

Практическая силовая электроника

ISSN 1996-7888

№ 4 (36)/2009

Главный редактор

А. В. Лукин, д. т. н., профессор, академик АЭН РФ

Технический редактор

В. В. Крючков, к. т. н., доцент

Редколлегия

В. Ф. Дмитриков, д. т. н., профессор

В. Г. Еременко, д. т. н., профессор

Ю. К. Розанов, д. т. н., профессор

И. Н. Соловьев, к. т. н., доцент

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

Издатель и учредитель — Закрытое Акционерное Общество «ММП-Ирбис».

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

При перепечатке ссылка на журнал «Практическая силовая электроника» обязательна.

За содержание рекламных материалов редакция ответственности не несет.

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

Подписано в печать 02.12.2009. 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

УДК 621.314

Дополнительная информация о журнале «ПСЭ»:

www.mmp-irbis.ru

Содержание

М. Ю. Кастров

Сравнение влияния способов намотки высокочастотных трансформаторов на излучение кондуктивных электромагнитных помех 2

Д. С. Дейнеко

Сравнение структур прямоходвых преобразователей постоянного напряжения 7

А. В. Лукин, Д. С. Дейнеко

Прямоходовой преобразователь со снижением пульсаций входного тока 13

Л. И. Цытович, О. Г. Брылина

Многозонные интегрирующие системы управления каскадами “вентильный преобразователь — исполнительный механизм” для объектов с параллельными каналами регулирования 23

С. В. Аверин, М. А. Малышев

Сравнение основных структур преобразователей постоянного напряжения для коррекции коэффициента мощности 31

Ю. Г. Следков, И. Н. Соловьев

Схема управления инвертором в режиме ШИМ ... 37

Т. В. Анисимова, А. Н. Данилина

Инвертор в режиме синусоидальной ШИМ 41

Д. Р. Манбеков, Д. А. Шевцов

Моделирование двухтактного преобразователя напряжения с ШИМ-регулированием и управлением по вольт-секундному интегралу с контуром симметрирования 45

Д. А. Шевцов, В. В. Крючков, Д. Р. Манбеков

Создание нелинейной модели магнитного сердечника 49

М. Ю. Кастров

СРАВНЕНИЕ ВЛИЯНИЯ СПОСОБОВ НАМОТКИ ВЫСОКОЧАСТОТНЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ НА ИЗЛУЧЕНИЕ КОНДУКТИВНЫХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПОМЕХ

В статье проведено сравнение влияния излучаемых кондуктивных помех при различных способах намотки высокочастотных трансформаторов. Рассмотрены следующие виды обмоток для обратноходового преобразователя постоянного напряжения: традиционная, одна обмотка между слоями другой (*sandwiched winding*), а также обмотка с чередующимися слоями (*interleaved winding*). Различные способы намотки приводят к возникновению паразитных отличающихся по величине емкостей, которые при работе преобразователя могут вызывать в системе синфазные помехи различного уровня. Сравнение проведено на основе использования различных способов намотки и подтверждено экспериментальными исследованиями. По результатам исследований выявлены уровни электромагнитных помех и электрические характеристики, например КПД. Для подтверждения полученных результатов эксперимента проведен анализ помех с помощью преобразования Фурье.

Во время работы источник питания может генерировать в систему как излучаемые, так и кондуктивные электромагнитные помехи. Поскольку ключевой элемент, например МДП-транзистор, работает на высокой частоте, основной причиной электромагнитных помех являются большие величины du/dt и di/dt .

Для повышения или понижения входного напряжения в стандартном импульсном источнике питания используется высокочастотный трансформатор, обеспечивающий передачу энергии от входа к выходу и гальваническую развязку. Таки образом, высокочастотный трансформатор является важным компонентом импульсного источника питания. Существует много различных способов намотки высокочастотных трансформаторов, например, простая традиционная, многослойная и обмотка с перекрещивающимися витками. Основная цель использования сложных способов намотки уменьшение величины индуктивности рассеяния и снижение перенапряжения на ключевом элементе.

В статье исследованы результаты излучения кондуктивных помех при различных способах намотки трансформатора обратноходового преобразователя, имеющего одинаковые компоненты. Проведено сравнение трех типов обмоток высокочастотного трансформатора традиционной, одна обмотка между слоями другой и обмотки с чередующимися слоями соответственно. Сравнение электрических характеристик, таких как потери мощности, КПД, перенапряжение на силовом МДП-транзисторе и частота “звона” подтверждены экспериментальными резуль-

татами. Кроме того, проведен анализ генерируемых в результате применяемых способов намотки кондуктивных помех.

Теоретические положения

Обратноходовой преобразователь. Традиционная схема обратноходового преобразователя показана на рис. 1. Это самая простая схема импульсного преобразователя с гальванической развязкой, в которой используется высокочастотный трансформатор. Она содержит схему управления для формирования импульсов с заданным коэффициентом заполнения для управления силовым МДП-транзистором. Высокочастотный трансформатор необходим для передачи энергии от входа к выходу. Когда силовой транзистор открыт, в трансформаторе накапливается энергия, а когда закрыт – энергия передается от трансформатора к нагрузке.

Кондуктивные электромагнитные помехи. При работе силовых транзисторов в режиме переключений возникающие уровни du/dt и di/dt достаточно велики, что может вызвать излучение электромагнитных помех [1], которые будут оказывать влияние на работу всей системы. Существуют два вида электромагнитных помех – дифференциальная и синфазная. Распространение дифференциальной помехи происходит между двумя проводниками, например, линией и нейтралью, а синфазная помеха возникает между группой проводников, т. е. линией или нейтралью и землей [2], как показано на рис. 2.

Высокочастотный трансформатор. Основное назначение высокочастотного трансформатора импульсного преобразователя постоянного напряжения это повышение или понижение входного напряжения и обеспечение гальванической развязки между входной и выходной цепями преобразователя. Повышение рабочей частоты преобразователя позволяет суще-

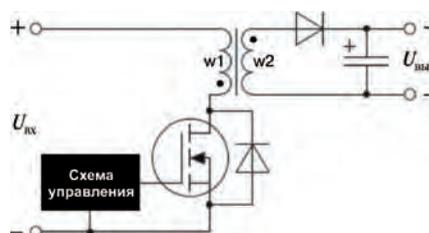


Рис. 1. Базовая схема обратноходового преобразователя постоянного напряжения

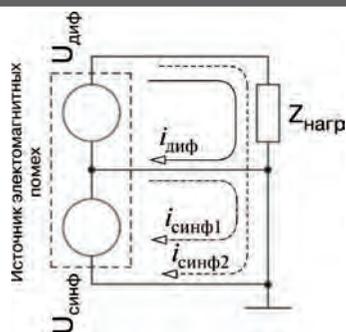


Рис. 2. Распространение дифференциальной и синфазной электромагнитных помех

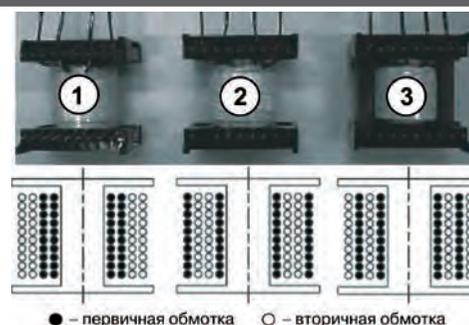


Рис. 4. Три способа намотки: 1 – традиционная; 2 – “одна обмотка между слоями другой”; 3 – с чередующимися слоями

ственно уменьшить его размеры. Однако, при работе на частоте переключений кондуктивные помехи и возникающие от них гармоники возрастают. Кроме того, из эквивалентной схемы трансформатора (рис. 3) видно, что индуктивности рассеяния L_{p1} и L_{p2} вызывают перенапряжение на силовом транзисторе [3]. Резисторами R_{n1} , R_{n2} и R_3 учитываются омические потери в трансформаторе. Конденсатором C_n учитываются сосредоточенные емкости первичной и вторичной обмоток, т. е. его емкость – есть полная паразитная емкость обмоток трансформатора.

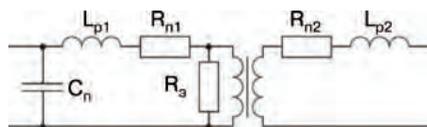


Рис. 3. Эквивалентная схема высокочастотного трансформатора

Частота паразитных высокочастотных колебаний, возникающих при перенапряжении на силовом транзисторе, относящаяся к кондуктивным электромагнитным помехам [4], является доминирующей и определяется следующим соотношением

$$f_{вк} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{p1}C_n}} \quad (1)$$

Обмотки высокочастотных трансформаторов

Способы намотки высокочастотных трансформаторов. При проведении экспериментов использовались три способа намотки высокочастотных трансформаторов для обратноходового преобразователя (рис. 4). Все трансформаторы изготовлены на одинаковых ферритовых сердечниках 6H20 размером ETD44, но разными способами намотки – традиционным, одна обмотка между слоями другой и с чередующимися слоями. Внешний вид трансформаторов и расположение обмоток показаны на рис. 4. Все трансформаторы имеют одинаковый воздушный зазор. Обмотки трансформаторов изготовлены проводом AWG17 диаметром 1,15 мм. число витков первичной обмотки $w_1 = 20$, коэффициент трансформации $w_1/w_2 = 1$.

Основное отличие способов намотки состоит в расположении первичной обмотки относительно вторичной. При традиционной намотке первичная обмотка размещается внутри, а вторичная – снаружи. При намотке “одна обмотка между слоями другой” вторичная обмотка размещается внутри между слоями первичной обмотки. Таким образом, в третьем случае слои первичной и вторичной обмоток размещаются поочередно.

Результаты экспериментальных исследований

Условия эксперимента. Экспериментальные исследования проводились с целью определения электрических характеристик и уровня излучаемых электромагнитных помех при различных способах намотки. Параметры исследуемых преобразователей приведены в таблице 1.

Таблица 1. Параметры преобразователей

Входное напряжение, В	35
Выходное напряжение, В	20
Выходной ток, А	1
Частота переключений, кГц	100
Способ намотки трансформатора (рис. 4)	①
	②
	③

Измерены индуктивности рассеяния всех трех трансформаторов. Получены следующие результаты измерений 4,45 мкГн, 1,7 мкГн и 1,8 мкГн соответственно.

Результаты измерений перенапряжения на силовом транзисторе и паразитных высокочастотных колебаний. Результаты измерений, приведенные на рис. 5–7, подтверждают, что в случае применения традиционной намотки максимальная перенапряжения на силовом транзисторе ($U_{сн}$) имеет наибольшую величину, равную 120 В. В то же время, перенапряжения при использовании второго и третьего способов намотки составляют 91 В и 96,8 В соответственно.

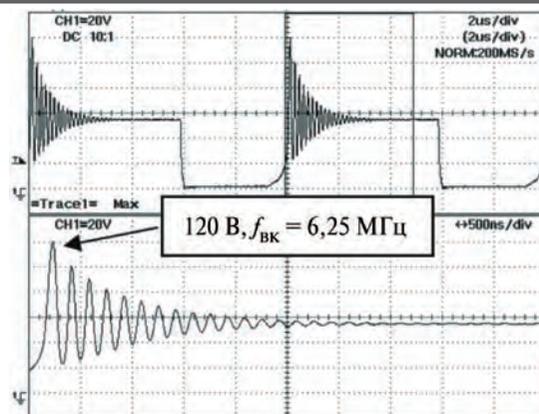


Рис. 5. Перенапряжение на силовом ключе при традиционной намотке

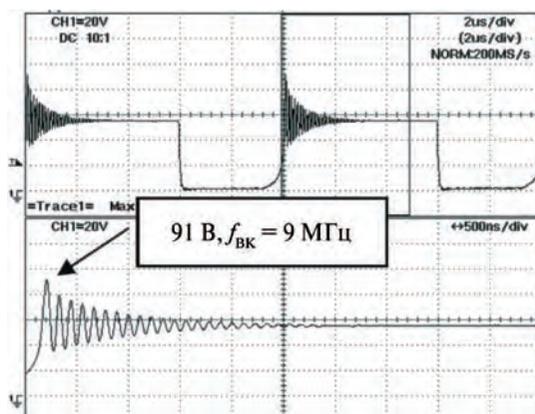


Рис. 6. Перенапряжение на силовом ключе при намотке “одна обмотка между слоями другой”

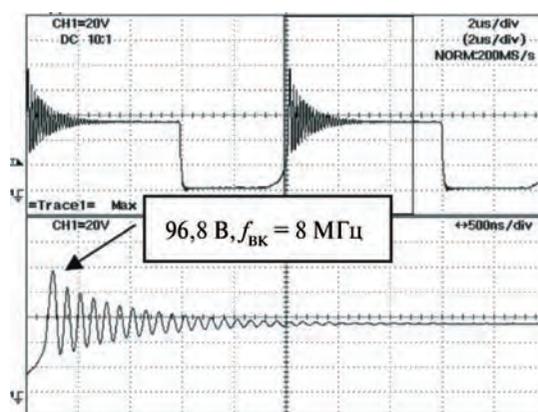


Рис. 7. Перенапряжение на силовом ключе при намотке с чередующимися слоями

Наибольшее значение частоты паразитных высокочастотных колебаний имеет место при намотке “одна обмотка внутри другой” и равно 9 МГц, тогда как, при традиционном способе намотки эта частота наименьшая и равна 6 МГц. Частоту этих колебаний легко оценить с помощью выражения (1). Сравнение результатов расчета и эксперимента показывает их полное совпадение. Например, при

традиционном способе намотки индуктивность рассеяния составляет 4,5 мкГн, что дает наименьшую частоту паразитных высокочастотных колебаний 6,5 МГц. При намотке “одна обмотка внутри другой” наибольшая частота паразитных высокочастотных колебаний является результатом наименьшей в этом случае индуктивности рассеяния, равной 1,7 мкГн. Кривые осциллограмм, приведен-

ных на рис. 57, можно проанализировать с помощью быстрого преобразования Фурье (*FFT*) в программе *MATLAB*.

Результаты анализа напряжений, показанных на рис. 5–7, в частотной области приведены на рис. 8–10. Эти результаты подтверждают результаты исследования излучаемых кондуктивных помех, приведенные на рис. 12.

Результаты исследования электромагнитных помех. Уровень кондуктивных электромагнитных помех измерялся с помощью схемы, показанной на рис. 11. За основу был принят стандарт *CISPR22 class B*, определяющий диапазон частот 150 кГц...30 МГц. Из графика измеренных электромагнитных помех видно, что второй пик кондуктивной помехи для каждого вида намотки соответствует частоте паразитных высокочастотных колебаний при возникновении пере-

напряжения на силовом транзисторе. Например, второй пик уровня кондуктивных помех при традиционном способе намотки (рис. 12) имеет частоту 6,25 МГц, которая практически совпадает с частотой паразитных колебаний на рис. 5 и 8. Второй пик уровня кондуктивных помех от низких до высоких частот генерируется на частоте паразитных высокочастотных колебаний для всех трех типов обмоток. При этом худший переходный процесс и наибольший второй пик (91 дБ мкВ) имеют место в случае применения традиционного способа намотки, поскольку трансформатор с такой обмоткой имеет наибольшую индуктивность рассеяния. Первый пик паразитных высокочастотных колебаний одинаков для всех трех способов намотки поскольку он возникает на собственной резонансной частоте обратного преобразователя.

Измерение КПД. КПД обратного преобразователя рассчитывался по измеренным входной и выходной мощностям. КПД вычислялся перемножением величины тока, измеренной с помощью датчика тока, и измеренного входного напряжения. Результаты измерений приведены в таблице 2. Наименьший КПД (около 80%) получен при использовании традиционного способа намотки. При остальных способах величина КПД достигает приблизительно 85%. Наименьшее перенапряжение на силовом транзисторе дает намотка “одна обмотка между слоями другой”, а наибольшее – традиционная (таблица 2).

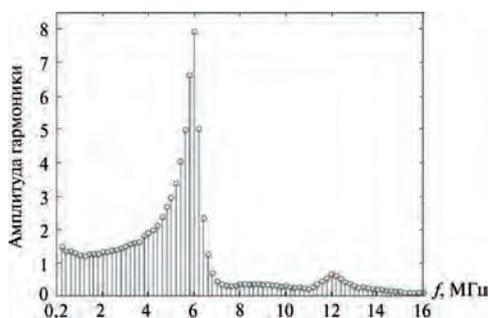


Рис. 8. Спектральный состав напряжения на силовом ключе при перенапряжении при традиционной намотке

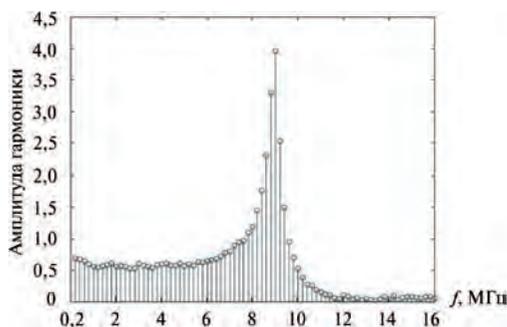


Рис. 9. Спектральный состав напряжения на силовом ключе при перенапряжении при намотке “одна обмотка между слоями другой”

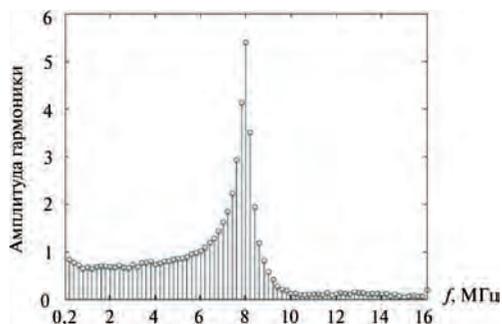


Рис. 10. Спектральный состав напряжения на силовом ключе при перенапряжении при намотке с чередующимися слоями

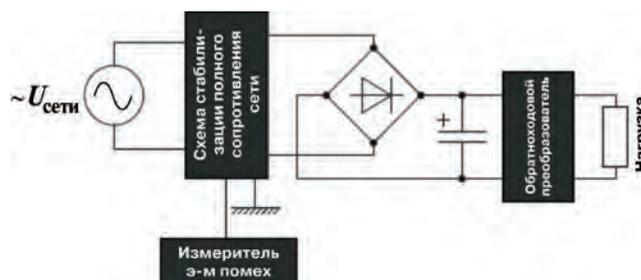


Рис. 11. Схема измерения электромагнитных помех

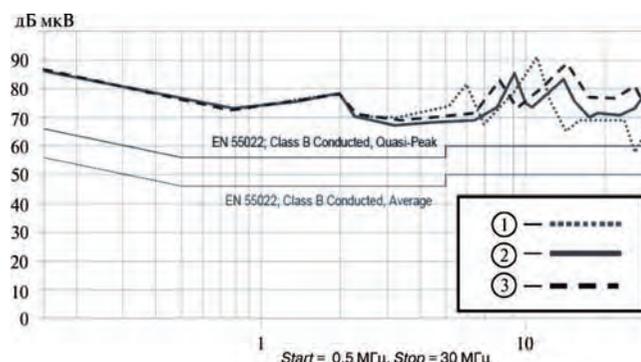


Рис. 12. Сравнение уровней электромагнитных помех при трех способах намотки высокочастотного трансформатора

Таблица 2. Экспериментальное сравнение электрических характеристик преобразователя при трех способах намотки

Трансформатор \ Параметр	$P_{вх}^1$ Вт	$P_{вых}^1$ Вт	$P_{расс}^1$ Вт	КПД, %	$U_{си}^1$ В	$f_{вк}^1$ МГц
①	25	20	5	80	120	6,25
②	23	20	3	86	91	9
③	23,5	20	3,5	85	96,8	8

Выводы

Проведено сравнение электрических характеристик и уровней излучаемых электромагнитных помех при использовании трех способов намотки высокочастотных трансформаторов. Несмотря на повышенную сложность исполнения обмоток, намотки “одна обмотка между слоями другой” и с чередующимися слоями позволяют существенно снизить величины индуктивностей рассеяния и перенапряжения на силовом транзисторе. Несмотря на то, что при этом повышается КПД обратного преобразователя, такие способы намотки практически не влияют на снижение уровня излучаемых кондуктивных электромагнитных помех. Результаты экспериментальных исследований показали, что применение сложных способов намотки позволяет не только сместить по частоте пик кондуктивных помех, но и немного снизить их размах. Пиковое значение кондуктивной помехи при использовании традиционного способа намотки возникает при более низкой частоте, а при способе “одна обмотка между слоями другой” на самой высокой. Однако разницу между способами намотки можно наблюдать на частотах, свыше 3 МГц. Частотный диапазон кондуктивной помехи на частотах ниже 3 МГц определяется только синфазной помехой и, как правило, зависит от паразитной емкости [5, 6]. Анализ паразитных колебаний с помо-

щью быстрого преобразования Фурье подтверждает результаты эксперимента по исследованию электромагнитных помех.

В заключение необходимо отметить, что сложные способы намотки позволяют обеспечить повышение КПД и снижение величины перенапряжения на силовом транзисторе, но они не позволяют существенно снизить пиковые значения кондуктивных электромагнитных помех.

Литература

1. *Shao J., Lin R. L., Lee F. S. and Chan D. Y.* Characterization of EMI Performance for hard and Soft-Switched Inverters. – Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2000, APEC 2000, 15-th Annual IEEE, v. 2, 2000, pp. 1009–1014.
2. *Redl R.* Power Electronics and Electromagnetic Compatibility. – Power Electronics Specialists Conference, 1996, PESC'96 Record, 27-th Annual IEEE, v.1, 1996, pp. 15–21.
3. *Colonel Wm. T. McLyman.* Transformer and Inductor Design Book. – CRC, 2004.
4. *J. Arhittang, V. Tarateeraseth, W. Khan-ngern, S. Nitta.* The Relationship Among Damped Oscillation, f-z characteristics and Conducted EMI of an Induction Cooking. – EMC'04 Sendai, v. 2, 2004, pp. 865–868.
5. *John C. Fluke,* Controlling Conducted Emission by Design. – New York, VNR, 1991.
6. *Hai Yan Lu, Jian Guaa Zhu, S. Y. Ron Hui.* Experimental Determination of Stray Capacitances in High Frequency Transformers. IEEE Trans. – Power Electronics, v. 18. No 5, September 2003.

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

Д. С. Дейнеко

СРАВНЕНИЕ СТРУКТУР ПРЯМОХОДВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Среди структур устройств преобразования энергии на основе ШИМ, в течение десятилетий наиболее широко использовалась структура прямоходового преобразователя с одним силовым ключом. Ее популярность основывается на многих показателях, включая низкую стоимость, простоту схемы и высокий КПД. Проведено сравнение структур прямоходовых преобразователей по величинам КПД и перенапряжения на силовом транзисторе.

При разработке прямоходового преобразователя необходимо обратить внимание на несколько вопросов, связанных, например, с размагничиванием сердечника трансформатора, выбросами напряжения, вызванными индуктивностью рассеяния трансформатора, а также пульсирующей формой входного тока.

Трансформатор такого преобразователя перемагничивается только в одном направлении. Схема прямоходового преобразователя с третичной обмоткой (ПХПТ) приведена на рис. 1а. Таким образом, для третьей обмотки и восстановительного диода VD3 необходимо обеспечить достаточное время восстановления, чтобы к окончанию каждого периода переключений магнитный поток мог полностью восстановиться для предотвращения насыщения сердечника.

Кроме того, из-за наличия трансформатора нельзя пренебрегать индуктивностями рассеяния L_{p1} и L_{p3} . Энергия, накопленная в индуктивности рассеяния за время линейного нарастания тока, не передается в нагрузку и не возвращается во время паузы. В результате в напряжении сток-исток ($U_{сн}$) возникают выброс напряжения и паразитные высокочастотные колебания (рис. 1б). Таким образом, для исключения появления высоковольтного пробоя в качестве силового ключа необходимо использовать транзистор с более высоким допустимым значением напряжения сток-исток. Несмотря на то, что такие транзисторы существуют, сопротивление сток-исток в открытом состоянии у них выше, что приводит к увеличению потерь на проводимость. Кроме того, использование ключа с более высокими допустимыми напряжениями может без необходимости повысить стоимость проектируемого устройства.

Обычно для поглощения выброса напряжения в преобразователь вводится дополнительная схема, например цепь демпфера или фиксатора, либо применяются способы мягкого переключения. В результате в преобразователях электроэнергии с ШИМ индуктивность рассеяния намерено сводится к минимуму, чтобы избежать снижения КПД. Однако при использовании ме-

тодов резонансного переключения индуктивность рассеяния может быть не вредной, а полезной.

Однако, в настоящее время не существуют прямоходовые преобразователи, в которых при использовании для преобразования электроэнергии режима ШИМ КПД повышается за счет индуктивности рассеяния. Следовательно, требуются дальнейшие исследования по использованию индуктивности рассеяния в прямоходовом преобразователе, работающем в режиме ШИМ.

По природе структуры понижающего преобразователя, входной ток прямоходового преобразователя пульсирующий (рис. 1). Такой ток создает высокочастотные электромагнитные помехи, нарушающие ра-

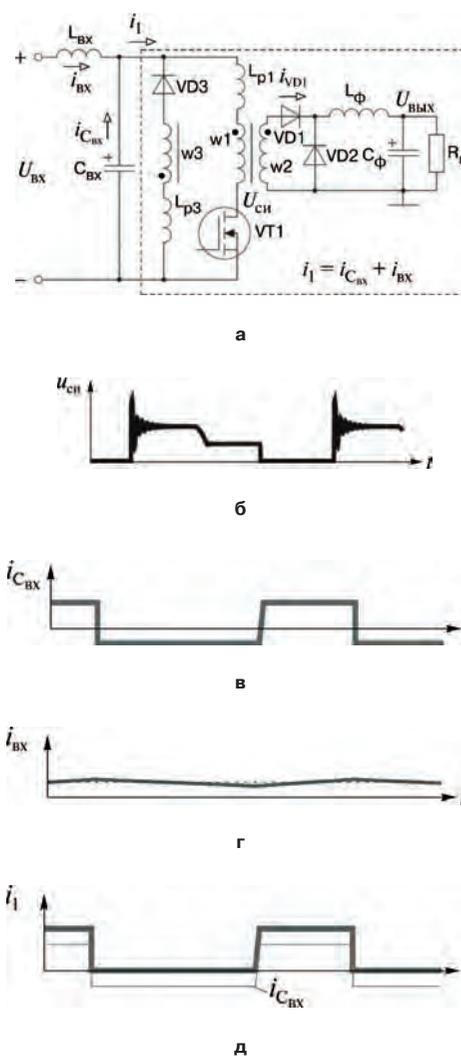


Рис. 1. Схема ПХПТ (а), форма напряжения на силовом ключе (б), и формы токов преобразователя (в–д)

боту находящихся вблизи цифровых и устройств и коммуникационного оборудования. Снижение уровня таких помех при проектировании устройства необходимо для удовлетворения международных стандартов.

Таким образом, становится обязательным применение внешнего фильтра, образованного паразитной индуктивностью сети ($L_{вх}$) и конденсатором $C_{вх}$ (рис. 1а). При этом высокочастотный входной ток $i_{Свх}$, возникающий в результате импульсного характера работы преобразователя, поступает от конденсатора входного фильтра, а не входного источника (рис. 1б). За счет этого интенсивность электромагнитных помех от источника электроэнергии существенно снижается. Совместно с фильтрами синфазной и дифференциальной помехи преобразователь может удовлетворять международным нормам по электромагнитным помехам.

Однако, в литературе большое внимание уделено только нескольким проблемам, присущим прямоходвым преобразователям таким как, например, насыщение сердечника трансформатора, выбросы напряжения на силовом транзисторе, и потери на переключение [1–3].

Напротив, проблемы, вызываемые пульсациями входного тока, полностью игнорируются. Не известна ни одна схема прямоходового преобразователя, обеспечивающая эффективное решение этой задачи без внешнего LC-фильтра.

Сравнение КПД и перенапряжений в структурах прямоходовых преобразователей

Поскольку для схем прямоходвых преобразователей, предложенных в литературе основное внимание уделено решению некоторых присущих таким преобразователям проблем, например, насыщение сердечника трансформатора, выбросы напряжения и потери на переключение [4], ключевыми параметрами, которым необходимо уделить внимание для обеспечения улучшенных рабочих характеристик становятся перенапряжение на силовом ключе и КПД. Далее рассмотрены несколько схем преобразователей с различными схемами восстановления, включая

- прямоходовой преобразователь с RCD-ограничителем (ПХП-RCD);
- прямоходовой преобразователь с активным ограничителем (ПХП-АО);

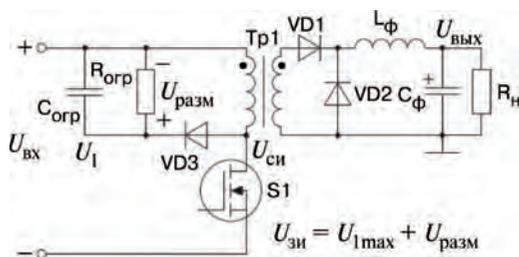


Рис. 2. Прямоходовой преобразователь с RCD-ограничителем

- прямоходовой преобразователь с переключением при нуле напряжения и активным ограничителем (ПХП-ПНН-АО);
- многорезонансный преобразователь с переключением при нуле напряжения (МРП-ПНН);
- МРП-ПНН с режимом ограничения (МРП-ПНН-РО).

Прямоходовой преобразователь с RCD-ограничителем (ПХП-RCD). Схема ПХП-RCD показана на рис. 2. Схема восстановления состоит из диода и параллельно соединенных резистора и конденсатора и подключена параллельно трансформатору.

После запираания силового ключа S1 начинает проводить диод ограничительной цепочки. За счет этого обеспечивается отрицательное напряжение для размагничивания трансформатора, подаваемое от конденсатора ограничителя $C_{огр}$. Преимущество такой схемы состоит в том, что отсутствии размагничивающей обмотки и дополнительной схемы ограничителя, обеспечивается снижение стоимости трансформатора и защита силового ключа от выбросов напряжения.

Напряжение размагничивания не зависит от входного напряжения, т. е.

$$U_{разм} \neq f(U_1) . \tag{1}$$

Таким образом, максимальное перенапряжение на силовом ключе равно сумме высокого входного напряжения и напряжения размагничивания

$$U_{си} = U_1 + U_{разм} , \tag{2}$$

и, следовательно, для устройств с широким диапазоном входных напряжений более предпочтительна, чем схема с третичной обмоткой.

Однако необходимо отметить, что схема RCD-ограничителя не возвращает энергию рассеяния, накопленную в ограничительном конденсаторе. Наоборот, баланс заряда поддерживается резистором диссипативной ограничительной схемы, что приводит к снижению КПД. Желательно повышение КПД преобразователя за счет возврата энергии рассеяния, что может быть достигнуто в преобразователе с активным ограничителем, описанным далее.

Прямоходовой преобразователь с активным ограничителем (ПХП-АО). Схема прямоходового преобразователя с активным ограничителем (ПХП-АО) показана на рис. 3 [4–7]. Дополнительный ключ (S_d)

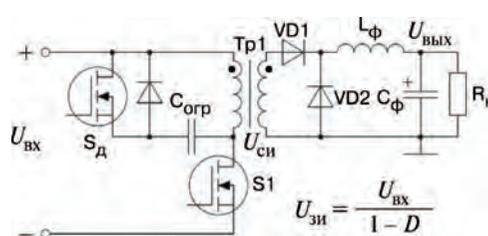


Рис. 3. Прямоходовой преобразователь с активным ограничителем (ПХП-АО)

применен вместо диода и резистора в схеме ПХП-*RCD*, чтобы иметь возможность возвращать энергию рассеяния.

Напряжение на ограничительном конденсаторе $U_{C_{огр}}$ обеспечивает напряжение размагничивания во время запертого состояния силового ключа S1. Это напряжение можно определить из вольт-секундного баланса трансформатора

$$U_{C_{огр}} = U_{разм} = f(U_{вх}, D) = \frac{DU_{вх}}{1-D} = \frac{nU_{вых}}{1-D}, \quad (3)$$

где D – коэффициент заполнения;

n – коэффициент трансформации.

Напряжение размагничивания снижается по мере уменьшения коэффициента заполнения при постоянном выходном напряжении вследствие повышения входного напряжения. При этом напряжение на силовом ключе можно определить с помощью следующего выражения:

$$U_{си} = U_{вх} + U_{разм} = \frac{U_{вх}}{1-D}, \quad (4)$$

Поскольку входное напряжение увеличивается при уменьшении коэффициента заполнения, напряжение сток-исток силового ключа остается примерно постоянным при определенном входном напряжении. Следовательно, такая схема размагничивания позволяет обеспечить в установившемся режиме наименьшее перенапряжение на силовом ключе.

Вместо рассеяния, как в случае преобразователя с *RCD*-ограничителем, в таком преобразователе энергия, накопленная в индуктивности рассеяния трансформатора, рекуперирует во входной источник. Таким образом, снижаются потери мощности, а силовой ключ защищен от бросков напряжения. Кроме того, по причине баланса заряда конденсатора ограничителя магнитный поток трансформатора в первом и третьем квадрантах практически симметричен. Следовательно, такая структура обеспечивает наиболее полное использование трансформатора.

Такой преобразователь имеет КПД на 5% выше, чем ПХП-*RCD*, а перенапряжение на силовом транзисторе у него меньше.

Прямоходовой преобразователь с переключением при нуле напряжения и активным ограничителем (ПХП-ПНН-АО). Для обеспечения переключения при нуле напряжения (ПНН) энергия, накопленная в индуктивностях рассеяния (L_p) и намагничивания ($L_{нм}$) должна быть достаточно большой, чтобы обеспечить потребности по емкостной энергии выходных емкостей МДП-транзистора

$$\frac{L_{нм} i_{нм}^2}{2} + \frac{L_p i_{w1}^2}{2} \geq \frac{C_{рез} (U_1 + U_{рез})}{2}, \quad (5)$$

где $C_{рез}$ – полная резонансная емкость, а комбинация двух выходных конденсаторов МДП-транзистора включена параллельно емкости первичной обмотки трансформатора. Ток намагничивания ($i_{нм}$) всецело

зависит от конструкции трансформатора и является функцией магнитной проницаемости ферритового материала и числа витков. На индуктивность рассеяния влияют конструкция трансформатора и способ намотки, а выходной ток приведен к первичной стороне. При малой нагрузке энергия рассеяния будет стремиться к нулю. Следовательно, наиболее существенное влияние на ПНН оказывает энергия индуктивности намагничивания.

Таким образом, ПНН в ПХП-ПНН-АО может быть обеспечено просто с помощью введения воздушного зазора в сердечник трансформатора для уменьшения индуктивности намагничивания и увеличения максимального значения тока намагничивания [8].

Однако, ценой обеспечения ПНН является увеличение потерь на проводимость в силовом ключе. Потери в первичной стороне ПХП-ПНН-АО примерно на 35% больше, чем в ПХП-АО.

ПХП-ПНН-АО имеет следующие достоинства:

- меньшие потери на переключение и более низкие коммутационные помехи;
- минимальное перенапряжение на силовом ключе;
- обеспечение ПНН во всем диапазоне изменения нагрузки и входного напряжения.

Однако снижение потерь на переключение не может компенсировать увеличение потерь на переключение при пониженном входном напряжении. В отличие от ПХП-АО улучшение КПД происходит только при входном напряжении, превышающем номинальное. Еще одно исследование КПД для автономных устройств показывает направленность, проиллюстрированную на рис. 4, из которого можно сделать вывод о том, что ПХП-АО имеет хорошие характеристики по КПД, а для ряда устройств мягкое переключение является необязательным.

Многорезонансный преобразователь с переключением при нуле напряжения (МРП-ПНН). Схема многорезонансного преобразователя с переключением при нуле напряжения (МРП-ПНН) показана на рис. 5. Такой преобразователь был предложен для обеспечения оптимальной характеристики мягкого переключения всех полупроводниковых компонентов силовой части схемы [9]. В резонансную цепь входят все основные паразитные компоненты схемы, включая выходную емкость МДП-транзистора, емкость $p-n$ перехода диода, а также индуктивность рассеяния.

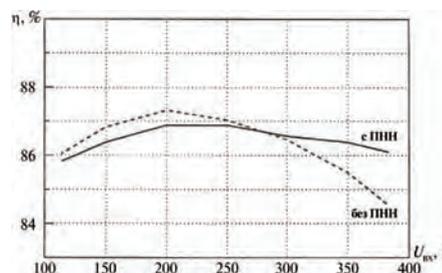


Рис. 4. Сравнение ПХП-АО и ПХП-АО-ПНН по КПД при использовании в автономных устройствах

ПНН МДП-транзистора и диода обеспечиваются за счет формирования на них таких форм напряжений, чтобы перед отпиранием напряжение на силовых компонентах было равно нулю.

Однако, за счет обеспечения резонанса выходной емкости силового ключа перенапряжение на силовом ключе в 3–4 раза превышает входное напряжение. Это ограничивает применение несимметрично нагруженного МРП-ПНН в автономных устройствах. Более того, потери на проводимость МДП-транзистора также увеличиваются при использовании компонентов с более высокими допустимыми напряжениями.

Прямоходовой МРП-ПНН имеет присущий ему собственный механизм размагничивания вследствие взаимодействия индуктивности намагничивания и конденсатора C_p , расположенного на вторичной стороне. Значение вольт-секунд на конденсаторе C_p равно значению вольт-секунд, приложенных к трансформатору. Если в один период переключений вольт-секунды сети, приложенные к трансформатору положительны, это вызовет возрастание тока намагничивания, что приведет к еще большему отрицательному заряду конденсатора в течение следующего периода переключений. А это, в свою очередь приведет к снижению тока намагничивания. Такой автоматический механизм размагничивания устраняет потребность во внешней схеме размагничивания.

Несмотря на то, что в МРП-ПНН обеспечивается переключение при нуле напряжения, его КПД недостаточно высок по сравнению с ПХП-АО по следующим причинам:

- ▶ наличие циркулирующих токов, вызванных резонансом, обусловленным резонансным конденсатором на вторичной стороне, что приводит к рассеянию мощности в трансформаторе и силовом МДП-транзисторе;
- ▶ перенапряжение на силовом МДП-транзисторе больше, чем в преобразователях в режиме ШИМ, что приводит к увеличению потерь на проводимость.

Еще одним недостатком является постоянное время запертого состояния транзистора, что затрудняет оптимизацию магнитных компонентов.

МРП-ПНН с режимом ограничения (МРП-ПНН-РО). Схема прямоходового многорезонансного преобразователя с переключением при нуле напряжения и режимом ограничения (МРП-ПНН-РО) показана

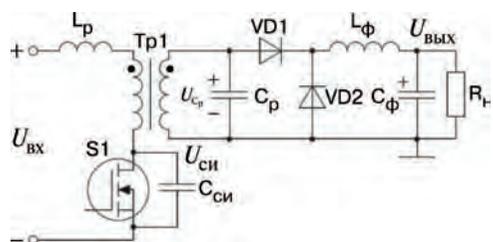


Рис. 5. Схема МРП-ПНН

на рис. 6. Свойства схемы МРП-ПНН существенно улучшаются за счет применения схемы мягкого переключения с активным недиссипативным ограничителем. Ограничение напряжения осуществляется путем введения параллельно силовому МДП-транзистору S1 последовательной цепи, состоящей из активного ключа S_d и конденсатора C1 таким образом, чтобы напряжение на силовом ключе ограничивалось на более низком уровне. Активный ключ S1 также переключается при нуле напряжения за счет того, что перед его отпиранием проводит обратный диод. Поскольку перенапряжение на силовом ключе снижается, эта схема более предпочтительна, чем МРП-ПНН.

Поскольку в литературе описаны структуры одно-транзисторных прямоходовых преобразователей, позволяющие решить некоторые проблемы, присущие такому классу устройств, например, насыщение сердечника трансформатора, выбросы напряжения и потери на переключение, ключевыми становятся перенапряжение на силовом ключе и КПД преобразователя. Подробное сравнение преобразователей по этим параметрам приведено в [8]. Практически это сравнение проиллюстрировано на рис. 7.

Основные проблемы разработки прямоходового преобразователя с активным ограничителем

Существует много источников, в которых утверждается, что при некорректной разработке ПХП-АО может возникнуть много проблем [9–13].

Подробный анализ и возможные компромиссы при разработке ПХП-АО приведены в [14]. Ниже приведен краткий перечень основных проблем, возникающих при разработке ПХП-АО.

При некорректной разработке динамические характеристики ПХП-АО могут вызвать проблемы, связанные с избыточным перенапряжением, насыщением трансформатора или обратным восстановлением диода схемы активного ограничителя.

В частности, если перед изменением входного напряжения ПХП-АО работает с большим коэффициентом заполнения, а магнитный поток сердечника трансформатора сбалансирован, то $U_{вх} D = U_{собр} (1 - D)$. Поскольку при изменении входного напряжения коэффициент заполнения и напряжение на конденсаторе ограничителя $U_{собр}$ мгновенно измениться не могут, баланс вольт-секунд нарушается, т. е. $U_{вх} D > U_{собр} (1 - D)$. В результате после изменения входного напряжения ток

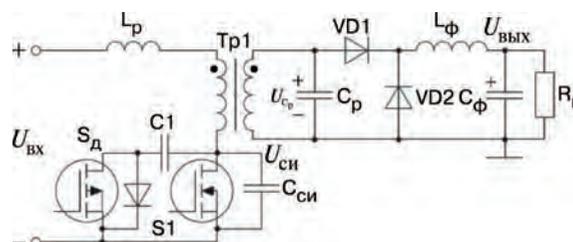


Рис. 6. Схема МРП-ПНН-РО

намагничивания трансформатора начинает возрастать. Увеличенная энергия намагничивания заряжает конденсатор, что приводит к повышению напряжения на конденсаторе ограничителя. Этот переходный процесс продолжается до тех пор, пока напряжение $U_{\text{Сорр}}$ не достигнет величины, при которой произведение вольт-секунд приведет к неравенству $U_{\text{вх}} D < U_{\text{Сорр}} (1 - D)$, и ток намагничивания начнет уменьшаться. Описанный процесс изменения напряжения на конденсаторе ограничителя можно рассматривать как колебательную характеристику резонансного контура, образованного конденсатором ограничителя и индуктивностью намагничивания трансформатора.

Кроме избыточного перенапряжения на силовом ключе первичной стороны и/или насыщения сердечника трансформатора это может привести к отпираанию положительным током намагничивания внутреннего диода дополнительного ключа S_d в тот момент, когда отпирается основной ключ S_1 . Как следствие, преобразователь может выйти из строя из-за образования низкоимпедансного пути протекания тока через конденсатор ограничителя, внутренний диод дополнительного ключа S_d и основной ключ S_1 .

Выводы

ПХП-*RCD* имеет самый низкий КПД вследствие рассеяния энергии, накопленной в индуктивности рассеяния. Наибольшая величина перенапряжения на силовом ключе наблюдается у традиционных многорезонансных преобразователей (может превышать напряжение питания в четыре раза). Несмотря на то, что такой преобразователь работает с ППН, увеличенные потери на проводимость существенно снижают КПД МРП. Напротив, ПХП-АО имеет наилучшие характеристики – наименьшую величину перенапря-

жения на силовом ключе и наибольший КПД. ПХП-АО имеет следующие преимущества:

- для размагничивания трансформатора не требуется дополнительная размагничивающая обмотка или диссипативный ограничитель;
- большее максимальное значение коэффициента заполнения позволяет его использование в широком диапазоне входных напряжений или применение обмоток с большим числом витков, что приводит снижению перегрузок по току на первичной стороне и перенапряжений на вторичной.
- энергия рассеяния может накапливаться и рекуперировать в источник, что приводит в повышению КПД и снижению уровня электромагнитных помех;
- напряжение на силовом ключе ограничивается на контролируемом уровне, что позволяет использовать силовые транзисторы с более низким допустимым напряжением;
- уровень перенапряжения на силовых ключах практически постоянен во всем диапазоне изменения входного напряжения, чего невозможно достичь в других однотранзисторных структурах, где перенапряжение на силовом ключе прямо пропорционально входному напряжению;
- формы напряжений и токов трансформатора позволяют использовать на вторичной стороне синхронное переключение.

Тем не менее, в отличие от остальных структур прямоходовых преобразователей, для реализации ПХП-АО требуется большее число электронных компонентов, дополнительный высоковольтный ключ ограничителя на МДП-транзисторе и драйвер

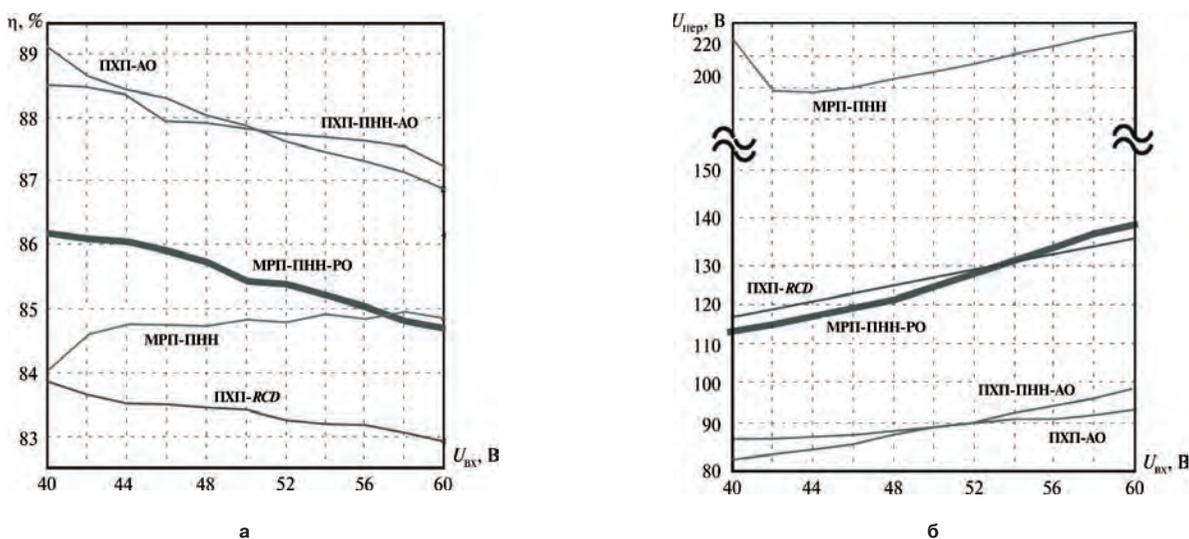


Рис. 7. Сравнение измеренных КПД (а) и перенапряжений (б) ПХП-АО и ПХП-*RCD*, ПХП-АО и МРП-ПНН, МРП-ПНН-РО

с гальванической развязкой и переменным коэффициентом заполнения для управления силовым ключом.

Литература

1. *Rudy Sevems*. The history of the forward converters. – *Switching Power Magazine*, Vol. 1, No. 1, July, pp. 20–22, 2000.
2. *Rudy Sevems* and *Ed Bloom*. *Modern DC-to-DC Switched-Mode Power Conversion Circuits*, pp. 130–135, Van Nostrand Reinhold, 1985.
3. *N. Murakami* and *M. Yamasaki*. Analysis of a resonant reset condition for a single-ended forward converter. – *IEEE PESC Record*, pp. 1018–1023, 1988.
4. *C. S. Leu*, *G. Hua*, *F. C. Lee* and *C. Zhou*. Analysis and design of RCD clamp forward converter. – *HFRC Proceedings*, pp. 198–208, 1992.
5. *Bruce Carsten*. High power SMPS require intrinsic reliability. – *Power Conversion International Proceedings*, pp. 118–133, 1981.
6. *Bruce Carsten*. Design techniques for transformer active reset circuit at high frequencies and power levels. – *HFRC Proceedings*, pp. 235–245, 1990.
7. *P. Vinciarelli*. Optimal resetting of the transformers core in single-ended forward converters. – US Patent # 4,441,146, April, 1984.
8. *Ching-Shan Leu*, *G. Hua*, and *F. C. Lee*. Comparison of Forward Topologies with Various Reset Scheme. – *VPEC Report*, Feb., 1992.
9. *W. A. Tabisz* and *F. C. Lee*. A Novel Zero-Voltage-Switched Multi-Resonant Forward Converter. – *High Frequency Power Conversion Conference Proc.*, 1988, pp. 309–318.
10. *Li Q.*, *Lee F. C.* and *Jovanovic M. M.* Large-signal transient analysis of forward converter with active-clamp reset. – *Proceedings of 29th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC98*, Fukuoka, Japan, 1722 May 1998, Vol. 1, pp. 633–639.
11. *Qiong Li*, *Lee F. C.*, *Jovanovic M. M.* Design considerations of transformer DC bias of forward converter with active-clamp reset. – *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1999. APEC '99. Fourteenth Annual, Volume 1, 1999*, pp. 553–559, vol. 1.
12. *Li Q.* and *Lee F. C.* Design consideration of the active-clamp forward converter with current mode control during large-signal transient. – *Proceedings of 15th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC00*, New Orleans, Louisiana, 610 February 2000, Vol. 2, pp. 966–972.
13. *Li Q.*, *Lee F. C.* and *Jovanovic M. M.* Large-signal transient analysis of forward converter with active-clamp reset. – *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 17 Issue 1, Jan. 2002, pp. 15–24.
14. *Li, Q.* *Developing Modeling and Simulation Methodology for Virtual Prototype Power Supply System.* – Ph. D. Dissertation, VPI&SU, March, 1999.

Дейнеко Дмитрий Сергеевич, начальник отдела маркетинга ЗАО "ММП-Ирбис", тел.: 8(495) 987-10-16.

А. В. Лукин, Д. С. Дейнеко

ПРЯМОХОДОВОЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ СО СНИЖЕНИЕМ ПУЛЬСАЦИЙ ВХОДНОГО ТОКА

Рассмотрен способ улучшения рабочих характеристик прямоходового преобразователя с активным ограничением перенапряжения на силовом ключе за счет снижения величины пульсаций входного тока и формирования встроенного входного узкополосного режекторного фильтра.

Для решения проблем, присущих структуре прямоходового преобразователя, например, насыщение сердечника трансформатора, выброс напряжения и потери на переключение, предложено несколько схем. Среди структур прямоходового преобразователя, рассмотренных в литературе, для преобразователей постоянного напряжения малой и средней мощности наибольшее признание получила структура прямоходового преобразователя с активным ограничением (ПХП-АО), поскольку она обеспечивает наибольший КПД и наименьшее перенапряжение на силовом ключе.

Однако, для реализации ПХП-АО требуется большее число электронных компонентов, дополнительный высоковольтный ключ на МДП-транзисторе для реализации схемы ограничения и гальванически развязанный драйвер с переменным коэффициентом заполнения, которые не требуются для других структур прямоходовых преобразователей.

В последнее время появилось много сведений о том, что при неправильном расчете ПХП-АО могут возникнуть проблемы, связанные с повышенным напряжением на силовом ключе, обратным восстановлением внутреннего диода ключа ограничителя или насыщением сердечника трансформатора во время переходных процессов при большом сигнале [1–2]. В результате многие вопросы проектирования существенно усложняются, что затрудняет обеспечение оптимальных характеристик преобразователя. При отсутствии четкой методики проектирования ПХП-АО в промышленности при его разработке часто пользуются итерационными методами проб и ошибок, что существенно увеличивает время разработки и повышает ее стоимость.

К тому же, понижающий преобразователь и схемы на основе его структуры имеют одно общее свойство – пульсирующий входной ток. Проблемы, вызываемые такой формой тока обычно решаются за счет введения в схему внешнего LC-фильтра. Такой фильтр не только занимает лишнее место, но и повышает стоимость преобразователя.

Кроме устранения избыточного напряжения на силовом ключе ПХП-АО во время переходных процессов при большом сигнале, одновременно необходимо решить проблемы, вызванные как индуктивностью рас-

сеяния трансформатора, так и пульсациями входного тока. Для улучшения рабочих характеристик преобразователя предложены два способа, основанные на использовании ограничительного конденсатора и индуктивности рассеяния трансформатора – снижение пульсаций входного тока и формирование встроенного входного фильтра.

Способы улучшения характеристик ПХП-АО

Для улучшения рабочих характеристик прямоходового преобразователя, работающего в режиме ШИМ, предлагаются два способа – снижение пульсаций входного тока и встроенный фильтр за счет использования ограничительного конденсатора и индуктивности рассеяния трансформатора.

Введение конденсатора между первичными обмотками ПХПТ (рис. 1а) позволит обеспечить снижение уровня пульсаций. Схема прямоходового преобразователя со снижением пульсаций входного тока (ПХП-СПВТ) показана на рис. 1б. В отличие от ПХПТ (рис. 1в) при использовании предлагаемого способа энергия индуктивностей рассеяния трансформатора (L_{p1} и L_{p3}) может поглощаться при закрытом состоянии силового ключа S1. В результате будут устранены выбросы напряжения на силовом ключе (рис. 1г).

Число витков первичных обмоток w_1 и w_3 одинаково, следовательно при запертом состоянии силового ключа

$$|U_{w1}| = |U_{w3}|. \quad (1)$$

За счет того, что напряжения U_{w1} и U_{w3} имеют разную полярность, конденсатор C1 заряжается до величины входного напряжения $U_{вх}$, и напряжение на нем (U_{C1}) ограничивается на этом уровне, что вытекает из уравнения

$$U_{C1} = U_{вх} - U_{w1} + U_{w3} = U_{вх}. \quad (2)$$

Такая структура отличается от других конденсаторных структур ограничения. Например, напряжение на конденсаторе ПХП-АО зависит от вольт-секунд трансформатора согласно соотношению

$$U_{C1} = \frac{DU_{вх}}{1-D} = \frac{nU_{ввх}}{1-D}, \quad (3)$$

где n – коэффициент трансформации.

Таким образом, напряжение на конденсаторе является функцией коэффициента заполнения и входного напряжения.

Напротив, из рис. 2 видно, что при предложенном способе напряжение на конденсаторе ограничено напряжением питания, изменение которого может

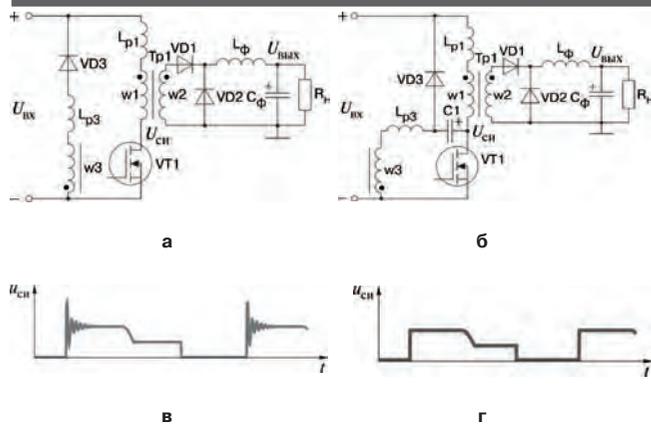


Рис. 1. Схемы: а – ПХПТ; б – ПХП-СПВТ. Напряжение $U_{сн}$ силового транзистора: а – ПХПТ; б – ПХП-СПВТ

быстро отслеживаться как в статике, так и при переходном процессе (рис. 2б).

Поскольку $U_{C1} = U_{вх}$, при открытом силовом ключе S1 ток нагрузки обеспечивается напряжением $U_{вх}$. При

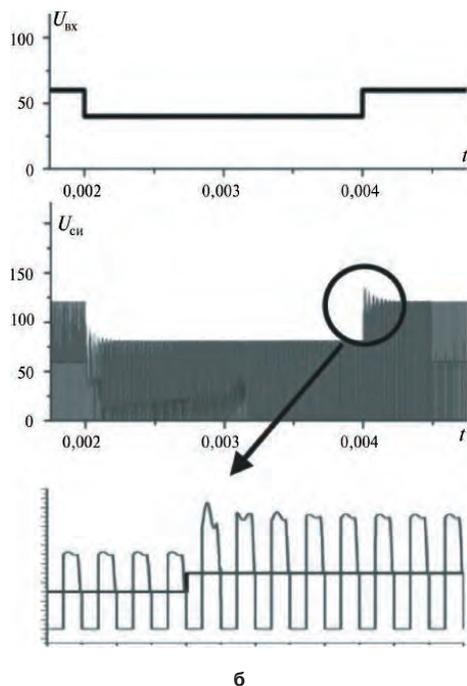
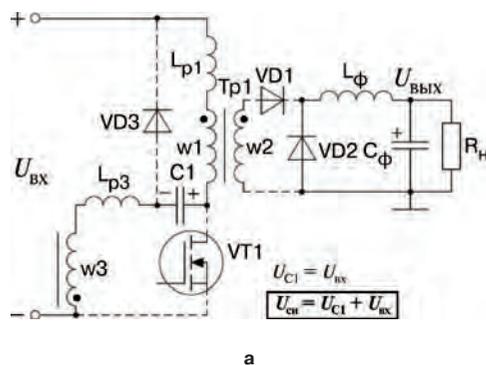


Рис. 2. Схема ПХП-СПВТ (а) и временные диаграммы при скачкообразном изменении входного напряжения от 40 В до 60 В ($L_{p1} = L_{p1} = 540$ нГн, $C_1 = 20,9$ мкФ)

этом на первичной стороне ток протекает через L1, C1 и L3 (рис. 3). За счет индуктивности рассеяния пульсации входного тока могут быть снижены. В момент отпирания силового ключа эта индуктивность играет ключевую роль при снижении пульсаций входного тока. При протекании тока через ключ S1 пульсации токов определяются следующими выражениями

$$\Delta i_{S1} = \frac{i_{ввых}}{n} = \Delta i_{вх} + \Delta i_{C1}; \quad (4)$$

$$\Delta i_{вх} = \frac{U_{вх} \Delta t}{L_{p1}} = \frac{i_{ввых} L_{p3}}{L_{p1} + L_{p3}}; \quad (5)$$

$$\Delta i_{C1} = \frac{U_{вх} \Delta t}{L_{p3}} = \frac{i_{ввых} L_{p3}}{L_{p1} + L_{p3}}, \quad (6)$$

где $i_{ввых}$ – выходной ток преобразователя.

Распределение пульсаций зависит от отношения величин индуктивностей рассеяния L_{p1} и L_{p3} в выражении (5) и определяется как

$$\frac{\Delta i_{вх}}{\Delta i_{C1}} = \frac{L_{L_{p3}}}{L_{L_{p1}}}. \quad (7)$$

Кроме предложенного способа снижения пульсаций входного тока, в случае преобразователя в режиме ШИМ имеется возможность использования встроенного узкополосного режекторного фильтра для снижения уровня электромагнитных помех.

Способ образования встроенного узкополосного режекторного фильтра показан на рис. 4. Образование начинается с перемещения цепи ограничения S1–VD1–C1 (I) и формирования эквивалентной схемы (II). Затем компоненты схемы перераспределяются по часовой стрелке из положения w3–L_{p3}–C1 и располагаются в следующем порядке: C1–L_{p3}–w3. Обмотки трансформатора w1 и w3 можно соединить параллельно, поскольку они имеют одинаковое число витков и полярность (III). Наконец, обмотка w3 сливается с обмоткой w1, и образуется структура ПХП-СПВТ, эквивалентная структуре прямоходового преобразователя с каскадом внешнего фильтра (IV).

Анализ установившегося режима работы

Для объяснения принципа работы воспользуемся ключевыми временными диаграммами – тока через

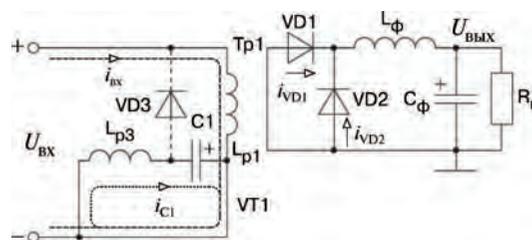


Рис. 3. Эквивалентная схема ПХП-СПВТ при открытом силовом ключе

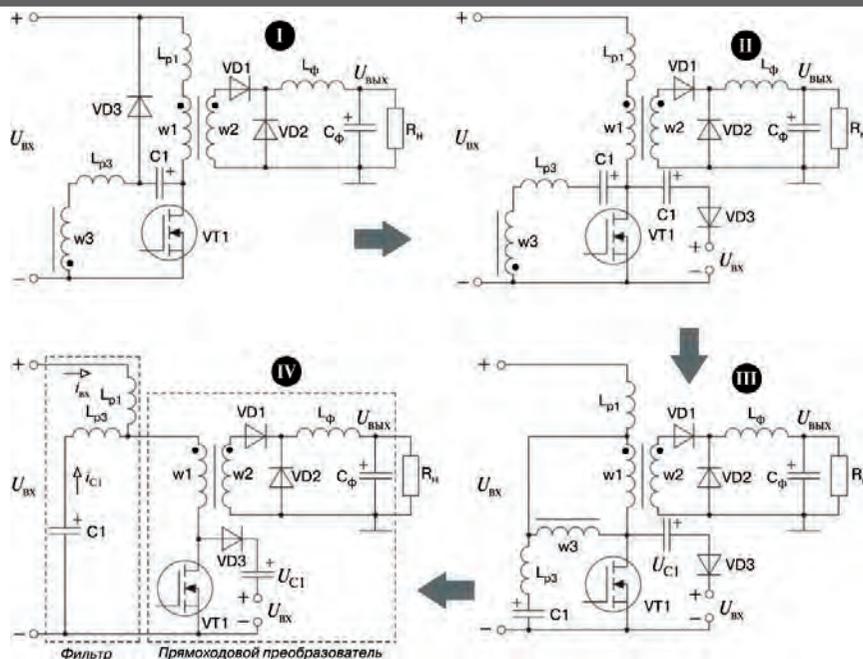


Рис. 4. Образование встроенного узкополосного режекторного фильтра

силовой ключ i_{S1} , входного тока $i_{вх}$ и тока через ограничительный конденсатор i_{C1} .

Для исследования снижения пульсаций в ПХП-СПВТ воспользуемся свойством баланса заряда ограничительного конденсатора. Эквивалентные схемы преобразователя и временные диаграммы при открытом и закрытом состоянии силового ключа приведены на рис. 5а и б. На рис. 5в уровни токов через силовой ключ i_{S1} , входного тока $i_{вх}$ и тока через ограничительный конденсатор i_{C1} на разных этапах работы преобразователя обозначены как i_a , i_b и i_c . Кроме того, распределение пульсаций тока между входным

источником и ограничительным конденсатором обозначены как $\Delta i_{вх}$ и Δi_{C1} .

Полагая, что $i_{нм} \ll i_{ввх}$ ($i_{нм}$ – ток намагничивания, $i_{ввх}$ – выходной ток), считаем, что через открытый силовой ключ S1 протекает ток, равный току нагрузки, т. е.

$$i_{вх} + i_{C1} = i_{S1} = \frac{I_{ввх}}{n}, \quad (8)$$

Когда силовой ключ S1 закрыт, получаем

$$i_{вх} + i_{C1} = i_{S1} = 0. \quad (9)$$

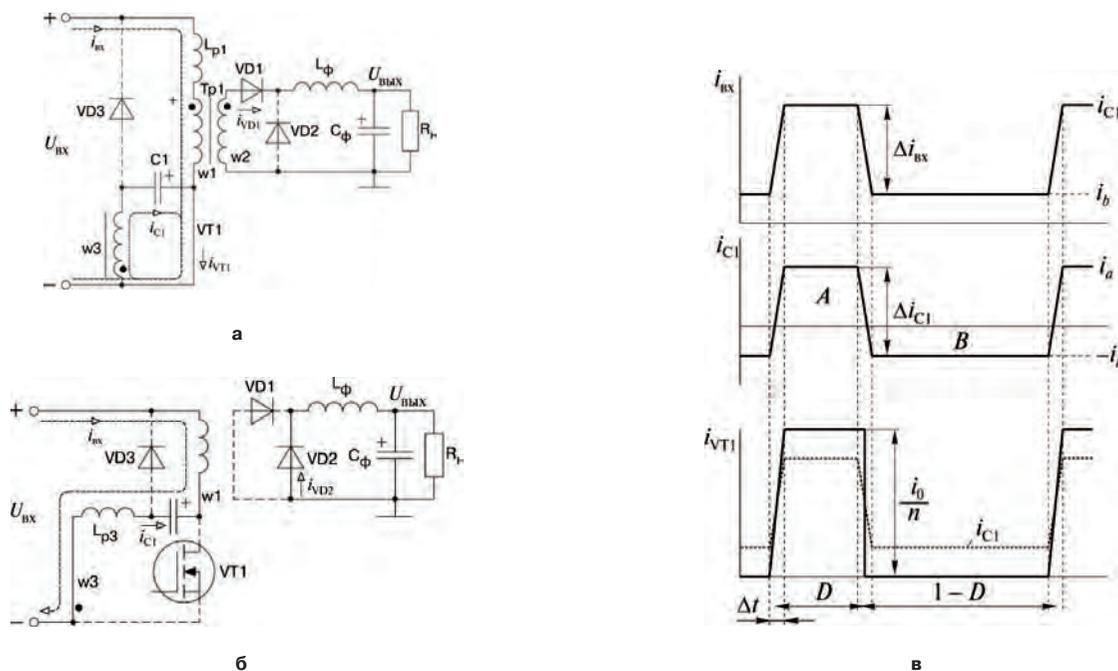


Рис. 5. Эквивалентные схемы ПХП-СПВТ при открытом (а) и закрытом (б) силовом ключе и ключевые временные диаграммы (при балансе заряда $A = B$, ток через силовой ключ $i_{S1} = i_{вх} + i_{C1}$)

Используя баланс заряда и закон Фарадея можно количественно определить токи, i_a , i_b и i_c .

Конденсатор C1 разряжается в нагрузку, когда силовой ключ S1 открыт и заряжается от входного источника током i_b , когда S1 закрыт. Применяя правило баланса заряда $A = B$ (рис. 5), получаем

$$i_a D = i_b (1 - D). \tag{10}$$

В момент отпирания ключа S1 токи $i_{вх}$ и i_{C1} линейно изменяются при напряжениях $U_{вх}$ и U_{C1} . Таким образом

$$\Delta i_{вх} + \Delta i_{C1} = \frac{I_{ввых}}{n}; \tag{11}$$

$$i_c - i_b = \Delta i_{вх} = \frac{i_{ввых}}{n} \frac{L_{p3}}{L_{p1} + L_{p3}}; \tag{12}$$

$$i_a + i_b = \Delta i_{C1} = \frac{i_{ввых}}{n} \frac{L_{p1}}{L_{p1} + L_{p3}}. \tag{13}$$

Согласно (12) и (13) пульсации $\Delta i_{вх}$ и Δi_{C1} в большой мере зависят от величины L_{p1}/L_{p3} . Чем больше величина этого отношения, тем меньшую величину будут иметь пульсации $\Delta i_{вх}$, что приведет к ослаблению интенсивности электромагнитных помех. Однако большая величина L_{p1}/L_{p3} вызовет увеличения действующего значения тока через ограничительный конденсатор и перенапряжения на силовом ключе. Кроме того в этом случае, потребуется внешний дроссель или специальная схема намотки трансформатора.

Из (10) и (13) можно получить следующие соотношения

$$i_a = \frac{L_{p1} i_{ввых} (1 - D)}{n(L_{p1} + L_{p3})}; \tag{14}$$

$$i_b = \frac{L_{p1} i_{ввых} D}{n(L_{p1} + L_{p3})}. \tag{15}$$

Из (12) и (13) получаем

$$i_c = i_b + \Delta i_{вх} = \frac{i_{ввых} (DL_{p1} + L_{p3})}{n(L_{p1} + L_{p3})}. \tag{16}$$

Принцип действия ПХП-СПВТ

Схема прямоходового преобразователя со снижением пульсаций входного тока (ПХП-СПВТ) и ключевые временные диаграммы, поясняющие ее работу, приведены на рис. 6. Первичная сторона преобразователя состоит из силового ключа S1, ограничительного конденсатора C1, ограничительного диода VD3 и трансформатора. Трансформатор включает в себя две первичные обмотки w1 и w3 с одинаковым числом витков и вторичную обмотку w2. Коэффициент трансформации $n = 1$. L_{p1} и L_{p3} – индуктивности рассеяния. Для упрощения анализа полагаем, что индуктивность выходного фильтра достаточно велика, и ее можно представить источником тока, равного по величине току нагрузки $I_{ввых}$. Также полагаем, что огра-

ничительный конденсатор C1 имеет достаточно большую емкость, и напряжение на нем можно считать постоянным. Кроме того, считаем, что

$$i_{нм} \ll i_{ввых}, \text{ а } f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{p3}C_1}} \ll f_{пер},$$

где $i_{нм}$ – ток намагничивания, $i_{ввых}$ – ток нагрузки, f_0 – резонансная частота контура $L_{p3}-C_1$, а $f_{пер}$ – частота переключений.

При установившемся режиме работы преобразователя можно выделить пять этапов работы (рис. 7).

Интервал $[0-t_1]$ (рис. 7а). Схема начинает работать в момент t_0 , когда силовой ключ S1 заперт. До момента t_0 энергия передавалась от входного источника питания, и заряжался конденсатор C1. Одна часть выходного тока обеспечивалась током i_{C1} через обмотку w3, а вторая часть током $i_{вх}$ через обмотку w1. Таким образом, их сумма равна величине выходного тока, приведенной к первичной стороне. Согласно (14) и (16) в момент времени t_0

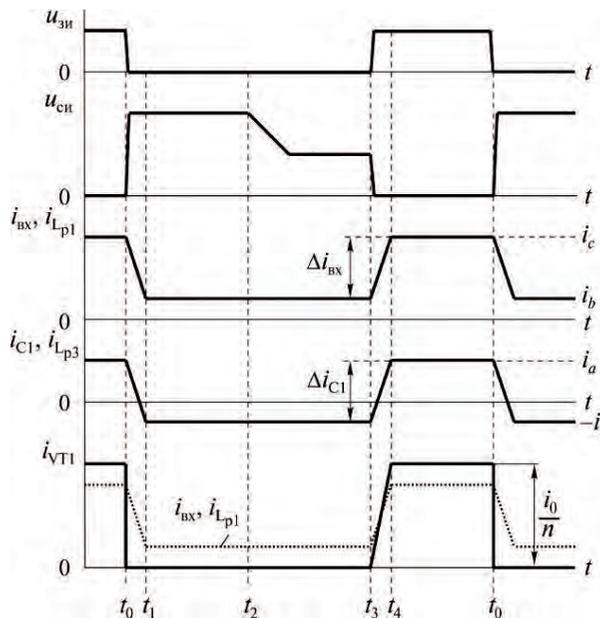
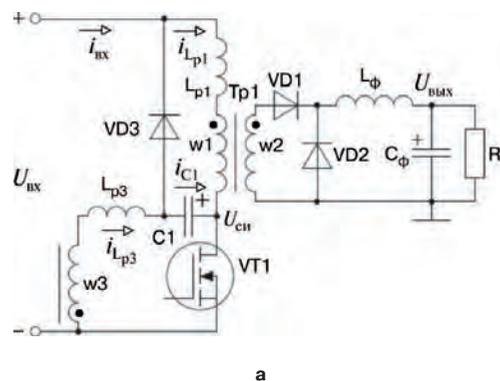


Рис. 6. Схема (а) и основные временные диаграммы ПХП-СПВТ (б)

$$i_{\text{BX}} = i_{L_{p1}}, i_{C1} = i_{L_{p3}}, i_{\text{HM}} \ll i_{\text{ВМХ}},$$

$$i_{\text{BX}} + i_{C1} = \frac{i_{\text{ВМХ}}}{n}. \quad (17)$$

После того как в момент времени t_0 транзистор закоротился, обмотки $w1, w2$ и $w3$ закорачиваются, вследствие отпираания диодов $VD1$ и $VD2$. В результате, напряжения на индуктивностях L_{p1} и L_{p1} становятся отрицательными, и токи i_{BX} и i_{C1} начинают линейно уменьшаться до прерывания приведенного тока нагрузки. Таким образом, на интервале $t_0 < t < t_1$ справедливы следующие соотношения

$$i_{\text{BX}} = i_{L_{p1}} = i_c - \frac{U_{\text{ВМХ}}(t-t_0)}{L_{p1}}; \quad (18)$$

$$i_{C1} = i_{L_3} = i_a - \frac{U_{\text{ВМХ}}(t-t_0)}{L_{p3}}. \quad (19)$$

Когда напряжение на силовом ключе достигает значения $2U_{\text{BX}}$, вынужденно отпирается ограничительный диод $VD3$, и перенапряжение $U_{\text{СИ}}$ на силовом ключе $S1$ будет ограничено величиной $2U_{\text{BX}}$. Таким образом к обмоткам $w1$ и $w3$ соответственно приложены напряжения U_{BX} и U_{C1} , и начинается процесс размагничивания сердечника трансформатора. В момент времени t_1 диод $VD1$ запирается, поскольку ток нагрузки циркулирует через диод $VD2$. При этом токи i_{BX} и i_{C1} определяются как

$$i_{\text{BX}} = i_{L_{p1}} = i_b; \quad (20)$$

$$i_{C1} = i_{L_{p3}} = -i_b. \quad (21)$$

Длительность интервала (t_0-t_1) можно рассчитать по формуле

$$t_1 - t_0 = \frac{i_{\text{BX}} L_{p1} L_{p3}}{U_{\text{ВМХ}}(L_{p1} + L_{p3})n}. \quad (22)$$

Интервал $[t_1-t_2]$ (рис. 7б). На этом интервале времени ток намагничивания протекает через диод $VD3$, за счет чего обеспечивается размагничивание сердечника трансформатора. Ток первичной обмотки i_{BX} протекает по цепи $L_{p1}-w1-C1L_{p3}-w3$. Поскольку напряжения обмоток $w1$ и $w3$ взаимно уничтожаются, так как имеют противоположные полярности, конденсатор $C1$ заряжается от входного источника питания U_{BX} . В момент времени t_2 достигается нулевое значение величины средних вольт-секунд трансформатора, и диод $VD3$ запирается.

На интервале времени $t_1 < t < t_2$ напряжение $U_{\text{СИ}}$ ограничено величиной $2U_{\text{BX}}$:

$$U_{\text{СИ}} = 2U_{\text{BX}}. \quad (23)$$

Токи i_{BX} и i_{C1} связаны следующим образом

$$i_{\text{BX}} = i_{L_{p1}} = i_b = -i_{C1} = -i_{L_{p3}}. \quad (24)$$

Интервал $[t_2-t_3]$ (рис. 7в). На этом интервале времени напряжение $U_{\text{СИ}}$ снижается вследствие резонанса в контуре, образованном индуктивностью намагничивания и выходной емкостью МДП-транзистора $VT1$. При этом оно будет ограничено на уровне $U_{\text{ВМХ}}$, поскольку обмотки трансформатора закоротены

из-за недостатка энергии намагничивания. Конденсатор $C1$ непрерывно заряжается, и напряжение U_{C1} ограничивается на уровне $U_{\text{ВМХ}}$. Перенапряжения как на транзисторе, так и на ограничительном диоде также ограничены на уровне $U_{\text{ВМХ}}$. В момент времени t_3 по-

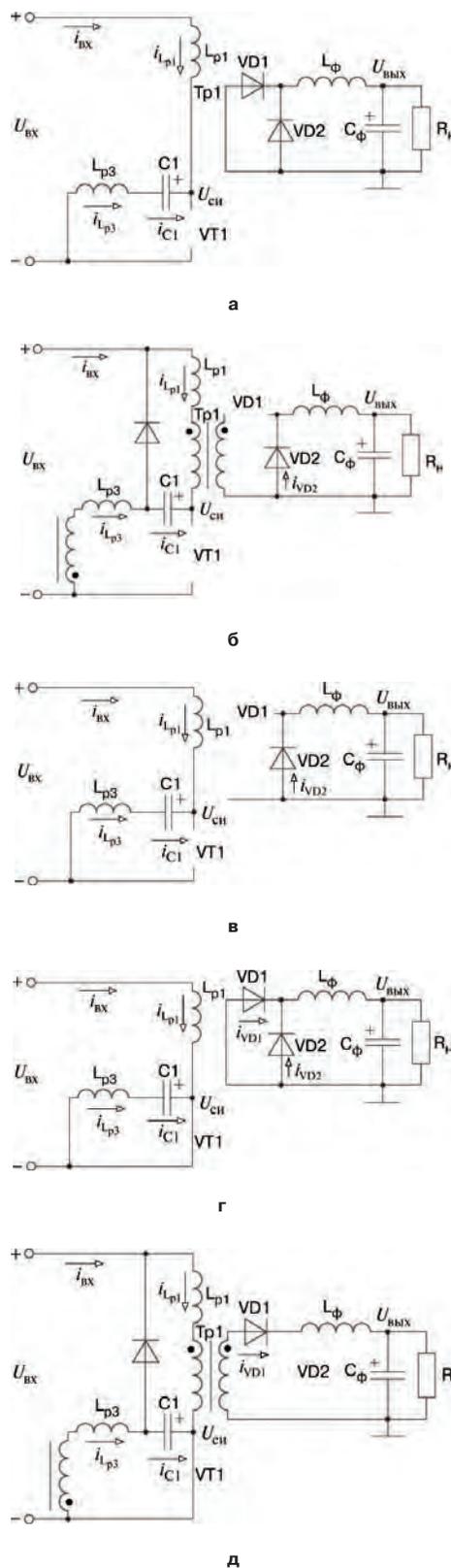


Рис. 2.7. Эквивалентные схемы для этапов работы схемы на интервалах времени: а - (t_0-t_1) ; б - (t_1-t_2) ; в - (t_2-t_3) ; г - (t_3-t_4) ; д - (t_4-t_5) ;

ступает сигнал на отпирание силового транзисторного ключа.

На интервале $t_2 < t < t_3$ напряжение $U_{си}$ ограничено на уровне $U_{вх}$:

$$U_{си} = U_{вх}. \quad (25)$$

Токи $i_{вх}$ и i_{C1} связаны следующим образом

$$i_{вх} = i_{L_{p1}} = i_b = -i_{C1} = -i_{L_{p3}}. \quad (26)$$

Интервал $[t_3-t_4]$ (рис. 7г). В момент времени t_3 отпирается силовой ключ VT1. Токи в этот момент связаны согласно (26)

$$i_{вх} = i_{L_{p1}} = i_b = -i_{C1} = -i_{L_{p3}}. \quad (27)$$

За счет того, что открылись диоды VD1 и VD2, обмотки трансформатора w1, w2 и w3 замкнуты. Таким образом, к обеим индуктивностям рассеяния L_{p1} и L_{p3} приложено положительное напряжение, и токи $i_{вх}$ и i_{C1} линейно нарастают в соответствии с потребностями нагрузки.

На интервале $t_3 < t < t_4$ токи $i_{вх}$ и i_{C1} определяются следующими соотношениями

$$i_{вх} = i_{L_{p1}} = i_b + \frac{U_{вх}(t-t_3)}{L_{p1}}; \quad (28)$$

$$i_{C1} = i_{L_{p3}} = -i_b + \frac{U_{вх}(t-t_3)}{L_{p3}}. \quad (29)$$

В момент времени t_4

$$i_{вх} + i_{C1} = i_c + i_a = \frac{i_{ввх}}{n}. \quad (30)$$

и диод VD2 запирается. Длительность интервала $[t_3-t_4]$ определяется соотношением

$$t_4 - t_3 = \frac{i_{ввх} L_{p1} L_{p3}}{U_{вх} (L_{p1} + L_{p3}) n}. \quad (31)$$

Интервал времени $[t_3-t_4]$ является временной задержкой между моментом отпирания МДП-транзистора, соединенного с первичной обмоткой, и появлением напряжения на вторичной обмотке трансформатора. При работе преобразователя этот интервал периода переключений определяется, как потери коэффициента заполнения. Он повлияет на стабильность выходных параметров, что приведет к снижению КПД преобразователя.

Интервал $[t_4-t_0]$ (рис. 7д). Энергия передается от входного источника $U_{вх}$ и конденсатора C1 (U_{C1}). Входное напряжение прикладывается к обмотке w1, а напряжение конденсатора C1 – к обмотке w3. Таким образом, ток i_{C1} обеспечивает протекание выходного тока через обмотку w3, а дополнительная часть выходного тока обеспечивается током $i_{вх}$ через обмотку w1. Таким образом, сумма этих токов равна току нагрузки, приведенному к первичной стороне

$$i_{вх} + i_{C1} = \frac{i_{ввх}}{n}. \quad (32)$$

В момент времени t_0 силовой транзистор VT1 запирается, и начинается новый период переключений.

Снижение пульсаций входного тока

При отсутствии какого-либо эффективного решения для снижения пульсаций входного тока ПХП-АО к его схеме добавляется внешний входной фильтр. В случае ПХП-СПВТ проблема снижения пульсаций входного тока решается внутри самого преобразователя. До настоящего времени не были известны схемы однотранзисторных прямоходовых преобразователей, позволяющие снизить пульсации входного тока при отсутствии внешнего входного фильтра.

Выражения (12) и (13) определяют пульсации входного тока $\Delta i_{вх}$ и Δi_{C1} . На основе этих выражений можно записать выражения для определения ключевых величин схемы преобразователя:

$$\Delta i_{VT1} = \frac{i_{ввх}}{n}; \quad (33)$$

$$\Delta i_{вх} = \frac{i_{ввх} L_3}{n(L_1 + L_3)}; \quad (34)$$

$$\Delta i_{C1} = \frac{i_{ввх} L_1}{n(L_1 + L_3)}; \quad (35)$$

$$\Delta i_{C_{вх}} = \frac{i_{ввх} L_3}{n(L_1 + L_3)}. \quad (36)$$

Пульсации напряжения на конденсаторе ограничителя Δu_{C1} можно определить следующим образом

$$\Delta u_{C1} = \frac{i_{C1} \Delta t}{C_1} = \frac{i_a DT_{пер}}{C_1}. \quad (37)$$

Согласно (2.14) Δu_{C1} можно рассчитать следующим образом

$$\Delta u_{C1} = \frac{i_{ввх} L_1 (1-D) DT_{пер}}{nC_1 (L_1 + L_3)}. \quad (38)$$

Полагая $\eta \cong 1$; $i_{вх} = U_{ввх} i_{ввх} / U_{вх}$; $D = nU_{ввх} / U_{вх}$; $i_{вх} = Di_{ввх} / n$, рассчитаем действующее значение тока $i_{C_{вх}}$:

– на интервале времени $0 < t < DT_{пер}$

$$i_{C_{вх}} = i_{вх} - i_a = \frac{i_{ввх} (1-D)L_3}{n(L_1 + L_3)}; \quad (39)$$

– на интервале времени $DT_{пер} < t < T_{пер}$

$$i_{C_{вх}} = i_{вх} - i_a = -\frac{i_{ввх} DL_3}{n(L_1 + L_3)}. \quad (40)$$

Действующие значения токов можно рассчитать по следующим формулам

$$i_{C1(a)} = \frac{i_{ввх} L_1 \sqrt{D(1-D)}}{n(L_1 + L_3)}; \quad (41)$$

$$i_{C1(a)} = \frac{i_{ввх} L_3 \sqrt{D(1-D)}}{n(L_1 + L_3)}. \quad (42)$$

Встроенный узкополосный режекторный фильтр

Для исследования характеристик фильтра, образованного L1, L3 и C1 (рис. 8а) запишем выражение для коэффициента передачи $U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}}$

$$\frac{u_{\text{вых}}}{u_{\text{вх}}} = \frac{2\pi f L_3 - \frac{1}{2\pi f C_1}}{2\pi f L_1 + 2\pi f L_3 - \frac{1}{2\pi f C_1}}, \quad (43)$$

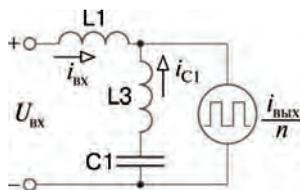
Графики коэффициента передачи для трех значений отношения L_1/L_3 приведены на рис. 8б. Из рисунка видно, что коэффициент передачи имеет ярко выраженные максимум и минимум соответственно на частотах $f_{(\text{max})}$ и $f_{(\text{min})}$:

$$f_{(\text{max})} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_1 + L_3)C_1}}; \quad f_{(\text{min})} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_3 C_1}}$$

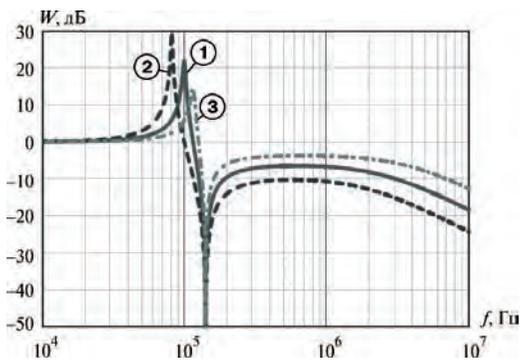
Поскольку обеспечение $L_1 \cong L_3$ не требует дополнительных усилий при разработке трансформатора, разработка компонентов фильтра L1, L3 и C1 упрощается обеспечением двух величин $L_1 = L_3$ и C_1 , которые можно определить из выражения для определения частоты режекции $f_{(\text{min})}$.

Форма входного тока ПХП-СПВТ при отсутствии режекторного фильтра показана на рис. 9а, при его наличии на рис. 9б. Несмотря на то, что в обоих случаях амплитуды пульсаций тока одинаковы, входной ток при наличии режекторного фильтра имеет более гладкую форму, а не трапецеидальную. Основная гармоника ослаблена на 20% (рис. 9в), что позволяет уменьшить габариты входного фильтра.

Для обеспечения максимального ослабления частоту режекции необходимо выбирать равной частоте переключений, т. е.



а



б

Рис. 8. Эквивалентная схема ПХП-СПВТ (а); коэффициент передачи узкополосного режекторного фильтра (б):
1 $L_1 = L_3$; 2 $L_1 = 2L_3$; 3 $L_1 = L_3/2$

$$f_{(\text{min})} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_3 C_1}} = f_{\text{пер}}. \quad (44)$$

Допустимое напряжение конденсатора находится из следующих выражений:

$$U_{\text{си}} = U_{\text{вх}} + U_{\text{C1}}; \quad (45)$$

$$U_{\text{C1max}} = U_{\text{вх}} + \frac{\Delta u_{\text{C1}}}{2} = U_{\text{вх}} + \frac{L_1 i_{\text{вых}} D(1-D)}{2nC_1 f_{\text{пер}} (L_1 + L_3)}; \quad (46)$$

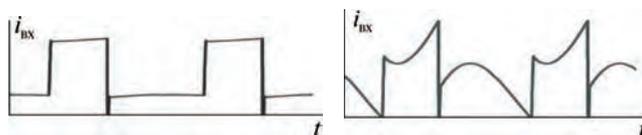
$$U_{\text{си}} = 2U_{\text{вх}} + \frac{L_1 i_{\text{вых}} D(1-D)}{2nC_1 f_{\text{пер}} (L_1 + L_3)}. \quad (47)$$

Таким образом, емкость конденсатора рассчитывается как

$$C_1 = \frac{L_1}{2(L_1 + L_3)} \cdot \frac{D(1-D)i_{\text{вых}}}{n f_{\text{пер}} (U_{\text{сиmax}} - 2U_{\text{вхmax}})}. \quad (48)$$

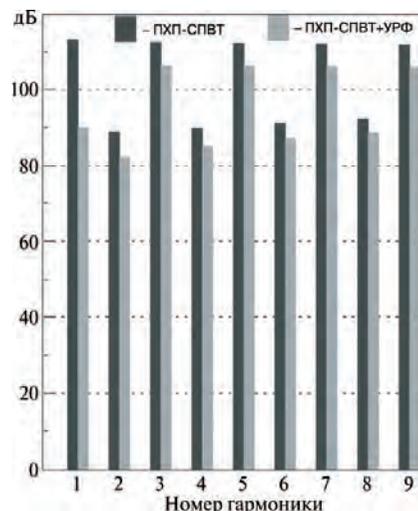
Емкость конденсатора C1 является функцией следующих параметров – частоты переключений ($f_{\text{пер}}$), выходного тока ($i_{\text{вых}}$), коэффициента заполнения (D) и отношения индуктивностей рассеяния $L_1/(L_1 + L_3)$.

После того, как определены технические характеристики преобразователя, максимальное перенапряжение на силовом ключе и частота переключений величины L_3 и C_1 рассчитываются с помощью выражений (44) и (48). Тем не менее, в таких преобразователях возможно множество сочетаний величин емкости конденсатора ограничителя и индуктивности рассеяния.



а

б



в

Рис. 9. Формы входного тока ПХП-СПВТ при отсутствии (а) и наличии (б) входного узкополосного режекторного фильтра (УПРФ) (б); спектральные составы входного тока (в) (УРФ – узкополосный режекторный фильтр)

Сравнение ПХП-СПВТ и ПХП-АО

Схемы и пульсации входного тока ($\Delta i_{вх}$) ПХП-АО и ПХП-СПВТ показаны на рис. 10. ПХП-СПВТ имеет целый ряд преимуществ, по сравнению с принятым за основу ПХП-АО.

Сравнение спектральных составов сходных токов ПХП-АО и ПХП-СПВТ приведено на рис. 11. Ослабление основной гармоники входного тока ПХП-СПВТ составляет более 20 дБ, а второй гармоники –40дБ.

Поскольку оба входных тока носят импульсный характер, в преобразователь необходимо включить внешний LC-фильтр. Из рис. 12а и б видно, что ток входного конденсатора $C_{вх}$ ($i_{C_{вх}}$) содержит пульсации входного тока ($i_{вх}$). Таким образом, действующее значение тока ПХП-СПВТ будет меньше, чем у ПХП-АО за счет меньшей величины амплитуды пульсаций. В результате в ПХП-СПВТ можно использовать конденсатор меньшей емкости, либо, в случае использо-

вания накапливается в ограничительном конденсаторе $C1$ и передается в нагрузку. Таким образом, в обоих случаях энергия рассеяния эффективно используется.

С учетом вольт-секунд трансформатора напряжение на ограничительном конденсаторе равно

$$U_{C1} = \frac{U_{вх} D}{(1-D)}$$

Несмотря на то, что величина перенапряжения на силовом МДП-транзисторе для ПХП-СПВТ и ПХП-АО рассчитывается как

$$U_{си} = U_{вх} + U_{C1},$$

напряжение на конденсаторе ПХП-СПВТ и ПХП-АО различны. Для ПХП-СПВТ максимальное перенапряжение составляет $U_{си} = 2 U_{вх}$, вследствие того, что напряжение на конденсаторе ограничено величиной $U_{вх}$. В случае ПХП-АО напряжение на конденсаторе $C1$ яв-

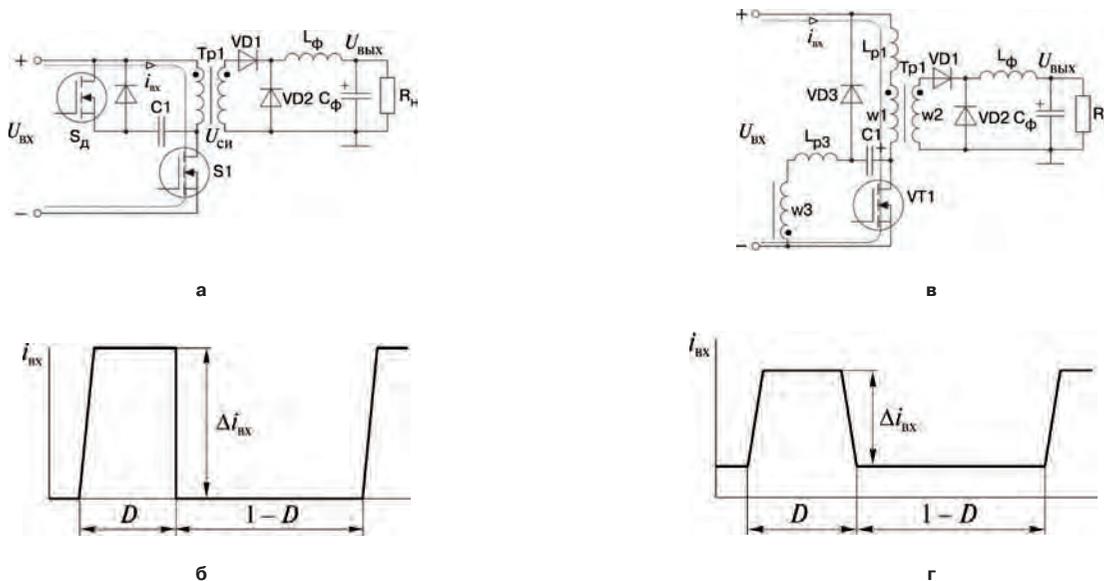


Рис. 10. Схемы ПХП-АО (а) и ПХП-СПВТ (в); формы входного тока: б – ПХП-АО; г – ПХП-СПВТ

вания одинаковых конденсаторов, будет меньшим его нагрев.

Схема силовой части ПХП-СПВТ показана на рис. 13а. Поскольку $L1$ и $L3$ являются индуктивностями рассеяния трансформатора, ПХП-СПВТ и ПХП-АО (рис. 13б) имеют одинаковое число компонентов силовой части. Вместо активного ключа и трансформатора с одной первичной обмоткой (ПХП-АО), ПХП-СПВТ содержит пассивный ключ и трансформатор с двумя первичными обмотками. Кроме того, для ПХП-АО требуется драйвер с гальванической развязкой с переменным коэффициентом заполнения, что усложняет схему ПХП-АО.

В ПХП-АО энергия рассеяния накапливается в $C1$ и передается в источник питания для поддержания баланса заряда. Напротив, в ПХП-СПВТ энергия рас-

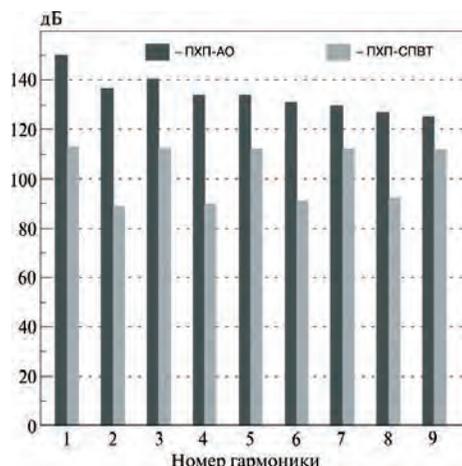


Рис. 11. Спектральный состав входных токов ПХП-АО и ПХП-СПВТ

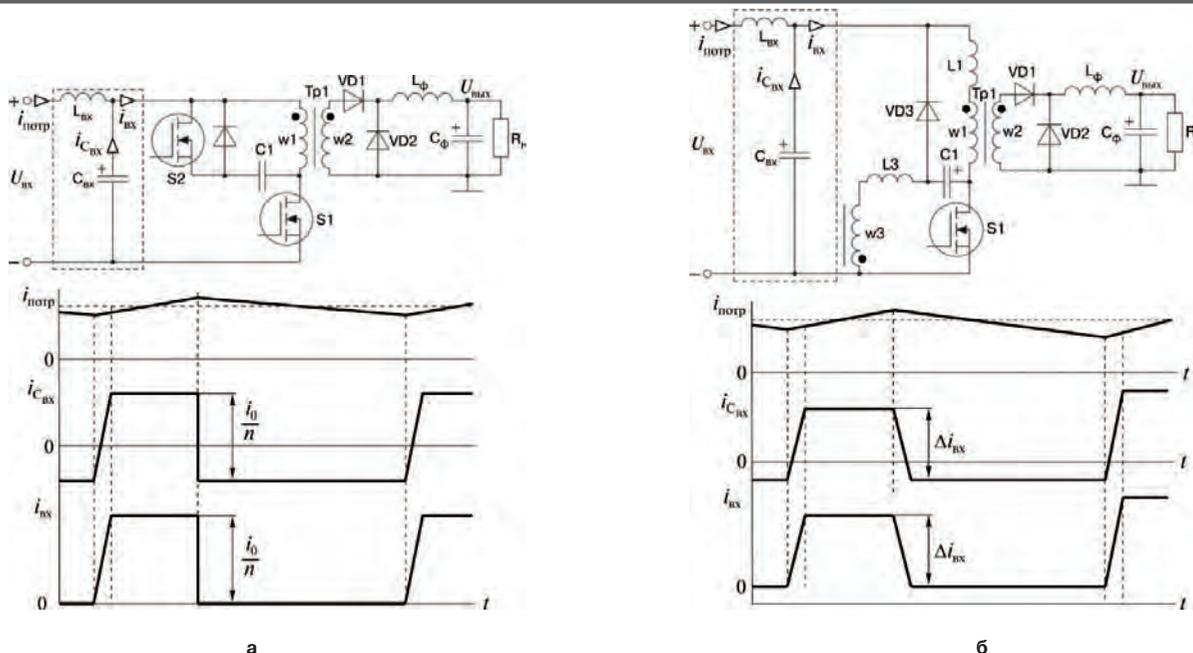


Рис. 12. Структуры и формы токов: а – ПХП-АО; б – ПХП-СПВТ

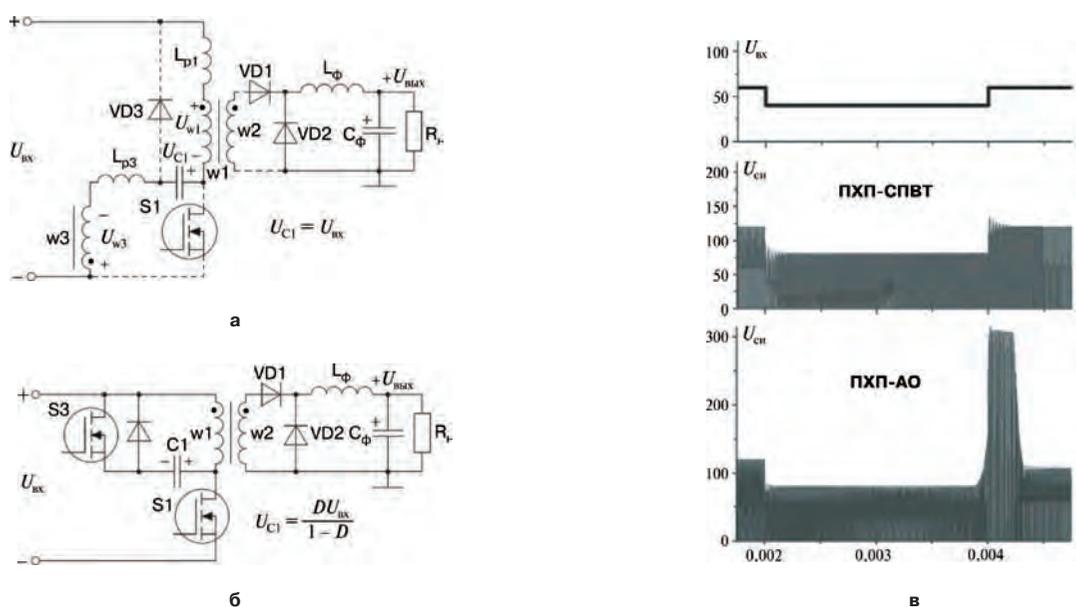


Рис. 13. Схемы ПХП-СПВТ (а) и ПХП-АО (б); напряжение сток-исток силового ключа при скачкообразном изменении входного напряжения (в)
 $(L_{нм} = 80 \text{ мкГн}, C_1 = 0,015 \text{ мкФ} - \text{ПХП-АО}; L_{нм} = L_{р3} = 540 \text{ нГн}, C_1 = 20,9 \text{ мкФ} - \text{ПХП-СПВТ})$

ляется функцией рабочего коэффициента заполнения и входного напряжения. Поскольку при уменьшении коэффициента заполнения входное напряжение повышается, напряжение сток-исток остается приблизительно постоянным в определенном диапазоне изменения входного напряжения. Следовательно, в установившемся режиме работы в ПХП-АО обеспечивается наименьшее перенапряжение на силовом ключе. Однако, при переходных процессах в режиме большого сигнала, напряжение на конденсаторе увеличивается и существенно понижается. Такой колебательный характер переходного процесса вызывает дополнительное пере-

напряжение на МДП-транзисторе, насыщение сердечника трансформатора и создает проблемы с обратным восстановлением диода активного ограничителя.

Из рис 13в видно, что при скачкообразном изменении входного напряжения с 40 до 60 В перенапряжение на транзисторе в ПХП-АО больше, чем в ПХП-СПВТ.

Выводы

Рассмотрены способы снижения пульсаций входного тока и введения в структуру преобразователя встроенного узкополосного режекторного фильтра. С

помощью этих способов получена структура прямоходового преобразователя со снижением пульсаций входного тока (ПХП-СПВТ и рассмотрены принципы ее работы. ПХП-СПВТ имеет целый ряд преимуществ, перечисленных ниже:

- достаточно простая схема, не требующая специальной синхронизирующей схемы управления ключом, управляющим размагничиванием сердечника трансформатора;
- устранены выбросы напряжения, вызываемые индуктивностью рассеяния трансформатора;
- напряжение на силовом ключе ограничено на уровне напряжения питания как в установившемся, так и в переходном режимах;
- уровень пульсаций входного тока снижен до величины

$$\Delta i_{\text{вх}} = \frac{i_{\text{вых}} L_{\text{р3}}}{(L_{\text{р1}} + L_{\text{р3}})n};$$

- применение встроенного узкополосного режекторного фильтра позволило снизить амплитуду основной гармоники входного тока.

Тем не менее, существует и ряд недостатков:

- процесс размагничивания не оптимизирован, как например, в ПХП-АО, а напряжение на силовом ключе первичной стороны выше при одинаковом коэффициенте заполнения;
- максимальный коэффициент заполнения ограничен величиной 0,5;
- силовой ключ преобразователя работает в режиме жесткого переключения.

Использование структуры ПХП-СПВТ дает возможность улучшить характеристики преобразователей, работающих в режиме ШИМ за счет применения рассмотренных способов, позволяющих использовать индуктивность рассеяния трансформатора и конденсатор ограничителя.

Литература

1. *Li Q., Lee F. C. and Jovanovic M. M.* Large-signal transient analysis of forward converter with active-clamp reset. – Proceedings of 29th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC98, Fukuoka, Japan, 1722 May 1998, Vol. 1, pp. 633–639.
2. *Qiong Li, Lee F.C.; Jovanovic, M. M.* Design considerations of transformer DC bias of forward converter with active-clamp reset. – Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1999. APEC '99. Fourteenth Annual, Volume: 1, 1999, pp. 553–559.
3. *Li Q. and Lee F.C.* Design consideration of the active-clamp forward converter with current mode control during large-signal transient. – Proceedings of 15th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC'00, New Orleans, Louisiana, 610 February, 2000, Vol. 2, pp. 966–972.
4. *Li Q., Lee F.C. and Jovanovic M. M.* Large-signal transient analysis of forward converter with active-clamp reset. – IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 17, Issue: 1, Jan. 2002, pp. 15–24.

Дейнеко Дмитрий Сергеевич, начальник отдела маркетинга ЗАО "ММП-Ирбис", тел.: 8(495) 987-10-16.

Л. И. Цытович, О. Г. Брылина

МНОГОЗОННЫЕ ИНТЕГРИРУЮЩИЕ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ КАСКАДАМИ “ВЕНТИЛЬНЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ – ИСПОЛНИТЕЛЬНЫЙ МЕХАНИЗМ” ДЛЯ ОБЪЕКТОВ С ПАРАЛЛЕЛЬНЫМИ КАНАЛАМИ РЕГУЛИРОВАНИЯ

Большинство насосных станций водоснабжения жилых зданий и предприятий, систем воздухообмена и пожаротушения, электронагревательных установок, регуляторов освещенности и т. д. представляют собой системы управления с параллельными каналами регулирования (СПКР) [1, 2], где часть исполнительных механизмов, получающих электропитание от вентильных преобразователей (ВП) (тиристорные регуляторы переменного и постоянного напряжения, преобразователи частоты, транзисторные широтно-импульсные преобразователи постоянного тока и пр.) являются рабочими, а другая – резервными. Для управления СПКР перспективен метод многозонного регулирования [3], когда весь диапазон выходной координаты системы разбивается на несколько поддиапазонов (модуляционных зон) с плавным регулированием в пределах одной зоны и дискретным регулированием в остальных поддиапазонах. В большинстве случаев многозонное управление обеспечивает повышенную точность регулирования и минимизацию энергетических затрат на технологическом объекте. Однако, многозонные системы управления с применением современных цифровых информационных регуляторов и силовых преобразователей зачастую оказываются достаточно сложными и требуют высокой квалификации обслуживающего персонала. В этих условиях необходимо находить разумный компромисс между простотой технической реализации системы управления и ее тактико-техническими показателями. Одним из таких направлений является построение СПКР на базе многозонных интегрирующих развертывающих преобразователей (МРП) [4], сочетающих в себе достаточно высокую точность регулирования, помехоустойчивость, возможность в СПКР автоматического резервирования каналов управления и простоту аппаратного построения. Ниже рассматривается ряд принципов построения многозонных интегрирующих СПКР на базе МРП.

Теоретическая часть

Многозонные системы с дискретным управлением. Структура простейшего варианта системы управления группой из четного числа параллельно работающих исполнительных механизмов ИМ с дискретным регулированием (рис. 1а) содержит МРП, датчик обратной связи ДОС по регулируемому параметру объекта управления ОУ, а также группу каскадов “вентильный преобразователь (ВП) – исполнительный механизм (ИМ)”, каждый из которых в пределах своего поддиапазона регулирования воздействует на объект управления ОУ. Здесь следует

сразу оговориться, что тип ВП (тиристорный преобразователь постоянного тока, регулятор переменного напряжения, преобразователь частоты и т. д.) определяется классом ИМ и для рассмотрения принципа действия данной и всех последующих структур СПКР на базе МРП принципиального значения не имеет.

Базовая структура МРП [3] (рис. 1а) в включает в себя сумматоры S1, S2, интегратор И, а также нечетное число релейных элементов РЭ1–РЭn ($n \geq 3, 5, 7, \dots$), выполненных с симметричными относительно нулевого уровня порогами переключения $|\pm b_1| < |\pm b_2| < \dots < |\pm b_n|$, где индекс при “b” соответствует порядковому номеру РЭ. Выходные сигналы РЭ меняются дискретно в пределах $\pm A/n$. Число модуляционных зон МРП равно $k = (n + 1)/2$ (рис. 1б). Режим автоколебаний в МРП всегда возникает в тракте РЭ, имеющего наименьшее значение порогов переключения. При нулевом значении входного сигнала $X_{вх}$ РЭ2–РЭn находятся в противоположных по знаку выходного сигнала состояниях, что определяет работу МРП в первой модуляционной зоне, ограниченной пределами $\pm A/n$. В старших модуляционных зонах состояния РЭ2–РЭn идентичны и в сумме равны $+A$ или $-A$, в зависимости от квадранта статической характеристики $Y_0 = (-1)X_{вх}$, где Y_0 – среднее значение выходного сигнала МРП; (-1) – знак инвертирования входного сигнала. Переход МРП из одной модуляционной зоны в другую определяется величиной сигнала управления на его информационном входе $X_{вх}$ (рис. 1б). При этом реализуется частотно-широотно-импульсная модуляция (ЧШИМ), когда интервалы дискретизации выходных импульсов t_{i1}, t_{i2} и T_{0i} оказываются зависимыми от величины сигнала управления $X_{вх}$ (рис. 1в). Среднее значение сигнала на выходе сумматора $\Sigma Y_{01} \dots Y_{0i}$ за период T_{0i} для каждой модуляционной зоны линейно относительно $X_{вх}$.

Рассматриваемая СПКР относится к классу дискретных систем управления с числом каналов регулирования $n - 1$. Включение каналов регулирования производится от ВП, например, тиристорных регуляторов напряжения для “мягкого” пуска асинхронных электродвигателей (ТРН), управляющие входы которых подключаются к соответствующим выходам релейных элементов РЭ2–РЭn МРП.

Принцип действия системы следующий. В начальный момент времени под действием сигнала задания

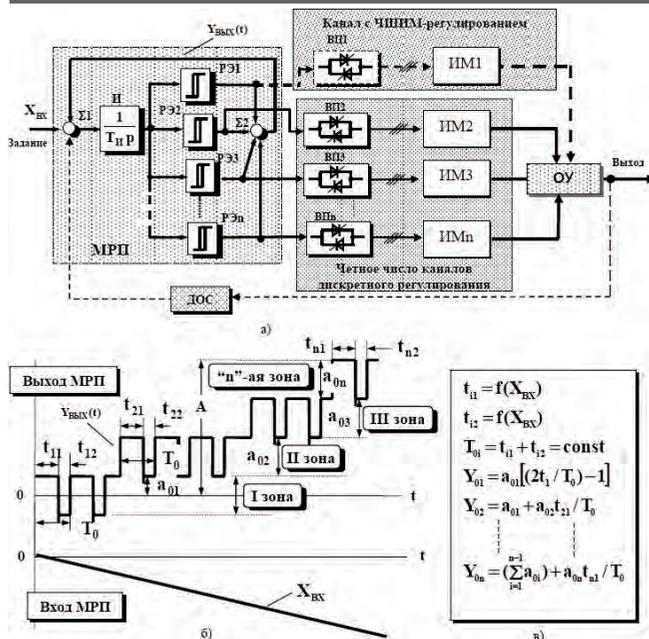


Рис. 1. Структурная схема (а) дискретной системы управления группой из четного числа каналов регулирования, временные диаграммы сигналов МРП (б) и его характеристики (в)

$X_{вх}$ МРП переводится в старшую модуляционную зону, когда, например, сигналом $+A/n$ с выходов РЭ2–РЭn МРП включаются ВП2–ВПn. После запуска ИМ2–ИМn с ростом значения выходной координаты ОУ возрастает уровень сигнала на выходе датчика обратной связи ДОС, и снижается величина сигнала рассогласования на входе интегратора МРП. Вследствие этого, МРП переходит в более младшую модуляционную зону, когда выходной сигнал, например РЭ2, становится равным $-A/n$, и ВП2 выключается. По мере увеличения сигнала рассогласования на входе звена И, МРП вновь возвращается в старшую модуляционную зону, и процесс повторяется. При этом величина максимальной ошибки регулирования пропорциональна $0,5X_{вхi}$, где $0,5X_{вхi}$ – амплитуда сигнала задания для i -ой модуляционной зоны МРП. Поэтому рассмотренный класс системы регулирования целесообразно применять в системах низкого класса точности, где приоритетным началом является простота технической реализации и обслуживания всего комплекса оборудования.

Ошибка регулирования может быть существенно снижена путем введения канала с ЧШИМ-регулированием, вход которого подключается к выходу РЭ1 (рис. 1а). В этом случае система будет иметь нечетное число каналов регулирования по числу релейных звеньев МРП. Однако подобное решение, как правило, требует обеспечения в МРП режима инфранизкочастотных автоколебаний, при котором исключались бы частые повторно-кратковременные режимы работы ИМ. Это, с точки зрения аналоговой электроники, для ЧШИМ задача достаточно сложная. Реализация же МРП на основе микропроцессорной техники и программируемых контроллеров неизбежно приведет к потере одного из основных преимуществ данного

класса систем – простоты технической реализации и ремонтпригодности.

Приведенная на рис. 2 система, предназначена для дискретного управления группой из нечетного числа ВП, и реализуется на основе МРП с четным числом релейных элементов, спецификой которого являются дополнительные кратковременные переключения релейных элементов РЭ2–РЭn при его переходе из одной модуляционной зоны в другую [5]. Зачастую данное обстоятельство является недопустимым, так как приводит к ложным срабатываниям силовой аппаратуры и исполнительных механизмов.

В структуре на рис. 2 отмеченный недостаток МРП с четным числом РЭ устраняется за счет введения регистра памяти RG, устройства сравнения кодов УСК и элемента задержки DL [6].

В установившемся режиме работы состояния кодов на входе и выходе RG идентичны, поэтому выходной сигнал УСК и DL соответствуют логическому “0”. При переходе МРП под действием сигнала рассогласования в другую модуляционную зону, когда возможны дополнительные переориентации РЭ, коды на входе и выходе RG становятся различными. УСК переходит в состояние логической “1”.

Однако перезапись нового кодового состояния РЭ в RG производится с задержкой, формируемой с помощью DL. Время этой задержки соответствует максимальной величине времени переходного процесса в МРП с четным числом РЭ. На практике данное значение выбирается порядка 2–5 с, что, с одной стороны, гарантированно обеспечивает вход МРП в установившийся режим работы, а с другой для инерционных исполнительных механизмов является пренебрежимо малой величиной.

После окончания задержки по времени на выходе DL формируется “1”, и кодовые состояния релейных элементов МРП переписываются в RG. В результате ИМ каналов регулирования переходят во включенное

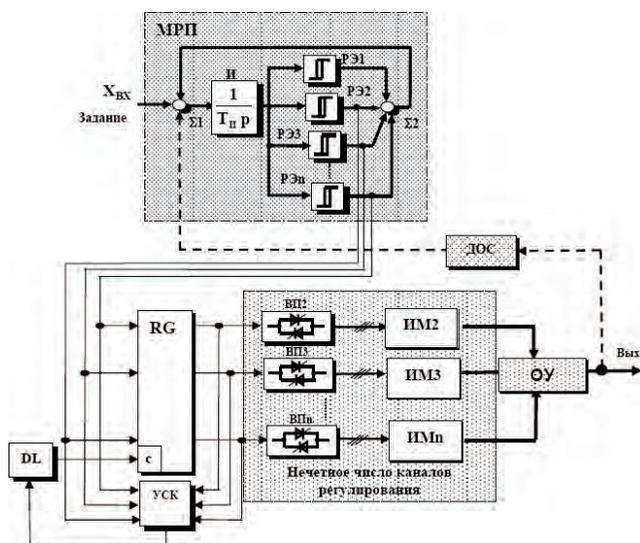


Рис. 2. Структурная схема дискретной системы управления нечетным числом каналов регулирования

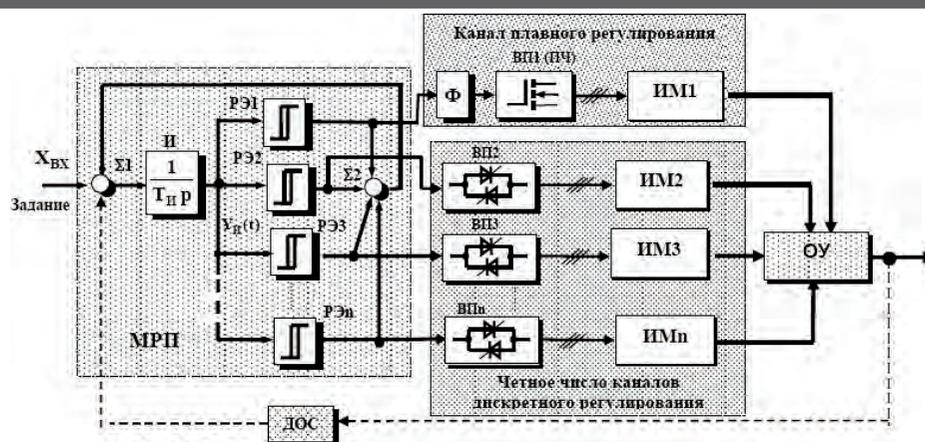


Рис. 3. Структурная схема комбинированной плавно-дискретной системы управления нечетным числом каналов регулирования на основе многозонного интегрирующего развертывающего преобразователя

(или выключенное) положение только после окончания переходного процесса в МРП.

Многозонная система управления с комбинированным плавно-дискретным регулированием. На объектах с параллельными каналами часто применяется комбинированный метод регулирования, когда один канал управляется, например, от преобразователя частоты (ПЧ), а остальные – с помощью ТРН.

Структура подобной системы на базе МРП приведена на рис. 3. Ее отличие от системы на рис. 2 состоит в том, что в процессе плавного регулирования задействован РЭ1, на выходе которого включен демодулирующий (сглаживающий) фильтр Φ , например, апериодический первого порядка. С его помощью выделяется среднее за интервал дискретизации значение выходных импульсов РЭ1, которое пропорционально сигналу рассогласования на входе звена И. Функции силового преобразователя выполняет ПЧ, частота и амплитуда выходного напряжения которого зависит от напряжения на его информационном входе. При этом канал плавного регулирования работает постоянно, а дискретные каналы в режиме “включено/выключено” в зависимости от порядка модуляционной зоны и связанного с ним знака выходных сигналов РЭ2–РЭi.

Многозонная система управления с автоматическим резервированием каналов регулирования. Проблема диагностирования работоспособности электронных систем автоматического управления технологическими процессами и их автоматическое резервирование является одной из наиболее сложных технических задач ввиду отсутствия однозначной связи между характером выходных сигналов элементов технологического комплекса и фактом их работоспособности, что позволило бы использовать простые методы параметрического диагностирования [7, 8]. Применение же активных тестовых методов контроля за состоянием системы управления, как правило, не дает желаемого эффекта из-за сложности их технической реализации и отсутствия надежных средств диагностирования непосредственно системы диагностирования. При этом, как показывает практика, наибольшей вероятностью отказов характеризуют-

ся ВП в силу насыщенности их систем управления элементами микроэлектроники, оказывающихся достаточно чувствительными к сигналам внешних помех со стороны информационного входа ВП и напряжения сети. В решении этой проблемы перспективны МРП, обладающие свойством самодиагностирования и саморезервирования каналов преобразования информации [9].

Упрощенный вариант саморезервирующей системы для управления группой параллельно работающих ВП, например, ТРН и ИМ при $n = 3$ показан на рис. 4.

Она включает непосредственно МРП, а также, блоки 31, 32 логической функции “Запрет” и блоки готовности системы к запуску БГ1, БГ2 на базе логических элементов “ИЛИ”. Каналы “ВП1–ИМ1” и “ВП2–ИМ2” работают на общий объект ОУ. РЭ0 с наименьшим значением порогов переключения не принимает непосредственного участия в управлении исполнительной частью каналов регулирования. РЭ1, РЭ2 выполнены со стробирующим входом, при подаче на который сигнала логической “1” с выхода БГ1

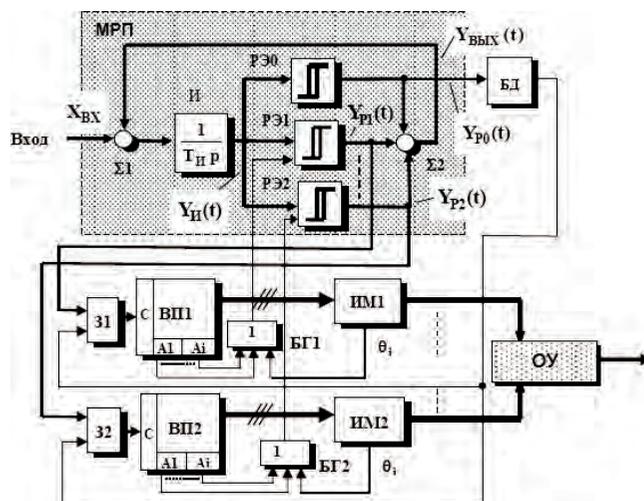


Рис. 4. Структурная схема системы управления с автоматическим резервированием каналов регулирования

или БГ2 соответствующий релейный элемент принудительно удерживается в состоянии $-A/3$ (логический "0"). Пуск ВП производится сигналом $+A/3$ (логическая "1"), воздействующим на его С-вход через З1, З2. ВП1, 2 и механизмы ИМ1,2 содержат также комплекс селективных защит с выходами $A_1...A_i, \theta_i$ (максимально токовая и времятоковая защиты, наличие напряжения силовой сети, перегрев подшипников и т. д.). Срабатывание любой из защит сопровождается появлением сигнала логической "1" на соответствующем из выходов $A_1...A_i, \theta_i$.

Блок параметрической диагностики БД предназначен для контроля за существованием в канале РЭ0 МРП режима автоколебаний и выполнен на основе последовательно включенных делителя частоты с коэффициентом 2,0, пропорционально-дифференцирующего звена и демодулятора (выпрямителя) [8]. При срыве в МРП автоколебательного процесса БД переходит в состояние "0" и блокирует работу системы в целом.

В дальнейшем считаем, что канал "ВП1-ИМ1" является рабочим, а "ВП2-ИМ2" - резервным. В этом случае при $n = 3$ сигнал на входе МРП должен удовлетворять условию $X_{ВХ} = 0$.

При включении МРП и выключенных ВП работа РЭ1, РЭ2 заблокирована сигналом "1" с выхода БГ1, БГ2 и они находятся в состоянии $Y_{P1}(t) = Y_{P2}(t) = -A/3$ (рис. 5в, г). Выходной сигнал МРП $Y_{ВЫХ}(t) = -A/3$ (рис. 5д), что приводит к "насыщению" интегратора И, когда его выходной сигнал $Y_I(t) = +A$ (рис. 5а). В результате РЭ0 находится в состоянии $Y_{P0}(t)A = +A/3$ (рис. 5б). Режим автоколебаний в МРП отсутствует, и выходной сигнал БД равен нулю, блокируя тем самым запуск ВП1, 2.

Считаем, что первым включается ВП1. Тогда БГ1 переходит в "0", и РЭ1 становится управляемым, переключаясь в состояние $+A/3$ под действием выходного сигнала интегратора И (рис. 5а, в, момент

времени t_0). Выходные сигналы РЭ1, РЭ2 взаимно компенсируются (рис. 5в, г), и автоколебательный режим возникает в канале РЭ0 (рис. 5а, б, д). В результате на выходе БД появляется логическая "1", и происходит запуск ВП1. Если затем включить ВП2, состояние системы не изменится, так как на выходе РЭ2 будет присутствовать сигнал $-A/3$, соответствующий условию работы МРП в первой модуляционной зоне.

В системе возможно одновременное подключение к напряжению питания ВП1 и ВП2. Тогда в рабочем состоянии может оказаться канал "ВП2-ИМ2", а "ВП1-ИМ1" будет являться резервным. Рассмотрим поведение системы при возможных отказах ее элементов, в частности, ВП (рис. 6).

Предположим, что в момент времени t_0 (рис. 6в) произошло аварийное отключение ВП1 по причине срабатывания какой-либо из его защит или исчезновения напряжения питания системы импульсно-фазового управления. В этом случае хотя бы на одном из входов БГ1 формируется "1", что приводит к принудительному переключению РЭ1 в положение $-A/3$ (фиг."6в). На входе "С" ВП1 (рис. 4) сигнал задания соответствует "0". Это вызывает выключение ВП1 и ИМ1. После этого МРП автоматически переходит на поиск работоспособного канала управления.

Под действием импульса $-A$ (рис. 6д), сформированном из-за идентичного по знаку выходного напряжения РЭ0-РЭ2 (рис. 6б-г), сигнал на выходе интегратора И (рис. 6а) нарастает в положительном направлении до тех пор, пока не будет выполнено условие $Y_I(t) = +b_0$ и $Y_I(t) = +b_2$. После переориентации РЭ2 в состояние $+A/3$ (рис. 6г, момент t_2) произойдет подача на вход "С" ВП2 сигнала задания и запуск резервного канала "ВП2-ИМ2". На интервале $t_2 - t_3$ (рис. 6б, г) выходной сигнал БД не успевае достиг нулевого уровня из-за кратковременного срыва автоколебательного режима в РЭ0, так как ча-

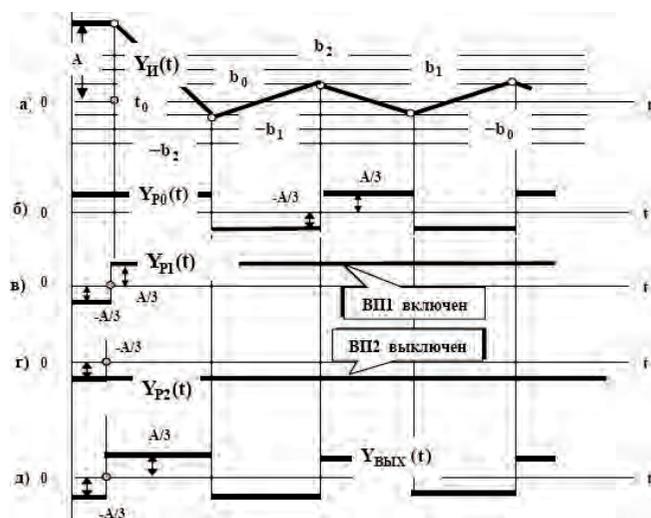


Рис. 5. Временные диаграммы сигналов при последовательном включении каналов регулирования

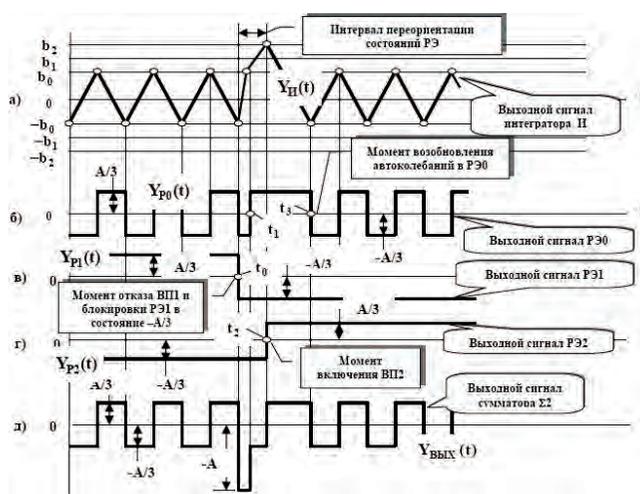


Рис. 6. Временные диаграммы сигналов системы управления при отказах вентильных преобразователей

стота собственных автоколебаний МРП выбирается на уровне нескольких кГц.

Таким образом, в предлагаемой системе управления достигается автоматическое включение резервного канала регулирования и повышается надежность работы технологической установки в целом. Это обусловлено тем, что БГ1, БГ2 обеспечивают “введение” ВП1, 2 в прямой канал замкнутого контура МРП по логической функции “ИЛИ”, характеризующей степень готовности (или аварийного состояния) элементов системы, первоначально находящихся вне этого замкнутого канала регулирования. В результате система приобретает свойства адаптации к аварийным отключениям каналов “ВП1–ИМ1” и “ВП2–ИМ2” фактически так же, как это происходит непосредственно в МРП [9]. Кратность резервирования может быть повышена за счет увеличения числа релейных элементов МРП и каналов идентичных, например, “ВП2–ИМ2”.

Для повышения надежности систем низкой и средней точности целесообразно интегратор И и сумматор $\Sigma 2$ реализовывать на пассивных элементах (R-C-интегратор, R-сумматор) с достаточным запасом по эксплуатационным параметрам, что позволяет их считать “идеально” надежными элементами. То же относится и к пропорционально-дифференцирующему звену и демодулятору БД. Как показывает практика, блоки 31, 32, БГ1, БГ2 желательно выполнять на элементах релейной логики, которые менее, чем электронные компоненты подвержены влиянию коммутационных помех со стороны питающего напряжения. В системах высокой точности контур интегрирования МРП необходимо реализовывать на базе нескольких параллельно включенных интеграторов [9].

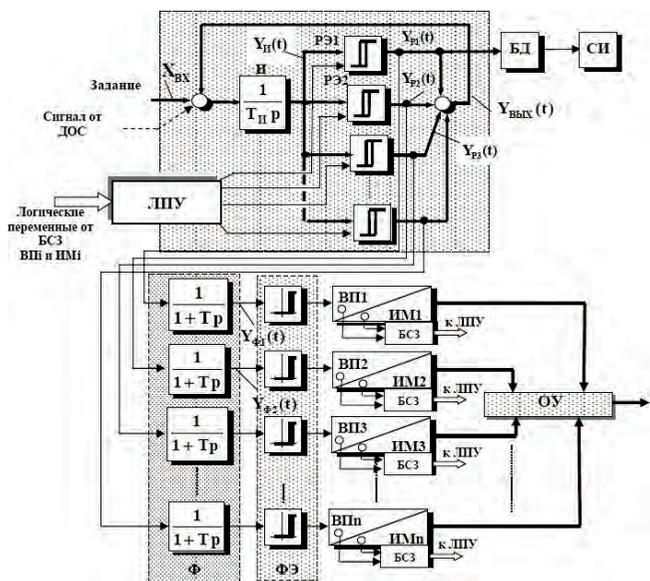


Рис. 7. Структурная схема дискретной системы управления нечетным числом каналов регулирования с повышенной кратностью резервирования

Структура автоматически резервируемой системы с повышенной кратностью резервирования (рис. 7) [10], отличается наличием демодулирующего фильтра Φ и фиксирующего элемента $\Phi Э$ в каждом из каналов регулирования. Это позволяет использовать все релейные элементы для управления каналами регулирования объекта, что, в конечном итоге, повышает кратность резервирования СПКР.

Введение логических переменных от блока селективных защит (блока готовности БГ) ВП и ИМ в замкнутый контур МРП, блокируя при этом работу соответствующего релейного элемента и устанавливая его в состояние $-A/n$ (логический “0”), производится по аналогии с системой на рис. 4.

Условием запуска соответствующего канала регулирования системы, например, управляемого от РЭ1, является уровень сигнала рассогласования на входе И, при котором среднее значение импульсов $Y_{p1}(t)$ превышает порог срабатывания $\Phi Э$ “ c_2 ” (рис.8б). При этом фиксирующий компаратор переходит в логическую “1” и запускает требуемый ВП. Если сигнал на входе $\Phi Э$ меньше “ c_1 ”, последний переключается в “0”, и ВП с ИМ соответствующего канала регулирования переходят в режим выключения. Постоянные времени фильтров модуля Φ должны выбираться таким образом, что амплитуда пульсаций сигналов $Y_{\Phi i}(t)$ не превышала бы зоны неоднозначности $\Phi Э$.

Рассмотрим ситуацию, когда в работе находятся каналы ВП1–ИМ1 и ВП2–ИМ2, причем ВП1 управляется РЭ1, который находится в режиме автоколебаний (рис. 8а) и среднее значение его выходных импульсов превышает “ c_2 ”, а ТРН2 управляется статически сигналом “ $+A/n$ ” с выхода РЭ2 (рис. 8в).

Предположим, что в момент времени t_0 РЭ1 перешел в неуправляемое состояние $-A/n$ (рис. 8а). На-

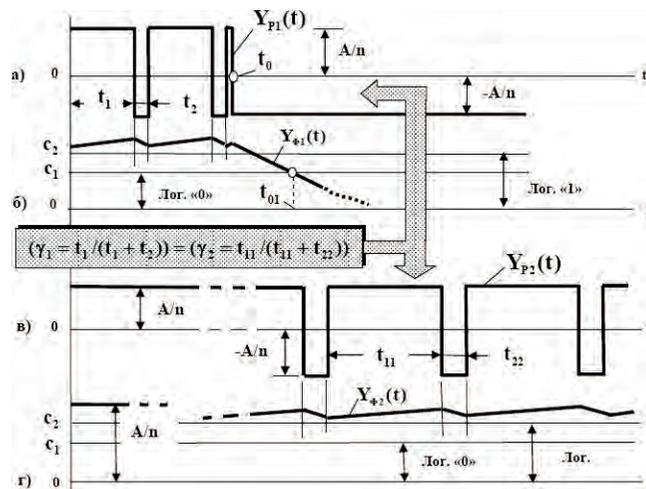


Рис. 8. Временные диаграммы сигналов системы управления с повышенной кратностью резервирования

чина с момента времени t_{01} (рис. 8б), ИМ1 переходит в режим торможения. После этого режим автоколебаний возникает в тракте РЭ, имеющего следующее после РЭ1 минимальное значение порогов переключения, т. е. в РЭ2 (рис. 8в). При этом, учитывая тот факт, что МРП является замкнутой системой, скважность γ_2 импульсов $Y_{p2}(t)$ (рис. 5в) будет равна скважности γ_1 ранее работающего РЭ1 (рис. 8а). В результате сигнал $Y_{\Phi 2}(t)$ на выходе фильтра второго канала по амплитуде окажется равным $Y_{\Phi 1}(t)$, и канал регулирования ВП2–ИМ2 останется во включенном положении. Замещение аварийно выключенного тракта ВП1–ИМ1 произойдет одним из резервных каналов благодаря интегратору И, который стремится минимизировать ошибку регулирования путем включения соответствующего релейного элемента и исполнительных механизмов ВП–ИМ.

Учитывая, что при последовательном замещении РЭ1 другими релейными элементами МРП частота автоколебаний падает, постоянные времени фильтров Φ должны выбираться с запасом, гарантирующим, что при самой низкой частоте автоколебаний амплитуда пульсаций выходных сигналов Φ не превысит зоны неоднозначности ФЭ.

Блок диагностики БД (рис. 7), контролирующий исправное состояние МРП по факту работы РЭ1 в режиме автоколебаний [13, 14], совместно со светодиодным индикатором СИ введены в систему с целью оповещения обслуживающего персонала о возможной неисправности МРП, при которой режим автоколебаний передается на релейных элемент с более высоким чем у РЭ2 значением b_i . Это предупреждает обслуживающий персонал о необходимости принятия мер по замене вышедшего из строя элемента системы управления в период остановки технологического процесса.

Структура на рис. 7 может быть использована также для систем с плавным регулированием выходной координаты, например, с использованием ПЧ. Для этого из схемы исключаются ФЭ, а информационный вход ПЧ подключается непосредственно к выходу соответствующего из фильтров блока Φ .

Система, рассмотренная в работе [11], позволяет отключать неработающие каналы регулирования от источника электропитания, что повышает надежность работы технологической установки в целом.

Практическая часть

Система дискретного управления группой электроприводов водяных насосов на основе регуляторов напряжения для плавного пуска асинхронных электродвигателей. Функциональная схема многозонной системы управления асинхронными электроприводами водяных насосов гран-бассейна шлакоплавильного цеха ОАО “Челябинский трубопрокатный завод” приведена на рис. 9.

Система содержит группу из четырех водяных насосов Н1–Н4, два из которых Н3, Н4 являются резервными. Управление исполнительными электродвигателями мощностью 50 кВт производится от ТРН1–ТРН4, осуществляющих их “мягкий” пуск. Каждый из ТРН снабжен своим блоком готовности БГ, который формирует сигнал на разблокировку соответствующего релейного элемента МРП при условии включенного состояния ТРН и отсутствия факта срабатывания какой-либо из его защит. В БГ вводится также сигнал защиты от перегрева исполнительных механизмов М и Н (на рис. 9 не показаны). Обратная связь производится с помощью датчиков нижнего (ДНУ), верхнего (ДВК) и верхнего критического (ДВКУ) уровней воды, работающих в автоколебательном режиме. Система диагностирования СД осуществляет контроль над работоспособностью МРП, ДНУ, ДВУ и ДВКУ параметрическим способом по факту наличия в этих элементах режима автоколебаний. МРП содержит пять РЭ, причем РЭ2–РЭ5 подключены к управляющим входам ТРН. Выходной сигнал РЭ1 поступает в СД. При неработоспособности какого-либо из контролируемых элементов (недопустимая аварийная ситуация на объекте) СД формирует сигнал принудительной установки релейных элементов МРП в состояние $-A/n$, при котором ТРН выключаются. Система отключается также и в том случае, если оказывается неисправным непосредственно СД или уровень воды выше верхнего критического значения. В состоянии, когда уровень воды превышает нижний пре-

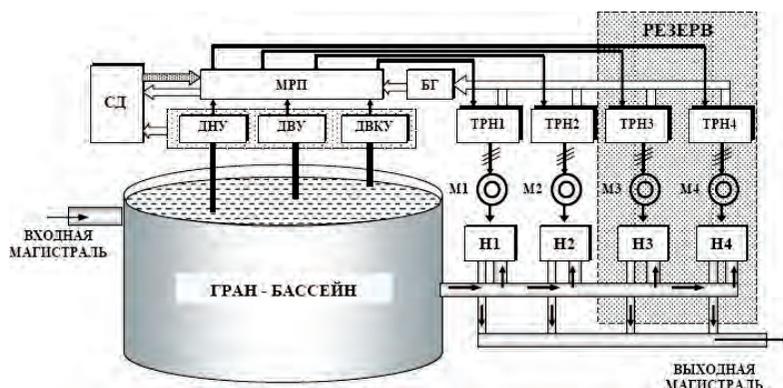


Рис.9. Упрощенная функциональная схема многозонной системы управления асинхронными электроприводами водяных насосов гран бассейна на ОАО “Челябинский трубопрокатный завод”

дел, в работе находится М1. При срабатывании ДВУ запускается также М2. Оба механизма М1–Н1 и М2–Н2 функционируют до тех пор, пока уровень воды не понизится ниже нижнего критического уровня, когда М1 и М2 отключаются.

При срабатывании любой из защит происходит принудительный перевод соответствующего РЭ МРП в положение, при котором исполнительные механизмы данного канала отключаются. После сканирования интегратором МРП пороговых уровней РЭ происходит переориентация каналов регулирования, и неисправный тракт управления электропривода замещается работоспособным. Стоимость реконструкции составила немногим более 400 тыс. руб. (в ценах 2009 г.).

За шесть лет функционирования рассмотренной системы произошло два случая перехода на резервное регулирование. По оценкам обслуживающего персонала был предотвращен экономический ущерб для предприятия на сумму порядка 30 млн. руб.

Пример построения на базе МРП системы управления электроприводами водоснабжения жилого здания с автоматическим включением резервного канала регулирования рассмотрен в работе [12].

Система “эстафетного” управления группой электронагревателей. Суть активного “эстафетного” метода регулирования заключается в следующем. Режим автоколебаний в МРП всегда возникает в канале РЭ, имеющего наименьшее значение порогов переключения. Поэтому в исходном состоянии релейные элементы настраиваются так, как это показано на рис. 10 для $t = 0$. При этом вводится вакантный уровень “±ВУ”, величина которого меньше значения любого из порогов переключения РЭ (рис. 10).

После этого пороги переключения каждого из РЭ последовательно переводятся на уровень “±ВУ”, обеспечивая тем самым последовательный перенос режима автоколебаний с одного релейного элемента на другой. При этом снижается ошибка регулирования и происходит “выравнивание” потерь на переключения между ВП.

Структурная схема системы управления инфракрасными термоэлектронагревателями (ТЭН) производственного помещения приведена на рис. 11. Организация “эстафетного” режима может произво-

диться, например, в функции времени (интервальной алгоритм) [13], когда каждый из релейных элементов находится в зоне “±ВУ” равный промежуток времени, либо в функции числа переключений каждого из РЭ (число-импульсный алгоритм) [14]. В первом случае команда на перенос “1” в кольцевом регистре КР (рис. 11), под действием которой изменяется пороговый уровень РЭ, формируется от внешнего таймера. При число-импульсном алгоритме КР связан с выходом МРП через счетчик переключений СП. В результате происходит эффект “вращения” температурного поля, снижающий ошибку регулирования температуры по пространству помещения.

Два приведенных примера активной “эстафеты” в МРП далеко не исчерпывает всех возможных вариантов ее организации. Например, можно сформировать алгоритм, при котором режим автоколебаний будет передаваться от одного РЭ к другому в функции температуры нагрева силовых ключей соответствующего вентильного преобразователя.

Требуемый закон регулирования (пропорциональный, интегральный, пропорционально-интегральный и пр.) в рассмотренных системах реализуется непосредственно на основе МРП, причем схемотехника таких регуляторов практически не отличается от известной из теории аналоговых операционных усилителей [15].

Принцип многозонной модуляции весьма эффективен также при построении высокоточных стабилизированных источников электропитания [16, 17].

Выводы

1. Многозонные интегрирующие преобразователи позволяют эффективно решать проблемы управления на объектах с параллельными каналами регулирования, обеспечивая простоту технической реализации системы с требуемой точностью регулирования.
2. Предложены структуры систем с дискретным и плавно-дискретным регулированием для четного и нечетного числа каналов регулирования. Разработан способ блокирования ложных включений силового электрооборудования на стадии переходных процессов в МРП с четным числом релейных элементов.
3. Впервые предложены структуры дискретных и плавно-дискретных систем управления на базе

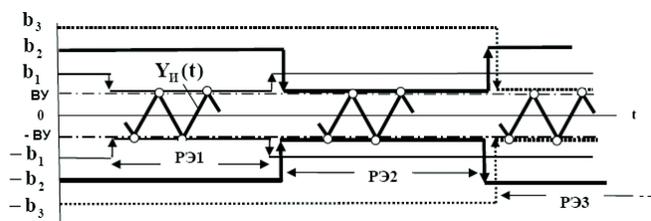


Рис. 10. Диаграммы МРП с активным “эстафетным” алгоритмом переключения релейных элементов при $n = 3$

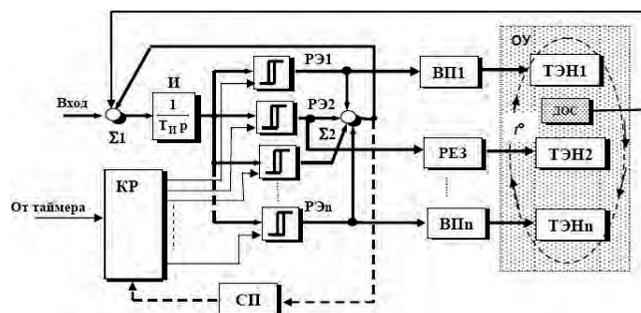


Рис. 11. Структурная схема системы управления термонагревателями с активным “эстафетным” алгоритмом переключения вентильных преобразователей

МРП, обладающие свойством самодиагностирования и автоматического резервирования каналов регулирования.

4. Рассмотрены методы “эстафетного” управления каналами регулирования МРП, повышающие точность работы системы управления и обеспечивающие снижение энергозатрат на объекте.

5. Приведены примеры промышленных систем управления на базе МРП, доказавшие на практике перспективность и эффективность многозонной модуляции на объектах с параллельными каналами регулирования.

Литература

1. Андронов А. Л. Энергосбережение в системах водоснабжения средствами частотного регулирования электропривода / А.Л. Андронов // Электроэнергия и будущее цивилизации: материалы международной науч. техн. конф. — Томск: ТПУ, 2004, С. 251–253.

2. Беккер А. Системы вентиляции: справочник / А. Беккер; пер. с нем. Л. Н. Казанцевой, под ред. Г. В. Резникова. — М.: Техносфера: Евроклимат, 2005. — 229 с.

3. А.с. 1336039 СССР, G06G7/12. Многозонный развертывающий преобразователь / Л. И. Цытович. — № 4058307/24; заявл. 19.02.86; опубл. 03.04.87, Бюл. № 25.

4. Терещина О. Г. Многозонные частотно-широкоимпульсные преобразователи для управления группой параллельно работающих электроприводов // XXVI Российская школа по проблемам науки и технологии. Краткие сообщения. — Екатеринбург: УрО РАН, 2006, С. 289–291.

5. Цытович Л. И., Брылина О. Г. Многозонные интегрирующие развертывающие преобразователи с четным числом релейных элементов // Вестник ЮУрГУ, серия “Энергетика”. Вып. 5. — Челябинск: Изд-во ЮУрГУ, 2004, № 4, С. 69–72.

6. Пат. 2276449 Российская Федерация, МПК Н 02 Р 5/46, Н 02 Р 1/54. Система управления группой электроприводов / Л. И. Цытович, О. Г. Терещина — № 2005103075; заявл. 07.02.2005; опубл. 10.05.2006, Бюл. № 13. — 9с.

7. А.с. 1171813 СССР, G06G7/12. Развертывающий преобразователь / Цытович Л.И., Кожевников В.А., Соколов А.В., Лазуко Л.А. (СССР). — № 3716952/24; Заявлено 29.03.84; Опубл. 07.08.85, Бюл. № 29.

8. Цытович Л. И., Кожевников В. А., Соколов А. В. Развертывающий операционный усилитель с автоматическим резервированием каналов передачи информации // Приборы и техника эксперимента. — М.:АН

СССР, 1986, № 3, С. 119–125.

9. Цытович Л.И. Многозонный развертывающий преобразователь с адаптируемой в функции неисправности активных компонентов структурой // Приборы и техника эксперимента. — М.: АН СССР, 1988. №1. С. 81–85.

10. Пат. 2312452 Российская Федерация, МПК H02P5/46. Систем управления группой электроприводов водяных насосов / Цытович Л. И., Терещина О. Г., Дудкин М. М. — № 2006119760; заявл. 05.06.06; опубл. 10.12.07, Бюл. № 34. — 12с.

11. Цытович Л. И. Многозонная система управления группой электроприводов с автоматическим переводом силового электрооборудования в режим холодного резерва / Л. И. Цытович, О. Г. Терещина // Вестник ЮУрГУ, серия “Энергетика”. — Челябинск: Изд-во ЮУрГУ, 2005г., Вып.6, № 9, С. 97–99.

12. Цытович Л. И. Система управления асинхронным электроприводом водоснабжения жилого здания с автоматическим резервированием каналов регулирования / Л. И. Цытович, О. Г. Терещина, М. М. Дудкин // Проблемы энергетике. Известия высших учебных заведений: сб. науч. тр. — Казань, 2005, №5–6, С. 47–52.

13. А.с.1446630 СССР, G06G7/12. Развертывающий преобразователь / Цытович Л. И. (СССР). — № 4176683/24; Заявлено 06.01.87; Опубл. 23.12.88., Бюл. № 47.

14. А.с. 1336039 СССР, G06G7/12. Многозонный развертывающий преобразователь / Цытович Л. И. (СССР). — № 4058307/24; Заявлено 19.02.86; Опубл.03.04.87, Бюл. № 25.

15. Гутников В. С. Интегральная электроника в измерительных устройствах. — Ленинград: Энергоатомиздат, 1988. — 303 с.

16. Кобзев В. А. Многозонная импульсная модуляция: Теория и применение в системах преобразования параметров электроэнергии. — Новосибирск: Наука, Сиб. отделение, 1973. — 368 с.

17. Кобзев В. А. Модуляционные источники питания РЭА. — Томск: Радио и связь, 1990. — 35 с.

Цытович Леонид Игнатьевич, зав. кафедрой «Электропривод и автоматизация промышленных установок» Южно-Уральского государственного университета (ЮУрГУ, г. Челябинск), профессор, д.т.н., тел.: (8-351) 2-67-93-85, факс (8-351)2-67-96-90, E-mail: tqli@susu.ac.ru;

Терещина Олеся Геннадьевна, к. т. н., доцент кафедры «Электропривод и автоматизация промышленных установок» Южно-Уральского государственного университета, тел.: (8-351) 2-67-93-21, факс (8-351)2-67-96-90, teolge@mail.ru.

С. В. Аверин, М. А. Малышев

СРАВНЕНИЕ ОСНОВНЫХ СТРУКТУР ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ ДЛЯ КОРРЕКЦИИ КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ

При работе в режиме разрывных токов (PPT) базовые структуры преобразователей постоянного напряжения обладают свойством коррекции коэффициента мощности (ККМ), поскольку при подсоединении к выпрямителю сетевого напряжения, они способны повысить коэффициент мощности за счет внутренних особенностей своих структур. При этом для работы в качестве корректоров коэффициента мощности в таких преобразователях отсутствует необходимость введения обратной связи по току. В статье рассмотрены возможности базовых структур преобразователей постоянного напряжения с точки зрения присущих им возможностей коррекции коэффициента мощности. Проведено сравнение их входных характеристик и рассмотрены обеспечиваемые ими формы входных токов.

Как правило, для повышения коэффициента мощности преобразователя электроэнергии разрабатывается схема коррекции коэффициента мощности, которая размещается на входе преобразователя, питающего нагрузку. Такая схема ККМ может быть как независимым отдельным устройством, за которым следует преобразователь, либо встроена непосредственно на вход преобразователя. Сеть является источником напряжения, которое не будет искажаться при синусоидальной форме потребляемого тока. Таким образом, основная идея введения определенными способами ККМ в преобразователь постоянного напряжения – это обеспечение повторения потребляемым током формы напряжения сети.

Однако существует несоответствие между мгновенными значениями входной мощности ККМ, которая изменяется с удвоенной частотой сети, и постоянной выходной мощности. Следовательно, принцип действия ККМ состоит в том, что ККМ должен накапливать избыточную энергию на входе, когда мгновенная мощность нагрузки превышает входную, и отдавать накопленную энергию, когда мгновенная мощность на входе меньше выходной. Для обеспечения такого процесса в схеме ККМ должен присутствовать хотя бы один накопительный элемент.

В большинстве схем ККМ к выходу мостового выпрямителя подключается дроссель. В силу естественной непрерывности тока дросселя такое соединение обычно называют “управляемое током” [1]. Входной дроссель может работать в режимах как непрерывного тока (PNT), так и разрывного тока (PPT). В PPT дроссель не является переменной составляющей, поскольку его состояние на заданном периоде переключений не зависит от

величины, определенной на предыдущем периоде переключений [2]. Дискретизация выходного напряжения обеспечивается пиковым значением тока дросселя автоматически. Это свойство PPT можно назвать “самокоррекцией коэффициента мощности”, поскольку при этом не требуется контур обратной связи по входу. Это также является основным преимуществом, по сравнению с ККМ, работающим в PNT, где необходимы несколько контуров обратной связи. Однако при работе в PPT входной дроссель не может удерживать избыточную входную энергию, так как должен сбрасывать всю накопленную энергию до окончания каждого периода переключений. В результате для обеспечения баланса мгновенных значений входной и выходной мощностей возникает необходимость использования конденсатора большой емкости и габаритов. Кроме того, при использовании PPT входной ток представляет собой последовательность импульсов треугольной формы с практически постоянным коэффициентом заполнения. В этом случае для сглаживания пульсаций входного тока, т. е. обеспечения его непрерывности, необходим входной фильтр. Совершенно очевидно, что получение высоких значений коэффициента мощности среднее значение импульсного тока должно повторять форму входного напряжения и совпадать с ним по фазе.

Все основные структуры преобразователей постоянного могут обеспечить работу в PPT. Однако при подаче на них выпрямленного напряжения формы среднего потребляемого от сети тока могут отличаться. В статье рассмотрены следующие структуры преобразователей: понижающего, повышающего, понижающе-повышающего, обратного, прямоходового, Кука, SEPIC и Zeta. Результаты анализа показали, что только не все из них пригодны для применения в качестве корректоров коэффициента мощности.

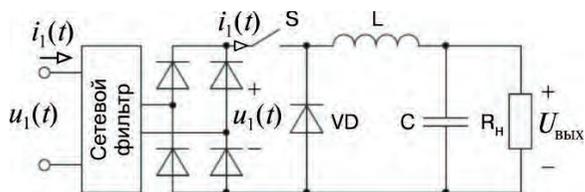
Входные вольт-амперные характеристики основных структур преобразователей

Для исследования использования возможностей “самокоррекции коэффициента мощности” сначала рассмотрим входные вольт-амперные характеристики структур преобразователей постоянного напряжения. Вследствие того, что входные токи этих преобразователей при работе в PPT носят импульсный характер, рассматривать будем только средние значения входных токов. Поскольку частота переключений во много раз превосходит частоту сети, примем, что за один период переключений напряжение

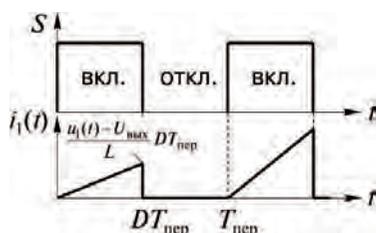
сети не изменяется. В установившемся режиме работы при постоянстве напряжения сети изменения коэффициента заполнения незначительны. Таким образом, при рассмотрении входных характеристик считаем коэффициент заполнения постоянным. Для анализа воспользуемся следующими величинами:

- $u_1(t) = U_{1m} \sin \omega_1 t$ – напряжение сети;
- $i_1(t)$ – ток сети;
- $u_i(t)$ – выпрямленное напряжение сети;
- $i_i(t)$ – выпрямленный ток сети;
- $i_{1cp}(t)$ – среднее значение выпрямленного тока сети;
- $U_{\text{вых}}$ – выходное постоянное напряжение;
- ω_1 – круговая частота сети;
- T_1 – период сети;
- $T_{\text{пер}}$ – период переключений;
- D – коэффициент заполнения;
- D_1 – коэффициент заполнения времени разряда входного дросселя.

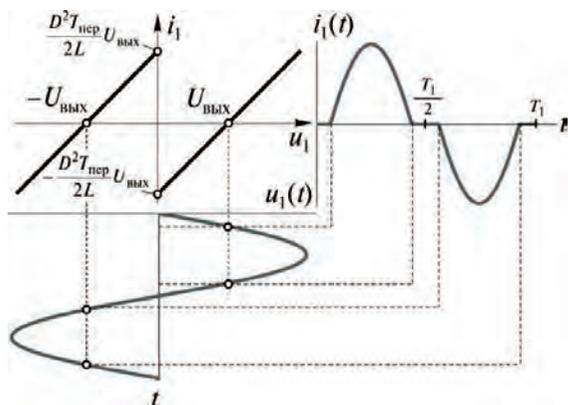
Понижающий преобразователь. Базовая структура и форма входного тока при работе в РРТ по казаны на рис. 1а и б соответственно. Можно показать, что



а



б



в

Рис. 1. Понижающий преобразователь в РРТ:
а – структура; б – форма входного тока;
в – входная вольт-амперная характеристика

средний входной ток за один период переключений определяется выражением

$$i_{1cp}(t) = \frac{1}{T_{\text{пер}}} \left[\frac{DT_{\text{пер}}}{2} \cdot \frac{u_1(t) - U_{\text{вых}}}{L} \cdot DT_{\text{пер}} \right] = \frac{D^2 T_{\text{пер}}}{2L} [u_1(t) - U_{\text{вых}}], \quad (1)$$

где L – индуктивность дросселя (рис. 1а).

Из рис. 1в видно, что входная вольт-амперная характеристика преобразователя представляет собой прямую линию, которая не проходит через начало координат. Когда выпрямленное напряжение сети $u_1(t)$ меньше выходного напряжения $U_{\text{вых}}$, входной ток отрицателен. Такой режим невозможен, поскольку отрицательный ток не может протекать через выпрямитель. Таким образом, в окрестности точки пересечения сетевым напряжением нулевого значения входной ток равен нулю (рис. 1в). Фактически, искажения входного напряжения возникают просто потому, что понижающий преобразователь может работать только при условии, что входное напряжение превышает выходное. Следовательно, понижающий преобразователь не является подходящим для коррекции коэффициента мощности при работе в режиме разрывных токов.

Повышающий преобразователь. Базовая структура повышающего преобразователя и его входной ток показаны на рис. 2а и б соответственно. Входную вольт-амперную характеристику повышающего преобразователя можно описать следующим выражением:

$$i_{1cp}(t) = \frac{1}{T_{\text{пер}}} \left[\frac{(D + D_1)T_{\text{пер}}}{2} \cdot \frac{u_1(t)D}{L} \right] = \frac{D^2 T_{\text{пер}}}{2L} \cdot \frac{u_1(t)U_{\text{вых}}}{u_1(t) - U_{\text{вых}}}. \quad (2)$$

Графическое отображение выражения (2) – это входная вольт-амперная характеристика повышающего преобразователя. Видно, что до тех пор, пока выходное напряжение превышает до некоторой степени максимум входного напряжения (что зависит от D_1), связь между $u_1(t)$ и $i_{1cp}(t)$ практически линейна. При соединении с сетью он будет потреблять практически синусоидальный ток (рис. 2в).

Из выражения (2) видно, что основная причина нелинейности – наличие D_1 . В идеале, если $D_1 = 0$, входная вольт-амперная характеристика будет линейной. На практике для уменьшения коэффициент заполнения времени разряда входного дросселя D_1 при соответствующей конфигурации схемы для обеспечения разряда входного дросселя к нему прикладывают напряжение, превышающее величину $U_{\text{вых}}$ [3].

В силу рассмотренных выше особенностей повышающий преобразователь больше других преобразователей подходит для коррекции коэффициента мощности [3–5]. Однако необходимо помнить, что

корректная работе его обеспечивается только тогда, когда выходное напряжение превышает входное. Если возникает необходимость в низком напряжении, необходимо к выходу ККМ на основе повышающего преобразователя подключать понижающий.

Понижающее-повышающий преобразователь. Базовая структура понижающе-повышающего преобразователя показана на рис. 3а. Усредненный входной ток преобразователя можно определить, исходя из формы входного тока, показанной на рис. 3б:

$$i_{1cp}(t) = \frac{D^2 T_{пер}}{2L} u_1(T). \quad (3)$$

С помощью выражения (3) задается идеальная линейная зависимость между $i_{1cp}(t)$ и $u_1(t)$, на основе которой можно сделать вывод, что понижающе-повышающий преобразователь обладает исключительным свойством самокоррекции. Этому способствует тот факт, что входной ток такого преобразователя никоим образом не связан с периодом времени разряда индук-

тивности дросселя (D_1). Входная вольт-амперная характеристика преобразователя, а также формы входного напряжения и тока показаны на рис. 3в. Более того, поскольку выходное напряжение преобразователя может быть как больше, так и меньше входного, имеется полная возможность использования его в РРТ для коррекции коэффициента мощности. Таким образом, теоретически понижающе-повышающий преобразователь является наилучшим вариантом. Однако, к сожалению, его структура имеет два ограничения:

- ▶ выходное напряжение имеет противоположную полярность, т. е. входное и выходное напряжения не имеют общей земли;
- ▶ необходимость наличия “плавающего” драйвера силового ключа.

Первое ограничение существенно сужает область применения такой структуры.

Обратноходовой преобразователь. Это преобразователь с гальванической развязкой. Структура обратноходового преобразователя показана на рис. 4а, форма

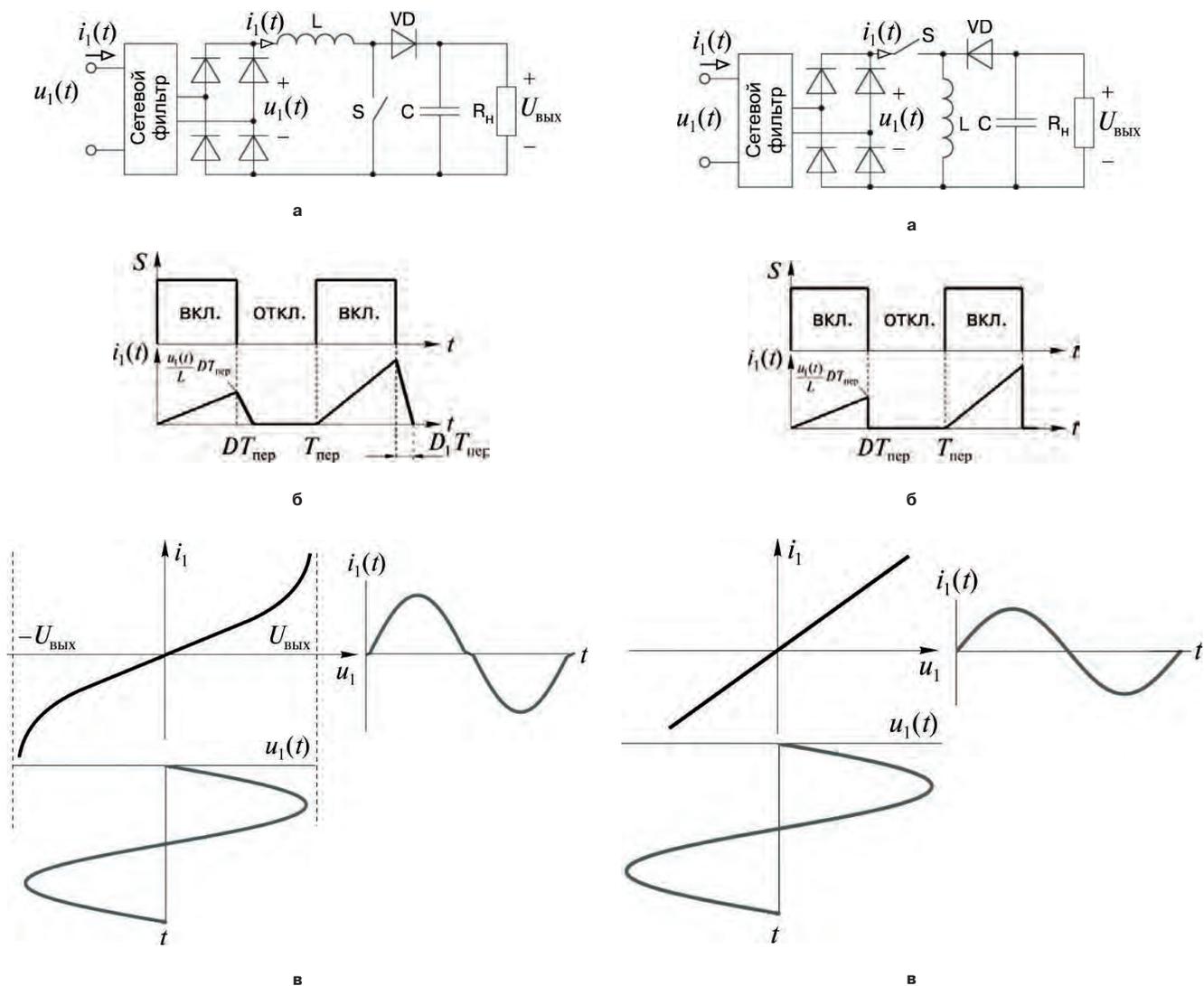


Рис. 2. Повышающий преобразователь в РРТ:
а – структура; б – форма входного тока;
в – входная вольт-амперная характеристика

Рис. 3. Понижающе-повышающий преобразователь в РРТ:
а – структура; б – форма входного тока;
в – входная вольт-амперная характеристика

входного тока на рис. 4б. Выражение, связывающее входное напряжение и ток, аналогично выражению (3) для понижающе-повышающего преобразователя:

$$i_{1cp}(t) = \frac{D^2 T_{пер}}{2L_{нм}} u_1(T), \quad (4)$$

где $L_{нм}$ – величина индуктивности намагничивания выходного трансформатора.

Таким образом, этот преобразователь имеет аналогичную предыдущему входную вольт-амперную характеристику и, как следствие, формы входного напряжения и тока, аналогичные формам понижающе-повышающего преобразователя (рис. 4в).

По сравнению с понижающе-повышающим преобразователем обратного преобразователя имеет все те же преимущества, но без ограничений. Более того, он позволяет обеспечить гальваническую развязку входного и выходного напряжений. Эти достоинства структуры обратного преобразователя

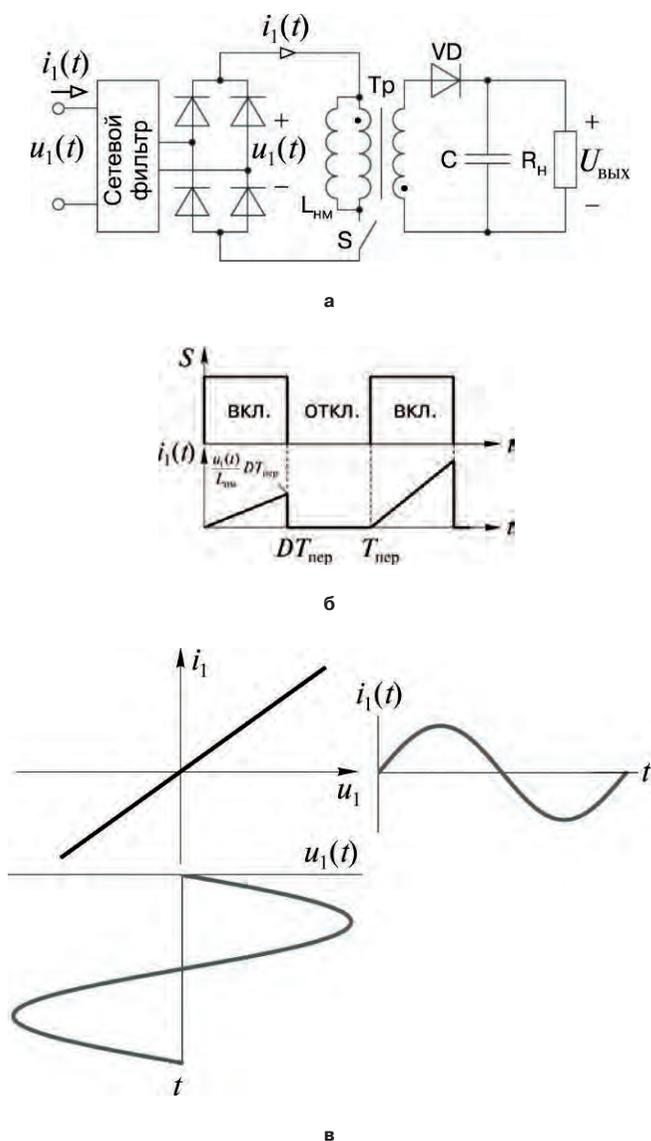


Рис. 4. Обратного преобразователя в PRT: а – структура; б – форма входного тока; в – входная вольт-амперная характеристика

делают использование в устройствах ККМ, работающих в PRT, наиболее предпочтительным [8].

Прямоходовой преобразователь. Структура прямоходового преобразователя показана на рис. 5а. Для предотвращения насыщения сердечника трансформатора необходима третья обмотка для размагничивания трансформатора. Когда прямоходовой преобразователь подключен к сетевому выпрямителю, тока размагничивания, протекающий по третьей обмотке, блокируется диодами выпрямителя. Таким образом, прямоходовой преобразователь непригоден для работы в режиме ККМ.

Преобразователи Кука, SEPIC, Zeta. Можно показать, что входные вольт-амперные характеристики преобразователей Кука, SEPIC Zeta, структуры которых приведены на рис. 6, одинаковы. Каждая из структур содержит два дросселя, один из которых размещен на входе, а другой на выходе. Рассмотрим случай, когда входной дроссель работает в PRT, а выходной – в PHT. Исследуем входные вольт-амперные характеристики этих преобразователей на примере преобразователя Кука. Полученные результаты будут полностью соответствовать результатам для преобразователей SEPIC и Zeta.

Временные диаграммы токов входного дросселя (входного тока), выходного дросселя и тока через конденсатор С для преобразователя Кука (рис. 6а) показаны на рис. 7а. Предположим, что выходной ток равен $I_{вых}$. С учетом принципа равновесия зарядов, для установившегося режима работы получим

$$D_1 = \frac{2L_1 I_{вых}}{T_{пер} u_1(t)}. \quad (5)$$

При этом средний входной ток будет определяться соотношением

$$i_{1cp}(t) = \frac{D^2 T_{пер}}{2L_1} u_1(t) + I_{вых} D. \quad (6)$$

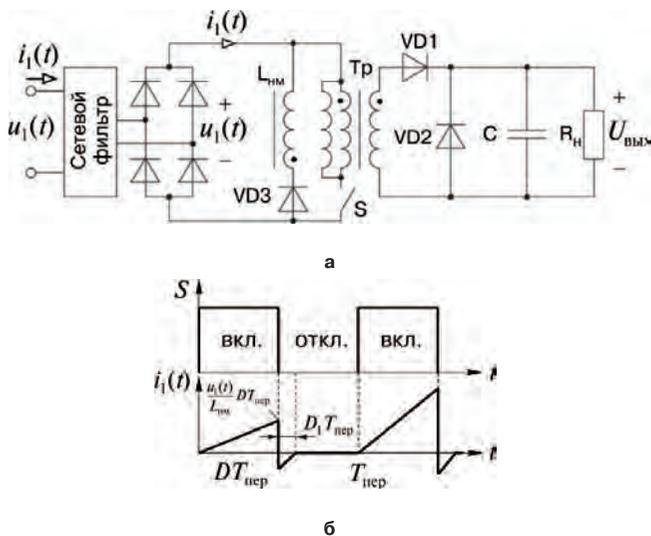


Рис. 5. Структура прямоходового преобразователя (а) и форма входного тока (б)

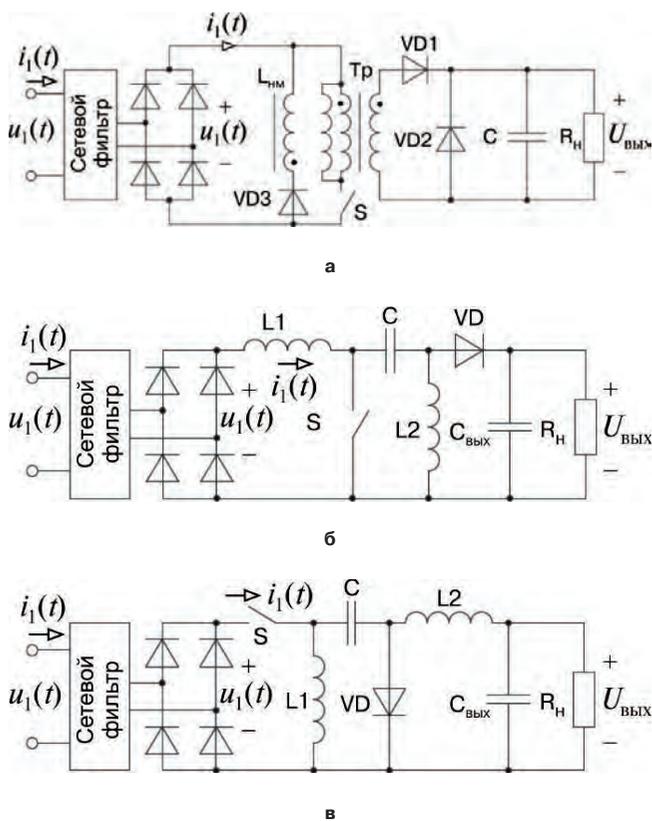


Рис. 6. Базовые структуры преобразователей:
а – Кука; б – SEPIC; в – Zeta

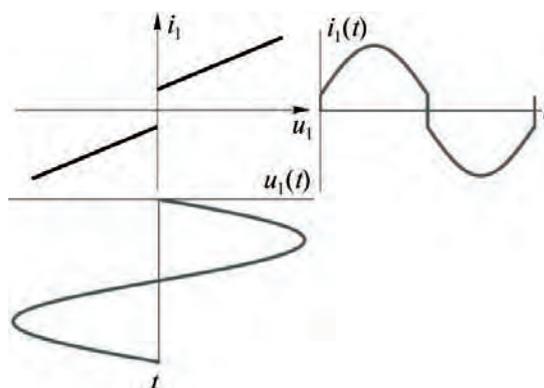
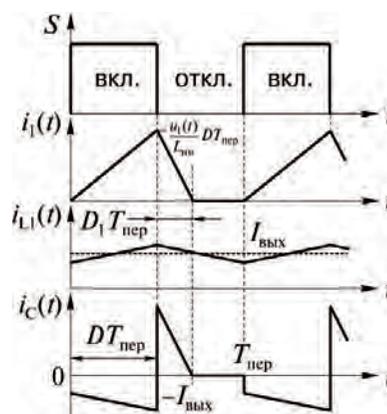


Рис. 7. Преобразователь Кука:
а – типовые формы токов;

б – входные вольт-амперные характеристики при работе в PPT

Таблица 1

Структура преобразователя	Форма потребляемого тока	Возможность самокоррекции при PPT	Уровень мощности
Понижающий		Плохая	Низкий, средний
Повышающий		Хорошая	Низкий, средний
Понижающе-повышающий		Отличная	Низкий, средний
Обратноходовой		Отличная	Низкий
Прямоходовой	—	Нет	—
Кука, SEPIC, Zeta		Плохая	Низкий, средний

На основе выражения (6) построена входная вольт-амперная характеристика преобразователя Кука (рис. 76). Согласно этой характеристике получена форма входного тока, соответствующая синусоидальному входному напряжению. Видно, что форма входного тока сильно искажена. Следовательно, преобразователь Кука не обладает хорошим свойством самокоррекции коэффициента мощности. Этот вывод применим также к преобразователям *SEPIC* и *Zeta*.

Выводы

Из всего вышесказанного можно сделать вывод, что базовая структура повышающего преобразователя, а также структуры обратноходового и понижающе-повышающего преобразователей обладают свойством самокоррекции коэффициента мощности. Для коррекции коэффициента мощности в РРТ особенно подходят обратноходовой и понижающе-повышающий преобразователи. Следовательно при необходимости коррекции коэффициента мощности, разработчики должны отдавать предпочтение этим преобразователям. Остальные структуры могут быть использованы только в случае модификации (линеаризации) их входных вольт-амперных характеристик, либо при работе в режиме непрерывных токов. Характеристики рассмотренных преобразователей приведены в таблице 1.

Литература

1. *R. Lui*. Analysis and Design of High-Order Resonant Converters and a Unified Approach to Power Factor

Correction. — Ph. D. Thesis, Univ. of Illinois, Chicago, August'91.

2. *S. Cuk*. Modeling, Analysis, And Design of Switching Converters. — Ph. D. Thesis, California Inst. of Tech., 1977.

3. *Peter Kornetzky, Huai Wei, Guangyong Zhu and Issa Batarseh*. A Single Switch AC/DC Converter with Power Factor Correction. — *Electronic Letters*, Dec. 1997, vol. 33, No 25, pp. 2084–2085.

4. *J. Qian, I. Batarseh and M. Eshani*. Analysis and Design of a Clamp-Mode Isolated Zero-Voltage Switching Doost Converters. — *IEEE APEC'95 Proc.*, pp. 1201–1206.

5. *R. Redl*. Reducing Distortion in Boost Rectifiers with Automatic Control. — *IEEE APEC'97 Proc.*, pp. 74–80.

6. *Y. Jiang, and F. C. Lee*. Single Stage Single-Phase Parallel Power Factor Correction Scheme. — *IEEE APEC'94 Proc.*, pp. 1145–1151.

7. *R. Watson, G. C. Hua, and F. C. Lee*. Characterization of an Active Clamp Flyback Topology for Power Factor Correction Applications. — *IEEE APEC'94 Proc.*, pp. 412–418.

8. *R. Erickson, M. Madigan, and S Singer*. Design of a High-Power-Factor Rectifier Based on the Flyback Converter. — *IEEE APEC'90 Proc.*, pp. 792–801.

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

Малышев Максим Алексеевич, инженер кафедры "Микроэлектронных электросистем" МАИ, . 8(499) 158-45-59.

Ю. Г. Следков, И. Н. Соловьев

СХЕМА УПРАВЛЕНИЯ ИНВЕРТОРОМ НАПРЯЖЕНИЯ В РЕЖИМЕ ШИМ

Рассмотрена схема ШИМ с высоким разрешением на основе таблицы преобразования (ТП). Процессор и таблица используются для расширения суммарного рабочего диапазона при условии использования ограниченного объема памяти. Коэффициент заполнения импульсов ШИМ для трех фаз рассчитывается процессором для заданной глубины модуляции и частоты один раз за период несущей частоты, а последовательности импульсов в режиме ШИМ формируются тремя схемами стираемых программируемых ПЗУ (СППЗУ). Работоспособность схемы проверена с помощью макета трехфазного инвертора с силовыми ключами на основе МДП-транзисторов. Рассмотренная схема позволяет формировать сигналы ШИМ с высоким разрешением в широком рабочем диапазоне при оптимальной потребности в схемах памяти. Как частота, так и глубина модуляции могут изменяться в диалоговом режиме, не оказывая влияния на работу схемы. Представлены принципы разработки и результаты испытаний.

Современные инверторы управляются с помощью способа широтно-импульсной модуляции (ШИМ). Режим ШИМ можно реализовать, используя микропроцессор, устройства ввода-вывода (УВВ) и программируемые таймеры. Существуют целый ряд различных схем управления инверторами в режиме ШИМ. В схемах на основе таблиц преобразования (ТП) коды ШИМ рассчитываются для всего периода основной гармоники и сохраняются в СППЗУ. Необходимый для заданных частоты и глубины модуляции код выбирается с помощью процессора. В прошлом такие схемы были отвергнуты вследствие потребности в памяти большого объема и стоимости. В схемах ШИМ на основе микропроцессора коды ШИМ рассчитываются в режиме онлайн. Импульсы в реальном масштабе времени формируются с помощью программируемых таймеров и УВВ [1]. Такие схемы ограничивают рабочий диапазон при использовании их в электроприводах и требуют высокоскоростных процессоров для формирования импульсов ШИМ в широком рабочем диапазоне. В статье рассмотрена схема ШИМ на основе ТП, в которой процессор и ТП используются для расширения рабочего диапазона и снижения объема требуемой памяти. Изменение частоты и индекса модуляции в реальном времени осуществляется без ухудшения характеристик схемы.

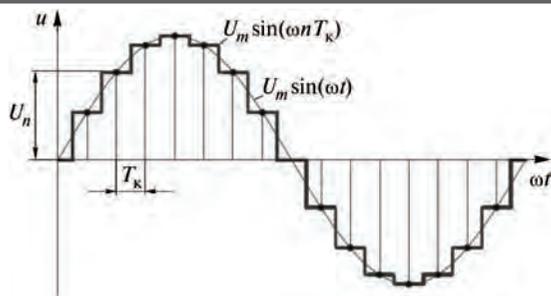
Широтно-импульсная модуляция

В литературе описан целый ряд способов управления напряжением, частотой и спектральным составом напряжения инвертора в режиме ШИМ. Эти

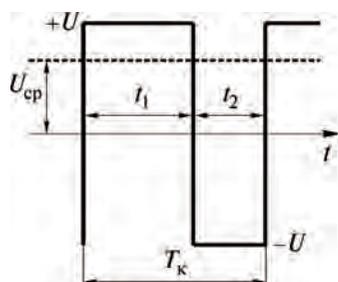
способы включают ШИМ с равномерным квантованием [2, 3], дельта модуляцию [4, 5], селективное исключение гармоник [6], ШИМ с равномерным квантованием и селективным исключением гармоник [6, 8], ШИМ с равномерным квантованием и минимизацией гармоник [8], пространственно-векторная ШИМ [9]. В случае ШИМ с равномерным квантованием формируется последовательность импульсов одинаковой частоты, длительность которых промодулирована по синусоидальному закону. Спектральный состав такого напряжения зависит от несущей частоты. Промежуточными гармоническими составляющими можно пренебречь в силу природы процесса модуляции. За счет выбора достаточно высокой несущей частоты для подавления высших гармоник необходим небольшой фильтр. В случае селективного подавления гармоник частота импульсов также постоянна, а моменты переключений определяются аналитически по номерам определенных исключаемых гармоник. Этот способ требует большого объема вычислений, которые, как правило, производятся заранее. ШИМ с равномерным квантованием и минимизацией гармоник аналогична ШИМ с равномерным квантованием, но в этом случае третья гармоника намеренно вводится в модулирующее синусоидальное напряжение. Этот способ поддерживает линейную перемодуляцию и пригоден для высоковольтных устройств. При селективном исключении гармоник с равномерным квантованием момент переключения по переднему фронту импульсов рассчитывается, согласно модулирующему сигналу, а момент переключения по заднему фронту согласно сдвинутому модулирующему сигналу, что позволяет получить последовательность импульсов с улучшенным спектральным составом.

Определение моментов переключений последовательности импульсов режима ШИМ

Импульсы в режиме ШИМ должны формироваться таким образом, чтобы их длительности изменялись в соответствии с высотой модулирующего сигнала в момент дискретизации. Среднее значение импульса ШИМ за период меняется в соответствии с длительностью импульса. Таким образом, длительность импульса рассчитывается с учетом того, что среднее значение напряжения импульса за период равно величине модулирующего напряжения в момент квантования. Дискретизация синусоидального модулирующего сигнала на равных интервалах показана на рис. 1. Напряжение импульса



а



б

Рис. 1. Квантование синусоидального модулирующего сигнала: а – ступенчатый модулирующий сигнал; б – импульс ШИМ

ШИМ изменяется от $+U$ до $-U$. Значение модулирующего сигнала на n -ом периоде дискретизации определяется как

$$U_n = U_m \sin[\omega(n-1)T_k]. \quad (1)$$

Среднее значение напряжения импульса ШИМ за период

$$U_{\text{ср}} = U \frac{t_1 - t_2}{T_k}, \quad (2)$$

где t_1 и t_2 – длительность положительной и отрицательной частей импульса ШИМ соответственно;

$T_k = t_1 + t_2$ – период квантования.

Считаем, что среднее значение напряжения импульса ШИМ за период равно значению модулирующего сигнала в фиксированный момент квантования. При таком предположении из (1) и (2) получаем

$$U_m \sin[\omega(n-1)T_k] = U \frac{t_1 - t_2}{T_k},$$

или

$$U_m \sin[\omega(n-1)T_k] = U \frac{t_1 - (T_k - t_1)}{T_k},$$

или

$$\frac{U_m}{U} \sin[\omega(n-1)T_k] = \frac{2t_1}{T_k} - 1.$$

Таким образом,

$$t_1 = \frac{T_k}{2} \{1 + M \sin[(n-1)\omega T]\}. \quad (3)$$

где $M = U_m/U$ – индекс модуляции.

При замене ω на $2\pi f$ получаем общее для трех фаз уравнение

$$t_1 = \frac{T_k}{2} \left\{ 1 + M \sin \left[2\pi f T_k (n-1) - \frac{2\pi}{3} (i-1) \right] \right\}, \quad (4)$$

где $i = 1, 2, 3$ соответственно для фаз A, B и C .

Дискретная модель для расчета длительностей импульсов ШИМ

Выражение (4) упрощено до вида, содержащего переменные только целого типа. В дискретной области выражение для определения длительности импульса для трех фаз принимает обобщенную форму

$$K_n = \frac{K_k}{2} + M_{\text{пр}} \sin \left[2\pi \left(\frac{n-1}{N} - \frac{i-1}{3} \right) \right], \quad (5)$$

где K_k – число отсчетов за период несущей;

$M_{\text{пр}}$ – метка модуляции индекс модуляции, приведенный к $K_k/2$;

N – число импульсов на периоде основной гармоники (f_d/f).

Выражение (5) можно записать в виде

$$K_n = K_m + \frac{M_{\text{пр}} K_n}{K_m}, \quad (6)$$

где $K_m = \frac{K_k}{2}$; $K_n = \frac{K_k}{2} \sin \left[2\pi \left(\frac{n-1}{N} - \frac{i-1}{3} \right) \right]$. (7)

Если число импульсов равно K_m , то полное число коэффициентов заполнения также равно K_m . В этом случае обобщенное выражение для вычисления коэффициента заполнения для трех фаз имеет вид

$$D_i = \frac{K_m + \frac{M_{\text{пр}} K_n}{K_m}}{2}. \quad (8)$$

В (8) $M_{\text{пр}}$ – целочисленная переменная. В свою очередь, поскольку K_k принимается четным числом, K_m целочисленная переменная. Значения K_n также округляются. При таких целочисленных типах данных схема управления инвертором в режиме ШИМ может быть выполнена на основе недорогого микропроцессора.

Блок-схема схемы управления

Блок-схема инвертора в режиме ШИМ, реализующая рассмотренный метод, показана на рис. 2.

Схема содержит три СППЗУ объемом 32 К каждое. С помощью 12-разрядного двоичного счетчика (СТ₂) осуществляется опрос СППЗУ, содержащих 256 замеров. Моностабильный таймер (МСТ) используется для увеличения длительности импульса сквозного переноса (RC), формируемого счетчиком. С помощью этого импульса двоичный счетчик обнуляется и выдается команда процессору на передачу но-

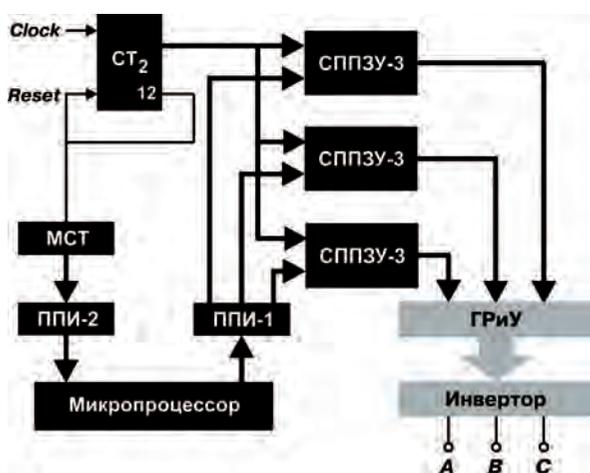


Рис. 2. Блок-схема системы управления трехфазным инвертором в режиме ШИМ на основе таблицы преобразований

вых коэффициентов заполнения для следующего периода несущей.

Работа рассмотренной схемы моделировалась для различных частот и индексов модуляции. Результаты моделирования – сформированные импульсные последовательности и их спектры показаны на рис. 3–6.

Импульсные последовательности для любых частот основной гармоники (f) и индекса модуляции (M) формируются согласно приведенному ниже алгоритму.

Алгоритм формирования импульсов режима ШИМ

1. Сохранить в памяти величины $126\sin(\theta)$, $126\sin(\theta - 2\pi/3)$ и $126\sin(\theta + 2\pi/3)$.
2. Запрограммировать порты A , B и C последовательного параллельного интерфейса (ППИ-1) на вывод, а порт C ППИ-2 – на ввод информации.
3. Задать начальную частоту (f) и индекс модуляции (M).
4. Установить максимальное число импульсов в счетчик $N = f_d/f$.
5. Инициализация счетчика $n = 0$.
6. Инициализация переменной цикла $CYCLE=0$.
7. Вычисление с помощью (8) коэффициента заполнения n -го импульса для фаз A , B и C .
8. Ожидание окончания счета (сигнала RC) из порта C ППИ-2.
9. Если $RC=0$, перейти к шагу 8, если нет – к шагу 10.
10. Переслать величины коэффициентов заполнения для трех фаз в порты A , B и C ППИ-1.
11. Инкрементировать n .
12. Если $n < N$, перейти к шагу 7, если нет – к шагу 13.
13. Инкрементировать переменную $CYCLE$.
14. Если $CYCLE < 10$, перейти к шагу 6, если нет – к шагу 15.
15. Считать значения частоты и индекса модуляции, скорректировать, установить значения частоты и индекса модуляции.
16. Перейти к шагу 4.

Результаты эксперимента

Рассмотренная схема реализована в виде лабораторного макета. Последовательности импульсов в режиме ШИМ реализованы в реальном времени с

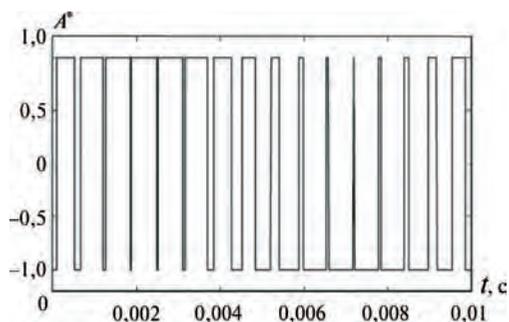


Рис. 3. Последовательность импульсов для фазы A при $f = 90$ Гц; $M = 0,94$; $f_k = 1600$ Гц

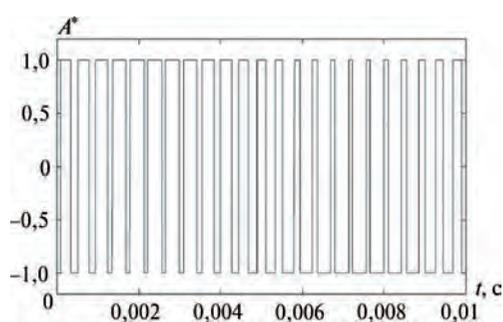


Рис. 5. Последовательность импульсов для фазы A при $f = 70$ Гц; $M = 0,6$; $f_k = 1600$ Гц

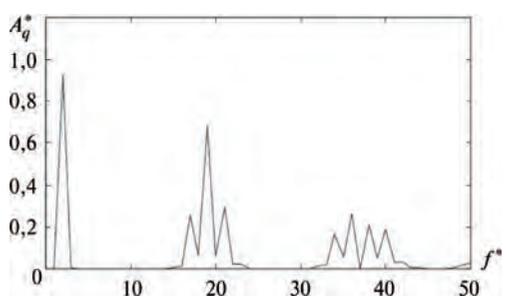


Рис. 4. Спектр сформированной последовательности импульсов для фазы A при $f = 90$ Гц; $M = 0,94$; $f_k = 1600$ Гц

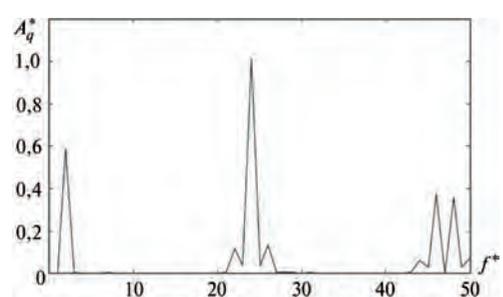


Рис. 6. Спектр сформированной последовательности импульсов для фазы A при $f = 70$ Гц; $M = 0,6$; $f_k = 1600$ Гц

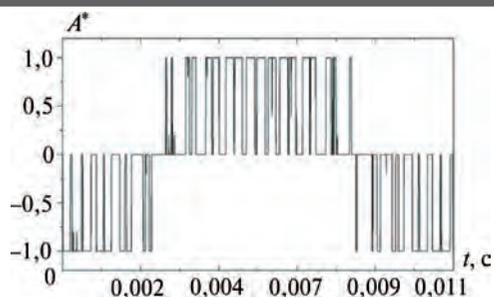


Рис. 7. Экспериментальная последовательность импульсов для фазы А при $f = 90$ Гц; $M = 0,94$; $f_k = 1600$ Гц

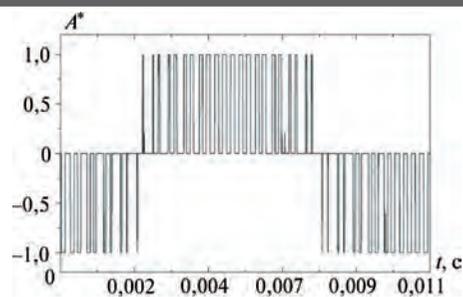


Рис. 9. Экспериментальная последовательность импульсов для фазы А при $f = 70$ Гц; $M = 0,6$; $f_k = 1600$ Гц

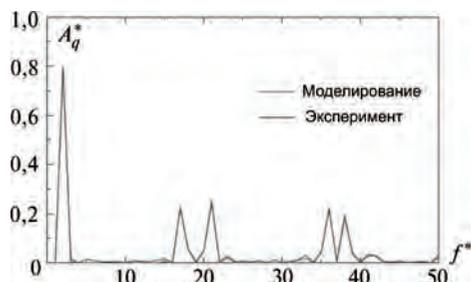


Рис. 8. Экспериментальный спектр последовательности импульсов для фазы А при $f = 90$ Гц; $M = 0,94$; $f_k = 1600$ Гц

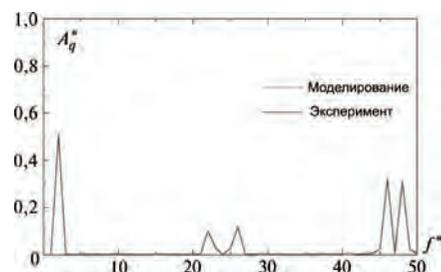


Рис. 10. Экспериментальный спектр последовательности импульсов для фазы А при $f = 70$ Гц; $M = 0,6$; $f_k = 1600$ Гц

помощью приведенного выше алгоритма. Результаты эксперимента для различных частот и индексов модуляции приведены на рис. 7–10.

Выводы

Рассмотрена гибридная схема управления инвертором в режиме ШИМ на основе таблицы преобразований (ТП). За счет упрощения выражения для вычисления коэффициента заполнения схема может быть реализована на основе недорогого микропроцессора. Поскольку расчеты производятся автономно расширен диапазон работы инвертора. Существенно снижен объем памяти, необходимой для хранения отсчетов ШИМ. Обеспечено получение большего числа отсчетов за период несущей увеличено разрешение ШИМ. Изменение частоты и индекса модуляции можно производить в режиме онлайн без нарушения работы схемы.

Литература

1. S. R. Bowes. Advanced Regular Sampled PWM Control Techniques for Drives and Static Power Converters. – IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 42, No. 4, August 1995, pp. 367–373.
2. S. R. Bowes. New Sinusoidal Pulse Width-Modulated Inverter. – IEE Proc., Vol. 122, No. 11, pp. 1279–1285, 1975.
3. S. R. Bowes and M. J. Mount. Microprocessor control of PWM Inverters. – Proc. IEE, B-Elect. Power Appl., vol. 128, no. 6, pp. 293–305, 1981.
4. P. D. Ziogas. The Delta Modulation Techniques in Static PWM Inverters. – IEEE Transactions on Industrial

Applications, March/April, 1981, pp. 199–204.

5. K. M. Rahman, M. A. Choudhury, M. R. Khan and M. A. Rahman. Dual Slope Integrator Type Delta Modulator for High Performance Voltage Source Inverters. – Power Conversion Conference (PCC)-Nagaoka'97, Japan, pp. 451–455, 1997.
6. H. S. Patel and R. G. Hoft. Generalized Techniques of Harmonic Elimination and Voltage Control in Thyristor Inverters. – IEEE Transactions on Industry Applications, pp. 310–317, 1973.
7. S. R. Bowes. Novel Real-Time Harmonic Minimized PWM Control for Drives and Static Power Converters. – IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 9, No. 3, May 1994, pp. 256–362.
8. S. R. Bowes. Regular Sampled harmonic Elimination PWM control of Inverter Drives. – IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 10, No. 5, September 1995, pp. 521–531.
9. K. S. Rajashekara, Joseph Vithayathil. Microprocessor based Sinusoidal PWM Inverter by DMA transfer. – IEEE Transactions on Industry Applications, vol. IA-19, no. 2, pp. 187–194, March/April 1983.

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

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

Т. В. Анисимова, А. Н. Данилина

ИНВЕРТОР В РЕЖИМЕ СИНУСОИДАЛЬНОЙ ШИМ

В ряде случаев первичный источник или стандартная сеть по частоте, стабильности или напряжению оказываются непригодными для непосредственного питания электронных устройств. Таким образом, возникает необходимость преобразования электрической энергии. В статье рассмотрен инвертор в режиме синусоидальной ШИМ (ШИМ-СИН) с улучшенными рабочими характеристиками, контур отрицательной обратной связи которого выполнен на основе ПИД-регулятора. Приведены результаты моделирования, подтверждающие теоретические положения статьи.

Транзисторные инверторы предназначены для преобразования энергии постоянного напряжения в энергию переменного напряжения. Сфера их применения весьма обширна. Они необходимы для функционирования электронных систем автоматики и вычислительной техники, телекоммуникационных систем, устройств управления электродвигателями, а также в качестве аварийных источников питания при наличии первичной сети переменного тока.

При проектировании инверторов рассматриваются два основных вопроса, специфических для этого класса устройства:

- формирование импульсных напряжений с улучшенным спектральным составом, аппроксимирующих синусоидальное;
- выбор структуры и параметров выходного фильтра, обеспечивающего заданное подавление всех гармоник, кроме основной.

Силовая часть инвертора представляет собой транзисторный мостовой коммутатор. Для получения высокого КПД транзисторы мостового коммутатора должны работать в режиме переключения. В результате на его выходе можно сформировать различные периодические последовательности прямоугольных импульсов напряжения с различным спектральным составом, из спектра которых необходимо выделить основную гармонику и, по возможности, подавить все высшие. Сделать это можно только с помощью индуктивно-емкостных фильтров.

Существуют следующие способы формирования импульсного напряжения с улучшенным спектральным составом: формирование ступенчатого напряжения, позволяющее исключить 3 и кратные ей гармоники, но при этом требующее наличия в силовой части трансформаторов с отводами, синусоидальная широтно-импульсная модуляция, при которой номера первой группы учитываемых высших гармоник зависят от кратности несущей и модулирующей частоты, и широтно-импульсное регулирование, позволяющее исключить определенное количество гармоник во всем диапазоне регулирования амплитуды

основной гармоники, но при одинаковом спектральном составе требующее большего числа импульсов за период выходного напряжения, чем при ШИМ. Наибольшее распространение в инверторах для формирования напряжения с улучшенным спектральным составом получил метод синусоидальной ШИМ.

Принципиально необходимыми элементами стабилизированных инверторов, использующих ключевой режим работы, вне зависимости от выбранной функциональной схемы, являются:

- транзисторный коммутатор, преобразующий постоянное входное напряжение в последовательность прямоугольных импульсов;
- силовой фильтр для формирования гладкой синусоидальной формы выходного напряжения;
- устройству управления, защиты и обратной связи;
- силовой трансформатор для гальванической развязки для согласования номиналов входного и выходного напряжений;
- блок вспомогательных напряжений для питания схемы управления и драйверов силовых ключей мостового коммутатора, а также обеспечения заданного уровня постоянного напряжения для питания мостового коммутатора; часто этот блок является гальванической развязкой;
- входной фильтр, защищающий источник питания от помех.

Существуют два принципиально различных варианта построения инверторов. В первом случае трансформатор установлен на выходе силового фильтра. Габариты и масса трансформатора, определяемые выходной мощностью и частотой, фиксированы и составляют значительную часть объема и массы всего инвертора, что является основным недостатком такой функциональной схемы. Во втором случае силовой трансформатор находится в составе конвертора, преобразующего низкое напряжение первичного источника в высокое, для питания мостового коммутатора. Трансформатор в такой схеме работает на повышенной частоте, что значительно улучшает его массогабаритные характеристики. Блок-схема инвертора в режиме ШИМ-СИН, когда трансформатор входит в состав конвертора, показана на рис. 1.

Для обеспечения устойчивости системы в контуре обратной связи вводится корректирующее звено, которое представляет собой электронный регулятор.

Частотные характеристики инвертора

Задача регулирования сводится к обеспечению требуемого качества переходного процесса. Наибольшее распространение получили следующие типы регуляторов: пропорциональный (П), пропор-



Рис. 1. Функциональная схема инвертора в режиме ШИМ-СИН

ционально-интегральный (ПИ) и пропорционально-интегрально-дифференциальный (ПИД).

П-регулятор является самым простым по структуре и достаточно быстродействующим, но его недостаток – невысокая точность регулирования, особенно для объектов с плохими динамическими свойствами. В отличие от него ПИ-регулятор обеспечивает высокую точность в установившемся режиме, но при этом вызывает ухудшение устойчивости переходного процесса и системы в целом. П- и ПИ-регуляторы не могут упреждать ожидаемое отклонение регулируемой величины, реагируя только на уже имеющееся.

В результате, возникает необходимость в регуляторе, который бы формировал дополнительное регулирующее воздействие, пропорциональное скорости отклонения регулируемой величины от заданного значения. Такое регулирующее воздействие обеспечивается дифференциальной частью ПИД-регулятора, что позволяет не только повысить точность регулирования, но и уменьшить длительность переходных процессов.

Таким образом, ПИД-регулятор отличается повышенным качеством рабочих характеристик. По возможностям ПИД-регуляторы являются универсальными. Используя их, можно получить любой закон регулирования.

Однако недостатком ПИД-регулятора является его высокая чувствительность. Это свойство ПИД-регулятора требует его качественной настройки и, что в ряде случаев, ограничивает его применение.

На основе анализа частотных характеристик регулятора можно сделать вывод о его точности и запасе устойчивости. С уменьшением интегральной составляющей увеличивается модуль коэффициента усиления регулятора на низких частотах (т.е. при приближении к установившемуся режиму), и, как следствие, снижается погрешность.

С увеличением дифференциальной составляющей растет усиление на высоких частотах, что приводит к усилению шумов измерений и внешних возмущений. Поэтому дифференциальную составляющую используют только для улучшения формы переходного процесса в системе, а ее практическая реализация обычно представляет собой фильтр высоких частот.

С ростом пропорционального коэффициента увеличиваются модуль петлевого усиления контура регулирования и точность во всем диапазоне частот, однако, при этом снижается запас по фазе и уси-

нию, что ухудшает работоспособность и качество регулирования системы, а при дальнейшем увеличении возникают периодические колебания (система теряет устойчивость). С ростом петлевого усиления и пропорционального коэффициента снижается влияние шума и помех измерений.

Схема ПИД-регулятора на основе операционного усилителя показана на рис. 2.

Расчетные частотные характеристики ПИД-регулятора приведены рис. 3, а частотные характеристики модели ПИД-регулятора, полученные с помощью программы *PSpice*, показаны на рис. 4. Поскольку в схеме модели использована модель реального операционного усилителя (LM118), то ЛАХ и ФЧХ имеют некоторые отличия от расчетных.

Частотные характеристики всего устройства показаны на рис. 5.

Инвертор является импульсным устройством, поэтому ЛАХ снималась по точкам, за счет изменения частоты входного сигнала. Наклон асимптоты ЛАХ на частоте среза составляет 40 дБ/дек, что приводит к колебательному характеру процессов. Введение корректирующего звена позволяет обеспечить устойчивость системы, а также увеличить пропускную частоту. Фазовый сдвиг ПИД-регулятора на высоких частотах достигает 90°, что может быть использовано для час-

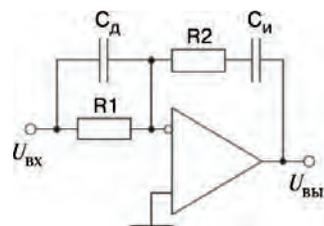


Рис. 2. Схема ПИД-регулятора на основе операционного усилителя

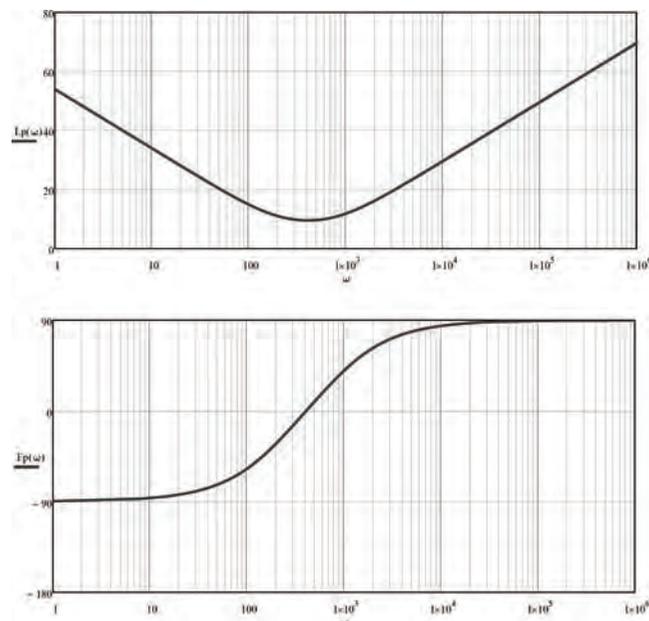


Рис. 3. Расчетные частотные характеристики ПИД-регулятора

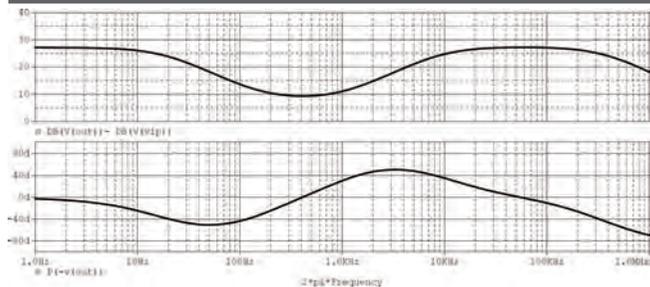


Рис. 4. Частотные характеристики ПИД-регулятора, полученные с помощью моделирования на PSpice

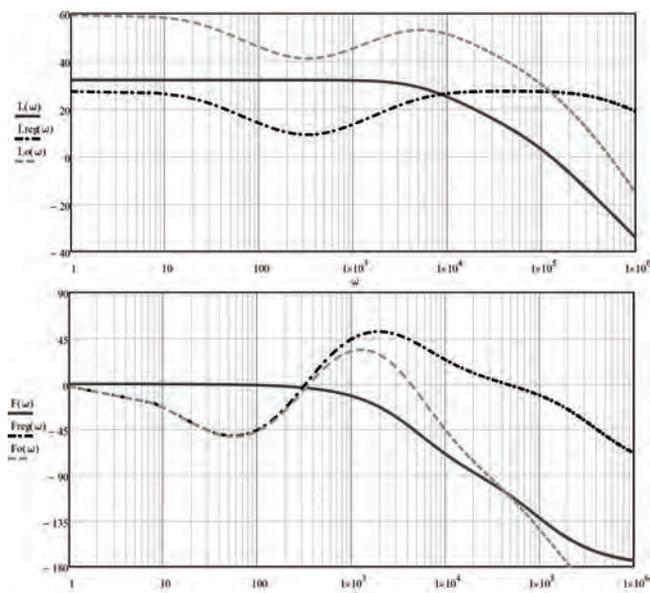


Рис. 5. Частотные характеристики инвертора: $L(\omega)$ – ЛАХ “управление-выход” устройства без обратной связи; $L_{reg}(\omega)$ – ЛАХ ПИД-регулятора; $L_o(\omega)$ – ЛАХ “управление-выход” всего устройства; $F(\omega)$ – ФЧХ устройства без обратной связи; $F_{reg}(\omega)$ – ФЧХ ПИД-регулятора; $F_o(\omega)$ – ФЧХ всего устройства

точной компенсации отставания фазы объекта. При этом можно установить большой коэффициент линейного усиления и получить высокую критическую частоту, за счет чего уменьшится длительность переходного процесса. При этом обеспечивается запас по фазе в 40° .

Моделирование преобразователя

Моделирование преобразователя проведено с помощью программы OrCAD.

Модель инвертора состоит из модели силовой части и модели схемы управления. Схема модели преобразователя представлена на рис. 6.

Для удобства работы микросхемы управления силовыми транзисторами M14–M17 реализованы в виде иерархических схем HS8–HS11. В виде иерархических схем выполнен активный выпрямитель HS12, HS15, а также фильтр нижних частот HS6.

В качестве трансформатора обратной связи использован элемент аналогового поведенческого моделирования ABM2. Источники V2, V3, V10–V13 служат для питания операционных усилителей и микросхем управления. Источник V7 питает мостовой коммутатор.

Модель схемы управления состоит из:

- задающего генератора и генератора пилообразного напряжения, выполненного на операционных усилителях U1 и U2, резисторах R1, R2, R4 и конденсаторе C7;
- делителя частоты на счетчиках U23 и U45, JK-триггере U22A;
- фильтра нижних частот HS6;
- активного выпрямителя HS12;
- регулятора синусоидального сигнала, выполненного на операционном усилителе U35, полевом

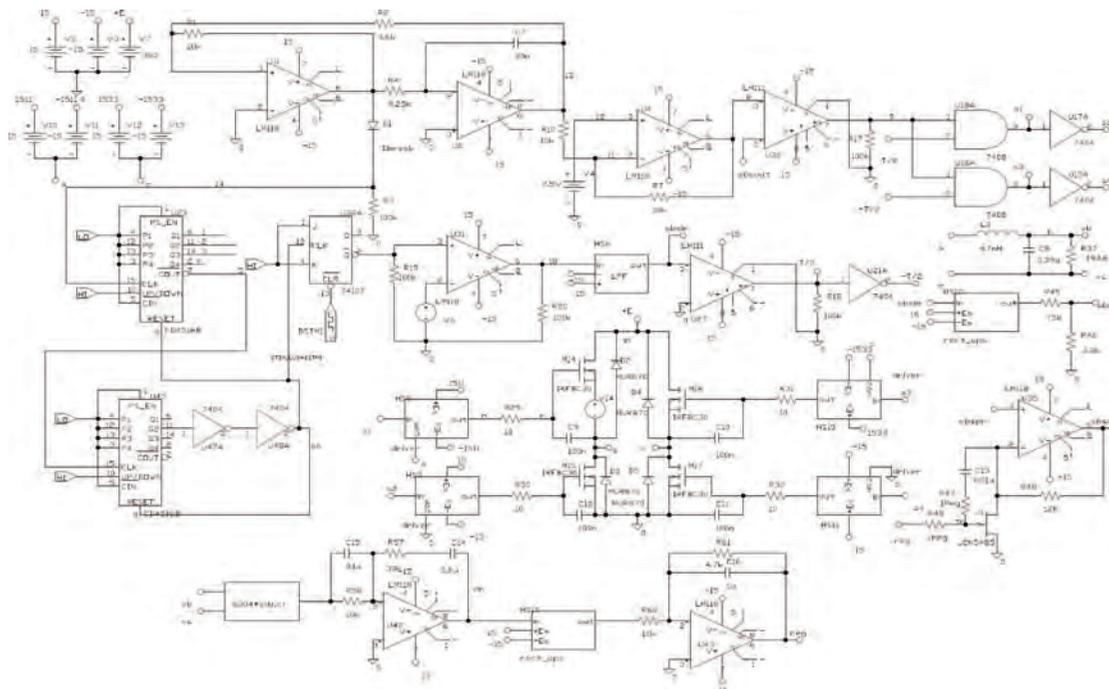


Рис. 6. Схема модели инвертора

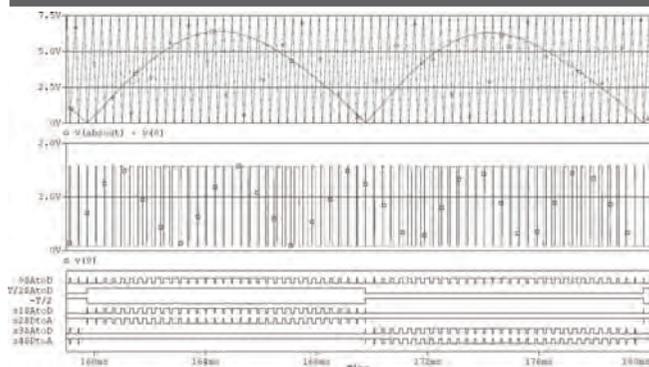


Рис. 7. Формирование сигналов управления (вход ШИМ, выход ШИМ, цифровая часть)

транзисторе J1, конденсаторе C13, резисторах R48, R47, R49;

- формирователя амплитудного значения пилообразного напряжения на операционный усилитель U4, резисторах R10 и R7, опорном напряжения V4;
- схема ШИМ на основе компаратора U30;
- распределителя импульсов, с помощью которого импульсные последовательности с выхода компаратора распределяются по четырем драйверам силовых ключей, состоящего из операционного усилителя U27, логических элементах U18A, U16A, U17A, U15A, U21A.

Формирование сигналов управления мостовым коммутатором показано на рис. 7, а напряжения на выходе мостового коммутатора и силового фильтра при минимальном, номанальном и максимальном напряжениях питания показаны на рис. 8.

Выводы

Анализ результатов моделирования позволяет сделать вывод о том, что использование ПИД-регулятора в устройстве отрицательной обратной связи инвертора в режиме синусоидальной ШИМ приводит к увеличению точности регулирования, улучшению устойчивости системы, а так же возрастанию предельной частоты, что приводит к уменьшению

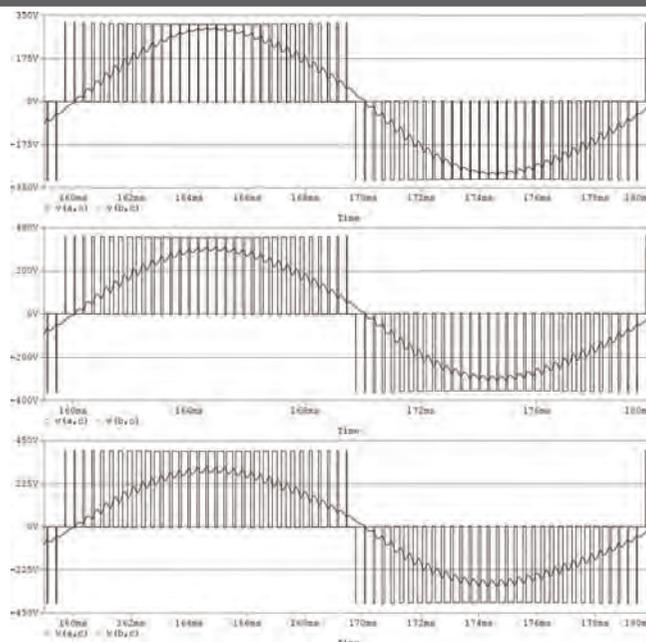


Рис. 8. Напряжение на выходах мостового коммутатора и силового фильтра при $E_{n\min} = 320 \text{ В}$, $E_{n\text{ном}} = 360 \text{ В}$, $E_{n\max} = 400 \text{ В}$

длительности переходного процесса и времени регулирования.

Литература

1. Бесекерский В.А., Попов Е.П. Теория систем автоматического управления. — СПб, Профессия, 2004.
2. Костиков В. Г., Парфенов Е. М., Шаханов В. А. Источники электропитания электронных средств — М.: Горячая линия Телеком, 2001.
3. Крючков В. В., Следков Ю. Г. Моделирование электронных устройств — М.: МАИ 2007.

Анисимова Татьяна Викторовна, аспирант кафедры “Микроэлектронных систем” МАИ, тел.: (499)158-45-59;

Данилина Анастасия Николаевна, аспирант кафедры “Микроэлектронных систем” МАИ, тел.: (499)158-45-59.

Д. Р. Манбеков, Д. А. Шевцов

МОДЕЛИРОВАНИЕ ДВУХТАКТНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ С ШИМ-РЕГУЛИРОВАНИЕМ И КОНТУРОМ СИММЕТРИРОВАНИЯ ПО ВОЛЬТ-СЕКУНДНОМУ ИНТЕГРАЛУ

В статье представлены результаты моделирования, показывающие возможность практического использования управления по напряжению с применением формирователя вольт-секундного интеграла (ВСИ) для обеспечения симметричного процесса перемагничивания сердечника силового трансформатора в двухтактных высокочастотных транзисторных преобразователях.

Использование двухтактных преобразователей постоянного напряжения с ШИМ-регулированием, как правило, требует наличия симметрирующих контуров. В противном случае, возможно возникновение режима несимметричного перемагничивания, что может привести к магнитному насыщению сердечника, и, как результат, к следующим нежелательным последствиям:

- ненормированным броскам тока и, как следствие, к уменьшению надежности;
- увеличению потерь и, следовательно, снижению КПД;
- возрастанию помех и ухудшению электромагнитной совместимости (ЭМС).

Причины появления режима несимметричного перемагничивания могут быть самые разные, однако все их можно свести к эквивалентной неодинаковости длительностей смежных управляющих импульсов,

или эквивалентной разности напряжений на первичной обмотке в смежные полупериоды [1]. Особенно остро проблема несимметрии проявляется при повышенном напряжении питания и повышенных частотах преобразования. Как показал проведенный анализ, известные методы симметрирования [2, 3] по разным причинам оказались мало эффективными.

В [4] предложен новый метод симметрирования, основанный на управлении по напряжению с использованием вольт-секундного интеграла (ВСИ). Для оценки эффективности предложенного метода проведено компьютерное моделирование в системе *OrCAD 9.2* двух мостовых преобразователей с ШИМ-регулированием в режиме управления по напряжению:

- мостового преобразователя без симметрирующего контура (рис. 1);
- мостового преобразователя с ВСИ (симметрирующим контуром) (рис. 2).

Моделирование каждого из преобразователей проводилось в двух режимах:

- 1) при отсутствии асимметрии, т. е. при отсутствии факторов, вызывающих несимметричное перемагничивание;
- 2) при наличии асимметрии, т. е. при наличии факторов, вызывающих несимметричное перемагничивание.

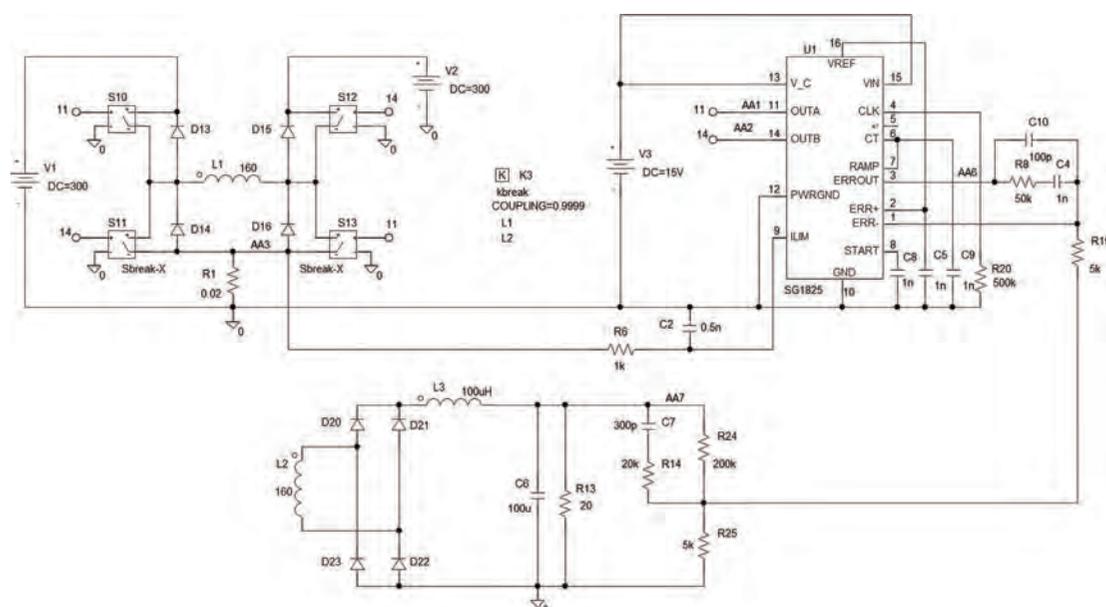


Рис. 1. Модель мостового транзисторного преобразователя с ШИМ-регулированием без симметрирующего контура

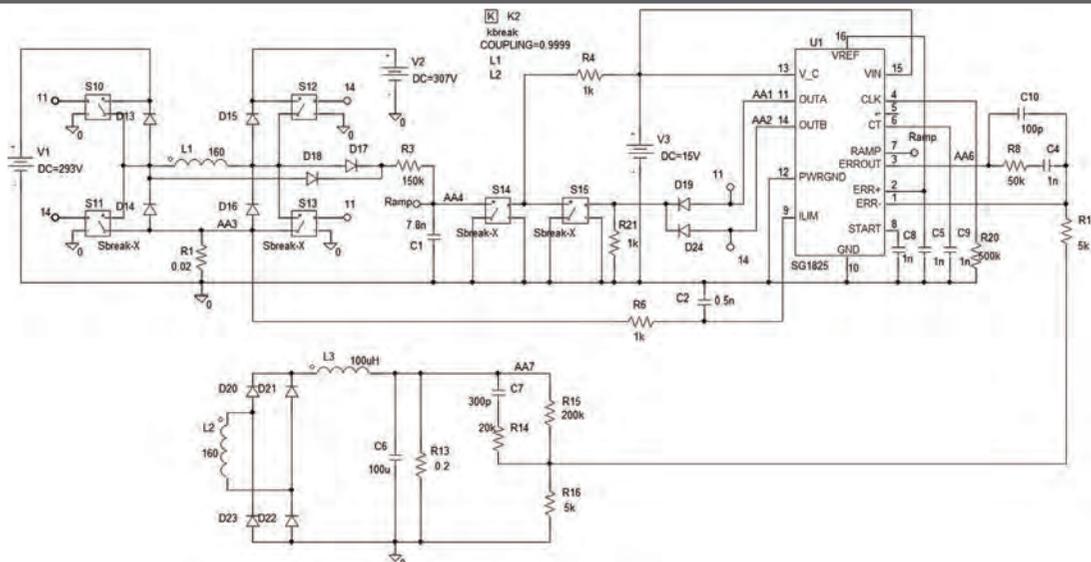


Рис. 2. Модель мостового транзисторного преобразователя с ШИМ-регулированием и симметрирующим контуром

Для управления обеими структурами использован ШИМ-контроллер UC 1825 [4], позволяющий осуществлять управление силовым каскадом в различных режимах: и по току, и по напряжению. Стоит особо отметить, что исследование процессов проводилось с использованием нелинейной модели сердечника трансформатора [5], параметры которой представлены на рис. 3.

Моделирование преобразователей

Известно, что причину возникновения несимметричного режима перемагничивания можно свести к эквивалентной разности напряжений на первичной обмотке в смежные полупериоды. Именно этот способ и используется для введения асимметрии в моделируемые структуры. При этом в один полупериод первичным источником служит V1, а в другой – V2 (рис.1, 2).

Результаты моделирования преобразователя без симметрирующего контура при отсутствии асимметрии представлены на рис. 4.

Как видно из представленных графиков (рис. 3, 4) рассматриваемая структура в установившемся режиме работает симметрично – рабочая точка сердечника при перемагничивании не заходит в область магнитного насыщения (график 1 на рис. 4) и перемагничивание происходит по симметричной петле гистерезиса.

Теперь проведем моделирование той же структуры при наличии асимметрии. Для этого зададим следующие значения напряжений на источниках:

- V1=293V;
- V2=307V.

Результаты моделирования представлены на рис. 5. Необходимо отметить, что на рис. 5 показан установившийся режим работы преобразователя.

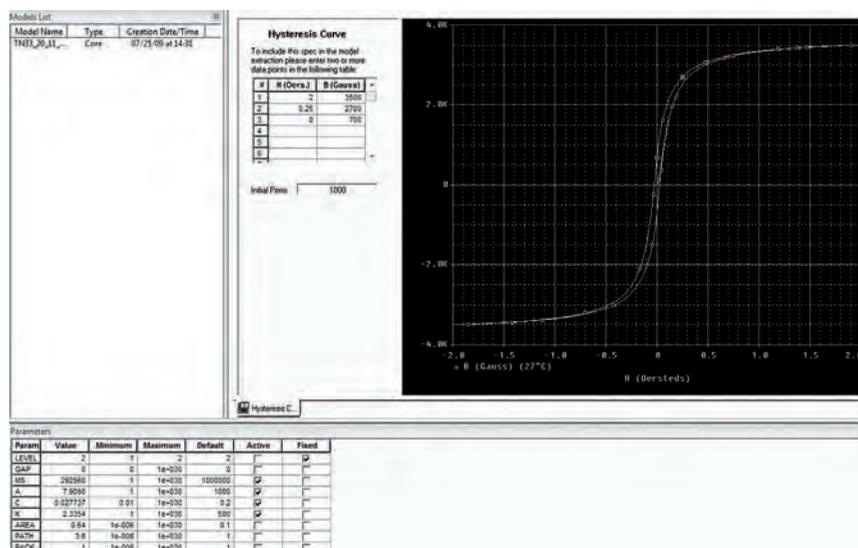


Рис. 3. Параметры сердечника трансформатора, используемого в моделируемых схемах

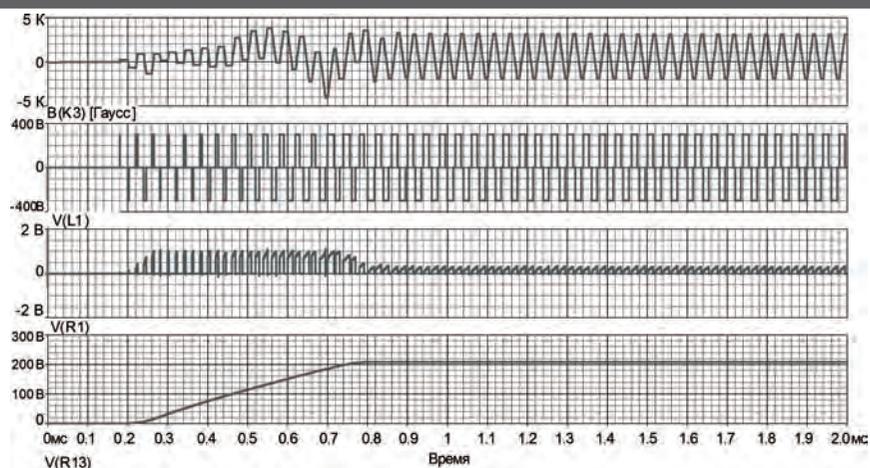


Рис. 4. Результаты моделирования преобразователя без симметрирующего контура при отсутствии асимметрии

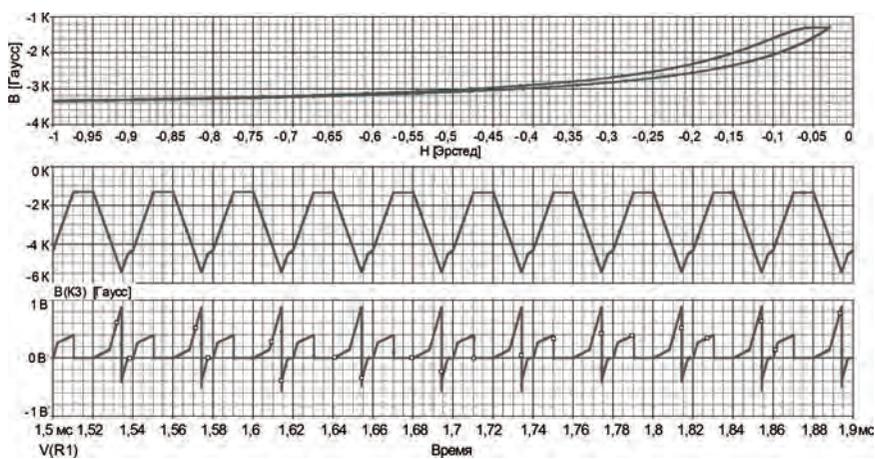


Рис. 5. Результаты моделирования преобразователя без симметрирующего контура при наличии асимметрии

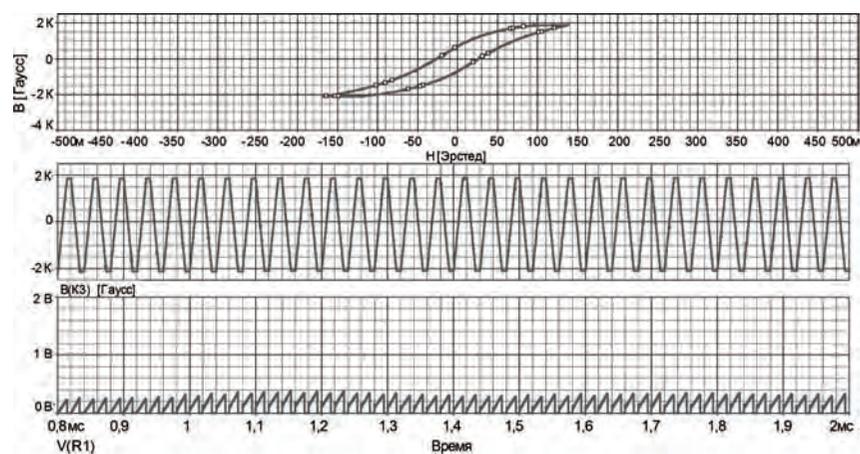


Рис. 6. Результаты моделирования преобразователя с симметрирующим контуром при наличии асимметрии

Из приведенных графиков видно, что рабочая точка сердечника заходит в область магнитного насыщения (рис. 5, графики 1 и 2), что приводит к броскам тока через соответствующие силовые ключи (рис. 5, график 3).

Такой режим работы преобразователя неприемлем, так как ненормированные броски тока в первичной цепи приводят к снижению надежности, увеличению потерь, уменьшению КПД и ухудшению

ЭМС. При этом увеличивается размах пульсаций выходного напряжения.

Таким образом, результаты моделирования показали, что без симметрирующего контура двухтактные преобразователи постоянного напряжения практически неработоспособны.

Теперь рассмотрим результаты моделирования мостового преобразователя с симметрирующим контуром.

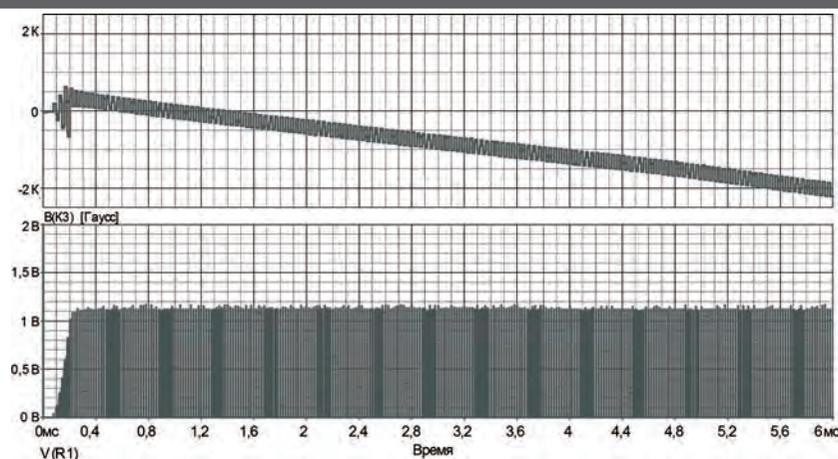


Рис. 7. Результаты моделирования преобразователя с симметрирующим контуром при коротком замыкании в нагрузке

При отсутствии асимметрии результаты аналогичны приведенным на рис. 4, и поэтому не представлены.

Результаты моделирования при наличии асимметрии приведены на рис. 6. Значения напряжений V_1 и V_2 такие же, как в предыдущей структуре.

Из рис. 6, показывающего установившийся режим работы преобразователя, видно, что благодаря симметрирующему контуру, перемагничивание сердечника происходит по симметричному циклу без захода в область магнитного насыщения сердечника.

Основываясь на приведенных результатах, можно сделать вывод о достаточно высокой эффективности предложенного метода симметрирования при работе преобразователя в номинальном режиме.

Следует иметь в виду, что наличие симметрирующего контура с формирователем ВСИ не может гарантировать отсутствия постоянной составляющей тока первичной обмотки. Это обусловлено неидеальностью интегратора и, как следствие, неполным подобием процессов изменения напряжения на конденсаторе формирователя ВСИ и индукции в сердечнике.

Приведенные результаты моделирования показали достаточно высокую эффективность симметрирующего контура с формирователем ВСИ при работе преобразователя в номинальном режиме.

Однако, в аварийных режимах срабатывание токовой защиты может нарушить работу симметрирующего контура и, как следствие, привести к сбою алгоритма формирования управляющих импульсов, обеспечивающих симметричный режим. Для проверки этого факта проведено моделирование преобразователя с симметрирующим контуром при коротком замыкании нагрузки. Результаты моделирования этого режима приведены на рис. 7.

Из графиков видно, что работа узла токовой защиты приводит к нарушению работы симметрирующего контура и, как следствие, к магнитному насыщению сердечника. Таким образом, при про-

ектировании симметрирующего контура необходимо предусмотреть такие решения, которые обеспечивали бы симметричное перемагничивание сердечника, как в номинальных, так и в аварийных режимах.

В заключение отметим, что аналогичные результаты имеют место и для других двухтактных структур, а не только мостовых.

Литература

1. Шевцов Д. А., Манбеков Д. Р. Моделирование процессов несимметричного перемагничивания двухтактных ИВЭП // Практическая силовая электроника. № 30. 2008. С. 41–45.
2. Шевцов Д. А., Манбеков Д. Р. Сравнительный анализ различных типов транзисторных преобразователей постоянного напряжения при несимметричном режиме перемагничивания. // Практическая силовая электроника. № 2 (33). 2009. С. 45–47.
3. Шевцов Д. А., Манбеков Д. Р. Сравнительный анализ и классификация методов симметрирования двухтактных преобразователей напряжения с ШИМ-регулированием. // Силовые транзисторные устройства. Выпуск 2. / Под редакцией Е. В. Машукова — М.: Экон-Информ, 2006. С. 58–74.
4. Манбеков Д. Р., Шевцов Д. А. Обеспечение симметричного перемагничивания сердечника трансформатора в двухтактных преобразователях напряжения с управлением по вольт-секундному интегралу. // Практическая силовая электроника, № 3 (35), С. 41–44.
5. Шевцов Д. А., Крючков В. В., Манбеков Д. Р. Создание модели нелинейного сердечника трансформатора. // Практическая силовая электроника, № 4 (36), С. 49–51.

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

Д. А. Шевцов, В. В. Крючков, Д. Р. Манбеков

СОЗДАНИЕ НЕЛИНЕЙНОЙ МОДЕЛИ МАГНИТНОГО СЕРДЕЧНИКА

Рассмотрен способ создания нелинейной модели магнитного сердечника для моделирования схем импульсных преобразователей электроэнергии. Модель сердечника создается с помощью редактора моделей *Model Editor*, входящей в комплекс моделирования *OrCAD*. Для проверки работоспособности созданной модели проведено моделирование нерегулируемого преобразователя постоянного напряжения и сравнение результатов моделирования с результатами исследования лабораторного макета такого преобразователя.

При моделировании устройств преобразования электроэнергии с помощью программы *PSpice* наибольшую трудность представляет введение в схему преобразователя компонентов на основе магнитных сердечников. Даже сами разработчики программы в руководстве пользователя указывают на этот факт. Поэтому создание модели магнитного сердечника, адекватно отражающей его основные свойства, представляет большой интерес.

Наиболее просто модель сердечника создается с помощью программы редактора моделей электронных компонентов *Model Editor*, входящей в состав программного комплекса *OrCAD*. Созданные с помощью этой программы модели электронных компонентов легко включаются в состав библиотек пользователя и могут быть использованы при проектировании электронных устройств различных классов и, особенно, при анализе аварийных режимов.

Рассмотрим подробно создание магнитного сердечника для дальнейшего его использования в качестве сердечника трансформатора для нерегулируемого преобразователя постоянного напряжения.

Работа с редактором моделей *Model Editor*

Панель инструментов окна редактора моделей полупроводниковых и магнитных компонентов *Model Editor* показана на рис. 1.

С помощью кнопки 1 (*New Library*) на панели инструментов создается новая библиотека пользователя, сохраняемая в папке *UserLib*. Если же библиотека



Рис. 1. Панель инструментов окна *Model Editor*:
 1 – создание новой библиотеки;
 2 – открытие библиотечного файла;
 3 – выбор типа модели компонента;
 4 – извлечение параметров модели

уже существует, ее открывают кнопкой 2 (*Open Library*).

Кнопкой 3 (*New Model*) в поле *From Model* выбирается тип модели нового компонента – в данном случае магнитный сердечник (*Magnetic Core*) (рис. 2). В окне *New...* в поле *Model* заносится имя новой модели – в данном случае *2000HM*. Необходимо помнить, что все записи нужно делать только символами латиницы.

В появившемся окне *Hysteresis Curve* (рис. 3) вводятся пары величин: напряженность магнитного поля (в эрстедах) и магнитная индукция (в гауссах):

- остаточная индукция ($B_r, H = 0$);
- коэрцитивная сила ($H_c, B = 0$);
- индукция насыщения (B_m) и соответствующая ей напряженность магнитного поля (H_m);
- в поле *Initial Perm.* вводится величина относительной магнитной проницаемости материала сердечника.

При этом необходимо помнить что $1 \text{ Гс} = 10^{-4} \text{ Тл}$, а $1 \text{ Э} = 1000/(4\pi) = 79,7557 \text{ А/м}$. Согласно [1] большее число пар параметров программой *Model Editor* просто не учитывается.

В таблицу параметров (*Parameters*) вводим значение площади поперечного сечения сердечника (*AREA*) и длину магнитной силовой линии (*PATH*). Остальные параметры остаются неизменными.

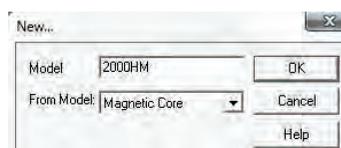


Рис. 2. Окно *New...*

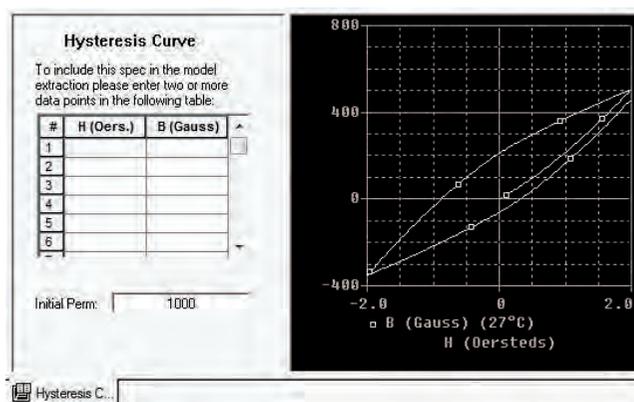


Рис. 3. Окно задания параметров петли гистерезиса

По окончании ввода нажимаем кнопку 4 (*Extract*) (рис. 1) для извлечения параметров нелинейной модели сердечника по введенным данным петли. Рассчитанная петля гистерезиса сердечника показана на рис. 4, а содержимое окна *Parameters* – параметры сердечника, входящие в текстовый файл описания модели сердечника, – на рис. 5. Сам текстовый файл выглядит следующим образом:

```
*BeginSpec
*HC: (0,1.5000E3) (3.377,0) (3,3.5000E3)
*(4,3.5000E3)
*Initial Perm=2.0000E3
*EndSpec

*BeginTrace
*HC: 0,0,-4,4,1,3,0,0,-1 (27)
*EndTrace

*BeginParam
*LEVEL=2 (1,2,1)
*GAP=0 (0,1.0000E30,0)
*MS=315.06E3 (1,1.0000E30,0)
*A=33.677 (1,1.0000E30,0)
*C=.27173 (10.000E-3,1.0000E30,0)
*K=50.402 (1,1.0000E30,0)
*AREA=.15 (1.0000E-6,1.0000E30,1)
*PATH=4.5000 (1.0000E-6,1.0000E30,1)
*PACK=1 (1.0000E-6,1.0000E30,0)
*EndParam

*DEVICE=2000HM,CORE

* 2000HM CORE model
* updated using Model Editor release 9.2
* The Model Editor is a PSpice product.
.MODEL 2000HM CORE
+ MS=315.06E3
+ A=33.677
+ C=.27173
+ K=50.402
+ AREA=.15
+ PATH=4.5000
```

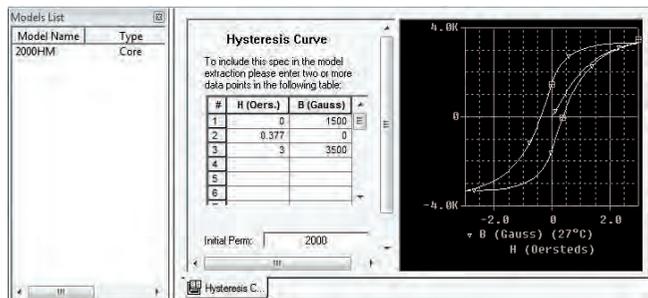


Рис. 4. Петля гистерезиса, рассчитанная по введенным параметрам

Parameter Name	Value	Minimum	Maximum	Default	Active	Fixed
LEVEL	2	1	2	2	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
GAP	0	0	1e+030	0	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
MS	340366.8557002	1	1e+030	1000000	<input checked="" type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
A	39.00575321333	1	1e+030	1000	<input checked="" type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
C	0.2971527413906	0.01	1e+030	0.2	<input checked="" type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
K	51.09486885354	1	1e+030	500	<input checked="" type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
AREA	0.15	1e-006	1e+030	0.1	<input checked="" type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
PATH	4.5	1e-006	1e+030	1	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
PACK	1	1e-006	1e+030	1	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>

Рис. 5. Таблица параметров модели магнитного сердечника, рассчитанных по параметрам петли гистерезиса

После создания библиотечного файла с расширением *.lib необходимо создать графический символ сердечника и сохранить его в библиотеке *.slb, имя которой совпадает с именем библиотеки *.lib, содержащихся в системной папке *UserLib* (например, *MyCores.slb*, *MyCores.lib*). Атрибуты графического символа выглядят следующим образом:

```
REFDES=K?
PART=2000HM
MODEL=2000HM
TEMPLATE=K^@REFDES L^@L1 ?L2|L^@L2| ?L3|L^@L3|
+?L4|L^@L4| @COUPLING &MODEL
COUPLING=1
L1=
L2=
L3=
L4=
```

Теперь созданную модель нелинейного сердечника можно использовать в любой схеме модели электронного устройства.

Модель нерегулируемого преобразователя постоянного напряжения

Для проверки работоспособности созданной модели сердечника проведем моделирование нерегулируемого преобразователя постоянного напряжения, схема модели которого показана на рис. 6.

При моделировании схем, содержащих нелинейную модель магнитного сердечника, на индуктивностях (элементах типа L), имитирующих обмотки трансформатора (либо дросселя) проставляется *число витков*, а не индуктивность, как во всех других случаях. При этом соответствие имен этих индуктивностей проставляется в параметрах модели сердечника (рис. 7). Для избежания ошибок при моделировании параметр взаимной индукции *COUPLING* не должен быть равен 1. Однако, чем больше значение этого параметра, тем выше качество намотки трансформатора. Окно задания параметров трансформатора показано на рис. 7.

Кроме этого, при установке параметров моделирования необходимо ограничить максимальный шаг интегрирования, заполнив поле *Step Ceiling*. Максимальный шаг интегрирования желательно выбирать на порядок меньше времени переключения транзис-

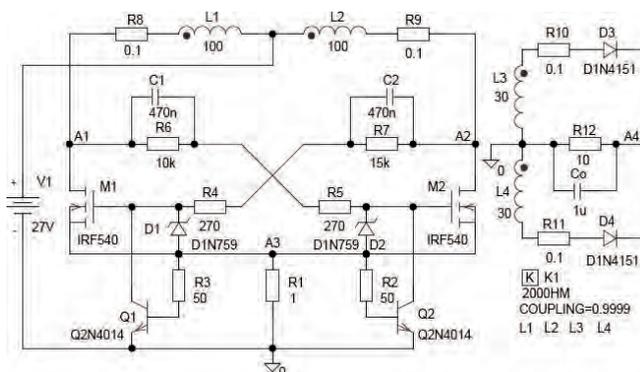


Рис. 6. Схема модели нерегулируемого преобразователя постоянного напряжения

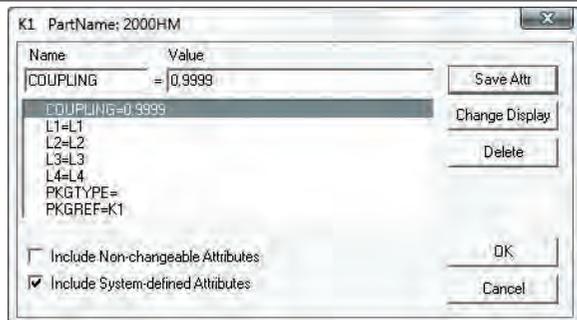


Рис. 7. Окно задания параметров трансформатора

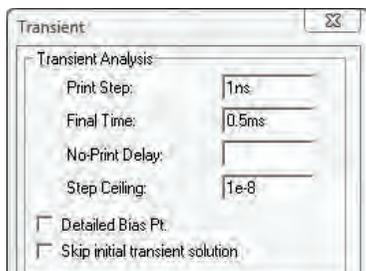


Рис. 8. Окно задания параметров моделирования Transient

торов. Это необходимо делать в силу того, что шаг интегрирования по умолчанию выбирается программой автоматически, и может быть выбран большим, чем период переключений преобразователя. Помимо этого, не следует активизировать пункт *Skip initial transient solution*, чтобы имелась возможность рассчитать условия выхода преобразователя в режим автоколебаний. Вид окна *Transient* с заданными параметрами моделирования схемы, приведенной на рис. 6, показан на рис. 8.

Результаты моделирования нерегулируемого преобразователя постоянного напряжения (рис. 6) приведены на рис. 9.

Для подтверждения адекватности модели магнитного сердечника исследован лабораторный макет нерегулируемого преобразователя постоянного напряжения, собранный по схеме, аналогичной приведенной на рис. 6. Результаты исследований – осциллограммы напряжения сток-исток транзистора (соответствует напряжению между узлами A1 и A3 схемы на рис. 6) и напряжение в узле, соответствующем узлу A3 с схеме на рис. 6 показаны на рис. 10.

Выводы

Сравнение результатов моделирования и экспериментального исследования нерегулируемого преобразователя напряжения показало, что рассмотренный способ создания моделей нелинейных магнитных сердечников позволяет обеспечить результаты моделирования, полностью отвечающие требованиям по адекватности моделей электронных и магнитных компонентов, входящих в состав преобразователей электроэнергии различных типов.

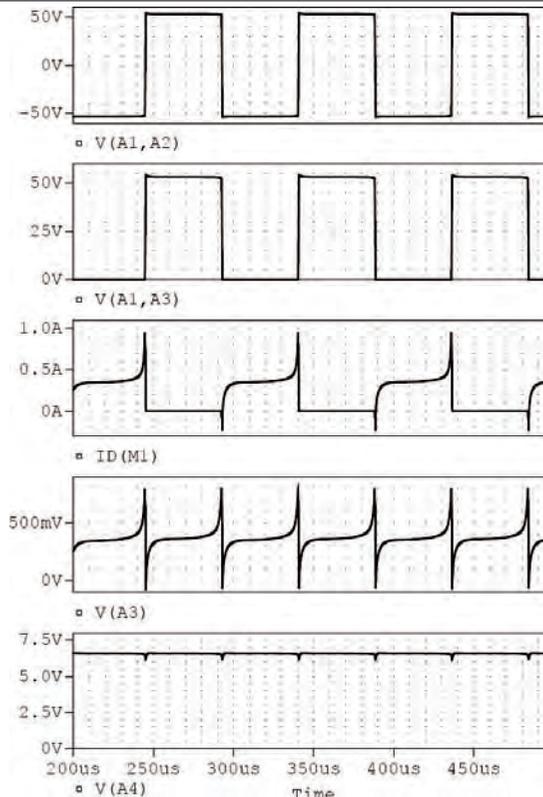


Рис. 9. Результаты моделирования нерегулируемого преобразователя постоянного напряжения

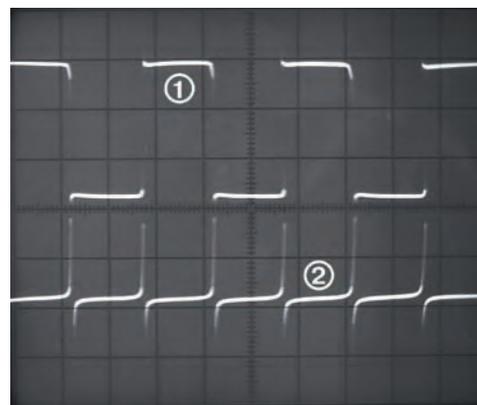


Рис. 10. Осциллограммы, снятые на лабораторном макете преобразователя:
1 – напряжение сток-исток транзистора (20 В/дел);
2 – напряжение на датчике тока (0,5 В/дел)

Литература

1. Болтовский Ю. И., Танзалы Г. И. ORCAD 9.x. ORCAD 10.x. Практика моделирования. – М.: СОЛОН-ПРЕСС, 2008.
2. Кеун Дж. OrCAD PSpice. Анализ электрических цепей. – М.: ДМК Пресс; СПб.: Питер, 2008.

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

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

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

Статья должна содержать:

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

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

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

Требования к оформлению статей:

✧ Поля: верхнее, нижнее – по 2 см; левое – 3 см, правое – 1,5 см;
✧ Шрифт: Times New Roman, размер: 10;

✧ Текст без расстановки переносов в словах;
✧ Межстрочный интервал: одинарный;
✧ Отступ первой строки: 0,5 см;
✧ Выравнивание текста: по ширине;
✧ Исполнение формул: редактор формул (стиль математический). Обозначения в тексте по возможности не делать в редакторе формул;
✧ Шрифт обозначений *устройств* (C – конденсатор, VD – диод, L – дроссель и т.п.) – прямой:
• цифровое окончание обозначения устройства (C1, VD2 и т.п.) – не в индексе, шрифт прямой;
• буквенное, цифровое+буквенное окончания обозначения устройства (C_d , L_{m1} и т.п.) – в индексе, шрифт прямой.
✧ Шрифт обозначений *параметров* (C – емкость, I – ток, L – индуктивность и т.п.) – наклонный:
• буквенное, цифровое, буквенное+цифровое окончания обозначения устройства (I_1 , L_s , $U_{упр1}$ и т.п.)
• в индексе, цифровое и буквенное русское окончание – шрифт прямой, буквенное латинское окончание – шрифт наклонный;
✧ Формат иллюстраций: .tif, .eps, .ai (просьба прилагать отдельными (оригинальными) файлами, дублируя в тексте статьи). **Подписи к рисункам не вносить в рисунки.**

Стоимость размещения полноцветной рекламы в журнале “Практическая силовая электроника”

Формат	Размер, мм	Стоимость, \$
0,5 А4	190 × 130	50
А4	210 × 290	85
3-я стр. обложки	210 × 290	110
4-я стр. обложки	210 × 290	130
2-я стр. обложки	210 × 290	180

Требования к рекламным макетам

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

График выхода журнала

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

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

www.mmp-irbis.ru