

РЕЗОНАНСНЫЙ DC/DC-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ БОЛЬШОЙ МОЩНОСТИ С ШИРОКИМ ДИАПАЗОНОМ ИЗМЕНЕНИЯ НАГРУЗКИ

АЛЕКСАНДР ИШУРИН, технический специалист, Vanner Inc
АЛЕКСАНДР КУК, технический специалист, Vanner Inc

В статье рассмотрена новая топология преобразователя, которая совмещает преимущества преобразователя с ШИМ-управлением, функционирующего на фиксированной рабочей частоте, и преобразователя с переменной рабочей частотой. Приведены схемы и временные диаграммы работы. Статья представляет собой сокращенный перевод [13].

ВВЕДЕНИЕ

В зависимости от типа управления понижающие DC/DC-преобразователи обычно работают либо с фиксированной частотой и ШИМ-управлением, либо с переменной частотой. Преобразователи с ШИМ обеспечивают диапазон регулирования от минимальной мощности (обычно менее 5% номинальной мощности) до максимальной. При этом обеспечивается хорошая энергетическая эффективность. Однако есть и недостатки: погрешности при генерировании узкого импульса ШИМ; относительно высокая потребляемая мощность в режиме пониженного энергопотребления и в режимах с малой нагрузкой, близких к холостому ходу; довольно большие электромагнитные помехи. Решение этих проблем обычно ведет к возрастанию стоимости.

Резонансные преобразователи, работающие с переменной частотой, создают относительно небольшие электромагнитные помехи. Они могут работать на холостом ходу, потребляют малую мощность в режиме пониженного энергопотребления, имеют низкую стоимость. Однако в случаях, когда диапазон входных напряжений $V_{max}/V_{min} > 1,3$, возникают проблемы.

В настоящее время популярна топология, использующая ШИМ со сдвигом фаз. Она применяется в инверторах с выходной мощностью свыше 4 кВт. В

этом случае уменьшаются электромагнитные помехи, т.к. используется мягкая коммутация. Кроме того, не возникает проблем с генерацией узкого импульса управления, но в этом случае происходит жесткая коммутация, возрастают потери и уровень электромагнитных помех. Большая часть затруднений возникает, когда при небольшом выходном напряжении, например, при 14 В, требуется получить большой выходной ток — свыше 200 А. В этом случае в схеме выпрямления на низкой стороне возникают следующие проблемы [1—5]:

- потери мощности в дросселе становятся очень велики;
- трудно обеспечить мягкую коммутацию выпрямительных диодов;
- стоимость индуктора существенно возрастает.

В [6—11] отчасти описаны способы преодоления этих трудностей. Однако остаются сомнения в возможности мягкой коммутации ключей, неизвестно, каковы будут потери в режиме пониженного энергопотребления. И, наконец, неясно, какова будет энергоэффективность преобразователя при мощностях свыше 2 кВт.

РАЗРАБОТКА ТОПОЛОГИИ

Описанная ниже схема имеет преимущества, свойственные как схемам с ШИМ-управлением, так и преобразова-

телям с переменной рабочей частотой. При нагрузке в пределах 25—100% от номинальной схема работает с управлением ШИМ и на максимальной (около 200 кГц) частоте. При снижении нагрузки менее 25% от номинальной уменьшается и рабочая частота; при этом продолжает снижаться коэффициент заполнения. Частота коммутации может быть снижена до 2...3 кГц, а коэффициент заполнения — до нуля в режиме пониженного энергопотребления. При этом достигаются крайне малые потери (не более 8 Вт), что очень важно при работе от аккумуляторных батарей.

На рисунке 1 показана схема преобразователя, способного работать как в понижающем, так и в повышающем режимах. В этой статье рассмотрен только понижающий режим работы. В [12] описана работа в повышающем режиме. Преобразователь использует последовательную резонансную цепь, поэтому энергия за один цикл преобразования ограничивается энергетиче-

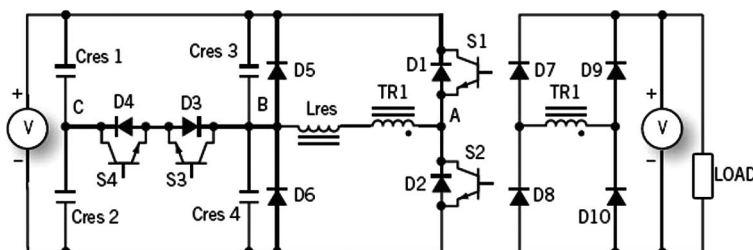


Рис. 1. Схема резонансного преобразователя, совмещающего преимущества ШИМ и работы на переменной частоте

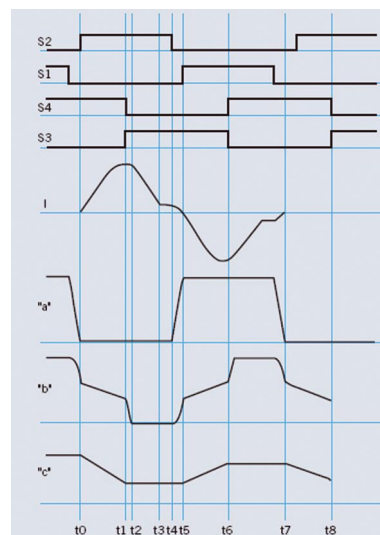


Рис. 2. Временная диаграмма работы идеального преобразователя

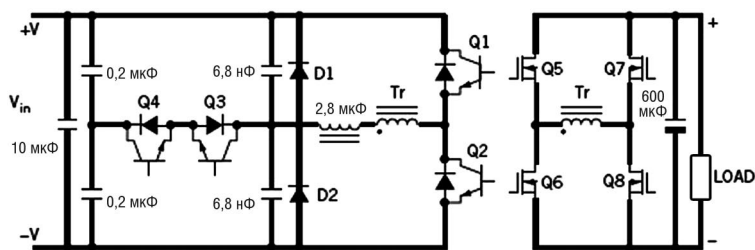


Рис. 3. Схема прототипа преобразователя с выходной мощностью 4 кВт

ской емкостью резонансной цепочки, состоящей из L_{RES} и конденсатора $C1$.

На рисунке 2 показана временная диаграмма работы идеального преобразователя, работающего на максимальной частоте с ШИМ-управлением. В момент времени t_0 при нулевом токе открываются ключи S_2 , S_4 и диод D_3 , в интервале времени t_0 — t_1 ток нарастает. Его величина и форма определяются резонансной цепочкой $C1$, $C4$ и L_{RES} . В момент времени t_1 ключ S_4 закрывается, и ток через эту цепь прерывается до тех пор, пока не откроется S_3 . Коммутация происходит при нулевом напряжении — zero-voltage switching (ZVS), — т.к. ключи S_3 , S_4 находятся между конденсаторами $C1$ и $C2$, с одной стороны, и $C3$ и $C4$ — с другой. Емкости

$C3$ и $C4$ нужны для обеспечения мягкой коммутации ключей в интервале времени t_1 — t_2 , их величина значительно меньше, нежели $C1$ и $C2$.

В момент времени t_2 индуктивность L_{RES} отдает запасенную энергию. В интервале t_2 — t_3 ток протекает по цепи D_6 — L_{RES} — $TR1$ — S_2 . К моменту времени t_3 ток на низкой стороне течет через диоды D_7 , D_{10} и уменьшается до нуля. В момент t_4 ключ S_2 закрывается, и относительно небольшой к этому времени ток через трансформатор прекращается.

В момент t_5 открывается ключ S_1 , и начинается вторая половина цикла преобразования, аналогичная первой, происходящей в интервале t_0 — t_5 . В интервале времени t_5 — t_6 ток протекает по цепи S_1 — $TR1$ — L_{RES} — S_3 , D_4 и $C1$ — $C4$.

Методика подсчета номинальных параметров компонентов резонансной цепи изложена в [12]. Для достижения хороших показателей качества для добротности дросселя L_{RES} должно выполняться соотношение $Q > 7$.

На рисунке 3 показана схема прототипа с указанием номиналов, рассчитанного на выходную мощность 4 кВт, входное напряжение 280...440 В и выходное напряжение 14 В. На рисунке 4 приведены кривые напряжений и токов, полученные при входном напряжении 400 В, выходном напряжении 14,2 В и токе 280 А. В преобразователе использованы следующие компоненты:

- Q1, Q2 — IXSN80N60BD1;
- Q3, Q4 — IXKN75N60C;
- Q5, Q6, Q7, Q8 — IRF2804, 7 параллельно;
- D1, D2 — DSEI2x101-06A.

В таблице 1 проведено сравнение рассмотренного преобразователя с преобразователем, использующим при управлении сдвиг фаз (см. рис. 5) и его улучшенной версией [1], представленной на рисунке 6. Сравнение проводилось при условии равных для всех преобразователей входного напряжения, выходных напряжений и токов.

В рассмотренном преобразователе (см. рис. 1) напряжение, прикладываемое к обмотке трансформатора, имеет трапецеидальную форму, а ток близок к синусоидальной форме с коэффициентом заполнения 0,9—0,95, который практически не изменяется в зависимости от входного напряжения. Последнее является преимуществом данного типа преобразователя, т.к. в этом случае уменьшаются потери в трансформаторе от высших гармоник тока и можно достичь большей рабочей частоты, уменьшить размеры трансформатора и его стоимость. Когда преобразователь работает в режиме ШИМ, он подобен источнику тока — в период времени t_1 — t_3 энергия, запасенная в индуктивности L_{RES} , передается через трансформатор в нагрузку.

Упрощенная схема выпрямления снижает стоимость преобразователя. В настоящее время его цена примерно на 10% ниже стоимости преобразователя

Таблица 1. Сравнение различных топологий преобразователей

Параметр	Стандартная топология (см. рис. 5)	Улучшенная топология (см. рис. 6)	Новая топология (см. рис. 1)
Ток на первичной стороне		1	2
Изолированные драйверы затворов		4	
Максимальная рабочая частота		1,2	3
Электромагнитные помехи	Приемлемо	Лучше	Хорошо
Коммутация	ZVS	ZVS, ZCS	ZVS, ZCS
Диапазон изменения нагрузки	Ограниченный		Неограниченный
Диапазон входных напряжений	Примерно одинаковый для всех преобразователей		
Возможность запараллеливания выходных каскадов	Требуется дополнительное управление каскадами		Простое
Использование силового трансформатора	Не оптимальное		Оптимальное
Система управления	Стандартная		По специальным алгоритмам
Смещение по постоянному напряжению	Возможно		Исключено
Надежность	Приемлемая	Лучше	Хорошая
Энергетическая эффективность	Примерно одинаковая для всех вариантов		
Потери в режиме пониженного энергопотребления в долях от номинальной мощности, %	1,5		0,15
Стоимость	Стандартная	Выше стандартной	Ниже стандартной

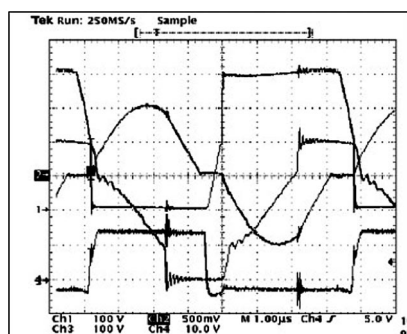


Рис. 4. Напряжения и токи в преобразователе (см. рис. 3), полученные при входном напряжении 400 В, выходном напряжении 14,2 В и токе 280 А

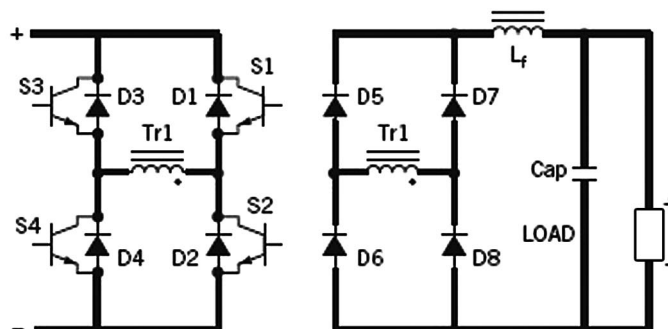
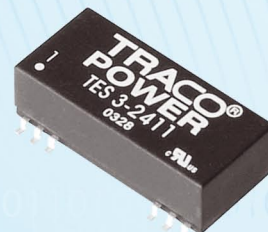
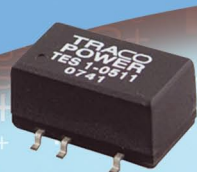


Рис. 5. Схема стандартного преобразователя, использующего управление со сдвигом фаз

DC/DC преобразователи TES для поверхностного монтажа

TRACO POWER



- **Мощность: от 1 до 5 Вт**
- **Изоляция до 4000 В (AC)**
- **Температурный диапазон от -40 до +85 °C**
- **Наработка: не менее 2 млн. часов (для TES-1)**
- **Поставка в линейках или катушках**
- **Гарантия производителя 3 года**

www.argussoft.ru

ARGUSSOFT

ОФИЦИАЛЬНЫЙ
ДИСТРИБЬЮТОР

• **Москва**

Тел.: (495) 660-2855
Факс: (495) 660-2855
E-mail: cnp@argussoft.ru

• **Санкт-Петербург**

Тел.: (812) 412-0107
Факс: (812) 412-1849
E-mail: spb@argussoft.ru

• **Новосибирск**

Тел.: (383) 227-1155
Факс: (383) 222-4031
E-mail: nsk@argussoft.ru

• **Екатеринбург**

Тел.: (343) 378-3242
Факс: (343) 378-3241
E-mail: ural@argussoft.ru

• **Казань**

Тел.: (843) 293-4100
Факс: (843) 293-4100
E-mail: kazan@argussoft.ru

со стандартной топологией. Еще одно преимущество рассматриваемого преобразователя — возможность работы и в понижающем, и в повышающем режимах с сохранением в обоих случаях мягкой коммутации.

Следует отметить и другие преимущества. Эффективное использование всех компонентов преобразователя, малые потери в ключах, возможность работы выпрямителя без сглаживающего дросселя, очень малые потери в режиме пониженного энергопотребления. Рассмотренная топология хорошо подходит для DC/DC-преобразователя, работающего с входным напряжением свыше 200 В и мощностью более 2 кВт.

ЛИТЕРАТУРА

1. Jung-Goo Cho, Ju-Won Baek, Chang-Yong Jeong and Geun-Hie Rim. Novel Zero-Voltage and Zero-Current-Switching Full-Bridge PWM converter using a simple auxiliary circuit, *IEEE Transactions on Industry Applications* 35(1), 15—20, 1999.
2. Hong Mao, Jaber Abu-Qahouq, Shiguo Luo and Issa Batarseh. Zero-Voltage-Switching Half-Bridge DC/DC-converter with modified PWM control method, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 19(4), 947—958, 2004.
3. H. Li, F.Z. Peng, J. Lawler. Modeling, simulation, and experimental verification of soft-switched bi-directional DC/DC-converters, *IEEE APEC 2001*, vol. 2, 736—744

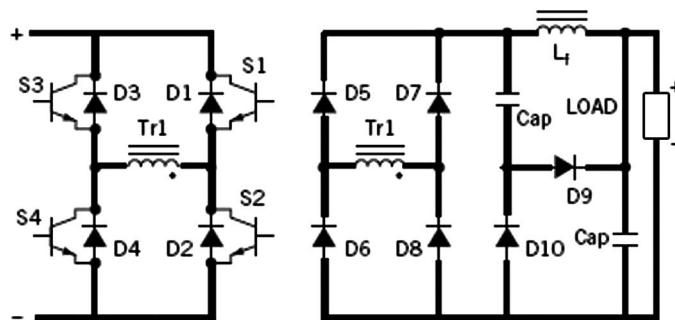


Рис. 6. Схема улучшенного преобразователя, использующего управление со сдвигом фаз

4. H. Li, F. Z. Peng, J. S. Lawler. A natural ZVS medium-power bi-directional DC/DC-converter with minimum number of device, *IEEE Transactions on Industry Applications* 39(2), 525—535, 2003.
5. Patent 5,157,593 US Oct. 20, 1992 Constant frequency resonant DC/DC-converter.
6. Ke Jin and Xinbo Ruan. Hybrid full-bridge three-level LLC resonant converter — a novel DC/DC-converter suitable for fuel Cell Power System, *IEEE PESC2005* pp. 361—367.
7. Yilei Gu, Zhengyu Lu and Zhaoming Qian. Three level LLC series resonant DC/DC-converter, *IEEE APEC 2004* pp.1647—1652.
8. Bo Yang, Fred C. Lee, Alpha J. Zhang and Guisong Huang. LLC resonant converter for front end DC/DC-conversion, *IEEE APEC 2002* pp.1108—1112.
9. R. Oruganti, P. C. Heng, J. T. K. Guan, L. A. Choy. Soft-switched DC/DC-converter with PWM control, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 13(1), 102—113, 1998.
10. S. N. Raju and S. Doralda. An LCL resonant converter with PWM control-analysis, simulation and implementation, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 10 (2), 164—173, 1995.
11. Henze C. P., Mohan N., Hayes J. G. Patent 4,855,888 US Aug. 8, 1989. Constant frequency resonant power converter with zero voltage switching.
12. Isurin A., Cook A. Patent 6,483,731 US Nov.19, 2002. Topology resonance energy conversion and inversion circuit utilizing a series capacitance multi-voltage resonance section.
13. Isurin A., Cook A. Resonant DC/DC-converter boasts high power and wide load range// powerelectronics.com/power_management/resonant_dcdc_converter_0609/