

Однокаскадный корректор коэффициента мощности

В статье предлагается описание однокаскадного корректора коэффициента мощности (ККМ), обладающего многочисленными достоинствами. К ним относятся возможность переключения при нулевом напряжении для всех ключей, меньшие потери мощности во входном выпрямителе, отсутствие проблемы восстановления выходных выпрямителей, возможность работы при высокой частоте переключения, использование минимального числа компонентов, простая компенсация цепи обратной связи, возможность компенсации реактивного тока фильтра электромагнитных помех, обеспечение ограничения и возврата без потерь энергии индуктивности рассеяния трансформатора, низкий коэффициент гармоник потребляемого тока (КГПТ). Экспериментальный образец, разработанный и исследованный в группе компаний “Континент”, показал высокий КГД, низкий КГПТ и хорошее регулирование по нагрузке.

Использование однокаскадного преобразователя напряжения в качестве ККМ позволяет снизить количество компонентов, уменьшить стоимость и габариты конечного устройства. Поэтому вполне естественно, что множество предложенных топологий однокаскадных ККМ используют в своей основе одну из известных схем преобразователей: прямоходовую, обратноходовую, схему Чука, SEPIC, ZETA [1]. Однако многие из этих вариантов топологий имеют недостатки, связанные с жестким режимом переключения ключей, прерывистый выходной ток и чрезмерную сложность.

В данной статье описан плавающий полумостовой повышающий (ППП) одно-

каскадный преобразователь, функционирующий в транс-критическом режиме (ТК) работы. В ППП преобразователе, работающем в ТК-режиме, ток индуктивности может быть двунаправленным, его направление изменяется в каждый период частоты коммутации и каждый период сетевой частоты.

Интересна топология преобразователя постоянного напряжения в переменное, представленная на рис. 1 [2]. Одним из важных ее преимуществ является уменьшенная, по сравнению с традиционной схемой повышающего преобразователя, мощность потерь во входном выпрямителе за счет исключения из него двух диодов. Данная топология была принята за основу при про-

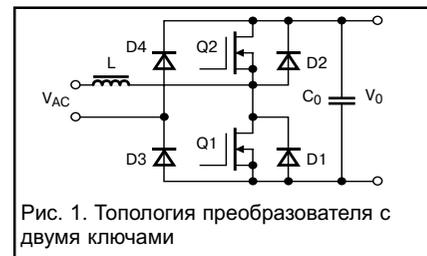


Рис. 1. Топология преобразователя с двумя ключами

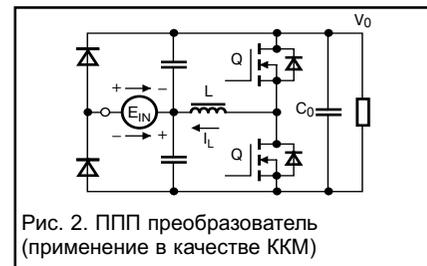


Рис. 2. ППП преобразователь (применение в качестве ККМ)

ектировании преобразователя для ККМ.

Схема преобразователя для использования в качестве ККМ (рис. 2) не содержит выходного выпрямителя и обеспечивает “мягкое” переключение всех силовых ключей без увеличения сложности. Дополнительная разница между традиционной схемой повышающего преобразователя и предложенной состоит в замене выходного выпрямительного диода управляемым ключом Q2. При положительной полуwave сетевого напряжения Q1 работает как основной ключ, а Q2 — как выпрямитель и вспомогательный ограничивающий ключ.

При отрицательной полуwave сетевого напряжения функции Q1 и Q2 меняются местами: Q2 работает как основной ключ, а Q1 — как выпрямитель

и вспомогательный ограничивающий ключ. В результате этого ток подмагничивания индуктивности L изменяет свое направление при различных полупериодах сетевого напряжения. Емкость C_0 является энергоснабжающей для сетевого напряжения.

Все это обеспечивает работу схемы в ТК-режиме при сохранении малых потерь мощности во входном выпрямителе. Временные диаграммы основных сигналов для положительной полуволны сетевого напряжения приведены на рис. 3.

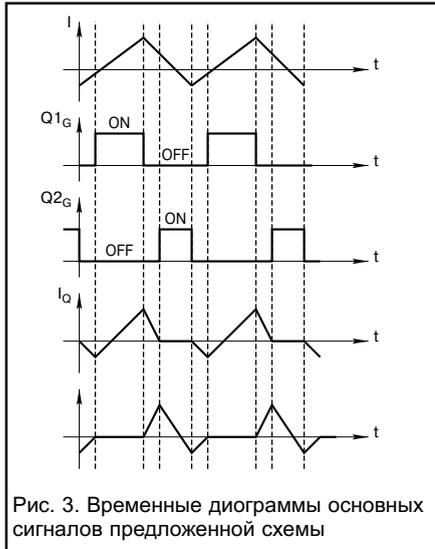


Рис. 3. Временные диаграммы основных сигналов предложенной схемы

Ключи $Q1$ и $Q2$ управляются в противофазе. Относительная длительность включенного состояния для них составляет " D " и " $1-D$ " для положительной полуволны сетевого напряжения, " $1-D$ " и " D " — для отрицательной полуволны. При таком алгоритме управления часть низкочастотного процесса входного выпрямления переключается на топологию преобразователя.

Для формирования входного тока в фазе с входным напряжением изменения напряжения должны приводить к соответствующим изменениям значения " D ".

После выключения одного из ключей и перед включением другого введена небольшая временная задержка. Она необходима для того, чтобы разрядить паразитные емкости обоих ключей и обеспечить время обратного восстановления внутреннего диода транзистора. Паразитные емкости и заряд обратного восстановления внутреннего диода разряжаются обратным током индуктивности в момент выключения комплементарного транзистора.

Таким образом, индуктивность L работает с двуполярным подмагничиванием на различных полуволнах сетевого напряжения, и выходное напряжение "плавает" относительно земляного потенциала сети, а не переключается ступенчато, как в традиционном повышающем преобразователе с входным

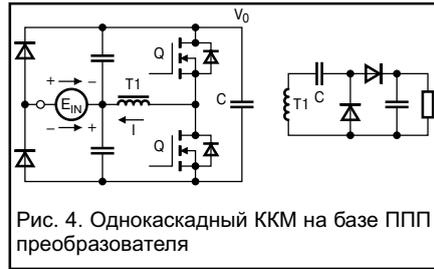


Рис. 4. Однокаскадный ККМ на базе ППП преобразователя

мостовым выпрямителем. Именно поэтому данная топология называется плавающим полумостовым повышающим (ППП) преобразователем.

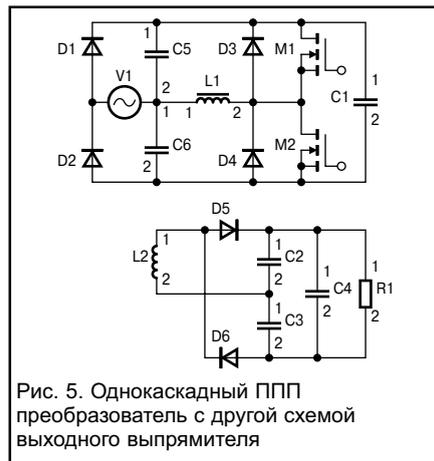


Рис. 5. Однокаскадный ППП преобразователь с другой схемой выходного выпрямителя

Итак, в схеме имеют место переключение при нулевом напряжении и малые потери мощности во входном выпрямителе. Анализ временных диаграмм (рис. 3) показывает отсутствие проблем, связанных с процессом обратного восстановления диода.

На рис. 4 приведена схема однокаскадного ККМ, содержащая трансформатор и выходной выпрямитель с ФНЧ. Другой вариант схемы выходного каскада преобразователя представлен на рис. 5. Такая схема может применяться и в DC/DC преобразователях. В этом случае величина C_0 может быть достаточно малой.

Двойная задача регулирования выходного напряжения и формирования входного тока решается за счет исполь-

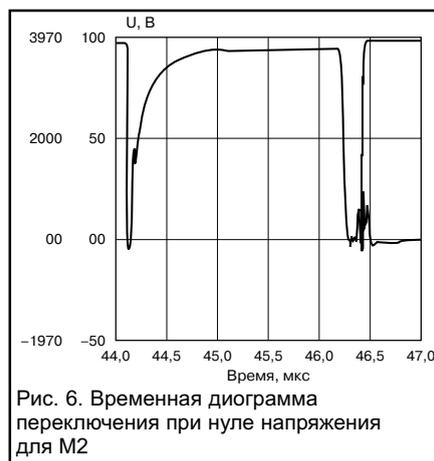


Рис. 6. Временная диаграмма переключения при нуле напряжения для M2

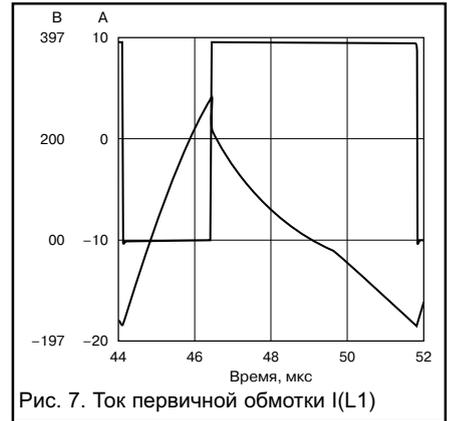


Рис. 7. Ток первичной обмотки $I(L1)$

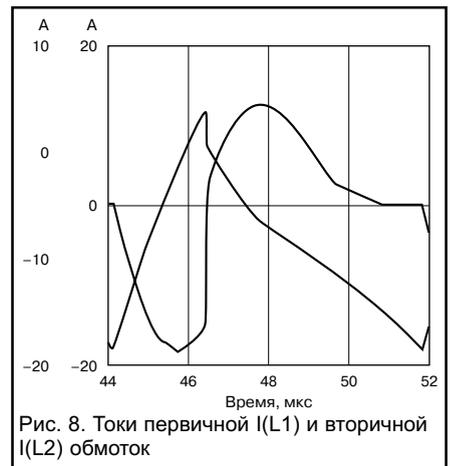


Рис. 8. Токи первичной $I(L1)$ и вторичной $I(L2)$ обмоток



Рис. 9. Напряжение и ток выходного диода $D5$

зования ШИМ. Однако в данной топологии могут использоваться и другие методы регулирования.

Проанализируем основные результаты моделирования схемы, приведенной на рис. 5. Они представлены на рис. 6–9 для пикового сетевого напряжения 120 В, выходного напряжения 80 В и выходной мощности около 400 Вт.

Рассмотрим коммутационные процессы в исследуемой схеме. Для полярности сетевого напряжения схемы, представленной на рис. 5, $M1$ является основным ключом, а $M2$ — вспомогательным. На интервале коммутации " D ", когда $M1$ включен, происходят одновременно два процесса. Энергия накапливается в индуктивности намагни-

чивания (обмотка W1) и в то же самое время передается через вторичную обмотку и диод D5 в конденсаторы C2 и C4 на вторичной стороне. Входной ток преобразователя на интервале "D" является суммой тока намагничивания L1 и трансформированного тока диода D5. Конденсаторы C2 и C3 имеют достаточно малую емкость для частоты коммутации. Таким образом, ток, протекающий через конденсаторы, имеет квази-резонансную форму (рис. 8, 9).

Непосредственно после выключения M1 и перед включением M2 происходит перезаряд паразитных емкостей M1 и M2, а также выходного выпрямителя током намагничивания. По окончании этой относительно небольшой задержки происходит включение M2 и начинается интервал "1-D" периода коммутации.

В течение интервала "1-D", когда M2 включен, энергия накапливается в индуктивности намагничивания (W1) и передается через вторичную обмотку и диод D6 в конденсаторы C3 и C4 на вторичной стороне. Входной ток преобразователя на интервале "1-D" является разностью тока намагничивания L1 и трансформированного тока диода D6. Конденсаторы C3 и C4 имеют достаточно малую емкость для частоты коммутации. Таким образом, ток, протекающий через эти емкости, также имеет квази-синусоидальную форму (рис. 8).

При смене полярности сетевого напряжения функции ключей M1 и M2

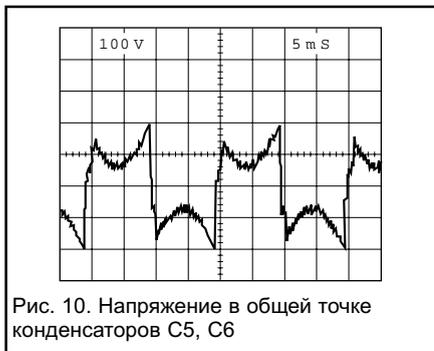


Рис. 10. Напряжение в общей точке конденсаторов C5, C6

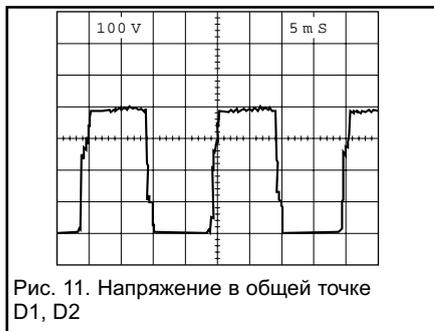


Рис. 11. Напряжение в общей точке D1, D2

также изменяются. M2 становится основным, а M1 — вспомогательным ключом, и описанные выше процессы повторяются.

Осциллограммы напряжений в средней точке C5, C6 и в общей точке D1, D2 представлены на рис. 10, 11. Напря-

жение на ключах M1, M2 ограничено на уровне, определяемом напряжением на конденсаторе C1. Конденсатор C1 обеспечивает функцию накопления энергии на частоте питающей сети. Конденсаторы C5 и C6 играют значительную роль для обеспечения двунаправленного тока первичной обмотки для обеих полярностей сетевого напряжения (на частоте коммутации преобразователя).

На основе рассмотренных топологий входной и выходной части был разработан макет однокаскадного ККМ со следующими параметрами:

- входное напряжение — 85...265 В;
- выходное напряжение — 50 В;

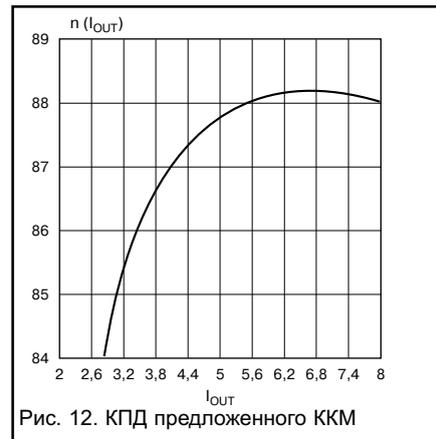


Рис. 12. КПД предложенного ККМ



Рис. 13. Коэффициент гармоник потребляемого тока (входное напряжение ~85 В)

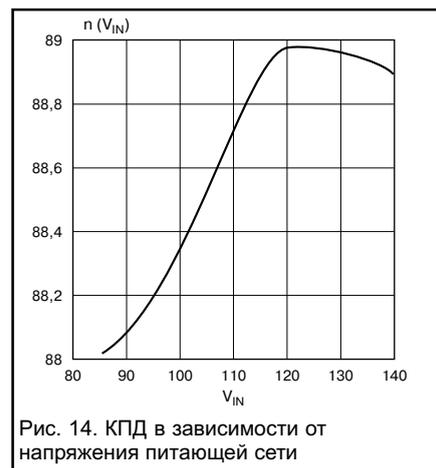


Рис. 14. КПД в зависимости от напряжения питающей сети

- выходная мощность — 400 Вт;
- размеры — 61x117x12,7 мм;
- частота коммутации — 130 кГц;
- коэффициент мощности, коэффициент гармоник удовлетворяют требованиям IEC61000-3-2.

Зависимость КПД ККМ от выходного тока при входном напряжении 85 В представлена на рис. 12, величина коэффициента гармоник потребляемого тока в зависимости от выходного тока при выходном напряжении 50 В — на рис. 13 и зависимость КПД от напряжения питающей сети — на рис. 14.

Предложенная топология однокаскадного ККМ обладает рядом преимуществ по сравнению с другими устройствами этого класса:

- пониженные потери во входном выпрямителе;
- высоковольтный накопитель находится на первичной стороне преобразователя;
- хорошее ограничение выбросов напряжения на ключах;
- возврат энергии индуктивности рассеяния;
- отсутствие выбросов напряжения на выходных диодах;
- использование единственного магнитного компонента;
- низкая стоимость.

Результаты экспериментальных исследований ККМ показали, что они имеют высокий КПД, "мягкую" коммутацию всех ключей, низкий коэффициент гармоник потребляемого тока и высокий коэффициент мощности, а также высокие удельно-объемные показатели.

**Андрей Фролов,
Сергей Лузанов,
Алексей Рыбак,
Николай Снетков**
info@continent-tm.ru

Литература:

1. R.P. Sevens, G. Bloom, "Modern DC-to-DC Switchmode Power Converter Circuits", Van Nostrand Reinold Co., New York, 1985.
2. T. Kagotani, et al., "A novel UPS using high-frequency switch-mode rectifier and high-frequency PWM inverter", PESC'89 Record, pp.53-57.