимость величины положительного тока подмагничивания для различных значений входного напряжения и паразитной емкости показана на рис. 9. Наихудший случай при положительном подмагничивании возникает при минимальном входном напряжении, когда коэффициент заполнения максимален, а, следовательно, напряжение на конденсаторе схемы ограничения также максимально.

Зависимость величины отрицательного тока подмагничивания для различных значений выходного тока и индуктивности рассеяния показана на рис. 10. Наихудший случай при отрицательном подмагничи-

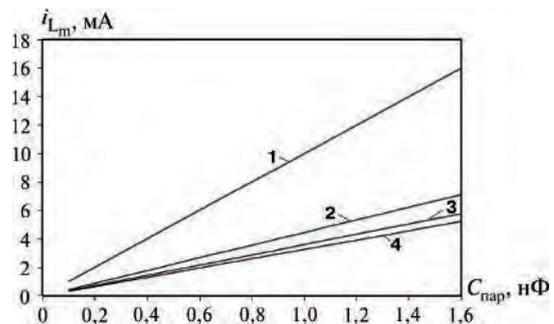


Рис. 9. Зависимость положительного тока подмагничивания от величины емкости C_c :
1 – $U_{вх} = 100$ В; 2 – $U_{вх} = 200$ В; 3 – $U_{вх} = 300$ В; 4 – $U_{вх} = 400$ В

вании возникает при максимальной нагрузке и больших значениях индуктивности рассеяния, поскольку в этом случае в ней накапливается больше энергии.

Графические результаты расчетов и моделирования постоянного тока подмагничивания при различных значениях входного напряжения и нагрузки приведены на рис. 11. Параметры схемы: $U_{вх} = 100-400$ В; $I_{вых} = 0-20$ А; $L_s = 5$ мкГн; $C_c = 600$ пФ. Результаты расчетов показаны сплошными линиями, а моделирования – штриховыми, при этом видна хорошая сходимость результатов. Кроме того, из рис. 11 видно, что отрицательное подмагничивание представляет более серьезную проблему, чем положительное, вследствие диапазона величин параметров. Поэтому отрицательный ток подмагничивания является основной проблемой при разработке схемы.

Порядок расчета

Далее будет показано, каким образом учитывать постоянный ток подмагничивания трансформатора согласно полученным соотношениям. В рассматриваемом примере преобразователь имеет следующие параметры: $U_{вх} = 100-400$ В; $I_{вых} = 0-20$ А; коэффициент трансформации $n = 10$, частота переключений $f_{пер} = 100$ кГц; эквивалентная паразитная емкость $C_c = 600$ пФ. Расчет проводим по следующим этапам.

Этап 1. Приближенное определение индуктивности рассеяния трансформатора и расчет максимальной величины постоянного тока подмагничивания.

Расчетные значения тока подмагничивания при $L_s = 5$ мкГн, полученные с помощью (26), показаны

на рис. 12. Наибольшее значение тока подмагничивания имеет место при холостом ходе и минимальном входном напряжении и составляет. Минимальное значение тока подмагничивания получается при полной нагрузке и максимальном входном напряжении и составляет 18 мА.

Этап 2. Расчет трансформатора при наличии потока смещения в сердечнике трансформатора.

Поток смещения в сердечнике трансформатора возникает вследствие наличия паразитной емкости и индуктивности рассеяния. Его величина определяется как

$$B_{см} = \frac{\mu w_1 \cdot \max(|I_{L_m \text{ подм}}|)}{l_{cp}}, \quad (28)$$

где $\max(|I_{L_m \text{ подм}}|)$ – максимальный ток подмагничивания;

w_1 – число витков первичной обмотки;

l_{cp} – длина магнитной силовой линии.

Условие отсутствия насыщения сердечника выглядит следующим образом

$$\frac{B_{max}}{2} + B_{см} < B_s, \quad (29)$$

где $B_{max} = \frac{U_{вх} \Delta t}{w_1 S_c}; \quad (30)$

S_c – площадь поперечного сечения сердечника.

Этап 3. После предварительного расчета трансформатора необходимо проверить величину тока намагничивания. Она не должна быть слишком большой, чтобы не оказывать влияния на нормальную работу преобразователя в установившемся режиме.

Условие отсутствия проблем обратного восстановления диодов и возможности переключения ключа схемы активного ограничения при нуле напряжения выглядит так:

$$I_{L_m (max)} > \max(|I_{L_m \text{ подм}}|). \quad (31)$$

Таким образом, критерием выбора величины индуктивности намагничивания является соотношение

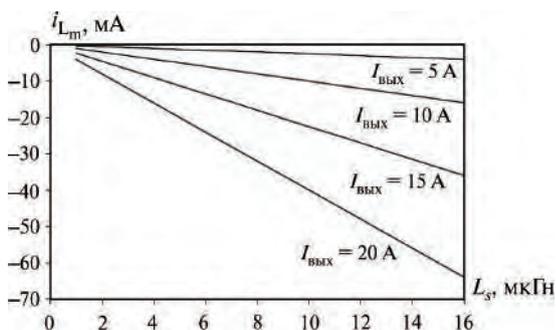


Рис. 10. Зависимость отрицательного тока подмагничивания от величины индуктивности L_s

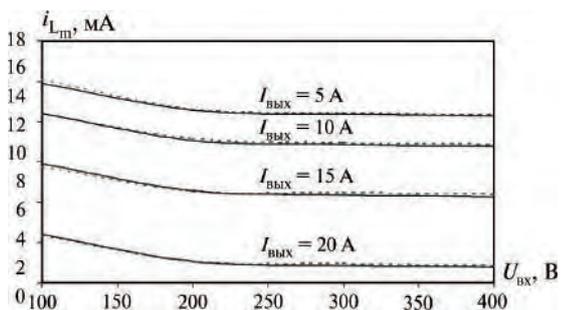


Рис. 11. Сравнение результатов расчета и моделирования тока подмагничивания: $L_s = 5$ мкГн; $C_c = 600$ пФ

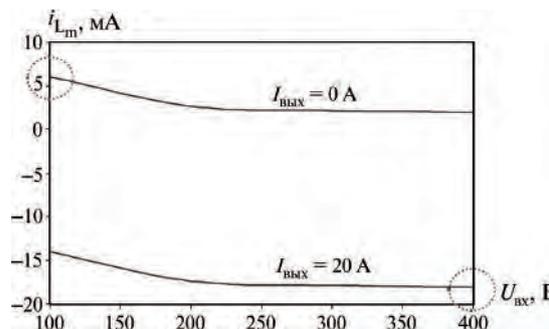


Рис. 12. Расчетные значения тока подмагничивания при $L_s = 5$ мкГн

$$L_m < \frac{U_{\text{вх}} \Delta t}{2|I_{L_m \text{подм}}|}, \quad (32)$$

$$\text{где } L_m = \frac{\mu w_1^2 S_{\text{ст}}}{l_{\text{ср}}}. \quad (33)$$

Этап 4. Если условие (32) не удовлетворяется, проводим перерасчет трансформатора.

Зависимость максимального значения индуктивности намагничивания от индуктивности рассеяния показана на рис. 13, на котором заштрихована область, где индуктивность намагничивания можно использовать при различных величинах индуктивности рассеяния. Если индуктивность намагничивания превышает значения, ограниченные заштрихованной областью, трансформатор необходимо пересчитать, увеличив коэффициент связи для снижения индуктивности рассеяния, либо увеличив величину воздушного зазора, для снижения величины индуктивности намагничивания.

Необходимо отметить, что дополнительные соображения по расчету трансформатора рекомендуется использовать при исследовании характеристик переходных процессов в схеме активного ограничителя в режиме большого сигнала [7]. В данной работе этот вопрос не рассмотрен.

Выводы

В трансформаторе прямоходового преобразователя со схемой активного ограничения в установившемся режиме работы существуют положительная или отрицательная постоянная составляющая тока намагничивания, возникающие из-за наличия паразитной емкости и индуктивности рассеяния.

Этот ток подмагничивания может вызвать насыщение сердечника трансформатора, проблемы с обратным восстановлением диода, а также нарушить режим включения при нуле напряжения ключа схемы активного ограничения. В статье приведены методические указания по расчету трансформатора, позволяющие учесть эти особенности, получены точные выражения для вычисления тока подмагничивания.

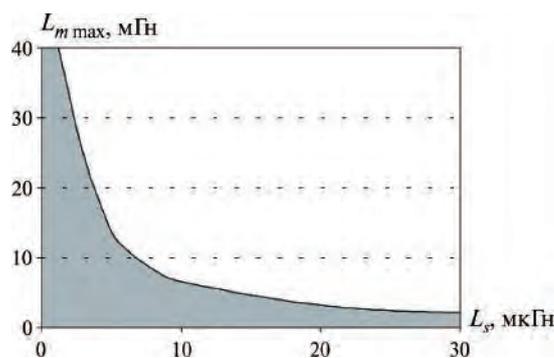


Рис. 13. Зависимость $L_m = f(L_s)$

Литература

1. *P. Vinciarelli*. Optimal resetting of the transformer's core in single ended forward converters. — U.S. Patent, No. 4,441,146, Apr. 1984.
2. *B. Carsten*. Design techniques for transformer active reset circuits at high frequencies and power levels. — HFPC Conf. Proc., pp. 235-246, 1990.
3. *B. Andreycak*. "Active clamp and reset technique enhances forward converter performance. — Unitrode Power Supply Design Seminar, SEM-1000, pp. 3-1-3-18, 1994.
4. *D. Dalal* and *L. Wofford*. Novel control IC for single-ended active clamp convertersю — HFPC Conf. Proc., pp. 136-146, 1995.
5. *C. S. Leu*, *G. Hua*, and *F. C. Lee*. Comparison of forward topologies with various reset schemes. — HFPC Conf. Proc. pp. 198-208, 1992.
6. *I. D. Jitaru*. "Constant frequency, forward converter with resonant transition. — HFPC Conf. Proc., pp. 282-92, 1991.
7. *Q. Li*, *F. C. Lee*, and *M. M. Jovanovic*. "Large-signal transient analysis of forward converter with active-clamp reset. — IEEE PESC Rec., pp.633-639, 1998.

Дейнеко Дмитрий Сергеевич, заместитель Генерального директора ЗАО "ММП_Ирбис" по маркетингу, тел.: +7(495) 987-10-16;

Тараканов Сергей Васильевич, начальник отдела УРЭКБ, тел. +7(495) 696-16-53.

В. Ф. Дмитриков, О. А. Коржавин, Д. В. Шушпанов

УСТОЙЧИВОСТЬ РАСПРЕДЕЛЕННОЙ СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ С УЧЕТОМ ПРОМЕЖУТОЧНЫХ ФИЛЬТРОВ

V. F. Dmitrikov, O. A. Korzhavin,
D. V. Shushpanov

Distributed Power-Supply System Stability
With Allowance For Intermediate Filters

Получены аналитические выражения внешних характеристик двух каскадно-соединенных четырехполюсников: промежуточный фильтр–импульсный источник электропитания (передаточная характеристика, входное и выходное сопротивления) и предложена методика определения устойчивости распределенной системы электропитания с учетом промежуточных фильтров.

Ключевые слова: распределенная система электропитания, четырехполюсник, источник электропитания, передаточная характеристика, входное сопротивление, выходное сопротивление, устойчивость

Analytic expressions for voltage regulation characteristics of two-stage quadripoles: intermediate filter–switched mode power supply are derived (transfer characteristic, input and output impedance), and stability evaluation technique for distributed power-supply system is suggested.

Key words: distributed power-supply system, quadripole, electric power source, transfer characteristic, input impedance, output impedance, stability

В последнее время, появился большой интерес к распределенным системам электропитания как в радиоэлектронных системах вооружения и военной техники (ВВТ), так в радиотехнических и вычислительных комплексах и электронных АТС.

Постоянное увеличение электропотребления, основанное на потребностях в блоках питания высокой плотности, заставляет проектировщиков разрабатывать новые топологии систем вторичного электропитания. Во многих электронных комплексах, например, с применением *VHSIC* (сверхбыстродействующие микросхемы с высоким уровнем интеграции), блоки питания должны обеспечивать нагрузку регулируемым низким выходным напряжением при большом выходном токе.

Распределенная энергетическая система (РЭС) значительно лучше обеспечивает выполнение жестких требований к электропитанию нагрузок с большими потребляемыми токами, обеспечивая высокие технические характеристики таких блоков питания (например, габариты, КПД и т. д.).

В статье рассматриваются условия устойчивой работы таких РЭС.

Существует много вариантов построения топологии (архитектуры) распределенных энергосистем. В простейшем случае, такая топология имеет вид, представленный на рис. 1.

Такой вариант РЭС приводится, например в [1, 2] и, очевидно, применим в случае, когда расстояния между ведущим импульсным источником электропитания, шинами и ведомым ИИЭ относительно невелики, что позволяет не применять развязывающие входные фильтры перед каждым ведомым ИИЭ.

Ведущий ИИЭ с выходным сопротивлением $Z_{\text{ВЫХ}}$ и три ведомых ИИЭ: ИИЭ-1, ИИЭ-2, ИИЭ-3 с соответствующими входными сопротивлениями $Z_{\text{ВХ1}}$, $Z_{\text{ВХ2}}$, $Z_{\text{ВХ3}}$ изображены на рис. 1. Общее сопротивление, оказываемое шинами на ведущий ИИЭ, $Z_{\text{ВХ}}$ равно параллельному сопротивлению всех ведомых ИИЭ.

Однако, во многих случаях на практике расстояния между ведущим и ведомым ИИЭ могут быть значительными. В таких случаях перед каждым ведомым ИИЭ, как, например, в электронной АТС [3], устанавливается развязывающий входной фильтр (рис. 2).

В статье рассмотрена устойчивость РЭС, показанной на рис. 2.

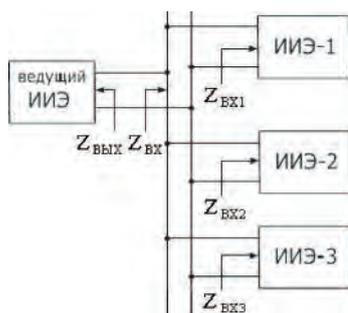


Рис. 1. Блок-схема простейшей РЭС

Анализ взаимодействия подсистем РЭС

Представим РЭС (рис. 2) в виде каскадного соединения двух четырехполюсников (рис. 3).

На промежуточных шинах (рис. 3) наряду с пульсациями с частотой работы ключевых элементов ИИЭ, эффективно ослабляемых входными фильтрами, имеют место радиопомехи, так же возникающие при работе силовых ключей.

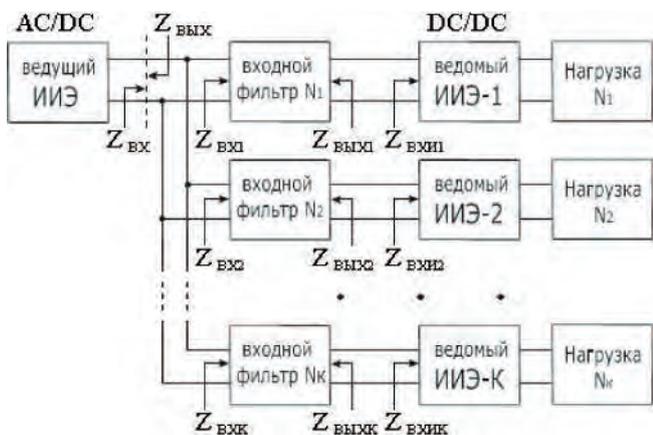


Рис. 2. Блок-схема РЭС с входными фильтрами перед каждым ведомым ИИЭ:

- $Z_{\text{ВЫХ}}$ – выходное сопротивление ведущего ИИЭ;
- $Z_{\text{ВХ1}} - Z_{\text{ВХК}}$ – входные сопротивления входных фильтров $N_1 - N_k$;
- $Z_{\text{ВЫХ1}} - Z_{\text{ВЫХК}}$ – выходные сопротивления входных фильтров $N_1 - N_k$;
- $Z_{\text{ВХ}}$ – результирующее сопротивление всех входных фильтров ведомых ИИЭ, соединенных общей шиной постоянного тока;
- $Z_{\text{ВХИ1}} - Z_{\text{ВХИК}}$ – входные сопротивления ведомых ИИЭ-1 – ИИЭ-К

Различным методам подавления радиопомех посвящено много работ, например, [4]. Однако в виду того, что частота радиопомех больше частоты единичного петлевого усиления стабилизированных ИИЭ, фильтры радиопомех, обычно, не оказывают влияние на устойчивость работы рассматриваемых РЭС.

Для оценки устойчивости рассматриваемой РЭС полная передаточная функция объединенной системы может быть выражена как произведение передаточных функций отдельных подсистем (F_1 и F_2), с учетом дополнительного контура с петлевым коэффициентом усиления $T_{\text{доп}}(j\omega) = Z_{\text{ВЫХ}}(j\omega)/Z_{\text{ВХ}}(j\omega)$ и имеет вид [2, 3, 5, 6]:

$$F_{12}(j\omega) = \frac{F_1(j\omega) \cdot F_2(j\omega)}{1 + Z_{\text{ВЫХ}}(j\omega)/Z_{\text{ВХ}}(j\omega)}, \quad (1)$$

где $F_{12}(j\omega)$ – передаточная функция вход-выход рассматриваемой РЭС;

$F_1(j\omega)$ – передаточная функция вход-выход ведущего ИИЭ,

$F_2(j\omega)$ – передаточная функция вход-выход ведомых ИИЭ с входными фильтрами N_1, N_2, \dots, N_k ,



Рис. 3. Эквивалентная схема РЭС с входными фильтрами перед ведомыми ИИЭ

$Z_{\text{ВЫХ}}(j\omega)$ – полное выходное сопротивление подсистемы F_1 ,

$Z_{\text{ВХ}}(j\omega)$ – полное входное сопротивление подсистемы F_2 (результатирующее сопротивление $Z_{\text{ВХ1}}, Z_{\text{ВХ2}}, Z_{\text{ВХК}}$).

Коэффициент усиления дополнительного контура, определяющий степень взаимодействия двух рассматриваемых подсистем

$$T_{\text{доп}}(j\omega) = \frac{Z_{\text{ВЫХ}}(j\omega)}{Z_{\text{ВХ}}(j\omega)}. \quad (2)$$

Принимая, что $F_1(j\omega)$ и $F_2(j\omega)$ – передаточные функции каждой из подсистем обеспечивают их устойчивость в отдельности, т. е. корни характеристических уравнений этих передаточных функций расположены в левой полуплоскости комплексной переменной, оценку устойчивости объединенной системы (1) можно проводить по корням уравнения характеристической системы $1 + T_{\text{доп}}(j\omega) = 0$.

В соответствии с классической теорией автоматического регулирования это позволяет рассматривать $T_{\text{доп}}(j\omega)$ как коэффициент усиления разомкнутой цепи замкнутой системы регулирования. Поэтому к $T_{\text{доп}}(j\omega)$ может быть применен критерий Найквиста для определения устойчивости.

Из (1) вытекают два условия:

$$F_{12}(j\omega) = F_1(j\omega) \cdot F_2(j\omega), \text{ при } T_{\text{доп}} \approx 1; \quad (3)$$

$$F_{12}(j\omega) = \frac{F_1(j\omega) \cdot F_2(j\omega)}{T_{\text{доп}}(j\omega)}, \text{ при } T_{\text{доп}} \neq 1. \quad (4)$$

Если при объединении двух подсистем выполняется условие (3) для всех частот, две подсистемы практически не влияют друг на друга. В этом случае объединенная система устойчива и ее анализ упрощен.

Однако, в целом ряде случаев, в РЭС выполнение условия (3) не имеет места.

Рассмотрим случай, когда $T_{\text{доп}} > 1$ для некоторых частот. Это условие не обязательно подразумевает потерю устойчивости объединенной системы. Устойчивость ее может быть исследована с помощью применения критерия Найквиста к $T_{\text{доп}}(j\omega)$ путем построения кругового годографа, примеры которых для устойчивой РЭС приводятся ниже.

Расчетные соотношения для оценки устойчивости РЭС

Основной расчетной формулой оценки устойчивости распределенной системы электропитания всех типов является зависимость (1). Применительно к РЭС рис. 2 ведущим ИИЭ (подсистемой F_1) в телекоммуникационных системах связи обычно являются стабилизированные выпрямители типа ВУТ (выпрямитель управляемый тиристорный) и ВБВ (выпрямитель буферный высокочастотный), выпускаемые отечественной промышленностью на широкий номинал выходных параметров как

по напряжению, так и току. Однако возможны применения и других серийных и индивидуальных стабилизированных выпрямителей.

В дальнейшем будем рассматривать случай однозвенного LC-фильтра, как самого распространенного на практике, так как обычно в ВБВ второе звено имеет индуктивность значительно меньшую, чем для первого звена и выполняет функции подавления высокочастотных помех. Его влияние на устойчивость ВБВ существенно меньше, чем влияние первого звена.

Ведомые ИИЭ (ИИЭ-1, ИИЭ-2, ИИЭ-К); входящие в подсистему F_2 , обычно выполняются с однозвенными сглаживающими LC-фильтрами и различными типами корректирующих устройств в цепях ООС по выходному напряжению, а их частотные передаточные функции широко представлены в литературе, в том числе и в [2, 5].

Рассмотрим специфику анализа устойчивости распределенной системы питания с промежуточным выходным фильтром (рис. 3).

Выходное сопротивление ведущего ИИЭ при разомкнутой цепи обратной связи по напряжению равно:

$$Z_{\text{ВЫХ}}(p) = \frac{R_0 + pL_0}{L_0 C_0 p^2 + R_0 C_0 p + 1}. \quad (5)$$

Выходное сопротивление ведущего ИИЭ при замкнутой цепи обратной связи равно

$$Z_{\text{ВЫХ}}(p) = \frac{Z_{\text{ВЫХРАЗ}}(p)}{1 + T_0(p)}, \quad (5a)$$

где $T_0(p)$ – петлевой коэффициент усиления контура цепи обратной связи по напряжению, численно равный передаточной функции разомкнутой системы ведущего ИИЭ.

Для расчета $T_0(p)$ в данном случае нельзя пользоваться известными формулами, приводимыми, например в [2, 5]:

$$T_0(p) = \alpha \cdot K_{\text{УПТ}} \cdot K_{\text{ШИМ}} \cdot W_{\Phi}(p), \quad (6)$$

где

$$\begin{aligned} W_{\Phi}(p) &= \frac{1}{T_{\Phi}^2 p^2 + 2\xi T_{\Phi} p + 1}; \\ T_{\Phi} &= \sqrt{L_0 C_0}; \\ \xi &= \frac{R_0 C_0 + L/R_H}{2T_{\Phi}}, \end{aligned} \quad (6a)$$

так как в выражении (6) сглаживающий фильтр подключен к постоянной нагрузке R_H , а в схеме (рис. 2) сглаживающий однозвенный фильтр $L_0 C_0$ подключен к комплексному сопротивлению параллельно соединенным ведомым ИИЭ-1, ИИЭ-2 и т. д. со своими входными фильтрами.

Поэтому для расчета $T_0(p)$ нужно сначала определить комплексное сопротивление промежуточных шин, питающих ведомые ИИЭ нагрузки.

Сведем анализируемую схему РЭС (рис. 2) к одноканальной схеме РЭС (рис. 3), где:

$Z_{\text{ВЫХ}}$ – полное выходное сопротивление ведущего ИИЭ (подсистемы F_1) при замкнутой цепи его ОС;

$Z_{\text{ВХ}}$ – полное входное сопротивление подсистемы F_2 : входной фильтр-ведомый ИИЭ.

Для определения входного сопротивления подсистемы F_2 , то есть $Z_{\text{ВХ}}$, воспользуемся линейной теорией четырехполюсников с использованием передаточных функций, записанных через А-параметры.

Представим соединение входной (промежуточный) фильтр – ведомый источник в виде каскадного соединения двух четырехполюсников (рис. 4).

Каждый из них описывается матрицей А-параметров:

$$\begin{bmatrix} \dot{U}_{m1} \\ \dot{I}_{m1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11}^{(1)} & A_{12}^{(1)} \\ A_{21}^{(1)} & A_{22}^{(1)} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \dot{U}_{m2} \\ \dot{I}_{m2} \end{bmatrix} = \mathbf{A}^{(1)} \cdot \begin{bmatrix} \dot{U}_{m2} \\ \dot{I}_{m2} \end{bmatrix}; \quad (7)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{U}_{m3} \\ \dot{I}_{m3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11}^{(1)} & A_{12}^{(1)} \\ A_{21}^{(1)} & A_{22}^{(1)} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \dot{U}_{m4} \\ \dot{I}_{m4} \end{bmatrix} = \mathbf{A}^{(2)} \cdot \begin{bmatrix} \dot{U}_{m4} \\ \dot{I}_{m4} \end{bmatrix} \quad (7a)$$

или соотношения для токов и напряжений i -го четырехполюсника:

$$\begin{cases} \dot{U}_{m(2i-1)} = A_{11}^{(i)} \dot{U}_{m2i} + A_{12}^{(i)} \dot{I}_{m2i}; \\ \dot{I}_{m(2i-1)} = A_{21}^{(i)} \dot{U}_{m2i} + A_{22}^{(i)} \dot{I}_{m2i}. \end{cases} \quad (7b)$$

Для режима холостого хода по выходу ($\dot{I}_{m2i} = 0$) получаем:

$$\begin{cases} \dot{U}_{m(2i-1)} = A_{11}^{(i)} \dot{U}_{m2i}; \\ \dot{I}_{m(2i-1)} = A_{21}^{(i)} \dot{U}_{m2i}. \end{cases} \quad (8a)$$

Из уравнений (8a) находим коэффициенты уравнений передачи (7b) $A_{11}^{(i)}$ и $A_{21}^{(i)}$

$$A_{11}^{(i)} = \left. \frac{\dot{U}_{m(2i-1)}}{\dot{U}_{m2i}} \right|_{\dot{I}_{m2i}=0} = \frac{1}{H_{\text{УХХ}}^{(i)}}, \quad (8b)$$

$$A_{21}^{(i)} = \frac{\dot{I}_{m(2i-1)}}{\dot{U}_{m2i}}. \quad (8b)$$

Выражение (8b) представляет передаточную характеристику i -го четырехполюсника по напряжению при разомкнутых выходных зажимах. Поделив первое вы-

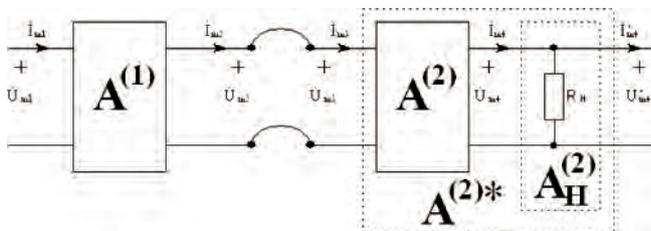


Рис. 4. Каскадное соединение четырехполюсников

ражение на второе в системе (8а), получаем входное сопротивление i -го четырехполюсника при разомкнутых выходных зажимах:

$$\frac{A_{11}^{(i)}}{A_{21}^{(i)}} = \left. \frac{\dot{U}_{m(2i-1)}}{\dot{I}_{m(2i-1)}} \right|_{\dot{I}_{m2i}=0} \quad (8r)$$

Для режима короткого замыкания по выходу ($\dot{U}_{m2i} = 0$) получаем:

$$\begin{cases} \dot{U}_{m(2i-1)} = A_{12}^{(i)} \dot{I}_{m2i} \\ \dot{I}_{m(2i-1)} = A_{22}^{(i)} \dot{I}_{m2i} \end{cases} \quad (9a)$$

Из (9а) находим коэффициенты уравнений передачи (7в) $A_{12}^{(i)}$ и $A_{22}^{(i)}$:

$$A_{21}^{(i)} = \left. \frac{\dot{U}_{m(2i-1)}}{\dot{I}_{m2i}} \right|_{\dot{U}_{m2i}=0} ; \quad (9б)$$

$$A_{22}^{(i)} = \left. \frac{\dot{I}_{m(2i-1)}}{\dot{I}_{m2i}} \right|_{\dot{U}_{m2i}=0} = \frac{1}{H_{Укк}^{(i)}} \quad (9в)$$

Выражение (9в) представляет передаточную характеристику четырехполюсника по току при короткозамкнутых выходных зажимах. Поделив первое выражение на второе в системе (9а), получаем входное сопротивление i -го четырехполюсника при короткозамкнутых выходных зажимах:

$$\frac{A_{21}^{(i)}}{A_{22}^{(i)}} = \left. \frac{\dot{U}_{m(2i-1)}}{\dot{I}_{m(2i-1)}} \right|_{\dot{U}_{m2i}=0} = Z_{ВХкз}^{(i)} \quad (9г)$$

Для режима холостого хода по входу ($\dot{I}_{m(2i-1)} = 0$) получаем

$$\begin{cases} \dot{U}_{m(2i-1)} = A_{11}^{(i)} \dot{U}_{m2i} + A_{12}^{(i)} \dot{I}_{m2i} \\ 0 = A_{21}^{(i)} \dot{U}_{m2i} + A_{22}^{(i)} \dot{I}_{m2i} \end{cases} \quad (10a)$$

Из (10а) находим выходное сопротивление i -го четырехполюсника при разомкнутых входных зажимах:

$$\frac{A_{12}^{(i)}}{A_{21}^{(i)}} = - \left. \frac{\dot{U}_{m2i}}{\dot{I}_{m2i}} \right|_{\dot{I}_{m(2i-1)}=0} = Z_{ВЫХхх}^{(i)} \quad (10б)$$

Для режима короткого замыкания по входу ($\dot{U}_{m2i} = 0$) из (7в) получаем:

$$\begin{cases} 0 = A_{11}^{(i)} \dot{U}_{m2i} + A_{12}^{(i)} \dot{I}_{m2i} \\ \dot{I}_{m(2i-1)} = A_{21}^{(i)} \dot{U}_{m2i} + A_{22}^{(i)} \dot{I}_{m2i} \end{cases} \quad (11a)$$

Из (11а) находим выходное сопротивление i -го четырехполюсника при короткозамкнутых входных зажимах:

$$\frac{A_{12}^{(i)}}{A_{11}^{(i)}} = - \left. \frac{\dot{U}_{m2i}}{\dot{I}_{m2i}} \right|_{\dot{U}_{m(2i-1)}=0} = Z_{ВЫХкз}^{(i)} \quad (11б)$$

При каскадном соединении четырехполюсников матрицы A -параметров перемножаются. В качестве нагрузки для первого четырехполюсника выступает второй четырехполюсник, а для второго – R_H (рис. 4). Матрицу A -параметров всей системы при каскадном соединении четырехполюсников можно записать:

$$\begin{bmatrix} \dot{U}_{m1} \\ \dot{I}_{m1} \end{bmatrix} = \mathbf{A} \cdot \begin{bmatrix} \dot{U}_{m4}^* \\ \dot{I}_{m4}^* \end{bmatrix} = \mathbf{A}^{(1)} \cdot \mathbf{A}^{(2)*} \cdot \begin{bmatrix} \dot{U}_{m4}^* \\ \dot{I}_{m4}^* \end{bmatrix}; \quad (12)$$

$$\mathbf{A}^{(2)*} = \mathbf{A}^{(2)} \cdot \mathbf{A}_H^{(2)} \quad (13)$$

где $\mathbf{A}^{(1)}$ и $\mathbf{A}^{(2)}$ – матрицы A -параметров, описывающие соответственно первый и второй четырехполюсники в режиме холостого хода;

$\mathbf{A}_H^{(2)}$ – матрица A -параметров, описывающая нагрузку второго четырехполюсника.

Известно, что нагрузка R_H (рис. 4) описывается следующей матрицей A -параметров:

$$\mathbf{A}_H^{(2)} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1/R_H & 1 \end{bmatrix} \quad (14)$$

Используя (7б), (13) и (14) получаем запись матрицы A -параметров нагруженного четырехполюсника $\mathbf{A}^{(2)*}$ через матрицы A -параметров ненагруженного четырехполюсника $\mathbf{A}^{(2)}$ и матрицу нагрузки $\mathbf{A}_H^{(2)}$:

$$\begin{aligned} \mathbf{A}^{(2)*} &= \mathbf{A}^{(2)} \cdot \mathbf{A}_H^{(2)} = \begin{bmatrix} A_{11}^{(2)} & A_{12}^{(2)} \\ A_{21}^{(2)} & A_{22}^{(2)} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1/R_H & 1 \end{bmatrix} = \\ &= \begin{bmatrix} A_{11}^{(2)} + A_{12}^{(2)}/R_H & A_{12}^{(2)} \\ A_{21}^{(2)} + A_{22}^{(2)}/R_H & A_{22}^{(2)} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (15)$$

Подставляя (1а) и (9) в (6), получаем

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{U}_{m1} \\ \dot{I}_{m1} \end{bmatrix} &= \mathbf{A} \cdot \begin{bmatrix} \dot{U}_{m4}^* \\ \dot{I}_{m4}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11}^{(2)} & A_{12}^{(2)} \\ A_{21}^{(2)} & A_{22}^{(2)} \end{bmatrix} \times \\ &\times \begin{bmatrix} A_{11}^{(2)} + A_{12}^{(2)}/R_H & A_{12}^{(2)} \\ A_{21}^{(2)} + A_{22}^{(2)}/R_H & A_{22}^{(2)} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \dot{U}_{m4}^* \\ \dot{I}_{m4}^* \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (16)$$

или

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} A_{11}^{(1)}(A_{11}^{(2)} + A_{12}^{(2)}/R_H) + A_{12}^{(1)}(A_{21}^{(2)} + A_{22}^{(2)}/R_H) & A_{11}^{(1)}A_{12}^{(2)} + A_{12}^{(1)}A_{22}^{(2)} \\ A_{21}^{(1)}(A_{11}^{(2)} + A_{12}^{(2)}/R_H) + A_{22}^{(1)}(A_{21}^{(2)} + A_{22}^{(2)}/R_H) & A_{21}^{(1)}A_{12}^{(2)} + A_{22}^{(1)}A_{22}^{(2)} \end{bmatrix} \quad (17)$$

Из (17) согласно (8б) получим комплексный коэффициент передачи данной системы (рис. 4):

$$\begin{aligned} H(j\omega) &= \frac{1}{A_{11}} = \frac{1}{A_{11}^{(1)}(A_{11}^{(2)} + A_{12}^{(2)}/R_H) + \dots} \\ &\dots \frac{1}{A_{12}^{(1)}(A_{21}^{(2)} + A_{22}^{(2)}/R_H)} = \\ &= \frac{1}{A_{11}^{(1)}} \cdot \frac{1}{A_{11}^{(2)} + A_{12}^{(2)}/R_H} = \frac{1}{A_{11}^{(1)}} \cdot \frac{1}{A_{11}^{(2)*}} \\ &= \frac{1}{1 + \frac{A_{21}^{(1)}}{A_{11}^{(1)}} \cdot \frac{A_{21}^{(2)} + A_{22}^{(2)}/R_H}{A_{11}^{(2)} + A_{12}^{(2)}/R_H}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{A_{21}^{(1)}}{A_{11}^{(1)}} \cdot \frac{A_{21}^{(2)*}}{A_{11}^{(2)*}}} \end{aligned} \quad (18)$$

Согласно (8б) числитель выражения (18) представляет произведение передаточных функций двух четырехполюсников: первого ненагруженного – $H_1(j\omega)|_{XX}$ и второго нагруженного – $H_1(j\omega)$. Согласно (8г) и (11б) в знаменателе стоит отношение выходного сопротивления первого четырехполюсника $Z_{BX}^{(1)}(j\omega)$ к входному сопротивлению второго четырехполюсника $Z_{BX}^{(2)}(j\omega)$. Таким образом, из (18) получаем

$$H(j\omega) = \frac{H_1(j\omega)|_{XX} \cdot H_2(j\omega)}{1 + \frac{Z_{ВЫХ}^{(1)}(j\omega)}{Z_{ВЫХ}^{(2)}(j\omega)}}. \quad (19)$$

Из (17) согласно (11б) получаем выходное сопротивление всей системы:

$$Z_{ВЫХ} = \left. \frac{A_{12}}{A_{11}} \right|_{R_H=\infty} = \frac{A_{11}^{(1)} A_{12}^{(2)} + A_{12}^{(1)} A_{22}^{(2)}}{A_{11}^{(1)} A_{11}^{(2)} + A_{12}^{(1)} A_{21}^{(2)}} = \frac{A_{12}^{(2)}}{A_{11}^{(2)}} \cdot \frac{1 + \frac{A_{12}^{(1)}}{A_{11}^{(1)}} \cdot \frac{A_{22}^{(2)}}{A_{12}^{(2)}}}{1 + \frac{A_{12}^{(1)}}{A_{11}^{(1)}} \cdot \frac{A_{21}^{(2)}}{A_{11}^{(2)}}}. \quad (20)$$

Используя выражения (8г), (9г), (11б) для входного и выходного сопротивления в режимах к. з. и х. х. для первого и второго четырехполюсников, перепишем выражение (20)

$$Z_{ВЫХ} = Z_{ВЫХ}^{(2)} \cdot \frac{1 + \frac{Z_{ВЫХ}^{(1)}}{Z_{ВХКЗ}^{(2)}}}{1 + \frac{Z_{ВЫХ}^{(1)}}{Z_{ВХХХ}^{(2)}}}. \quad (21)$$

Входное сопротивление каскадно-соединенных четырехполюсников определим из (17) согласно (8г):

$$Z_{ВХ} = \frac{A_{11}}{A_{21}} = \frac{A_{11}^{(1)} A_{11}^{(2)*} + A_{11}^{(1)} A_{21}^{(2)*}}{A_{21}^{(1)} A_{11}^{(2)*} + A_{22}^{(1)} A_{21}^{(2)*}} = \frac{A_{11}^{(1)}}{A_{21}^{(1)}} \cdot \frac{1 + \frac{A_{12}^{(1)}}{A_{11}^{(1)}} \cdot \frac{A_{21}^{(2)*}}{A_{11}^{(2)*}}}{1 + \frac{A_{12}^{(1)}}{A_{11}^{(1)}} \cdot \frac{A_{21}^{(2)*}}{A_{11}^{(2)*}}}. \quad (22)$$

Используя выражения (8г), (10б), (11б) для входного и выходного сопротивления в режимах к. з. и х. х. для первого и второго четырехполюсников, перепишем выражение (22)

$$Z_{ВХ} = Z_{ВХХХ}^{(1)} \cdot \frac{1 + \frac{Z_{ВЫХКЗ}^{(1)}}{Z_{ВХ}^{(2)}}}{1 + \frac{Z_{ВЫХХХ}^{(1)}}{Z_{ВХ}^{(2)}}}. \quad (23)$$

Таким образом, в данном разделе выведены выражения для входного сопротивления $Z_{ВХ}(j\omega)$ подсистемы

F_2 (входной (промежуточный) фильтр – ведомый ИИЭ), а также для передаточной функции $H(j\omega)$ и выходного сопротивления $Z_{ВЫХ}(j\omega)$ подсистемы F_2 , которые будут использованы в дальнейших исследованиях устойчивости РЭС.

Для обеспечения устойчивости в РЭС следует снижать входное сопротивление подсистемы F_2 до величины меньшей выходного сопротивления ведущего ИИЭ F_1 [2, 3, 5, 6]. Входное сопротивление подсистемы F_2 , как следует из (23), зависит от входного сопротивления входного фильтра в режиме разомкнутых выходных зажимов $Z_{ВХХХ}^{(1)}$ выходного сопротивления входного фильтра в режиме разомкнутых и замкнутых входных зажимов $Z_{ВЫХХХ}^{(1)}$, $Z_{ВЫХКЗ}^{(1)}$ и входного сопротивления ведомого ИИЭ $Z_{ВХ}^{(2)}$ подсистемы F_2 .

Частотные характеристики входного фильтра с корректирующим звеном подсистемы F_2

Расчет входного фильтра производится для ИИЭ, принципиальная схема которого приведена на рис. 5. Для обеспечения устойчивости РЭС снижается входное сопротивление фильтра подсистемы F_2 при обеспечении заданного затухания с помощью корректирующей цепочки R_p , C_b [7].

Ведомый ИИЭ, выполненный по схеме двухтактного преобразователя со средней точкой, содержит понижающий трансформатор с коэффициентом передачи $n = w_{21}/w_{11}$, где w_{11} и w_{21} – соответственно числа витков первичной и вторичной обмоток трансформатора преобразователя.

Значения параметров входного фильтра с корректирующим звеном рассчитаны по методике, приведенной в [9]: $L_\Phi = 2,5$ мГн, $C_\Phi = 300$ мкФ, $n = 3$, $C_b = nC_\Phi = 900$ мкФ, $R_p = 2$ Ом.

Расчетные зависимости $|Z_{ВХ1XX}(j\omega)|$, $|Z_{ВЫХ1КЗ}(j\omega)|$ и $|Z_{ВЫХ1XX}(j\omega)|$, изображенные на рис. 6, получены из следующих соотношений:

$$Z_{ВХ1XX}(p) = pL_\Phi + \frac{\left(R_p + \frac{1}{pnC_\Phi}\right) \frac{1}{pC_\Phi}}{R_p + \frac{1}{pnC_\Phi} + \frac{1}{pC_\Phi}}; \quad (24)$$

$$Z_{ВЫХ1КЗ}(p) = \frac{1}{\frac{1}{pL_\Phi} + \frac{1}{pnC_\Phi + R_p} + pC_\Phi}; \quad (25)$$

$$Z_{ВЫХ1XX}(p) = \frac{\left(R_p + \frac{1}{pnC_\Phi}\right) \frac{1}{pC_\Phi}}{\frac{1}{pL_\Phi} + \frac{1}{pnC_\Phi + R_p} + pC_\Phi}, \quad (26)$$

где $Z_{ВХ1XX}(p)$ – входное сопротивление фильтра при разомкнутых выходных зажимах;

$Z_{ВЫХ1КЗ}(p)$ – выходное сопротивление фильтра при замкнутых входных зажимах;

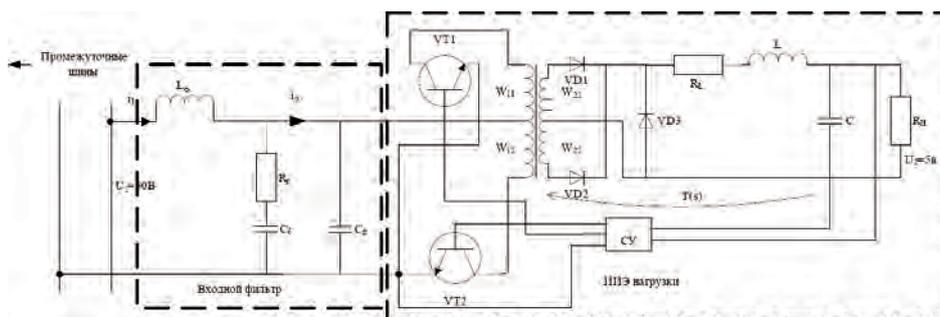


Рис. 5. Схема ведомого ИИЭ с входным LC-фильтром и корректирующей R_φC_φ цепочкой

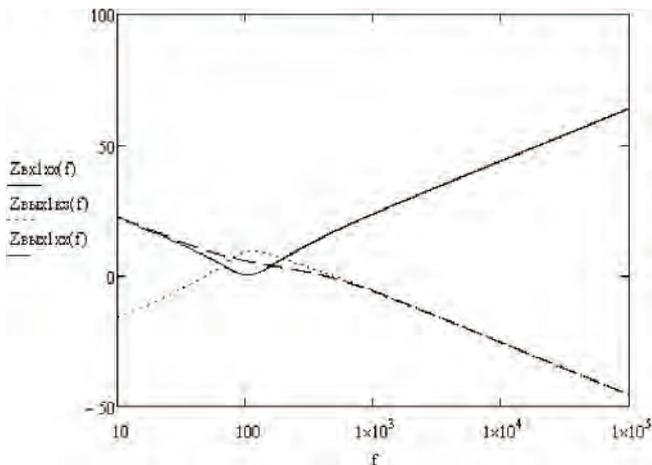


Рис. 6. Характеристики входных и выходных сопротивлений входного LC-фильтра с RC коррекцией

$Z_{\text{ВЫХ}}(p)$ – выходное сопротивление фильтра при разомкнутых входных зажимах.

Расчет логарифмических частотных характеристик подсистем F_1 и F_2

Расчет выходного сопротивления $Z_{\text{ВЫХ}}$ системы F_1 производится по (5) и (5а). При расчете передаточной функции разомкнутой системы $T_0(p)$ ведущего ИИЭ необходимо учитывать сопротивление промежуточных шин $Z_{\text{ВХ}}$, питающих ведомые ИИЭ [2].

$$T_0(p) = K \frac{Z_{\text{ВХ}}(p)}{R_0 + pL_0 + Z_{\text{ВХ}}(p)}, \quad (27)$$

где K – коэффициент стабилизации ведущего ИИЭ. $Z_{\text{ВХ}}$ рассчитывается по (23) или приближенно, как $Z_{\text{ВХ}} = Z_{\text{ВХ1ХХ}}$ из (24).

Выражение входного сопротивление ведомого ИИЭ при замкнутой цепи его обратной связи имеет вид [6]:

$$Z_{\text{ВХИ}}(p) = \frac{1 + T(p)}{M^2} \cdot \frac{R_2 Z_{\Phi 1}(p)}{R_2 - Z_{\Phi 1}(p) T(p)}, \quad (28)$$

где $T(p) = kW(p)$ – петлевой коэффициент усиления цепи обратной связи ведущего ИИЭ;

$k = k_{\text{д}} k_{\text{УПТ}} k_{\text{ШИМ}} k_{\text{КЛ}}$ – коэффициент стабилизации ИИЭ;

– передаточная функция выходного сглаживающего LC-фильтра силовой части ведомого ИИЭ:

$$T(p) = \frac{1}{p^2 LC + p(R_L C + L/R_H) + 1};$$

– входное сопротивление силового сглаживающего LC-фильтра ведомого ИИЭ:

$$Z_{\Phi} = R_L + pL + \frac{R_H}{pCR_H + 1};$$

M – результирующий коэффициент трансформации входного напряжения, учитывающий коэффициент передачи трансформатора преобразователя ведомого ИИЭ, то есть $M = n_{21} D$;

D – коэффициент заполнения импульса ключевого элемента ШИМ,

R_H – сопротивление нагрузки ведомого ИИЭ.

В качестве иллюстрации расчета устойчивости РЭС приведем примеры расчетов устойчивости распределенной системы электропитания электронной АТС МТ20/25 для питания двух секций конверторов ЭВМ [8].

ЭПУ каждой секции конверторов ЭВМ состоит из одного ведущего и трех ведомых ИИЭ, и при отсутствии входных фильтров перед ведомыми ИИЭ, то есть вариант РЭС (рис. 1), ее упрощенная эквивалентная схема изображена на рис. 7.

Параметры ведомых ИИЭ были взяты из [8]. В качестве ведущего ИИЭ выбран высокочастотный буферный выпрямитель типа ВБВ 60/50. Для упрощения расчетов, то есть при использовании схемы РЭС (рис. 2), учитывается только 8 ведомых ИИЭ-2, включенных параллельно на промежуточной шине. Они создают большую часть мощности нагрузки.

Параметры выбранных ИИЭ.

Ведущий ИИЭ-0 типа ВБВ. Первичное питание переменным током 380/220 В, 50 Гц, вторичное выпрямленное стабилизированное напряжение $U_0 = 60$ В, $I_0 = 50$ А, $P_0 = 3$ кВт, $R_H = 1,2$ Ом, $R_0 \approx 0,05 R_H$, коэффициент стабилизации ВБВ $K \geq 100$, $K_{\text{ПВЫХ}} = 0,03\%$, частота коммутации ключевых элементов высокочастотного

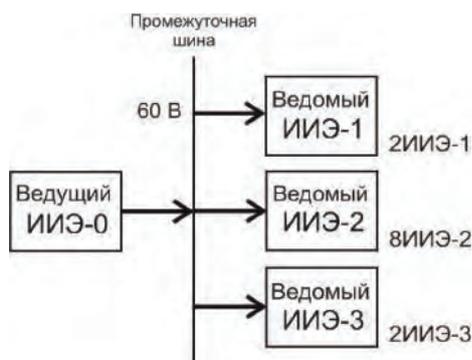


Рис. 7. Упрощенная эквивалентная схема ЭПУ

преобразователя ВБВ $f_k = 30$ кГц. Для расчетов в данном примере на выходе ВБВ принимался однозвенный LC-фильтр с параметрами $L_0 = 60$ мкГн, $C_0 = 4000$ мкФ, $R_0 = 0,06$ Ом.

Ведомый ИИЭ-2 (8 преобразователей): $U_2 = 5$ В, $I_2 = 50$ А, $P_2 = 250$ Вт, $R_{H2} = 0,1$ Ом, $R_{L2} = R_{Э2} = 0,1R_{H2}$, $K_{ПВЫХ} = 1\%$, $\Sigma P_2 = 8 \cdot 250 = 2000$ Вт. Параметры фильтра: $L_2 = 20$ мкГн, $C_0 = 1000$ мкФ, $M_2 = n_{22}D_2 = 0,1 \cdot 0,8 = 0,08$, где n_{22} – коэффициент трансформатора ИИЭ-2, $K = 40$ – коэффициент стабилизации ИИЭ-2.

Для вышеприведенных параметров ведомого ИИЭ, зависимость для $|Z_{ВХИ}|$, рассчитанная по (28), и $|Z_{ВХ}|$, рассчитанная по (23), изображены на рис. 8. На рис. 8 изображена также зависимость $|Z_{ВХ1XX}(j\omega)|$ в том же масштабе, что и $|Z_{ВХ}(j\omega)|$, из которого видно, что они весьма близки друг к другу, т. е. $|Z_{ВХ}(j\omega)| \approx |Z_{ВХ1XX}(j\omega)|$, и значит в (23) можно пренебречь величиной члена корректирующего фактора и тем самым упростить оценку устойчивости РЭС.

Как указывалось выше, расчет устойчивости РЭС (рис. 2) обеспечивается соответствующим расчетом контура ООС по формуле (2).

С целью упрощения расчетов РЭС (рис. 2) учитывается только 8 ведомых ИИЭ-2, включенных параллельно на промежуточные шины и делается допущение, что все параллельно включенные ИИЭ нагружены по току одинаково и работают синфазно, а приведенное значение входного сопротивления подсистемы F_2 рассчитывается по (28). Тогда формула (2) принимает вид

$$T_{\text{доп}}(j\omega) = \frac{Z_{\text{ВЫХ}}(j\omega)}{\frac{1}{8} \cdot Z_{\text{ВХпр}}(j\omega)} \quad (29)$$

Для вышеприведенных данных выбранных ИИЭ зависимости $|Z_{\text{ВХпр}}(j\omega)|/8$ и $|Z_{\text{ВЫХ}}(j\omega)|$ приведены на рис. 9а, из которого видно, что они не пересекают друг друга, причем $|Z_{\text{ВЫХ}}(j\omega)| < |Z_{\text{ВХпр}}(j\omega)|/8$, то есть $T_{\text{доп}} < 1$, что соответствует условию устойчивости (3). Кроме того круговой амплитудно-фазовый критерий Найквиста (рис. 9б) не охватывает критическую точку $[-1; j0]$, что также подтверждает устойчивость рассматриваемой РЭС.

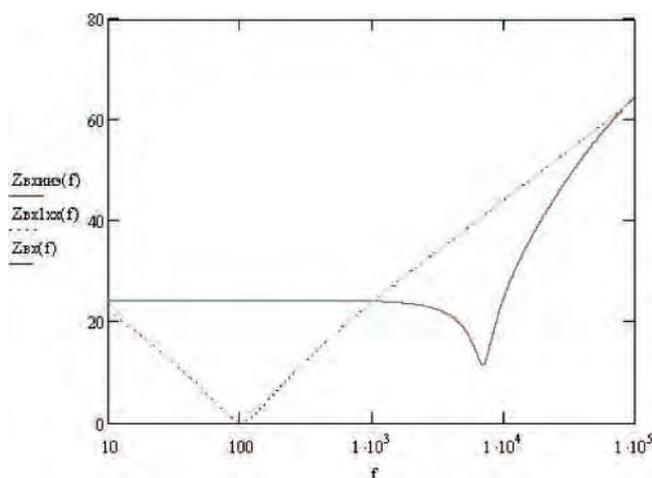


Рис. 8. Частотные характеристики модулей входного сопротивления входных фильтров

В заключение отметим, что исчерпывающего решения выбора оптимальных РЭС и их расчета не разработано, в виду их большого разнообразия и сложности. Поэтому предлагаемую статью следует рассматривать как одно из возможных решений этой сложной проблемы.

Выводы

1. Оценку устойчивости любой распределенной системы электропитания, при устойчивости ведущего и ведомых ИИЭ в отдельности, целесообразно проводить, анализируя корни характеристического уравнения $1 + Z_{\text{ВЫХ}}(j\omega)/Z_{\text{ВХ}}(j\omega)$, с учетом как амплитуды, так и фазы соответственно для $Z_{\text{ВЫХ}}(j\omega)$ – выходного сопротивления ведущего ИИЭ и $Z_{\text{ВХ}}(j\omega)$ – суммарного сопротивления параллельно соединенных ведомых ИИЭ, питающихся от промежуточных шин.

Практически, наиболее просто эти условия (учета модуля и фазы) можно учесть с помощью амплитудно-фазового годографа, т. е. критерия Найквиста, для отношения $T_{\text{доп}} = Z_{\text{ВЫХ}}(j\omega)/Z_{\text{ВХ}}(j\omega)$.

2. Предложена оригинальная методика расчета входного сопротивления подсистемы входной фильтр-ведомый ИИЭ.

При рационально выбранных параметрах входного фильтра, входное сопротивление такой подсистемы практически может совпадать со значением входного сопротивления только входного фильтра при его разомкнутых выходных зажимах, то есть в режиме холостого хода.

Это означает, что при оценке устойчивости РЭС (рис. 2) выражение его дополнительного петлевого коэффициента усиления $T_{\text{доп}}(j\omega)$ значительно упрощается, так как при вычислении входного сопротивления $Z_{\text{ВХ}}(j\omega)$ подсистемы F_2 можно опустить громоздкое определение входного сопротивления ведомого ИИЭ $Z_{\text{ВХИ}}(j\omega)$. Расчет входного сопротивления подсистемы F_2 сводится к расчету только входного

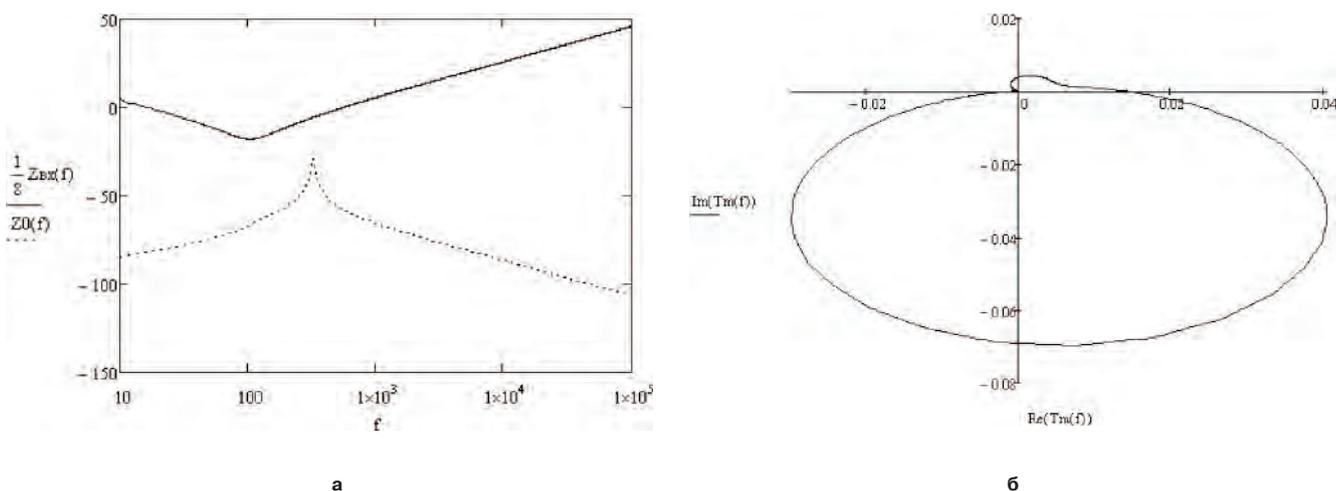


Рис. 9. Зависимость модулей выходного сопротивления ведущего ИИЭ подсистемы F_1 и входного сопротивления входной фильтр-ведомый ИИЭ подсистемы F_2 (а); амплитудно-фазовый годограф $T_{\text{доп}}$ подсистемы F_2

сопротивления входного фильтра в режиме холостого хода, т. е. принять $Z_{\text{вх}}(j\omega) \approx Z_{\text{вх1хх}}(j\omega)$.

Такая замена существенно упрощает анализ устойчивости всей РЭС.

Литература

1. Choi B. and Cho B. H. Intermediate line filter design to meet both impedance compatibility and EMI specification // IEEE Trans Power Electron, 1995. vol. 10. Sep. no. 5. pp. 583–588.

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

3. Донкеев С. С., Коржавин О. А. Расчет двухзвенного фильтра импульсного источника электропитания // Практическая силовая электроника. 2007. № 27. С. 28–33.

4. Пилинский В. В. Источники вторичного электропитания с бестрансформаторным входом для электронной аппаратуры / Киев. КПИ, 1985.

5. Дмитриков В. Ф., Сергеев В. В., Самилин И. Н. Повышение эффективности преобразовательных и радиотехнических устройств / М.: Радио и связь. 2005. — 424 с.

6. Middlebrook R. D. Input filter considerations in design and application of switching regulators // IEEE PESC. 1977. pp. 36–57.

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

8. Шаранов Ю. К., Ковляков В. К. Отечественные телекоммуникационные системы / М.: Логос, 2005.

Дмитриков Владимир Федорович, д. т. н., профессор, заведующий кафедрой «Теория электрических цепей», директор департамента фундаментальной подготовки Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, тел.: (812) 589951997, e-mail: Dmitr-VF@tec.sut.ru;

Коржавин Олег Аркадьевич, доцент кафедры ОКИТРС, Поволжского государственного университета телекоммуникаций и информатики, тел. (846)332-79-09, e-mail: korg@epus.psati.ru;

Шушпанов Дмитрий Викторович, аспирант кафедры «Теория электрических цепей» Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича.

Н. А. Фролов, А. Ф. Ягудин

ПРИМЕНЕНИЕ НЕЛИНЕЙНОГО ТРАНСФОРМАТОРА ДЛЯ УПРАВЛЕНИЯ СИЛОВЫМИ ПОЛЕВЫМИ КЛЮЧАМИ ИНВЕРТОРОВ

N. A. Frolov,
A. F. YagudinUsage of Non-Linear Transformer for Inverter
MOSFET Power Switches Control

Цель настоящей статьи – исследование возможности применения нелинейных трансформаторов с насыщающимся ферромагнитным сердечником для управления силовыми полевыми ключами со значительными входными емкостями.

Ключевые слова: колебательный контур, резонансная частота, нелинейная индуктивность, импульс тока, скорость перезаряда

The goal of the paper is to investigate the possibility of using non-linear transformers with saturable cores to control MOSFET power switches of inverters.

Key words: oscillatory circuit, resonant frequency, non-linear inductance, pulse current, charging/discharging speed

В настоящее время большое внимание уделяется вопросам коммутации нагрузок, обладающих значительной входной емкостью, например, полностью управляемых вентилях на *MOSFET* и *IGBT*-транзисторах, запираемых тиристорах и других [1].

Стремление повысить рабочие частоты и увеличить мощность таких нагрузок приводит к необходимости обеспечивать высокие токи перезаряда входных емкостей, что требует разработки специальных управляющих ключей для коммутации и схем управления [2].

Требования помехозащищенности заставляют увеличивать входную емкость в цепи управления (затвора) с целью уменьшения влияния импульсных помех, что приводит к дальнейшему росту токов перезаряда.

Многочисленные исследования колебаний в нелинейных цепях, в частности, колебательных контурах с нелинейными реактивными элементами [3], и в цепях с использованием феррорезонанса [4], ограничивались квазилинейным приближением при гармоническом возбуждении и малых амплитудах. Детальных исследований колебаний при больших амплитудах и негармонических воздействиях проведено не было, в первую очередь из-за невозможности аналитического решения данной задачи и необходимости привлечения численных методов.

Целью настоящей работы явилось исследование возможности применения нелинейных трансформаторов с насыщающимся ферромагнитным сердечником для управления силовыми полевыми ключами со значительными входными емкостями.

Теоретические исследования и численный эксперимент

Схема трансформаторного управления полумостовым инвертором напряжения представлена на рис. 1, где C_1 и C_2 – входные емкости силовых ключей ин-

вертора, в качестве которых могут, например, использоваться транзисторы *MOSFET*.

После приведения вторичных обмоток к первичной и пренебрежения полями рассеяния, что правомерно для тороидального исполнения трансформатора, получаем эквивалентную схему параллельного колебательного контура, содержащего нелинейную индуктивность с ферромагнитным сердечником, возбуждаемую прямоугольными импульсами тока. При этом входная емкость нагрузки является частью общей емкости колебательного контура.

Схема параллельного колебательного контура показана на рис. 2.

На колебательный контур, образованный нелинейной индуктивностью L и емкостью C подается ток прямоугольной формы от источника тока. При этом частота колебаний источника тока должна совпадать с частотой собственных колебаний контура. Без учета зависимости потерь в сердечнике от величины индукции, потери в контуре изображаются в виде линейного активного сопротивления R .

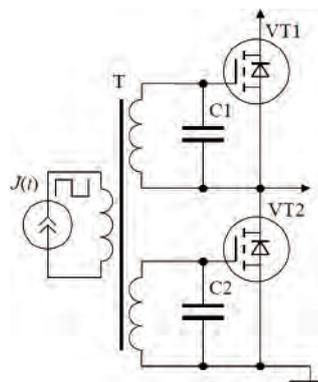


Рис. 1

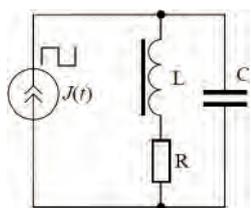


Рис. 2

Пренебрегая гистерезисом, аппроксимируем вейбер-амперную характеристику функцией арктангенса

$$\Psi(t) = k_{\psi} \cdot \arctg[k_j \cdot J_L(t)], \quad (1)$$

где $J_L(t)$ – ток через индуктивность;

k_{ψ}, k_j – коэффициенты, зависящие от конструкции индуктивности и ферромагнитного сердечника.

Принимая в качестве переменных состояния ток через индуктивность и напряжение на емкости, составим систему дифференциальных уравнений

$$\begin{cases} J(t) = C \left(\frac{\partial U_C}{\partial t} \right) + J_L(t); \\ U_C(t) = J_L(t)R + \frac{k_{\psi} k_j \left(\frac{\partial J_L(t)}{\partial t} \right)}{1 + k_j^2 \cdot J_L^2(t)}, \end{cases} \quad (2)$$

где $J(t)$ – ток источника.

Аналитическое решение данной системы уравнений неизвестно, поэтому был использован численный метод Розенброка [5] на полупериоде колебаний, при этом с помощью метода половинного деления выполнялось совмещение начальных условий на первом и втором полупериодах при относительной погрешности расчета 10^{-2} . Знак тока $J(t)$ изменялся на противоположный при переходе $U_C(t)$ через ноль. Далее полученные начальные значения переменных состояния уточнялись методом Ньютона [5] до достижения относительной погрешности 10^{-6} . В процессе

приближений полупериод изменения тока $J(t)$ устанавливался таким, чтобы момент изменения знака $J(t)$ совпадал с моментом перехода $U_C(t)$ через ноль.

Для численного эксперимента принимались нормированные значения, полагая $C = 1 \text{ Ф}$, $k_{\psi} k_j = 1$. При таком выборе коэффициентов значение индуктивности при $|J(t)| \rightarrow 0$ будет равно 1. Угловая частота ω также равна 1.

График напряжения на емкости на половине периода при $R = 0,01 \text{ Ом}$, $|J(t)| = 0,1 \text{ А}$, $k_{\psi} = 1$, $k_j = 1$ показан на рис. 3. При этом $\omega = 1,883$. График тока через индуктивность на половине периода при тех же значениях параметров показан на рис. 4.

Как следует из зависимостей на рис. 3 и 4, при увеличении тока источника увеличиваются резонансная частота и ток в момент коммутации. Для более детального исследования этого явления были построены зависимости резонансной частоты и фактора нарастания

$$k_U = \left(\frac{\partial U_C(t)}{\partial t} \right) \cdot T$$

от тока источника, приведенные на рисунках 5 и 6.

Из рис. 5 видно, что с возрастанием тока источника резонансная частота сначала резко, а далее почти линейно медленно растет, а из рис. 6 – что фактор нарастания возрастает и затем достигает максимума при величине тока источника 1,2 А.

Таким образом, при использовании нелинейной индуктивности открывается возможность управления частотой коммутации емкостной нагрузки, при этом скорость коммутации также возрастает, достигая максимального значения при определенной амплитуде тока источника.

Такая особенность колебательного контура с нелинейной индуктивностью исключительно благоприятна для управления полевыми ключами высокочастотных инверторов, поскольку дает возможность увеличивать емкости в цепи затворов для снижения импульсных помех и обеспечивать надежную коммутацию в широком диапазоне частот.

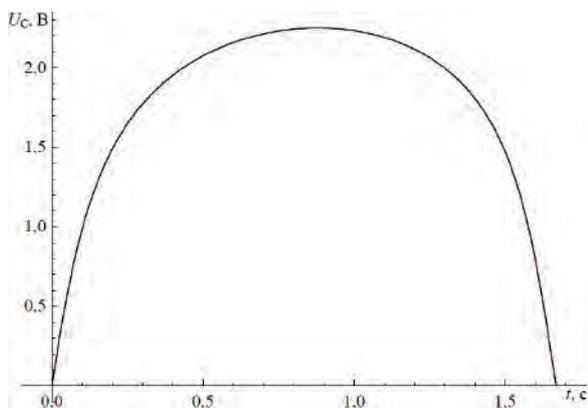


Рис. 3

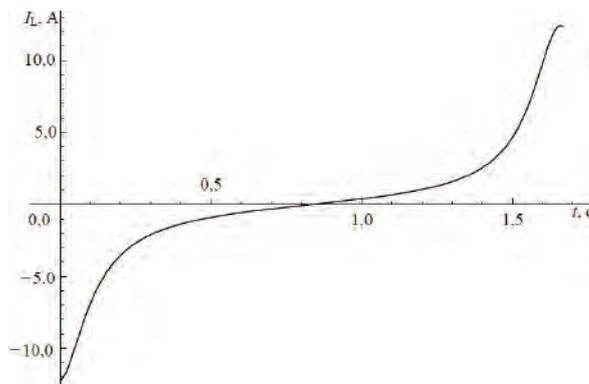


Рис. 4

Кроме этого, возможность применения отдельных обмоток при трансформаторном включении индуктивности, обеспечивает гальваническую развязку отдельных ключей и позволяет коммутировать схемы мостового и параллельного включений.

Практическая реализация схемы управления инвертором

В качестве генератора импульсов тока для схемы управления инвертором с насыщающимся трансформатором применен автогенератор на основе дифференциального токового ключа (рис. 7).

Генератор выполнен по двухтактной схеме, в которой контур $TC-1C2$ возбуждается прямоугольными импульсами тока, поступающими с коллекторов транзисторов $VT1, VT2$, включенных каскадно с транзисторами $VT3, VT4$ для обеспечения высокого выходного сопротивления и создания высокого коэффициента усиления для возбуждения при минимальных значениях добротности.

Возбуждение происходит в линейной области работы транзисторов $VT1, VT2$, а затем по мере нарастания колебаний они переходят в ключевой режим работы.

Обратная связь выполнена на конденсаторах $C3, C4$ на базы транзисторов $VT4, VT3$.

Диоды $VD1, VD2$ служат для предотвращения пробоя перехода база-эмиттер транзисторов $VT3, VT4$.

Транзисторы $VT5, VT6$ включены параллельно и служат управляемым источником стабильного тока, который обеспечивает поддержание заданной амплитуды тока, питающего колебательный контур.

Экспериментальные исследования схемы управления

Экспериментальные исследования данного генератора полностью подтвердили сделанные теоретические выводы. В качестве полевых ключей были выбраны

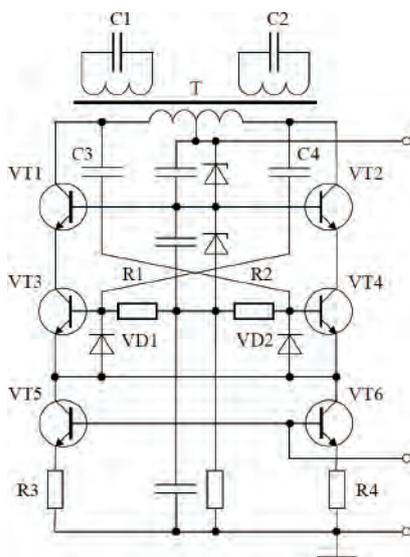


Рис. 7

транзисторы *MOSFET IRF740*. В качестве параметров контура принимались следующие значения:

- сердечник – тороидальный, материал 2000НМ3;
- величина тока – 0,05 А;
- число витков – 23;
- площадь поперечного сечения сердечника – 3 мм²;
- средняя длина магнитной силовой линии – 17,3 мм;
- емкость – 10 нФ;
- сопротивление обмотки переменному току – 0,8 Ом.

Начальная магнитная проницаемость сердечника составляла 1600. Частота гармонических колебаний в контуре 117430 Гц.

График напряжения на контуре в одном полупериоде приведен на рис. 8, а график тока через емкость – на рис. 9.

График тока через контур в начале полупериода показан на рис. 10, а в конце полупериода – на рис. 11. Обращает на себя внимание тот факт, что в конце полупериода величина тока имеет большее значение, а максимум тока достигается несколько раньше окончания полупериода, что весьма благоприятно для быстрого запираения полевого ключа.

Частота колебаний составляет 336230 Гц, что в три раза превышает гармоническую частоту в линейном режиме.

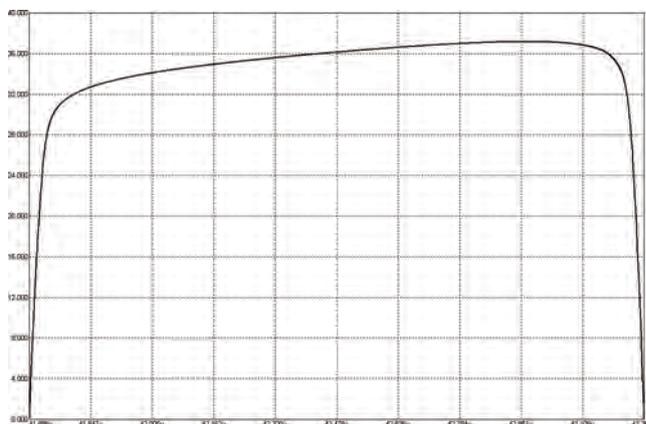


Рис. 8

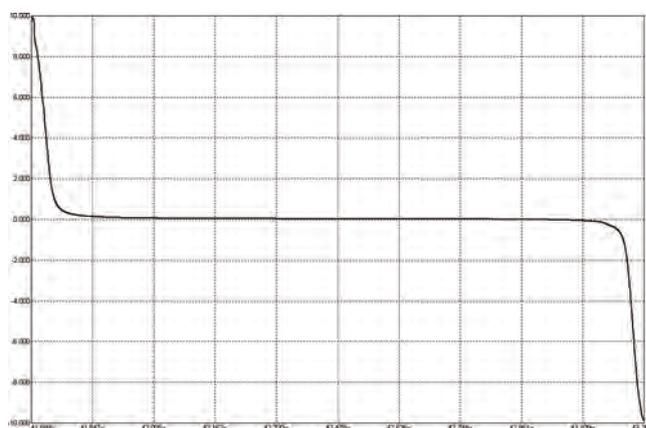


Рис. 9

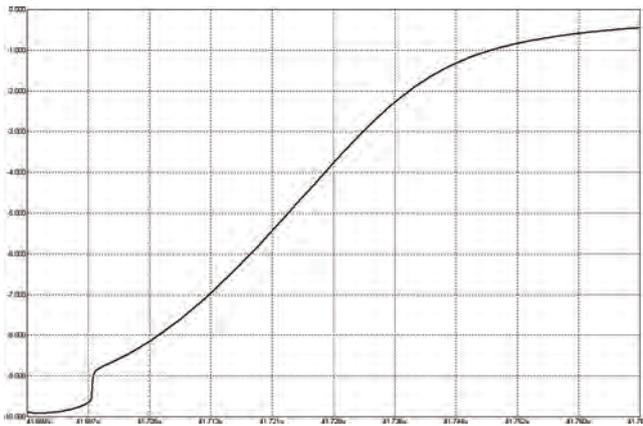


Рис. 10

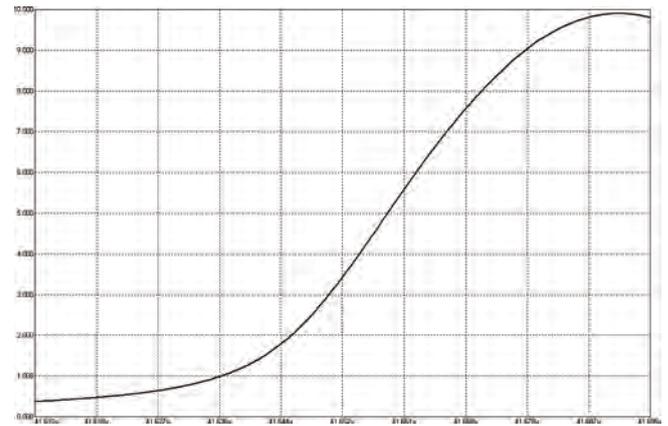


Рис. 11

При экспериментальных исследованиях генератора выявлена интересная особенность, которая состоит в том, что при поддержании неизменной амплитуды колебаний на контуре частота практически не зависит от величины емкости. Это позволяет увеличивать емкости в цепи затвора посредством подключения параллельно затвору дополнительных конденсаторов. При этом уменьшается длительность ступени на кривой напряжения, вызванной эффектом Миллера [6]. Отмеченное явление нуждается в дополнительных теоретических исследованиях.

Таким образом, использование нелинейной индуктивности при возбуждении параллельного колебательного контура током прямоугольной формы дает возможность получить благоприятные характеристики системы управления инвертором на полевых ключах. При этом снижается эффект Миллера и уменьшается влияние входной емкости ключа за счет включения между стоком и затвором дополнительного конденсатора значительно большей емкости. Кроме того, наличие больших емкостей на затворе ключа позволяет значительно снизить импульсные помехи и повысить надежность инвертора.

Литература

1. Попков О. З. Основы преобразовательной тех-

ники. — М: Изд-во МЭИ, 2007, 200 с., ил.

2. Белов Г. А. Высокочастотные тиристорно-транзисторные преобразователи постоянного напряжения. — М.: Энергоатомиздат, 1987.

3. Резонансные явления в электрических цепях с нелинейными элементами: Учеб. пособие / Б. А. Мартынов, В. И. Молотков — Л.: ЛПИ 1981. — 68 с. ил.

4. Задерей Г. П. Многофункциональные трансформаторы в средствах вторичного электропитания / Г. П. Задерей, П. Н. Заика. — М.: Радио и связь, 1989. — 176 с.

5. Г. Корн и Т. Корн. Справочник по математике для научных работников и инженеров. — М.: Наука, 1978, 832 с., ил.

6. Коммутационные процессы в транзисторных инверторах для индукционного нагрева / Бондаренко Д. Н., Дзалиев С. В., Патанов Д. А. // Изв. ГЭТУ, 1996, Вып. 497, С.98–110.

Фролов Николай Александрович, Уфимский государственный авиационный технический университет, Факультет авиационных приборов;

Ягудин Анвар Фаридович, Башкирский государственный университет, Факультет физики.

С. В. Аверин, В. В. Крючков, Ю. Г. Следков

ВЛИЯНИЕ ИНДУКТИВНОСТИ РАССЕЙНИЯ ДВУХОБМОТОЧНОГО ДРОССЕЛЯ НА ХАРАКТЕРИСТИКИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ SEPIC

S. V. Averin, V. V. Kruichkov,
U. G. SledkovHow Leakage Inductance Of A Dual-Winding Inductor
Influences SEPIC Converter Performance

В статье исследовано влияние индуктивности рассеяния магнитно связанного двухобмоточного дросселя на работу преобразователя SEPIC и показано, что наличие индуктивности рассеяния позволяет улучшить КПД и другие рабочие характеристики преобразователя.

Ключевые слова: преобразователь постоянного напряжения, двухобмоточный магнитно связанный дроссель, индуктивность намагничивания, индуктивность рассеяния

The paper investigates how leakage inductance of a dual-winding coupled inductor influences the performance of a SEPIC converter. It is shown that the presence of a leakage inductance makes it possible to improve efficiency and other characteristics of such converter.

Key words: DC-DC converter, dual-winding coupled inductor, magnetizing inductance, leakage inductance

Преобразователи на основе структуры SEPIC стали популярными благодаря возможности такой структуры работать при входных напряжениях, величина которых как выше, так и ниже регулируемого выходного напряжения. Эта особенность позволяет использовать ее в автономных преобразователях, предназначенных для подвижных объектов, медицинского оборудования, охранных системах и устройствах питания ЖК дисплеев. После того как выбрана структура SEPIC, необходимо принять решение относительно того будет ли в преобразователе использован индуктивно связанный дроссель с двумя обмотками, или два отдельных дросселя. Как правило, предпочтение отдается одному двухобмоточному дросселю, поскольку при этом снижаются число компонентов преобразователя, а также требования, предъявляемые к индуктивности, по сравнению с двумя отдельными дросселями. При этом, у разработчиков источников питания возникают трудности, вследствие ограниченного выбора стандартных связанных дросселей большой мощности. Они имеют возмож-

ность разработать собственный дроссель со всеми необходимыми электрическими параметрами, полученными в процессе разработки. Одним из критических параметров, определяющих рабочие характеристики преобразователя SEPIC является индуктивность рассеяния. Однако, часто на ее роль либо не обращают внимания, либо просто не понимают.

Базовая структура преобразователя SEPIC показана на рис. 1, а идеализированные временные диаграммы при работе в режиме непрерывных токов (РНТ) — на рис. 2. Схема работает следующим образом. В промежутке времени DT (T — период переключений, D — коэффициент заполнения) МДП-транзистор VT1 на первичной стороне преобразователя открыт. Поскольку к первичной обмотке приложено напряжение питания, ток через транзистор линейно возрастает. Вследствие того, что соотношение витков обмоток магнитно связанного дросселя равно 1, во вторичной обмотке также приложено напряжение питания. Конденсатор $C_{рв}$ заряжается до положительного напряжения, равного $U_{вх}$. Токи обеих обмоток протекают через транзистор VT1 к “земле”. При этом ток вторичной обмотки протекает и через конденсатор $C_{рв}$. На промежутке времени DT ток через транзистор VT1 представляет собой сумму токов первичной обмотки (средний входной ток) и вторичной обмотки (выходной ток).

В промежутке времени $(1 - D)T$ полярности обеих обмоток меняются на противоположные, чтобы продолжать проводить ток. Напряжение вторичной обмотки ограничивается величиной $U_{вых}$ (падением напряжения на открытом диоде пренебрегаем) и через диод VD1 поддерживает ток нагрузки. Когда через конденсатор $C_{рв}$ и диод VD1 протекает ток нагрузки, напряжение на первичной обмотке так-

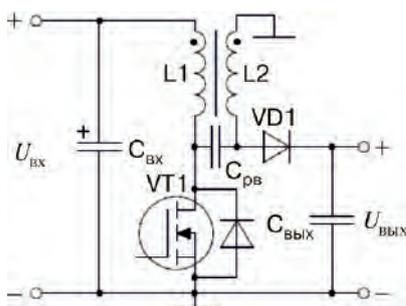


Рис. 1. Базовая структура преобразователя SEPIC с магнитно связанными обмотками

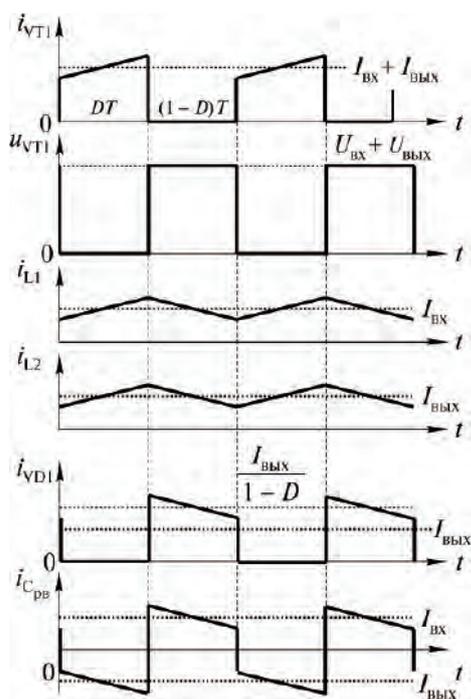


Рис. 2. Основные временные диаграммы, поясняющие работу преобразователя SEPIC в режиме непрерывных токов

же ограничивается на уровне $U_{\text{ВЫХ}}$. Когда напряжение $U_{\text{ВЫХ}}$ приложено к обеим обмоткам, а конденсатор $C_{\text{РВ}}$ заряжен до напряжения $U_{\text{ВХ}}$, напряжение на силовом МДП-транзисторе равно $U_{\text{ВХ}} + U_{\text{ВЫХ}}$. Интересно отметить, что пока напряжение на конденсаторе $C_{\text{РВ}}$ постоянно, обе стороны преобразователя переключаются, и через него протекает переменный ток. Ток через диод VD1 имеет пульсирующий характер со средним значением пульсаций в диапазоне $I_{\text{ВЫХ}}/(1-D)$ или $I_{\text{ВЫХ}} + I_{\text{ВХ}}$. Этот пульсирующий ток фильтруется выходным конденсатором, за счет чего обеспечивается постоянное выходное напряжение.

Для создания лабораторного макета и проверки работоспособности схемы использованы следующие исходные данные:

- входное напряжение: 10–40 В;
- выходное напряжение: 12 В;
- максимальный выходной ток: 4 А;
- пульсации: 1%;
- КПД при максимальной нагрузке: 90% (цель).

Для устройства требуется магнитно связанный дроссель с индуктивностью 22 мкГн и номинальным средним током 10 А. В макете использован готовый дроссель на тороидальном сердечнике с аналогичными параметрами, хотя дроссель изготовленный специально для такого изделия будет иметь меньшие габариты. Были испытаны два варианта тороидальных дросселей: первый – с сильной магнитной связью с бифилярными обмотками, второй – со слабой магнитной связью с отдельными обмотками. Модель магнитно связанного двухобмоточного дросселя с уче-

том паразитных параметров показана на рис. 3. Для дросселя с сильной магнитной связью величина индуктивности намагничивания составляет 22 мкГн, а для дросселя со слабой связью – 17 мкГн. Индуктивности рассеяния обоих дросселей сильно различаются – для дросселя с сильной магнитной связью измеренная индуктивность рассеяния равна 250 нГн, а в случае дросселя со слабой магнитной связью величина индуктивности рассеяния очень большая – 9 мкГн, т. е. составляет почти половину величины индуктивности намагничивания. Активные сопротивления каждой обмотки равны 12 мОм. Потери в сердечнике определялись по произведению $V \cdot \text{мкс}$, приложенных к используемому в сердечнике магнитному материалу. В первом приближении эти потери можно смоделировать в виде резистора, включенного параллельно индуктивности намагничивания. Полностью схема преобразователя SEPIC, в которую включены паразитные параметры двухобмоточного дросселя с сильной магнитной связью, показана на рис. 4. Поскольку конструкция трансформатора симметрична, в обоих случаях индуктивность рассеяния можно равномерно распределить между первичной и вторичной сторонами.

Моделирование токов первичной и вторичной обмоток при сильной магнитной связи (рис. 5) показало, что формы токов существенно отличаются от кривых, показанных на рис. 2. Средние значения кривых соответствуют действительности, но в схеме возникают дополнительные циркулирующие токи. Это токи, протекающие по контуру, включающему в себя конденсатор $C_{\text{РВ}}$, первичную и вторичную индуктивности рассеяния L_{S1} и L_{S2} , идеальный трансформатор (рис. 3), а также входной конденсатор $C_{\text{ВХ}}$. Напряжение на развязывающем конденсаторе содержит переменную составляющую напряжения пульсаций и постоянную составляющую, поскольку емкость конденсатора не бесконечна. Эта переменная составляющая пульсаций фактически прикладывается к индуктивности рассеяния. При заданном напряжении пульсаций чем меньше величина индуктивности рассеяния, тем больше будет изменение тока. Наоборот,

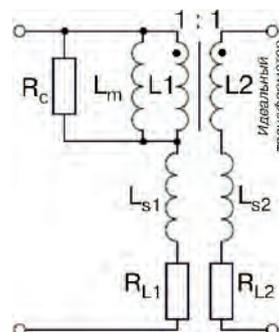


Рис. 3. Модель магнитно связанного дросселя с учетом паразитных параметров

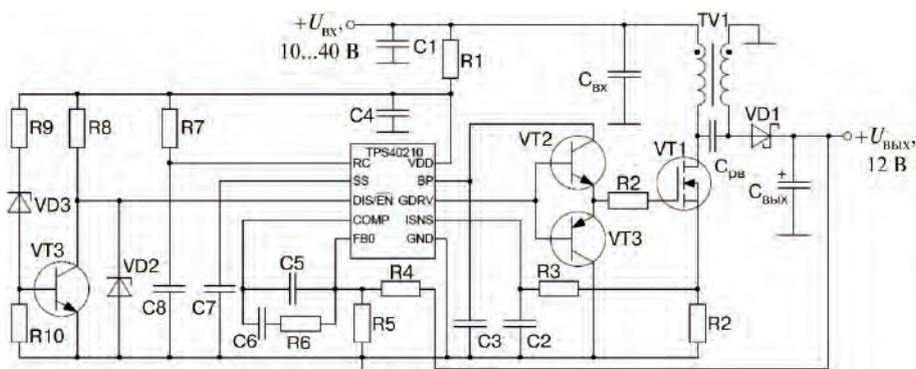


Рис. 4. Схема преобразователя SEPIC

при значительной величине индуктивности рассеяния величина тока пульсаций будет небольшой. Желательно, чтобы величина пульсаций тока, возникающих из-за наличия конденсатора C_{PB} , была соизмерима с величиной пульсаций тока, возникающих в индуктивности намагничивания.

Это условие может быть обеспечено либо за счет увеличения значения индуктивности рассеяния L_s , либо емкости конденсатора C_{PB} . При этом снижаются потери от циркулирующего переменного тока. Однако, увеличение емкости конденсатора, как правило, приводит к повышению стоимости и увеличению габаритов устройства. Поэтому, в конечном счете, разработчику необходимо принять окончательное решение.

Величину индуктивности рассеяния можно определить как

$$L_s = \frac{I_{\text{ВЫХ}} L_1 t_{\text{ВК}}}{C_{\text{PB}} U_{\text{ВХ}}}$$

Отправным пунктом для определения индуктивности рассеяния служит приведенная выше формула для вычисления индуктивности рассеяния. Эта формула позволяет получить величину тока индуктивности рассеяния примерно равную величине тока намагничивания. Такая величина ни в коем случае не является окончательной, и разработчик может изменять ее по своему усмотрению.

Кроме того, выходной ток равен среднему току вторичной обмотки, который можно определить, введя в схему последовательный резистивный датчик тока, включенный относительно “земли”. Это может оказаться полезным в том случае, когда преобразователь используется в качестве зарядного устройства аккумулятора, либо информация о токе нагрузки требуется на системном уровне. Формы токов через магнитно связанный дроссель, полученные с помощью моделирования и экспериментального исследования лабораторного макета преобразователя, показаны на рис. 6. Видно, что полученные результаты совпадают с теоретическими временными диаграммами, показанными на рис. 2.

Одно из достоинств преобразователя состоит в том, что ток пульсаций входного конденсатора непрерывный. Это позволяет уменьшить величину емкости, необходимую для обеспечения низкого уровня пульсаций напряжения, что, в свою очередь, приводит к снижению уровня электромагнитных помех и предотвращает создание помех для чувствительных к ним расположенных за преобразователем электронных устройств. Возможно, что ряде устройств, чувствительных к помехам, будет желательно еще более снизить уровень пульсаций входного тока. Это можно обеспечить за счет увеличения отношения индуктивностей рассеяния первичной и вторичной обмоток. Дополнительная индуктивность рассеяния может быть получена за счет включения дополнительного внешнего дросселя последовательно с первичной обмоткой.

В качестве альтернативы можно разработать магнитно связанный дроссель в котором индуктивность рассеяния проявляется только в одной обмотке. При обоих вариантах это приводит к приложению напряжения пульсаций развязывающего конденсатора в основном к индуктивности рассеяния дросселя на вторичной стороне, поскольку она имеет меньшую величину, что позволяет перенести пульсации тока на вторичную обмотку. Пульсации тока, которые обычно распределяются равномерно по обеим обмоткам, теперь перераспределяются в соответствии с отношением величин индуктивностей рассеяния. Пульсации входного тока (рис. 7) существенно меньше, что позволяет обеспечить пульсации напряжения менее, чем 10 мВ.

Лабораторный макет преобразователя SEPIC с дросселем с сильной магнитной связью показан на рис. 8. На этом же рисунке отдельно показан магнитно связанный дроссель со слабой магнитной связью. Обмотка дросселя с сильной магнитной связью выполнена бифилярной, а дросселя со слабой магнитной связью – секционной. Зависимости измеренного КПД преобразователя от тока нагрузки как для дросселей с сильной магнитной связью, так и со слабой показаны на рис. 9. В целом, КПД преобразователя при использовании

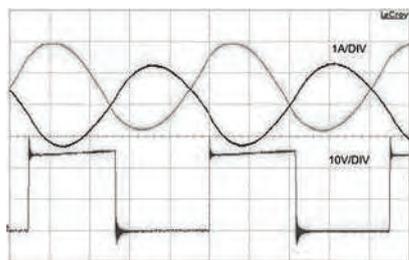
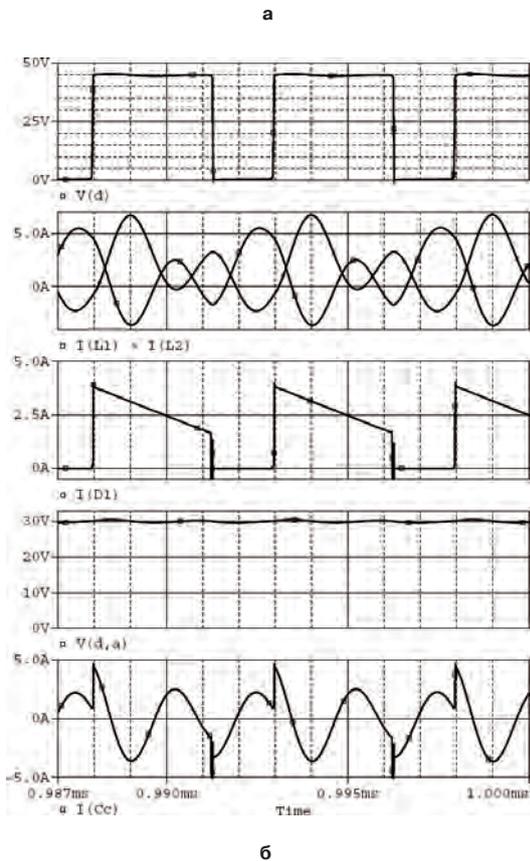
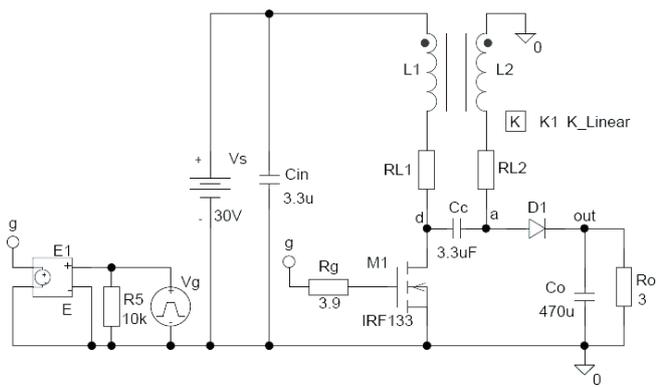


Рис. 5. Схема модели преобразователя SEPIC (а), результаты моделирования (б) и результаты экспериментальных исследований (в) при сильной магнитной связи (малой индуктивности рассеяния дросселя)

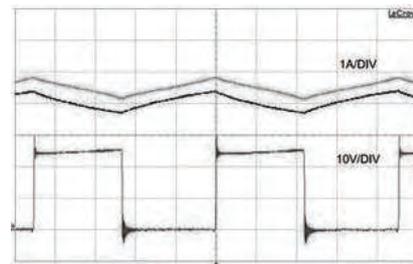
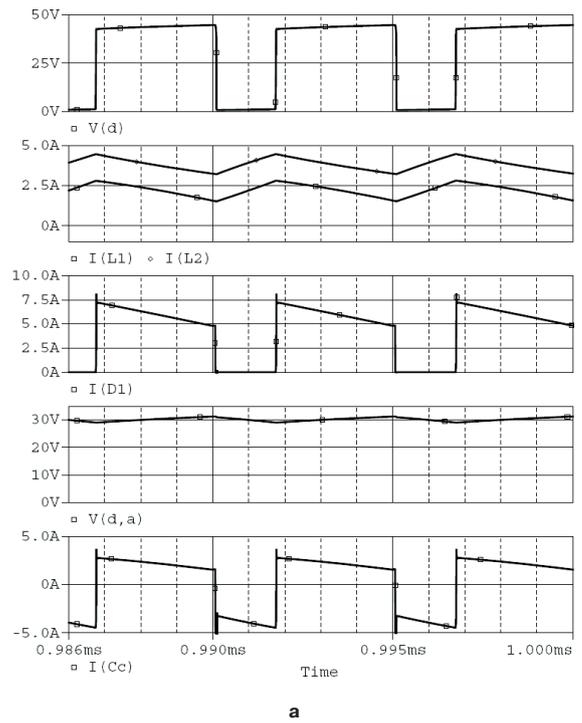
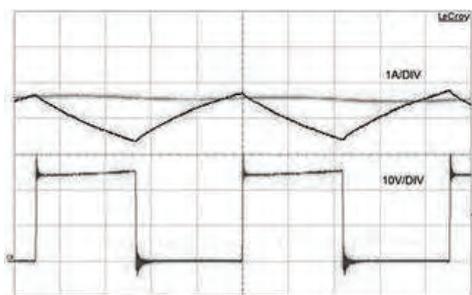


Рис. 6. Временные диаграммы токов магнитно связанного дросселя при большой величине индуктивности рассеяния: а – результаты моделирования; б – результаты эксперимента

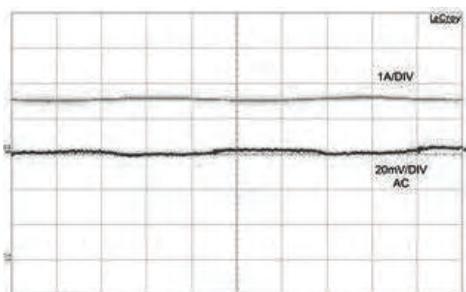
дросселя со слабой магнитной связью выше примерно на 1%. Большая величина переменной составляющей тока дросселя с сильной магнитной связью приводит к снижению КПД, вследствие увеличения омических потерь и потерь в сердечнике.

Выводы

Применение структуры SEPIC обеспечивает прекрасную возможность разработки преобразователя постоянного напряжения с высоким КПД. Намеренное увеличение индуктивности рассеяния разрабатываемого магнитно-связанного двухобмоточного дросселя дает возможность улучшить рабочие характеристики преобразователя и повысить его КПД. При



а



б

Рис. 7. Уменьшение входных пульсаций за перемещение пульсаций тока на выход: пульсации токов дросселей (а); пульсации входного напряжения (б)

этом, имеется возможность снижения пульсаций входного напряжения с помощью управления ими за счет использования дополнительного дросселя.

Литература

1. С. В. Аверин, Ю. Г. Следков, И. Н. Соловьев. Разработка преобразователя постоянного напряжения SEPIC. — Практическая силовая электроника, № 2(34), 2009, С. 22–26.

2. В. В. Крючков. Преобразователь с понижением и повышением напряжения на основе микросхемы повышающего регулятора. — Там же, С. 51.

3. С. В. Аверин, Д. В. Жикленков, Е. И. Ходырев. По-



Рис. 8. Лабораторный макет преобразователя с дросселем с сильной магнитной связью (слева), дроссель со слабой магнитной связью с раздельными обмотками

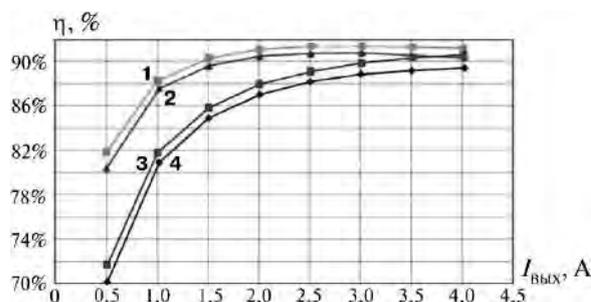


Рис. 9. Преобразователь SEPIC с дросселем со слабой магнитной связью обеспечивает более высокий КПД: 1 – $U_{\text{вх}} = 12 \text{ В}$ (раздельная обмотка); 2 – $U_{\text{вх}} = 12 \text{ В}$ (бифилярная обмотка); 3 – $U_{\text{вх}} = 24 \text{ В}$ (раздельная обмотка); 4 – $U_{\text{вх}} = 24 \text{ В}$ (бифилярная обмотка)

нижающе-повышающий преобразователь постоянного напряжения. — Практическая силовая электроника, № 3(35), 2009, С. 21–24.

4. TS40210. 4.5-V TO 52-V Input Current Mode Boost Controller. — SLUS772B–June 2008, Texas Instruments.

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

Следков Юрий Германович, к. т. н., доцент кафедры "Микроэлектронных электросистем" МАИ, тел. +7(499) 158-45-56, e-mail: dean3_der5@mai.ru.

Д. Р. Манбеков, Д. А. Шевцов

СИММЕТРИРОВАНИЕ ПРОЦЕССА ПЕРЕМАГНИЧИВАНИЯ В НЕРЕГУЛИРУЕМЫХ ДВУХТАКТНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯХ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

D. R. Manbekov,
D. A. Shevtsov

Balancing of the reversal process in conventional or quasi-resonant uncontrolled push-pull converters

В статье приведено описание нового метода симметрирования, разработанного авторами. Использование этого метода возможно не только в классических, но и в квазирезонансных нерегулируемых двухтактных преобразователях. Также представлены результаты компьютерного моделирования в установившемся, переходном и аварийном режимах.

Ключевые слова: симметрирование, процесс перемагничивания, магнитный сердечник, двухтактный преобразователь

The article describes the new method of balancing of the reversal process in magnetic core, which was developed by the authors. This method can be implemented either in conventional or quasi-resonant push-pull non-regulated converters. In addition, the results of computer simulation, which were obtained for steady-state, transient and emergency cases are also presented.

Key words: balancing, reversal process, magnetic core, push-pull converter

В настоящее время имеет место общая тенденция к миниатюризации ИВЭП. Интерес и глубокая проработка этой области объясняется потребностью в большом числе и широкой номенклатуре сетевых вторичных источников питания. В [1] отмечены основные преимущества двухтактных преобразователей напряжения по сравнению с однотактными, в числе которых уменьшение массогабаритных показателей ИВЭП при аналогичной полезной мощности. При этом, в ряде случаев для миниатюризации ИВЭП целесообразно применение нерегулируемых квазирезонансных преобразователей напряжения совместно с импульсными регуляторами напряжения [2, 3, 4]. Высокая эффективность применения таких схемотехнических решений обусловлена совокупностью специальных мер, принимаемых для снижения коммутационных потерь, т. е. “мягкими” режимами переключения ключевых элементов. Примеры структурных схем подобных ИВЭП показаны на рис. 1 и 2.

Квазирезонансный режим работы преобразователя позволяет силовым транзисторным ключам (СТК) переключаться в режимах *zero current* или *zero voltage*, т. е. при низком значении тока или напряжения на ключе [5, 7]. Благодаря этому динамические потери в СТК значительно ниже, чем в традиционных двухтактных преобразователях. Снижение динамических потерь позволяет повысить частоту преобразования, а, следовательно, уменьшить объем и массу реактивных элементов и трансформатора и, как следствие, всего устройства в целом.

Однако в силу структурных особенностей квазирезонансные преобразователи без специальных СУЗ сохраняют свои преимущества только в узком диапазоне коэффициента заполнения (k_3). Поэтому применение квазирезонансных преобразователей может

оказаться целесообразным именно в нерегулируемых преобразователях.

Однако, как в традиционных нерегулируемых двухтактных преобразователях постоянного напряжения (НДППН), так и в квазирезонансных двухтактных преобразователях может возникнуть несимметричный режим перемагничивания сердечника, который, как отмечалось в [1], приводит к:

- снижению надежности;
- увеличению потерь;
- ухудшению электромагнитной совместимости.

Несимметричное перемагничивание может быть обусловлено, например, технологическим разбросом параметров элементов преобразователя и неодинаковой длительностью импульсов управления из-за разных времен рассасывания и задержек на переключение. Поэтому неизменность значения коэффициента заполнения (k_3) еще не может гарантировать симметричного режима перемагничивания. Следовательно, требуется введение специального симметрирующего узла.

Предложенный авторами новый способ симметрирования процесса перемагничивания НДППН основан на том, что любую несимметрию можно свести к неодинаковой длительности управляющих импульсов и добиться симметричного перемагничивания корректировкой длительности этих импульсов [6].

Функциональная схема узла симметрирования для НДППН, представлена на рис. 3.

Схема работает следующим образом. Длительность управляющих импульсов (УИ) задается ГТИ. При этом максимальная длительность УИ ограничивается на заданном уровне, который определяется параметрами времязадающей RC-цепочки и величиной опорного напряжения ИОН. При этом фактическая длительность УИ в точках Z1 и Z2 определяется зна-



Рис.1 Структурная схема ИВЭП с ИРН в первичной цепи и квазирезонансным НДППН

(ИРН – импульсный регулятор напряжения; НДППН – нерегулируемый двухтактный преобразователь постоянного напряжения; ДВН – датчик выходного напряжения; СУЗ – схема управления и защиты; Н – нагрузка; Ep – источник постоянного напряжения)

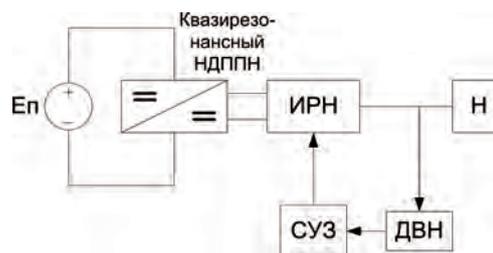


Рис.2 Структурная схема ИВЭП с ИРН во вторичной цепи и квазирезонансным НДППН

чением напряжения на выходе УСР1 и УСР2 соответственно. Отметим, что в рассматриваемой схеме выходное напряжение обоих УСР однополярное и может принимать только отрицательное значение.

При появлении тенденции к несимметричному перемагничиванию увеличивается среднее значение тока соответствующей диагонали (например первой). В результате этого на входе, и, как следствие, на выходе, УСР1 появится отрицательное напряжение. Следовательно уровень напряжения на неинвертирующем входе компаратора Н1 будет ниже уровня напряжения ИОН. Тогда длительность управляющего импульса Z1 будет меньше длительности управляющего импульса E.

В рассматриваемом случае напряжение на входе УСР2 будет положительное, а на его выходе нулевое. При этом напряжение на неинвертирующем входе компаратора 2-й диагонали Н2 будет равно напряжению ИОН, а длительность управляющего импульса Z2 будет равна длительности управляющего импульса F.

Как следствие, уменьшится среднее значение тока исключительно первой диагонали, что приведет к устранению несимметричного режима перемагничивания.

Заметим, что предложенный способ симметрирования сохраняет свою работоспособность не только в нормальных, но и в аварийных режимах работы

ИВЭП. В частности обеспечивается защита от эффекта интегрирования тока благодаря наличию зависимости частоты ГТИ от уровня выходного напряжения. При этом, чем ниже уровень напряжения на ДВН, тем ниже частота ГТИ [8]. Однако уменьшение частоты не приведет к увеличению длительности управляющих импульсов и неизбежному магнитному насыщению сердечника, так как она ограничивается соответствующим ИОН, компаратором и времязадающей RC-цепочкой.

Временные диаграммы процессов, поясняющие работу узла симметрирования для режима несимметрии, соответствующего большему среднему току, протекающему через 1-ую диагональ, приведены на рис. 4.

Эффективность предложенного метода симметрирования была проверена с помощью компьютерного моделирования в системе OrCAD 9.2 для нерегулируемого двухтактного преобразователя, выполненного по мостовой схеме. Результаты компьютерного моделирования при наличии несимметрии в схеме без узла симметрирования и с узлом симметрирования приведены на рис. 5а, и б соответственно. Результаты моделирования в аварийном режиме не приведены, т. к. отличаются от соответствующих на рис. 5б только масштаб. При этом симметричный режим перемагничивания сердечни-

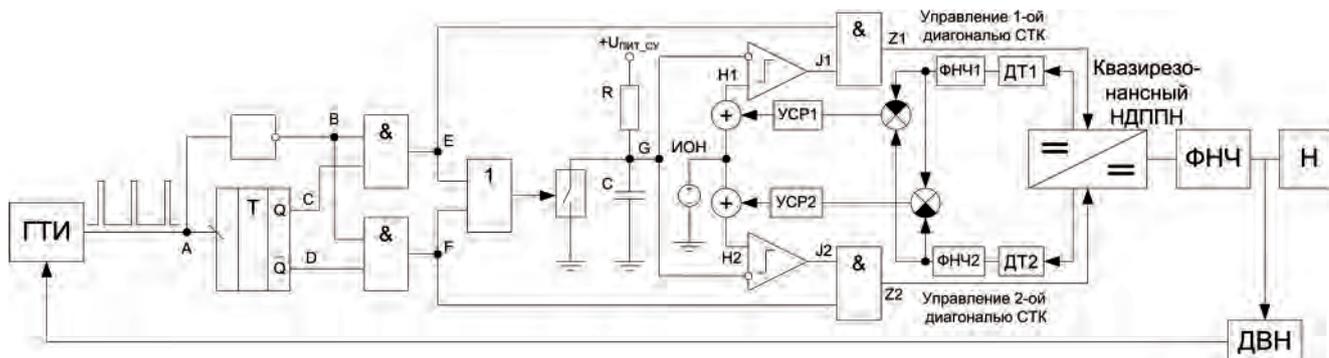


Рис.3 Функциональная схема управления НДППН, позволяющая обеспечить симметричный режим перемагничивания (ГТИ – генератор тактовых импульсов; ИОН – источник опорного напряжения; УСР – усилитель сигнала рассогласования; ФНЧ – фильтр низких частот (интегратор); ДТ – датчик тока)

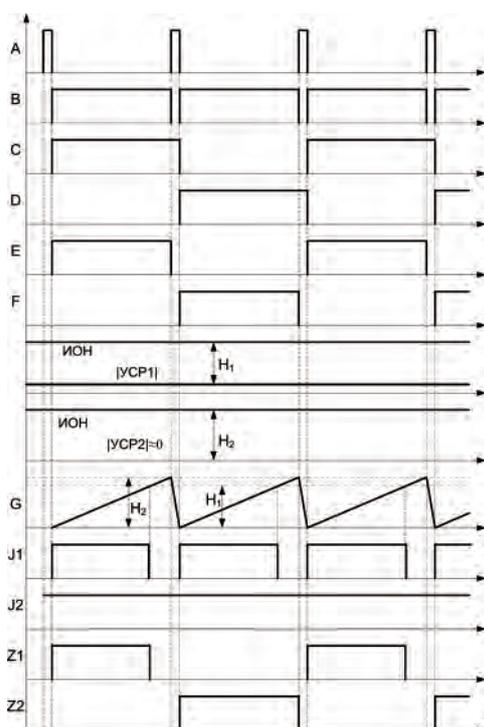


Рис. 4 Временные диаграммы процессов в схеме управления

ка силового трансформатора обеспечивается как в установившемся, так и в переходном и аварийном режимах.

В заключении следует отметить, что предложенный метод симметрирования может также использоваться и в регулируемых преобразователях.

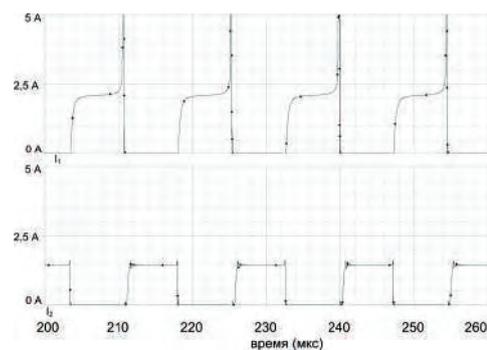
Литература

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

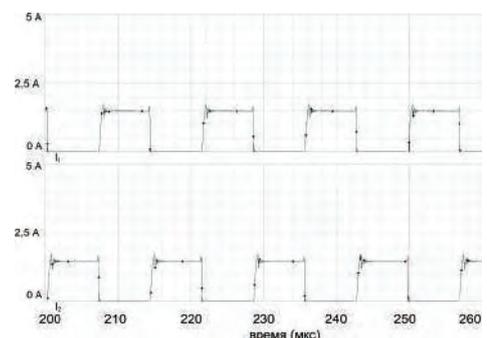
2. Эраносян С., Ланцов В. Квазирезонансные источники вторичного электропитания: проблемы, новый взгляд // Силовая электроника. Тематическое приложение к журналу «Компоненты и технологии». – Санкт-Петербург: Издательство Файнстрит, 2007, № 3. С. 78–84.

3. Мелешин В. И., Якушев В. А., Фрейдлин С. Анализ транзисторного преобразователя постоянного тока с “мягкой” коммутацией // Электричество. – М.: Знак, 2000, № 1. С. 52–56.

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



а



б

Рис. 5. Результаты компьютерного моделирования:
а – без симметрирующего контура;
б – с симметрирующим контуром

5. P. Vinciarelli. Forward Converter switching at zero current. – U.S. Patent # 4,415,959 (1983).

6. Шевцов Д. А., Манбеков Д. Р. Симметрирование двухтактных преобразователей напряжения с использованием принципа подчиненного регулирования // Практическая силовая электроника. № 26, 2007, С. 3–33.

7. B. Andreyckak. “Zero voltage Switching resonant power conversion”, Unitrode application note, U-138, 1999.

8. Машуков Е. В., Шевцов Д. А., Манбеков Д. Р. Исключение эффекта интегрирования тока в переходных и аварийных режимах для транзисторных преобразователей напряжения // Практическая силовая электроника, № 1 (37), 2010, С. 33–36.

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

Шевцов Даниил Андреевич, д. т. н., профессор кафедры “Микроэлектронных электросистем” МАИ, тел.+7(499) 58-45-59.

М. Л. Сокольский

ПРОГРАММИРУЕМЫЙ РЕВЕРСИВНЫЙ ИСТОЧНИК ТОКА ДЛЯ ГАЛЬВАНИЧЕСКОЙ МЕТАЛЛИЗАЦИИ

M. L. Sokolsky

Programmed reversible current source for galvanic metal coating

В статье рассматриваются вопросы, связанные с повышением качества и плотности межсоединений при производстве печатных плат. Для реализации технологии импульсной металлизации разработан программируемый реверсивный источник тока, описание которого представлено в этой статье.

Ключевые слова: печатные платы, реверсивный источник тока, металлизация, глухие отверстия, контроллер

The paper examines issues of interconnections quality and density improvement in the process of printed-circuit boards manufacturing. Programmed reversible current source is developed to implement metal coating technique. The description of this technique is presented in the paper.

Постоянно растущие требования к плотности рисунка при производстве печатных плат диктуют потребность в более тонких проводниках и меньших расстояниях между ними, наряду с повышением эксплуатационных характеристик работы на высоких частотах. Оба фактора должны быть достигнуты в условиях ужесточающейся экономической конкуренции, вследствие значительного роста цен на сырье, а также повышения запросов производителей конечного оборудования.

Существующий метод получения тонких проводников и меньших расстояний – это использование различных способов меднения токопроводящего рисунка. Однако эта технология не дает равномерного покрытия из-за колебаний плотности рисунка и ширины нарисованных проводников. В результате меняющийся профиль проводника плохо согласуется с растущими требованиями к эксплуатационным характеристикам на высоких частотах, особенно, к точности сопротивления и межпроводниковой емкости.

С другой стороны, меднение заготовки печатной платы целиком обеспечивает равномерное распределение покрытия, а также лучшие характеристики на высоких частотах, в частности, узкий диапазон общего сопротивления. Критическим недостатком методики осаждения покрытия на поверхность печатной платы, так, чтобы толщина медного слоя достигла желаемой величины, а медь полностью заполнила глухие переходные межслойные микроотверстия (общепринятое требование к высокоплотным рисункам), является то, что травление не может обеспечить получение тонких проводников и расстояний между ними в пределах допустимых отклонений.

Наиболее эффективная технология, реализующая эти взаимоисключающие требования – импульсная металлизация, позволяющая не просто выровнять толщину металлизации в отверстиях (как в глухих, так

и в сквозных) и на поверхности, но и при определенных режимах получить обратный эффект: толщина осаждения на поверхности меньше, чем в отверстии – при обратном токе анодное растворение поверхности идет более интенсивно, чем в отверстии или углублении (рис. 1).

Что же дает импульсный реверсивный режим питания гальванических ванн (рис. 2)? Ответ на этот вопрос простой: не было соответствующих источников тока, которые бы создавали токи порядка тысяч ампер с управлением их длительностью и амплитудой в

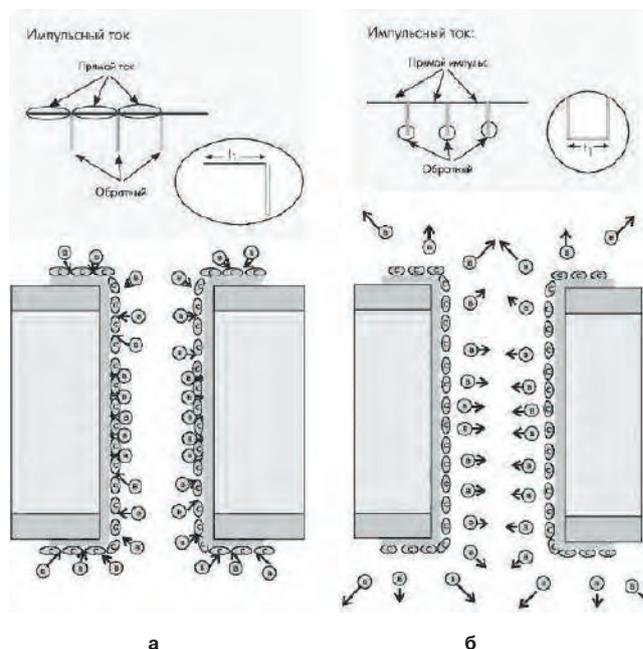


Рис. 1. Схемы процессов осаждения и травления при реверсировании тока: а – процесс осаждения при прямом импульсе тока; б – процесс преимущественного растворения внешнего слоя

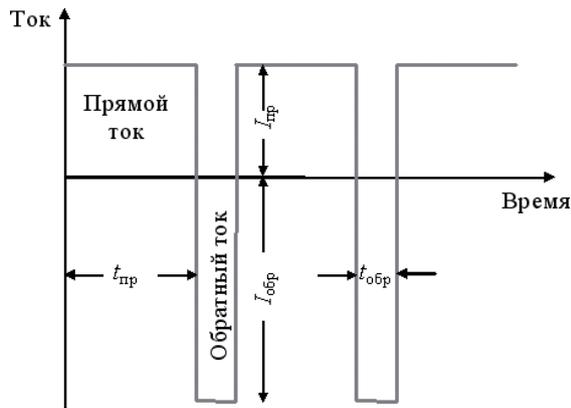


Рис. 2. Эмпора импульсного реверсивного тока

условиях реверсивного режима. Поэтому в лабораторных условиях (при достаточно малых токах) накопилось много экспериментальных данных, чтобы получить убедительные доказательства эффективности импульсных режимов питания гальванических ванн. Но перейти к промышленному использованию мешало отсутствие соответствующих источников тока.

Главный эффект, из-за которого эта технология получила развитие — возможность заполнения глухих отверстий, за счет чего плотность размещения переходов увеличилась в два раза, что позволило значительно увеличить плотность токопроводящего рисунка печатной платы и, как следствие, — уменьшить габариты электронных устройств.

К сожалению, современные печатные платы не могут состоять только из одних проводников. Они содержат сквозные переходные отверстия, отверстия для выводов компонентов, глухие отверстия для переходов между слоями т. п. Причем, каждый из перечисленных элементов требует своих параметров и режимов тока при металлизации (таблица 1).

Экспериментально было показано, что достигнуть оптимального результата можно, установив постоянное значения для тока $I_{пр} = 3,0 \text{ А/дм}^2$ и $I_{обр} = 8,0 \text{ А/дм}^2$, в процессе гальванической металлизации менять соотношение длительности импульсов прямого и обратного тока. Сила тока источника зависит от площади поверхности металлизации печатной платы (в дм^2).

Сложности реализации подобных методик заключаются в создании программируемых импульсных реверсивных источников постоянного тока, способных в значительных пределах менять длительность и амплитуду прямого и реверсивного тока ($t_{пр}$, $t_{обр}$, $I_{пр}$, $I_{обр}$) для гальванических процессов.

Этот класс источников должен обладать рядом специфических характеристик:

- низкое внутреннее сопротивление;

- двухполярное выходное напряжение;
- высокая выходная мощность ($\geq 1,0 \text{ кВт}$);
- низкое выходное напряжение ($\leq 10 \text{ В}$);
- программная регулировка длительности прямого и обратного напряжения.

В настоящее время разработан программируемый реверсивный источник постоянного тока мощностью 700 Вт, что вполне достаточно для прототипного производства в гальванической ванне емкостью 50 литров.

Функциональная схема источника показана на рис. 3, а принципиальная — на рис. 4.

Источник состоит из следующих функциональных частей:

- источника силового напряжения (Т1, Т2, 1...4, VD5...9), служащего для создания постоянного напряжения 12 В разной полярности;
- коммутатора (VT3 ... VT6, R7 ... R11) для распределения и коммутации тока в гальванической ванне;
- программируемого контроллера (DD1) для программного управления ключами коммутатора;
- панели управления (SB1...4, R1..R4), предназначенной для ввода и изменения параметров металлизации в программируемый контроллер;
- таймера (DD2, B2) для обеспечения работы и программирования контроллера в реальном времени;
- дисплея (HL1) для индикации работы и программирования.

Также в состав источника входит служебный источник питания +5 В (Т3, DA1, С1...С3) для обеспечения питанием всех компонентов, входящих в состав источника.

Трансформаторы Т1 и Т2, использованные в источнике должны обеспечить напряжение 12 В при токе не менее 50 А. Как вариант был выбран ОСМ1-1,0 220 / 12. В коммутаторе использованы мощные полевые транзисторы IRLS3034 включенные по схеме с общим стоком. Такая схема включения позволя-

Таблица 1

Параметр	Обозначение	Значение А/дм ²		
		Сквозное отверстие	Глухое отверстие	Проводник
Прямой ток	$I_{пр}$, А/дм ²	3,5	2,5	2,0
Обратный ток	$I_{обр}$, А/дм ²	9,0	6,0	0
Длительность импульса прямого тока	$t_{пр}$, мс	20	20	—
Длительность импульса обратного тока	$t_{обр}$, мс	1,0	0,7	—
Время металлизации до толщины 25 мкм	$T_{мет}$, мин	45	45	42



Рис. 3. Функциональная схема программируемого реверсивного источника для гальванической металлизации

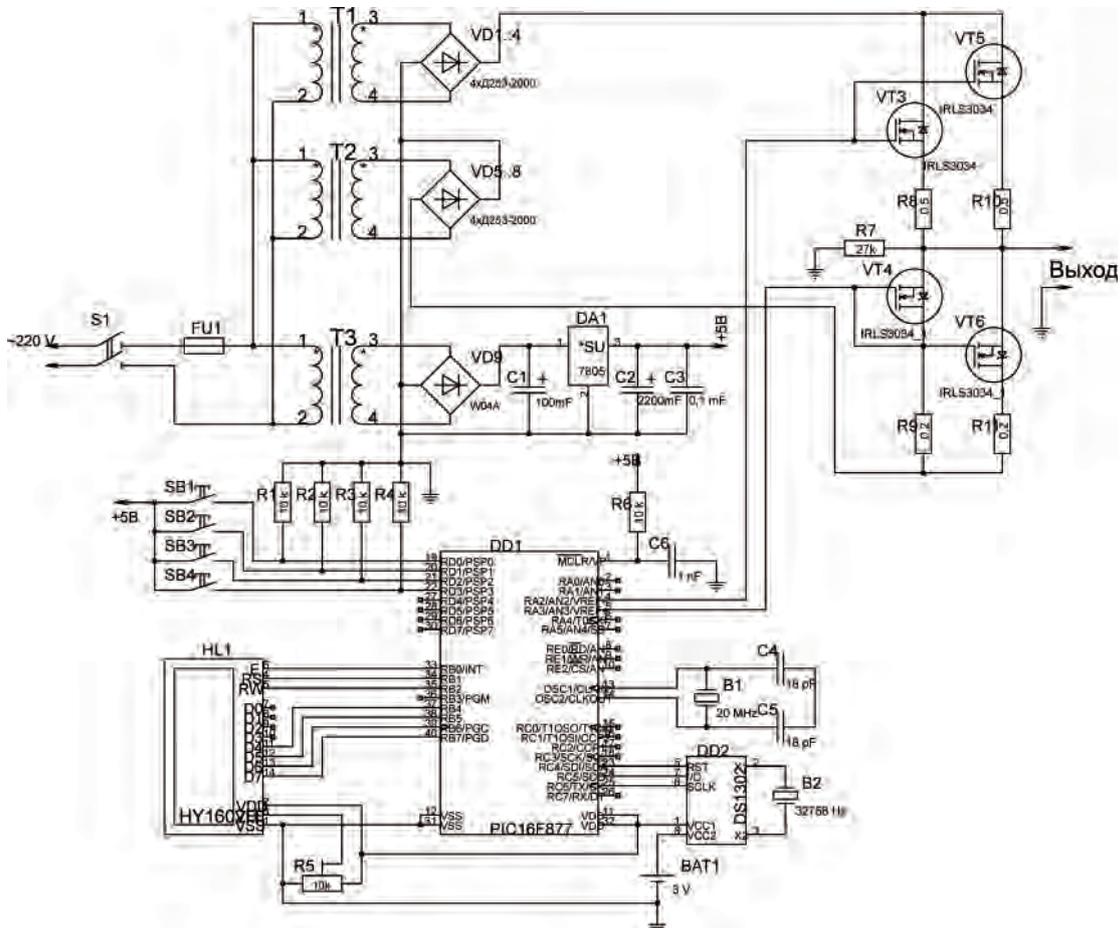


Рис. 4. Принципиальная схема программируемого реверсивного источника для гальванической металлизации

ет получить максимальное усиление по току и, при этом, максимальное сопротивление в закрытом и минимальное сопротивление в открытом состоянии, что очень критично при столь значительных выходных токах. Предварительное, “грубое”, значение тока задается резисторами R8, R9 и R10, R11. Точное значение определяется программно уровнем напряжения с соответствующего выхода контроллера. В связи с ограничением объема статьи, листинг программы не представлен.

Заключение

Использование программируемого реверсивного источника для гальванической металлизации позво-

лило получить положительные эффекты в промышленном использовании импульсной металлизации печатных плат: выравнивание толщины металлизации, увеличение производительности процесса почти в два раза, полное заполнение металлом глухих и переходных отверстий. В итоге эти эффекты позволяют увеличить плотность межсоединений в многослойных структурах в два раза.

Сокольский Михаил Львович, старший преподаватель кафедры “Технологии приборостроения” МАИ, тел.: +7(499) 158-49-01, e-mail: Mikky63@yandex.ru.

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

Публикация в сборнике бесплатна для авторов.
Язык журнала – русский.
Для публикации статьи необходимо предоставить:
✧ заявление от автора (авторов) в электронном и бумажном видах;
✧ статью в электронном (в формате **не выше MS Word 2003**) и бумажном видах.

Статья должна содержать:

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

Документы в электронном виде должны быть отправлены по e-mail: pse@mmp-irbis.ru или 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 **Equation** (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 параметров (I_1 , L_S , $U_{упр1}$ и т.п.)
 - в индексе, цифровое и буквенное русское окончание – шрифт прямой, буквенное латинское окончание – шрифт наклонный;
- ☞ Формат иллюстраций: **.tif, .eps, .ai** (просьба предлагать 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, руб.
0,5 А4	190 × 130	1500
А4	210 × 290	2250
3-я стр. обложки	210 × 290	3300
4-я стр. обложки	210 × 290	3900
2-я стр. обложки	210 × 290	5400

Требования к рекламным макетам

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