

# ИЗОЛИРОВАННЫЕ DC/DC-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

**АЛЕКСАНДР СУПРУНЕНКО**, инженер

В статье кратко рассматриваются способы реализации обратногоходового преобразователя, пушпульного преобразователя и резонансного LLC-преобразователя. Описываются их достоинства и недостатки. Этот материал не следует рассматривать как руководство для расчета, но автор надеется, что приведенные сведения помогут разработчикам выбрать топологию силового преобразователя для конкретного проекта.

## ВВЕДЕНИЕ

Нередко системам постоянного тока, в частности батарейным системам питания, требуется функциональное гальваническое разделение узлов. Сигнальные цепи разделяются с помощью гальванических развязок, а шины питания – посредством изолированных преобразователей.

Мы рассмотрим три известные топологии: обратногоходового преобразователя, пушпульного преобразователя и резонансный LLC-преобразователь. Поскольку эти топологии хорошо известны, мы не будем вдаваться в их подробное описание, а уделим основное внимание практической реализации для конкретных случаев.

## ОБРАТНОХОДОВОЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ

Почти все компании, выпускающие DC/DC-преобразователи, имеют в своей производственной линейке контроллеры ОХП или ОХП со встроенными силовыми ключами. Пример практической реализации обратногоходового преобразователя (ОХП) для 12-В шины с помощью контроллера LM25184-Q1 от компании Texas Instruments представлен на рисунке 1 [1].

Подобная схема вполне подходит для относительно небольшой мощности в несколько десятков Вт. Регулирование выходного напряжения в ней осуществляется по первичной обмотке (PSR), что устраняет необходимость в дополнительной вторичной обмотке и использовании обратной связи с гальваническим разделением по вторичной обмотке. В некоторых случаях точность поддержания выходного напряжения при регулировании по первичной обмотке из-за помех может оказаться хуже, чем при обратной связи по вторичной обмотке, поэтому необходимо хорошо продумать топологию печатной платы.

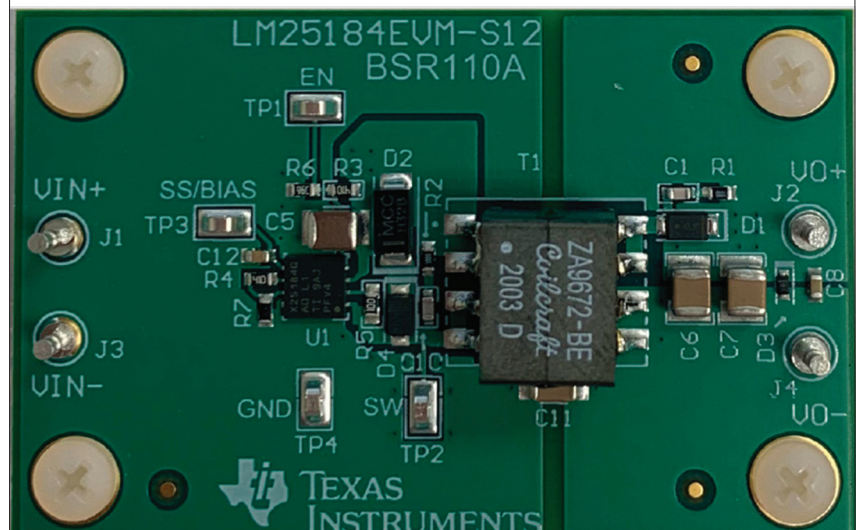
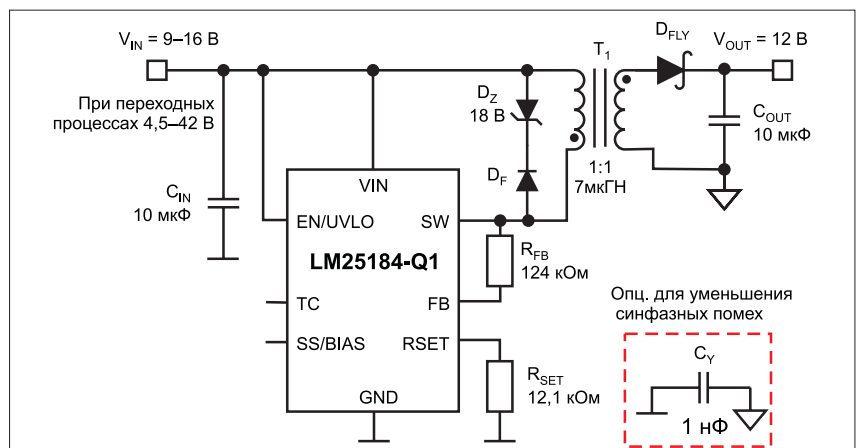


Рис. 1. Пример практической реализации обратногоходового преобразователя: а) схема преобразователя; б) плата с преобразователем

В данном случае можно реализовать режим граничной проводимости (BCM) или режим прерывистого тока. С учетом небольшой мощности преобразователя используется простая снабберная цепочка, состоящая из стабилитрона  $D_Z$  и диода  $D_F$ . На рисунке 2а показана нагрузочная регулировочная характеристика рассматриваемого ОХП при разных входных напряжениях, а на рисунке 2б – зависимость КПД

от тока нагрузки при разных входных напряжениях.

В режимах граничной проводимости и прерывистых токов силовой ключ отпирается при нулевых токах, что снижает потери на коммутацию, а также уменьшает электромагнитные помехи, возникающие из-за эффекта восстановления обратного сопротивления диода. На рисунке 3 показаны результаты испытания на электромагнитную

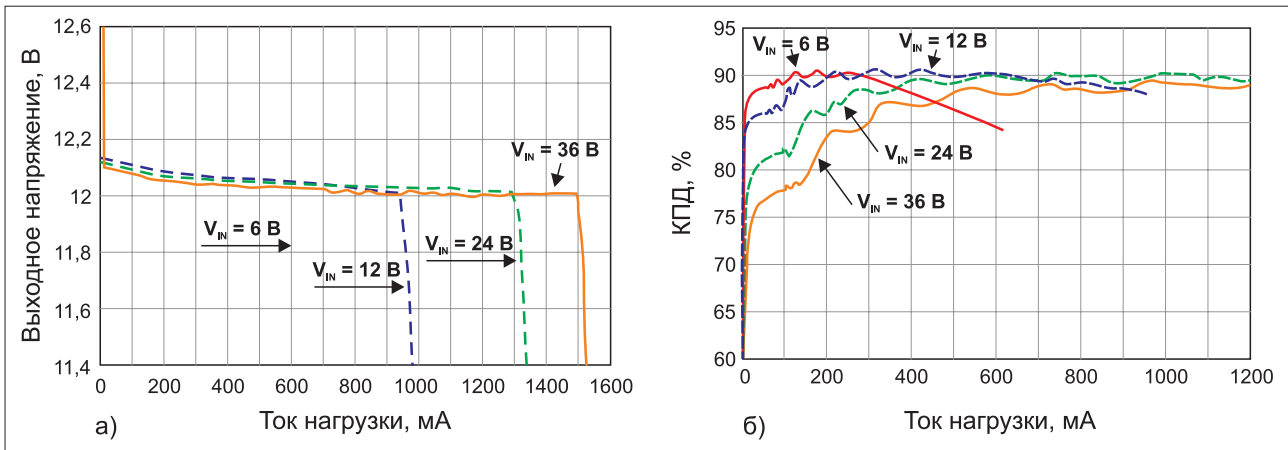


Рис. 2. а) нагрузочные регулировочные характеристики преобразователя; б) зависимость КПД преобразователя от тока нагрузки

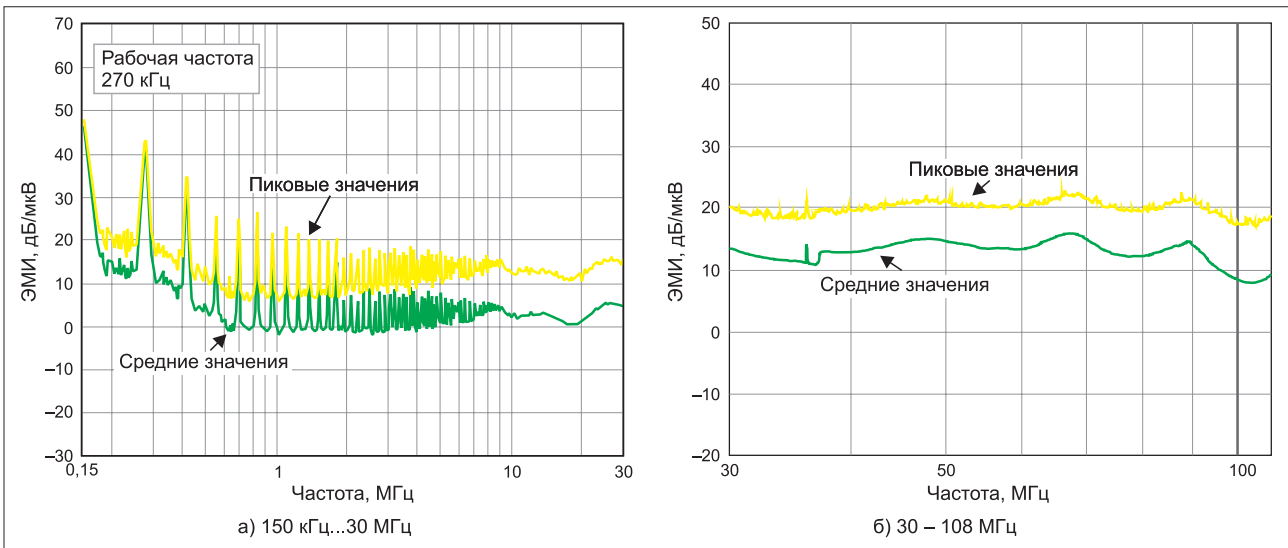


Рис. 3. Результаты испытания на электромагнитную совместимость в диапазоне частоты 150 кГц...30 МГц: а) для кондуктивных помех; б) 30–150 МГц для радиопомех

Таблица 1. Основные параметры семейства преобразователей ОХП

Модификация преобразователя	Диапазон входного напряжения, В	Ток (пик.), А	Ток нагрузки (макс.), mA	
			$V_{IN} = 4,5 \text{ В}$	$V_{IN} = 13,5 \text{ В}$
LM5181-Q1	4,5–65	0,75	90	180
LM5180-Q1	4,5–65	1,5	180	360
LM25180-Q1	4,5–42	1,5	180	360
LM25183-Q1	4,5–42	2,5	300	600
LM25184-Q1	4,5–42	4,1	500	1000

совместимость. Красные метки на графиках обозначают требования стандартов. Преобразователь испытывался с конденсатором  $C_v$ , который позволяет уменьшить синфазные помехи. Как видно из представленных графиков, рассматриваемый ОХП с запасом отвечает требованиям стандартов.

Максимальный выходной ток преобразователя определяется следующим соотношением:

$$I_{OUT(MAX)} = (KPD/2) \cdot (I_{SW(PK)} / [(V_{OUT}/V_{IN}) + (1/N_{PS})]),$$

где  $I_{OUT(MAX)}$  – максимальный выходной ток;

$I_{SW(PK)}$  – пиковый ток;  $V_{OUT}$  – выходное напряжение;  $V_{IN}$  – входное напряжение  $N_{PS}$  – соотношение витков первичной и вторичной обмоток.

Как видно из приведенной формулы, рассматриваемый ОХП можно масштабировать путем изменения соотношения витков трансформатора. Основные параметры семейства преобразователей ОХП приведены в таблице 1.

**ПУШПУЛЬНЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ**

На рисунке 4 показан пушпульный каскад, и приведена временная диаграмма его работы. Ключи

Q1 и Q2 включаются в противофазе; между их коммутацией предусмотрено мертвое время, которое необходимо для избежания экстратоков. Поскольку этот двухтактный каскад обеспечивает полное перемагничивание сердечника трансформатора, его токи намагничивания невелики. Таким образом, входной ток пушпульного преобразователя незначительно превышает ток нагрузки, что также можно отнести к преимуществам этой топологии.

Кроме того, полное перемагничивание трансформатора означает, что он работает в обоих квадрантах характеристики намагничивания. Другими словами, сердечник трансформатора используется эффективно, поэтому размеры трансформатора можно уменьшить.

Выходное напряжение каскада определяется соотношением витков первичной и вторичной обмоток трансформатора. Если входное напряжение пушпульного каскада стабилизировано, то и выходное напряжение является стабилизированным. Благодаря этому обстоятельству в пушпульном каскаде,

в отличие от ОХП, можно обойтись без обратной связи по выходному напряжению, что заметно упрощает конструкцию.

Как известно, DC/DC-преобразователи являются источниками электромагнитных помех. В изолированных

преобразователях помимо помех, вызванных коммутацией силовых ключей и диодов, источником помех служат еще и паразитные межобмоточные емкости. На рисунке 5 показан push-пульсный преобразователь с мостовой схемой выпрямления на вторичной стороне.

В этом случае реализуется еще одно преимущество push-пульсного каскада – его полностью симметричная топология, благодаря чему синфазные токи  $I_{CM1}$  и  $I_{CM2}$ , протекающие через паразитные емкости  $C_{PAR1}$  и  $C_{PAR2}$ , направлены встречно и компенсируют друг друга. Заметим, что в этом случае нагрузка не связана с центральным выводом вторичной обмотки.

### РЕЗОНАНСНЫЙ LLC-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ

Выше мы рассмотрели две топологии преобразователей, основным предназначением которых является гальваническое разделение шин питания постоянного тока. В этом разделе мы кратко рассмотрим двунаправленный резонансный LLC-преобразователь для мощных зарядных устройств. Основные требования к этому преобразователю сформулированы в таблице 2.

Силовой каскад резонансного LLC-преобразователя показан на рисунке 6. В качестве выпрямителя на вторичной стороне используется управляемый мостовой выпрямитель. Хотя использование MOSFET вместо выпрямительных диодов и усложняет схему, оно позволяет заметно снизить потери и повысить КПД установки. Последнее обстоятельство, учитывая мощность преобразователя, превалирует над первым.

Резонансная цепь состоит из конденсатора  $C_R$  и индуктивностей трансформатора  $L_M, L_R$ . Как правило, проектирование преобразователя занимает несколько итераций, что обусловлено разбросом значений индуктивностей  $L_M$  и  $L_R$ . При расчете ориентируются на данные, приведенные в таблице 2. По этим данным рассчитывается трансформатор и усиление каскада.

Затем определяются параметры резонансной цепи исходя из значений индуктивностей  $L_M, L_R$  и выходной емкости  $C_{OSS}$  силовых ключей. Подробнее все этапы расчета изложены в [2].

В режиме разряда батареи запасенная в ней энергия поступает в сеть. Как видно из рисунка 6, резонансный контур в режиме разряда расположен во вторичной цепи, поэтому отсутствует усиление входного напряжения (напряжения батареи). На рисунке 7 показаны зависимости усиления каскада от частоты при

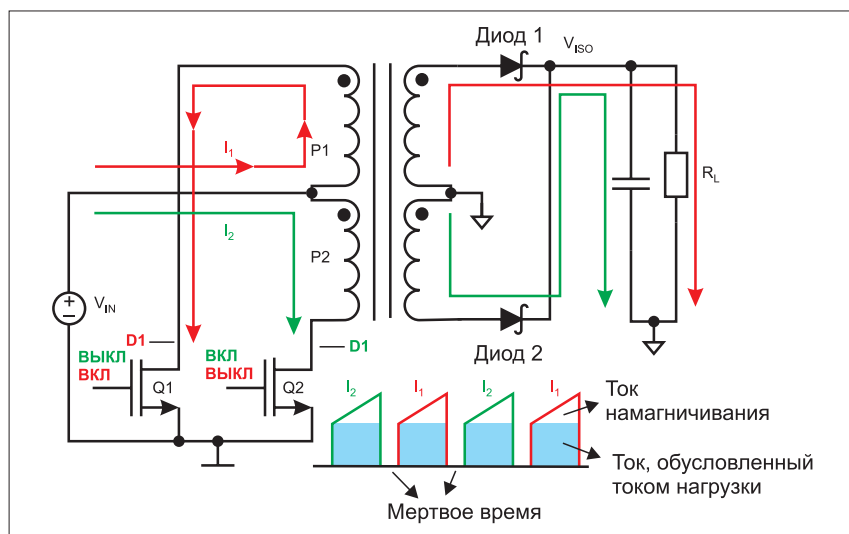


Рис. 4. Пушпульный каскад и временная диаграмма его работы

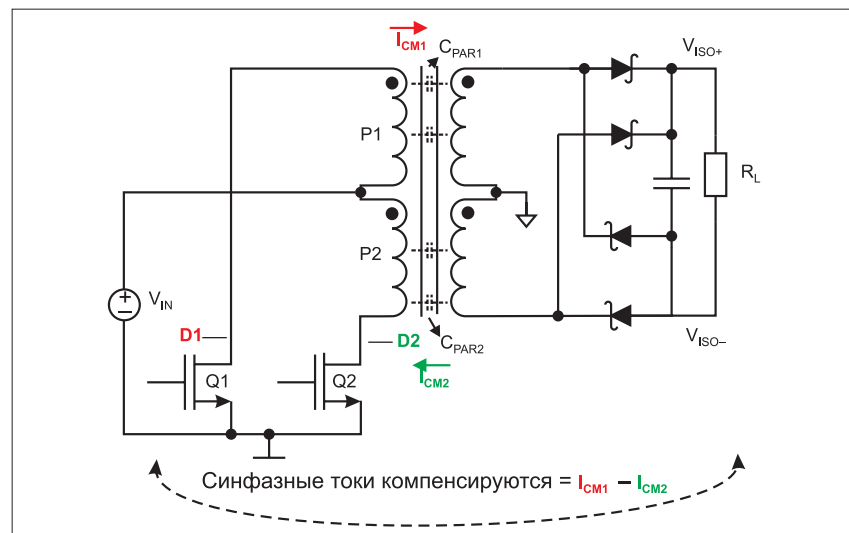


Рис. 5. Пушпульный каскад с мостовым выпрямителем на вторичной стороне

Таблица 2. Основные требования к резонансному LLC-преобразователю

Параметр	Величина	Примечания
<b>режим заряда батарей</b>		
входное напряжение, В	400	амплитуда пульсации напряжения до 40 В (пик-пик)
номинальное выходное напряжение, В	330	
диапазон изменения выходного напряжения, В	200–450	
выходная мощность, кВт	6,6	
выходной ток (макс.), А	20	при выходном напряжении менее 330 В
<b>режим разряда батарей</b>		
входное напряжение (ном.), В	330	
диапазон изменения выходного напряжения, В	200–450	
выходное напряжение, В	400	в данном случае это подаваемое в сеть напряжение, или входное напряжение в режиме заряда
выходная мощность, кВт	3,3	
<b>общие требования</b>		
КПД	более 98%	при этом общий КПД всего устройства 96%
электрическая прочность изоляции, В	3000	

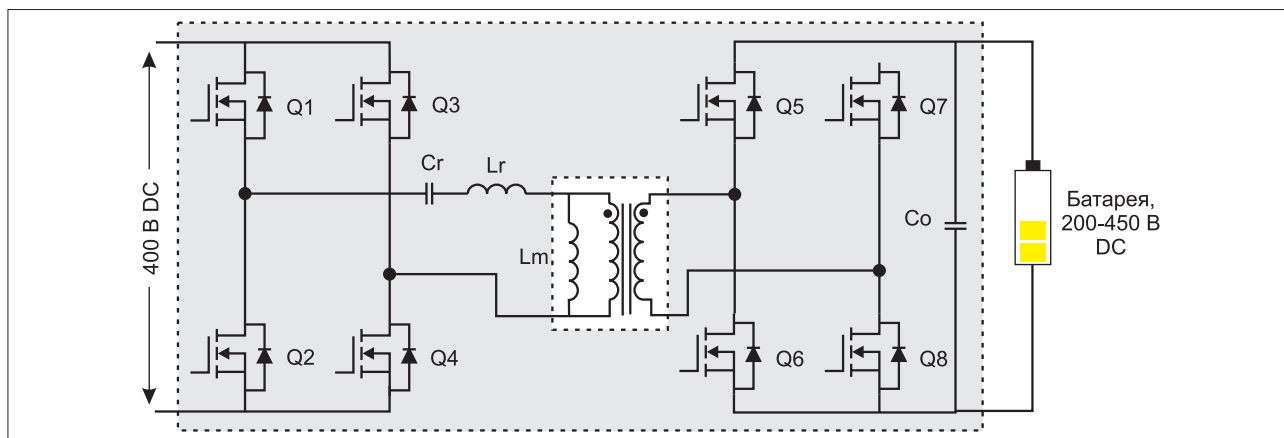


Рис. 6. Силовой каскад резонансного LLC-преобразователя

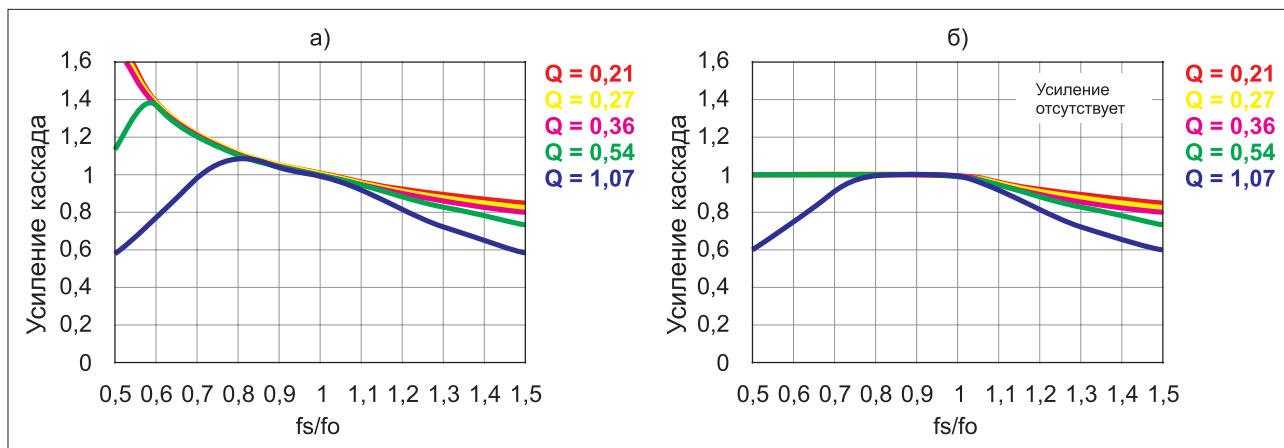


Рис. 7. Зависимости усиления каскада от частоты при разной добротности колебательного контура каскада, изображенного на рисунке 6, в режиме: а) заряда; б) разряда

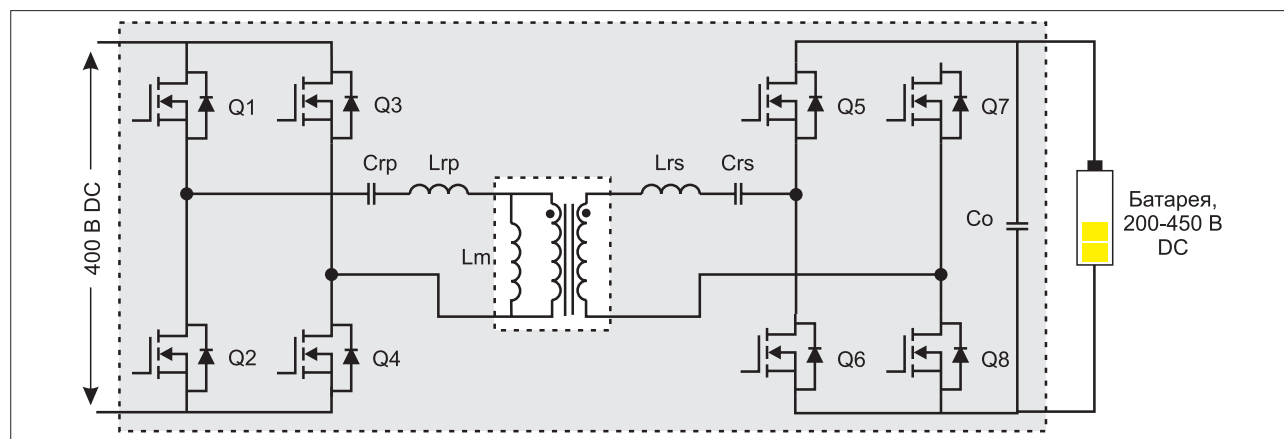


Рис. 8. Вариант двунаправленного LLC-преобразователя с резонансными цепями на первичной и вторичной сторонах

разных значениях добротности  $Q$  колебательного контура каскада, представленного на рисунке 6.

Вариант двунаправленного LLC-преобразователя с резонансными цепями на первичной и вторичной сторонах (CLLC-преобразователь) показан на рисунке 8. В этом случае можно получить усиление каскада и в режиме заряда, и в режиме разряда. Методы проектирования CLLC-преобразователя схожи с таковыми для LLC-преобразователя. ◀

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Why use PSR-flyback isolated converters in dual-battery mHEV systems//www.ti.com.
2. LLC Resonant Converter Topologies for DC-DC Stage of OBC//www.bodospower.com.