

БЕЗОПАСНЫЕ И НАДЕЖНЫЕ РЕШЕНИЯ ДЛЯ НЕИЗОЛИРОВАННЫХ АВТОНОМНЫХ DC/DC-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ С 400-В DC СИЛОВЫМИ ДРОССЕЛЯМИ

КРИСТОФЕР РИЧАРДСОН (CHRISTOPHER RICHARDSON), Würth Elektronik

В статье на нескольких практических примерах рассматривается выбор надежных высоковольтных дросселей Würth Elektronik для проектирования преобразователей, работающих в режимах непрерывного и прерывистого токов.

ВВЕДЕНИЕ

Несмотря на то, что большинство автономных преобразователей переменного тока и импульсных преобразователей, которые работают при опасно высоких напряжениях (выше 60 В DC согласно стандартам безопасности, в т. ч. IEC-60950), оснащено гальванической развязкой, во многих приложениях используются неизолированные цепи. В тех системах, где механическая изоляция защищает потребителей и обслуживающий персонал от контакта с проводниками под опасным напряжением или там, где входное и выходное напряжения находятся на первичной стороне изолированных преобразователей, часто наиболее эффективным является применение понижающих и понижающе-повышающих регуляторов, которые занимают меньше места на плате. К тому же, их реализация обходится дешевле, чем обратных преобразователей регуляторов. Несомненно, обратные преобразователи являются наиболее экономичным выбором, в первую очередь, для изолированных цепей. Однако эти устройства могут применяться и в неизолированных схемах.

Как бы то ни было, даже при мощности не более 5 Вт обратным преобразователям требуется магнитосвязанный дроссель (т.н. обратноточковой трансформатор) с числом витков, которое меняется в зависимости от входного, выходного напряжений, диапазона выходного тока и коммутационной частоты. В качестве готовых решений компания Würth Elektronik eiSos предлагает стандартные обратные преобразователи нескольких семейств, но в тех случаях, когда схеме не требуется гальваническая развязка, наиболее предпочтительным становится использование понижающих и пони-

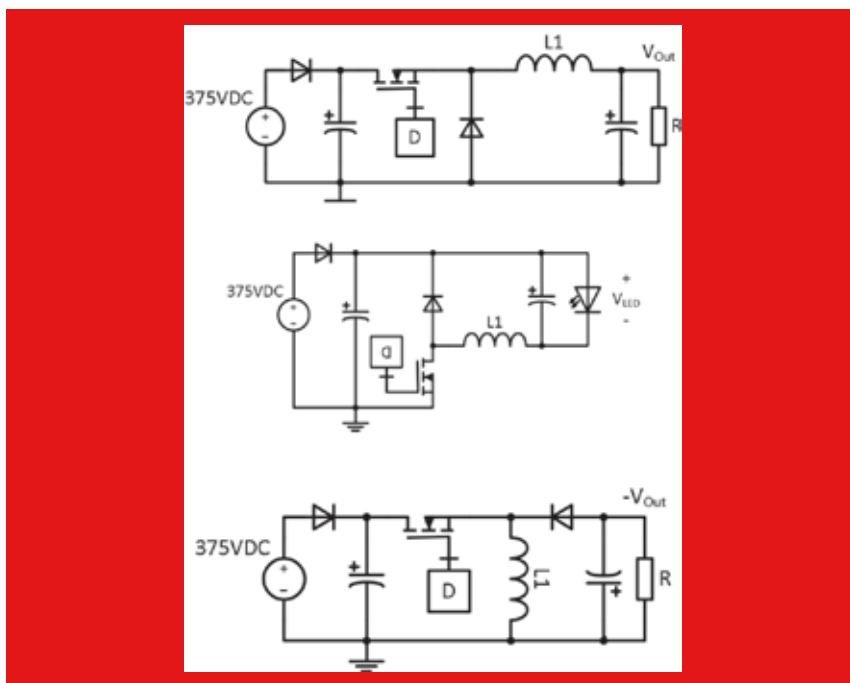


Рис. 1. а) понижающий преобразователь; б) понижающий преобразователь с «плавающей» землей; в) понижающе-повышающий преобразователь

жающе-повышающих регуляторов. Эти устройства обеспечивают намного более широкий выбор вполне доступных по цене силовых дросселей.

ТРИ СТАНДАРТНЫЕ ТОПОЛОГИИ

На рисунках 1а–в показаны три стандартные топологии, в которых используются простые дроссели для накопления энергии в автономных цепях при универсальном входном напряжении 85–265 В AC или сетевом напряжении 195–265 В AC в европейских странах, где пиковое напряжение переменного тока после выпрямления достигает 400 В DC. В отличие от применяющихся для фильтрации дросселей, рассматриваемые дроссели для накопления энергии выдерживают воздей-

ствие дифференциального напряжения, которое равно или превышает пиковое входное напряжение. Компания Würth Elektronik eiSos предлагает три семейства этих компонентов, состоящие из шести серий экранированных и неэкранированных силовых дросселей под поверхностный монтаж, а также неэкранированные дроссели для монтажа в сквозные отверстия. Эти компоненты были специально разработаны для безопасной работы при дифференциальном напряжении до 400 В DC.

На рисунке 1а представлена схема стандартного понижающего преобразователя с однополупериодным выпрямителем. В этой топологии общие провода входной и выходной частей схемы объединены. Выводы для выход-

ного напряжения V_{OUT} и входного напряжения используют один и тот же общий вывод, как в низковольтных неизолированных DC/DC-преобразователях, обеспечивая идеальную схему генерации рабочего напряжения микросхем, которые заземляются в первичной стороне AC/DC-регуляторов. К этим устройствам относятся аналоговые ИС, например контроллеры источника питания, а также драйверы затвора и микроконтроллеры или интерфейсные схемы.

Главным недостатком стандартного понижающего регулятора, работающего при 400 В DC, является «плавающая» земля управляющего ключа. Можно считать, что он находится в верхнем плече. Чтобы уменьшить площадь кремниевого кристалла (и, следовательно, его стоимость), применяются N-канальные MOSFET. Следовательно, для управления затвором применяется либо высоковольтный кристалл, либо схема смещения уровня. Несколько хорошо известных производителей ИС для управления питанием стали предлагать устройства, которые совмещают функции управления и высоковольтные MOSFET, что существенно упрощает управление и смещение уровня.

На рисунке 16 представлена другая топология понижающего преобразователя, в которой управляющий ключ заземлен, или, что называется, находится в нижнем плече. Эту топологию проще реализовать с помощью N-канального MOSFET-ключа, которым легко управлять. Можно также использовать упомянутые выше ИС, в которых управляющая схема комбинируется с высоковольтным MOSFET. Одни из этих ИС могут напрямую работать от 400-В входа постоянного тока, а другим требуется низковольтное питание для управления цепей в диапазоне 12–24 В DC, которое генерируется дискретным линейным регулятором.

Эта топология, по сути, является «понижающим преобразователем отрицательного напряжения», если она применяется для понижения отрицательного входного напряжения до отрицательной величины с меньшим абсолютным значением, как видно из рисунка 1 б. Такая схема называется понижающим преобразователем с «плавающей» землей, или понижающим преобразованием в нижнем плече потому, что выходное напряжение управляется относительно положительной входной шины. Двумя основными приложениями, в которых используется эта топология, являются источники тока для светодиодных драйверов и регуляторы напряжения для низковольтных силовых систем, где остальным схемам не требуется опорное заземление. В качестве нагляд-

ного примера можно привести компактное устройство с питанием от сети переменного тока, в котором микроконтроллер и изолирующий интерфейс питаются от напряжения V_{LED} (см. рис. 16).

На рисунке 1в представлена схема понижающе-повышающего регулятора, который преобразует отрицательное входное напряжение в отрицательное выходное напряжение. К типовым приложениям, в которых востребована эта топология, относится преобразование отрицательного напряжения для питания операционных усилителей, а также для управления триаками в схемах коммутации нагрузки в сетях переменного тока.

При проектировании понижающе-повышающих схем необходимо учитывать два фактора: дополнительное электрическое напряжение на MOSFET, выходном диоде и дросселе, которое равно $V_{INPK} + |V_O|$, а также большое среднеквадратичное значение (СКЗ) прерывистого тока перед выходным

конденсатором, как и на выходе обратного преобразователя.

На рисунках 2–3 показаны осциллограммы работы высоковольтного понижающего преобразователя в режимах непрерывного и прерывистого тока, соответственно.

ДЛИНА ПУТИ УТЕЧКИ И ВОЗДУШНОГО ЗАЗОРА В НЕИЗОЛИРОВАННЫХ СИСТЕМАХ

В таких стандартах безопасности как, например, IEC-60950, достаточно ясно формулируются требования к длине воздушного зазора (clearance) и путям утечки вдоль поверхности (creepage) между гальванически связанными первичными и вторичными цепями, между линией переменного тока и нейтралью, а также между этими узлами и защитным заземлением. Большинство стандартов труднее использовать при других уровнях напряжения на положительном и отрицательном выводах диодного выпрямителя, кото-

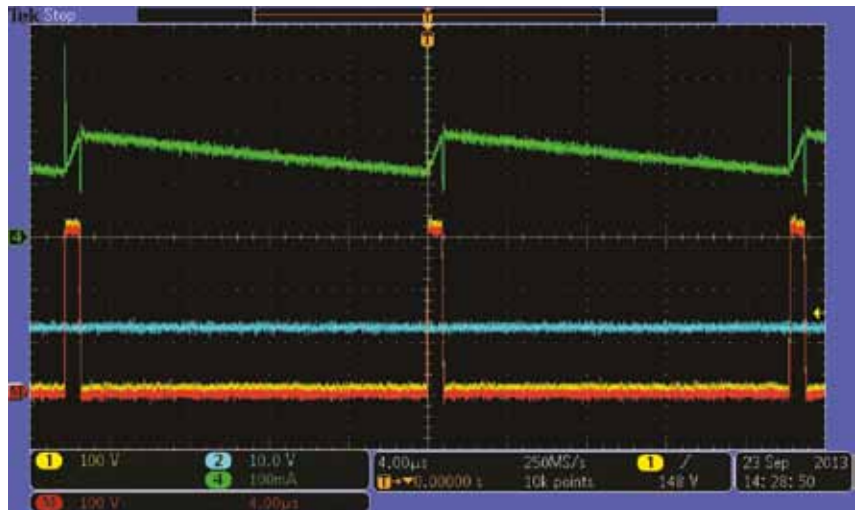


Рис. 2. Осциллограмма работы высоковольтного понижающего преобразователя в режиме непрерывного тока с $L1 = 3,3$ мГн; $V_{IN} = 230$ В (СКЗ); $V_{OUT} = 12$ В; $I_0 = 150$ мА. Кан. 1 (желтый) – коммутационный узел; кан. 2 (синий) – V_{OUT} ; кан. М (красный) – dV_{DT} ; кан. 4 (зеленый) – I_{L1}

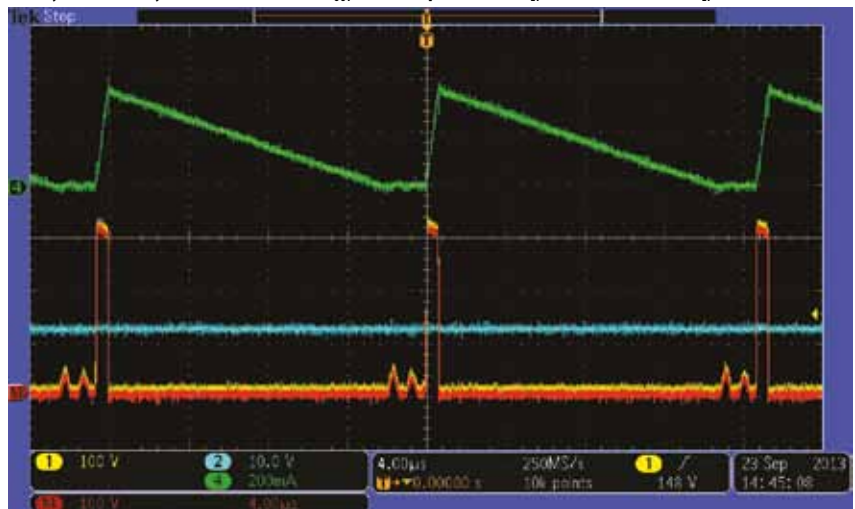


Рис. 3. Осциллограмма работы высоковольтного понижающего преобразователя в режиме прерывистого тока с $L1 = 470$ мкГн; $V_{IN} = 230$ В (СКЗ); $V_{OUT} = 12$ В; $I_0 = 150$ мА. Кан. 1 (желтый) – коммутационный узел; кан. 2 (синий) – V_{OUT} ; кан. М (красный) – dV_{DT} ; кан. 4 (зеленый) – I_{L1}

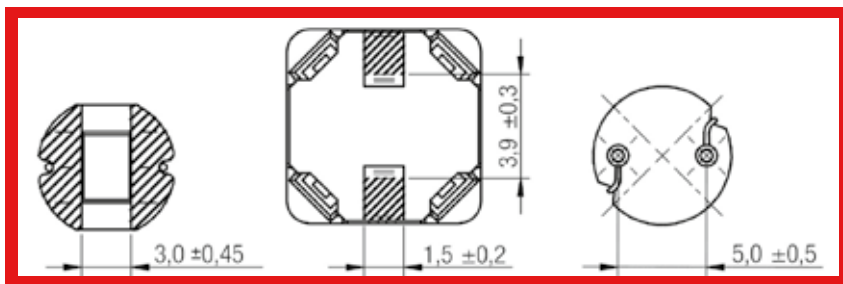


Рис. 4. Расстояние в мм между контактными площадками и проводниками при использовании дросселей семейств WE-PD2 HV, WE-PD HV и WE-TI HV

рые формируют входное напряжение для автономных цепей переменного тока. Поскольку узлы напряжения относятся к категории функциональной изоляции, это значит, что они находятся на расстоянии, которое обеспечивает функционирование цепей в установленном порядке. Один из стандартных способов определить требования к топологии печатных плат и физическую конструкцию силового дросселя заключается в анализе результатов испытаний напряжения переходного процесса, приложенного к проектируемому оборудованию. Например, согласно стандарту IEC-60950, оборудование, которое работает от переменного напряжения до 300 В (СКЗ), тестируется импульсами напряжения 1500 В постоянного тока, если это оборудование относится к категории Class I с защитным заземлением, или импульсами напряжения 2500 В постоянного тока, если оно принадлежит категории Class II без защитного заземления. Большинство систем переменного тока и высоковольтных систем постоянного тока, в которых применяются неизолированные понижающие и повышающе-повышающие преобразователи, работают от переменного напряжения до 300 В (СКЗ).

Избежать дугового пробоя на печатных платах можно в системах, отвечающих требованиям к влажности и уровню загрязнений большинства

разных классов, если воздушный зазор равен 1 мм на 1600 В постоянного тока (согласно рекомендациям организации Underwriters Laboratories). Многие системы электропитания отвечают требованиям Class II к номинальным значениям длины пути утечки и воздушного зазора, даже если эти системы относятся к категории Class I. В результате обеспечивается более высокая безопасность, и предотвращается образование дуги. Чтобы в процессе испытаний на переходное напряжение импульсами 2500 В DC не возник дуговой разряд, расстояние между контактными площадками или выводами дросселя не должно быть меньше 1,6 мм.

В каждой из трех топологий на рисунке 1 одна сторона дросселя имеет фиксированное напряжение, а другая, как правило, используется в качестве коммутационного узла, поскольку ее напряжение изменяется с нулевого значения до V_{IN} (в случае понижающих преобразователей и понижающих преобразователей с плавающей землей) и с нуля до $(V_{IN} + |V_{O}|)$ в случае с повышающе-повышающими преобразователями. Зазор в 1,6 мм между коммутационным узлом и другими элементами схемы не только предотвращает возникновение дуги при проведении испытаний на переходные процессы, но и позволяет уменьшить емкостную связь, а также синфазный шум, если на печатной плате имеются проводники или слои с заземлением.

На рисунке 4 показаны самые миниатюрные представители каждого из трех семейств высоковольтных силовых дросселей. Из рисунка видно, что воздушный зазор в каждом из трех случаев достаточно велик, чтобы предотвратить дугообразование при 2500 В по постоянному току.

Поскольку согласно стандарту IEC-60950 магнитные сердечники дросселей (и трансформаторов) считаются токоведущими частями, их уровень изоляции относится к функциональной категории.

РИСК ИСПОЛЬЗОВАНИЯ СТАНДАРТНЫХ ДРОССЕЛЕЙ

Как правило, для накопления энергии в низковольтных (менее 60 В DC) DC/DC-системах и для фильтрации на входе или выходе в автономных приложениях применяются силовые дроссели одинаковых семейств с монтажом в сквозные отверстия и для поверхностного монтажа. При проектировании этих приложений часто игнорируется один немаловажный фактор – номинальное напряжение дросселей. На самом деле, в технических описаниях подавляющего большинства силовых дросселей этот показатель не приводится.

Некоторые производители высококачественных дросселей предоставляют эту информацию по запросу, указывают толщину лакового покрытия или другие параметры механической конструкции. Понятно, что в таких случаях циклы проектирования увеличиваются за счет времени, необходимого для расчета пороговой величины напряжения.

Чтобы успеть вовремя завершить разработку, инженеры выбирают стандартные силовые дроссели, что, однако, часто приводит к плачевным результатам (см. рис. 5), если эти компоненты применяются в высоковольтных системах: возникает пробой изолирующего лакового покрытия, короткие замыкания между соседними обмотками, т. е.

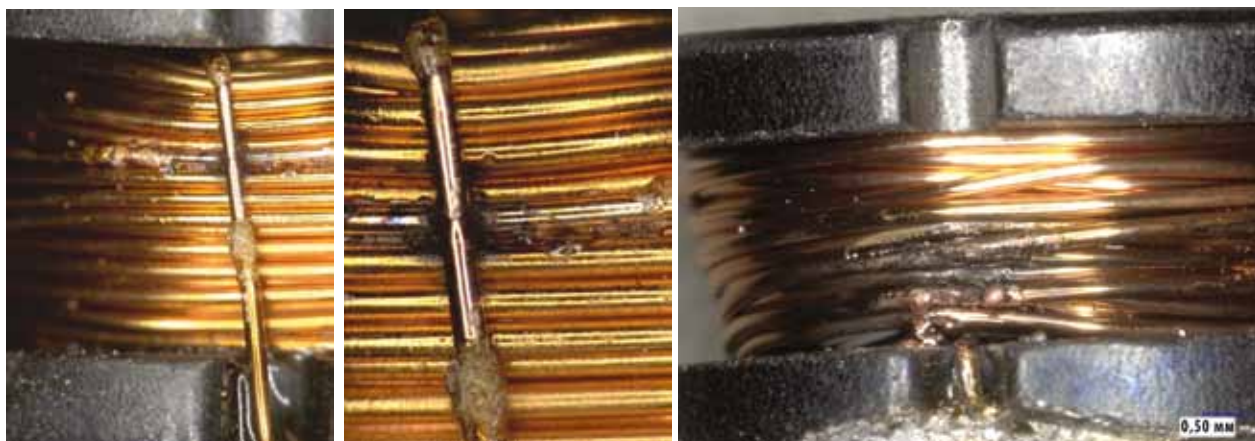


Рис. 5. Результаты дугового пробоя и короткого замыкания при перенапряжении на стандартных силовых дросселях

отказы наиболее надежных компонентов импульсных преобразователей. Закороченный дроссель, особенно тот, который может вызвать короткое замыкание линии переменного тока и нейтрали, несет реальную угрозу жизни, здоровью операторов и обслуживающего персонала при эксплуатации оборудования.

Силовые дроссели следующих семейств обеспечивают безопасную работу до 400 В DC в соответствии со стандартом 1516 компании Würth Elektronik eiSos: WE-PD HV, WE-PD2 HV и WE-TI HV. Более того, эти компоненты продолжают корректно функционировать даже после прохождения трех процессов пайки оплавлением, что позволяет считать компанию Würth Elektronik eiSos первым в мире производителем, который обеспечивает столь надежную гарантию.

ПРИМЕРЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ДЛЯ РАБОТЫ В РЕЖИМЕ ССМ

Преимущество работы в режиме непрерывного тока, когда ток дросселя выше нулевого значения в течение всего коммутационного цикла, состоит в протекании тока с меньшим среднеквадратичным значением не только через дроссель, но и через все остальные цепи силовых компонентов.

При протекании токов с меньшим СКЗ рассеиваемая мощности меньше, понижается рабочая температура и уровень электромагнитных помех (ЭМП). Главным недостатком использования этого режима является необходимость в дросселях с высокой индуктивностью, что приводит к увеличению их размеров. В некоторых случаях дроссели с такими значениями индуктивности отсутствуют в каталоге производителей. Далее мы рассмотрим два примера проектирования преобразователей с учетом перечисленных ниже исходных условий и использования ИС преобразователя ViPER16L от компании from ST Microelectronics (см. табл. 1).

Дроссель

Магнитные элементы являются основой любой импульсного преобразователя. В рассматриваемых случаях его выходная мощность находится в диапазоне от 2,4 Вт до нескольких кВт в случаях использования многофазного полномостового преобразователя. Независимо от топологии при выборе дросселя, работающего в режиме непрерывного тока, как правило, определяется ток пульсации Δi_L через этот компонент в виде процентной доли от максимального среднего тока дросселя I_{L-MAX} . Неплохим компромиссом считается выбор значения Δi_L

= 20–40% от I_{L-MAX} , что подтверждается испытаниями большого числа импульсных преобразователей. При этом достигается некий баланс между размером (с увеличением пульсации индуктивность уменьшается, и, соответственно, сокращается размер компонента) и эффективностью/шумом (с уменьшением пульсации уменьшаются СКЗ токов и ЭМП).

В случае использования понижающих преобразователей $I_{L-MAX} = I_{O-MAX}$; при этом для понижающего преобразователя с «плавающей» землей справедливы те же расчетные формулы, что и для стандартного понижающего преобразователя. У понижающе-повышающих преобразователей средний ток дросселя зависит от коэффициента заполнения

и выходного тока. В таблице 2 приводятся основные уравнения и расчеты для того случая, когда коэффициент пульсаций равен 30%.

Ближайшее к расчетному значению 3,2 мГн обеспечивается дросселем E12 с индуктивностью $L1 = 3,3$ мГн. После выбора этого значения можно рассчитать действующую величину тока пульсации и пиковое значение тока дросселя I_{L-PK} (см. табл. 3).

Вычислив значения среднего и пикового токов, можно выбрать дроссели со всеми расчетными значениями из каталога Würth Elektronik eiSos. В рассматриваемом случае наиболее подходящим является высоковольтный экранированный компонент 7687709332 серии WE-PD с индуктив-

Таблица 1. Исходные условия для проектирования преобразователей

Понижающий преобразователь и понижающий преобразователь с «плавающей» землей	Понижающе-повышающий преобразователь
$V_{IN} = 360-400$ В	$V_{IN} = 360-400$ В
$V_{OUT} = 12,0$ В, $\Delta v_0 = 120$ мВ _{p-p}	$V_{OUT} = -12,0$ В, $\Delta v_0 = 120$ мВ _{p-p}
$I_{O-MAX} = 200$ мА, непрерывный	$I_{O-MAX} = 200$ мА, непрерывный
Коммутационная частота $f_{SW} = 60$ кГц	Коммутационная частота $f_{SW} = 60$ кГц
$P_{OUT} = 2,4$ Вт	$P_{OUT} = 2,4$ Вт

Таблица 2. Основные уравнения и расчет параметров преобразователей при коэффициенте пульсаций 30%

Понижающий преобразователь и понижающий преобразователь с «плавающей» землей	Понижающе-повышающий преобразователь
$D_{CCM-B} = \frac{V_{OUT}}{V_{IN-MIN}} = \frac{12}{360} = 0,033$ (1)	$D_{CCM-BB} = \frac{ V_{OUT} }{V_{IN-MIN} + V_{OUT} } = \frac{12}{360+12} = 0,032$ (2)
$I_{L-MAX} = I_{O-MAX} = 0,2$ А (3)	$I_{L-MAX} = \frac{I_{O-MAX}}{1 - D_{CCM-BB}} = \frac{0,2}{0,968} = 0,206$ А (4)
$\Delta i_L = 0,3 I_{L-MAX} = 0,06$ А _{p-p} (5)	$\Delta i_L = 0,3 I_{L-MAX} = 0,06$ А _{p-p} (6)
$L \min_{BUCK} = D_{CCM-B} \frac{V_{IN-MIN} - V_{OUT}}{\Delta i_L \cdot f_{SW}}$ (7)	$L \min_{BUCKBOOST} = D_{CCM-BB} \frac{V_{IN-MIN}}{\Delta i_L \cdot f_{SW}}$ (8)
$L \min_{BUCK} = 0,033 \cdot \frac{360 \text{ В} - 12 \text{ В}}{0,06 \text{ А} \cdot 60 \text{ кГц}} = 3,2$ мГн	$L \min_{BUCKBOOST} = 0,032 \cdot \frac{360 \text{ В}}{0,06 \text{ А} \cdot 60 \text{ кГц}} = 3,2$ мГн

Таблица 3. Расчет действующей величины тока пульсации и пикового значения тока дросселя

Понижающий преобразователь и понижающий преобразователь с «плавающей» землей	Понижающе-повышающий преобразователь
$\Delta i_{L-BUCK} = D_{CCM-B} \frac{V_{IN-MIN} - V_{OUT}}{L1 \cdot f_{SW}}$ (9)	$\Delta i_{L-BUCKBOOST} = D_{CCM-BB} \frac{V_{IN-MIN}}{L1 \cdot f_{SW}}$ (10)
$\Delta i_{L-BUCK} = 0,033 \cdot \frac{360 \text{ В} - 12 \text{ В}}{3,3 \text{ мГн} \cdot 60 \text{ кГц}} = 0,058$ А _{p-p}	$\Delta i_{L-BUCKBOOST} = 0,032 \cdot \frac{360 \text{ В}}{3,3 \text{ мГн} \cdot 60 \text{ кГц}} = 0,058$ А _{p-p}
$I_{L-PK} = I_L + \frac{\Delta i_L}{2}$ (11)	
$I_{L-PK-BUCK} = 0,2 \text{ А} + \frac{0,058 \text{ А}}{2} = 0,23$ А	$I_{L-PK-BUCKBOOST} = 0,206 \text{ А} + \frac{0,058 \text{ А}}{2} = 0,24$ А

Таблица 4. Расчет индуктивности дросселя в режиме граничной проводимости

Понижающий преобразователь и понижающий преобразователь с «плавающей» землей	Понижающе-повышающий преобразователь
$L_{BCM-B} = \frac{V_O}{V_{IN}} \cdot \frac{V_{IN} - V_O}{2 f_{SW} \cdot I_{O-MAX}}$ (12)	$L_{BCM-BB} = \frac{V_{IN}}{V_O - V_{IN}} \cdot \frac{ -V_O }{2 f_{SW} \cdot I_{O-MAX}}$ (13)
$L_{BCM-B} = \frac{12 \text{ В}}{360 \text{ В}} \cdot \frac{360 \text{ В} - 12 \text{ В}}{2 \cdot 60 \text{ кГц} \cdot 0,2 \text{ А}} = 483$ мкГн	$L_{BCM-BB} = \frac{360 \text{ В}}{12 \text{ В} - 360 \text{ В}} \cdot \frac{-12 \text{ В}}{2 \cdot 60 \text{ кГц} \cdot 0,2 \text{ А}} = 517$ мкГн

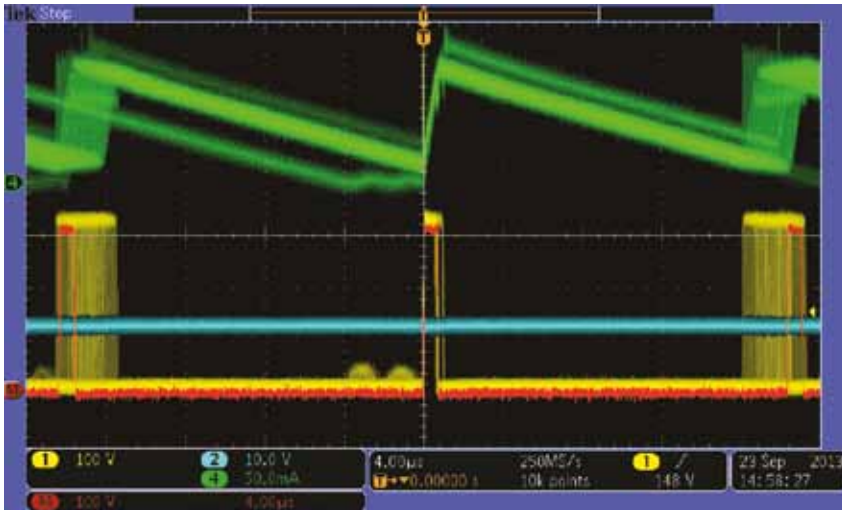


Рис. 6. Осциллограмма сигнала высоковольтного понижающего преобразователя в режиме граничной проводимости с $L1 = 2,2$ мГн; $V_{IN} = 230$ В (СКЗ); $V_{OUT} = 12$ В; $I_0 = 57$ мА. Кан. 1 (желтый) – коммутационный узел; кан. 2 (синий) – V_{OUT} ; кан. М (красный) – ΔV_{L1} ; кан. 4 (зеленый) – И1

ностью 3,3 мГн, который специально предназначен для работы в 400-В системах постоянного тока при СКЗ номинального тока 0,37 А и пиковом номинальном токе 0,52 А. Этот дрос-

сель предназначен для поверхностного монтажа и отлично подходит для установки на двусторонние печатные платы с SMD-элементами. В экономических приложениях часто используются

односторонние платы и только монтаж в сквозные отверстия, но в данном случае очевиден основной недостаток работы в режиме непрерывного тока – отсутствие высоковольтных дросселей с индуктивностью 3,3 мГн для сквозного монтажа.

Режим граничной проводимости

Рассмотренные в предыдущем примере дроссели могут функционировать в режиме непрерывного тока при относительно малых значениях индуктивности. В семействе высоковольтных дросселей 768772 WE-T1 имеется компонент 768772222 с индуктивностью 2,2 мГн, который отлично работает при среднем значении номинального тока 0,32 А и пикового тока 0,32 А, хотя и при несколько большей величине тока пульсации (пик-пик). Граница, за пределами которой работа в режиме непрерывного тока невозможна, возникает в условиях, когда ток пульсации (пик-пик) в два раза превышает средний ток через дроссель (см. рис. 6). Заметим, что из-за влияния джиттера на коммутационной частоте и пульсации входного напряжения становится труднее установить момент, когда ток дросселя достигает нулевого значения, поскольку величина этого тока меняется из одного цикла в другой на границе режимов непрерывного и прерывистого токов.

Точка, в которой ток дросселя достигает нуля в конце каждого коммутационного цикла, называется режимом граничной проводимости (Boundary Conduction Mode, BCM) и определяется в таблице 4.

Эти уравнения позволяют получить значения индуктивности, выше которых преобразователи функционируют в режиме непрерывного тока, обеспечивая максимальные номинальные нагрузочные токи. У несинхронных преобразователей всегда имеется пороговое значение выходного тока, ниже которого это устройство переходит из режима непрерывного тока в режим прерывистого тока независимо от того, насколько велика индуктивность. Нет ничего страшного в использовании режима прерывистого тока – фактически, в этом режиме при полной нагрузке работают очень многие высоковольтные неизолированные приложения. Если действительное значение индуктивности выбрано, можно переписать уравнения (12–13) для преобразователей в режиме непрерывного тока, чтобы установить пороговую величину для граничной проводимости в зависимости от нагрузочного тока. Например, в таблице 5 приводятся расчетные значения граничной проводимости при индуктивности дросселя 2,2 мГн.

Таблица 5. Расчет граничной проводимости при индуктивности дросселя 2,2 мГн

Понижающий преобразователь и понижающий преобразователь с «плавающей» землей	Понижающе-повышающий преобразователь
$I_{OBCM-B} = \frac{V_O}{V_{IN}} \cdot \frac{V_{IN} - V_O}{2f_{SW}L1}$ (14)	$I_{OBCM-BB} = \frac{V_{IN}}{V_O - V_{IN}} \cdot \frac{-V_O}{2f_{SW}L1}$ (15)
$I_{OBCM-B} = \frac{12 \text{ В}}{360 \text{ В}} \cdot \frac{360 \text{ В} - 12 \text{ В}}{2 \cdot 60 \text{ кГц} \cdot 2,2 \text{ мГн}} = 44 \text{ мА}$	$I_{OBCM-BB} = \frac{360 \text{ В}}{12 \text{ В} - 360 \text{ В}} \cdot \frac{-12 \text{ В}}{2 \cdot 60 \text{ кГц} \cdot 2,2 \text{ мГн}} = 47 \text{ мА}$

Таблица 6. Расчет максимально допустимого значения индуктивности в режиме прерывистого тока

Понижающий преобразователь и понижающий преобразователь с «плавающей» землей	Понижающе-повышающий преобразователь
$L_{MAX-B} = \frac{12 \text{ В}}{360 \text{ В}} \cdot \frac{360 \text{ В} - 12 \text{ В}}{2 \cdot 60 \text{ кГц} \cdot 0,2 \text{ А}} = 483 \text{ мкГн}$	$L_{MAX-BB} = \frac{360 \text{ В}}{12 \text{ В} - 360 \text{ В}} \cdot \frac{-12 \text{ В}}{2 \cdot 60 \text{ кГц} \cdot 0,2 \text{ А}} = 517 \text{ мкГн}$

Таблица 7. Расчет коэффициента заполнения управляющего МОП-ключа

Понижающий преобразователь и понижающий преобразователь с «плавающей» землей	Понижающе-повышающий преобразователь
$D_{DCM-B} = \frac{V_O}{V_{IN}} \cdot \sqrt{\frac{2f_{SW} \cdot L1}{R_O \cdot \left(1 - \frac{V_O}{V_{IN}}\right)}}$ (16)	$D_{DCM-BB} = \frac{V_O}{V_{IN}} \cdot \sqrt{\frac{2f_{SW} \cdot L1}{R_O}}$ (17)
Нагрузочное сопротивление $R_O = (V_O/I_{O-MAX}) = 12 \text{ В}/0,2 \text{ А} = 60 \text{ Ом}$ для обеих топологий	
$D_{DCM-B} = \frac{12 \text{ В}}{360 \text{ В}} \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot 60 \text{ кГц} \cdot 470 \text{ мкГн}}{60 \text{ Ом} \cdot \left(1 - \frac{12 \text{ В}}{360 \text{ В}}\right)}} = 0,033$	$D_{DCM-BB} = \frac{12 \text{ В}}{360 \text{ В}} \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot 60 \text{ кГц} \cdot 470 \text{ мкГн}}{60 \text{ Ом}}} = 0,032$

Таблица 8. Расчет пиковых значений токов дросселя

Понижающий преобразователь и понижающий преобразователь с «плавающей» землей	Понижающе-повышающий преобразователь
$I_{L-PK-B} = \frac{(V_{IN} - V_O) \cdot D_{DCM-B}}{f_{SW} \cdot L1}$ (18)	$I_{L-PK-BB} = \frac{V_{IN} \cdot D_{DCM-BB}}{f_{SW} \cdot L1}$ (19)
$I_{L-PK-B} = \frac{(360 \text{ В} - 12 \text{ В}) \cdot 0,033}{60 \text{ кГц} \cdot 470 \text{ мкГн}} = 0,41 \text{ А}$	$I_{L-PK-BB} = \frac{360 \text{ В} \cdot 0,032}{60 \text{ кГц} \cdot 470 \text{ мкГн}} = 0,41 \text{ А}$

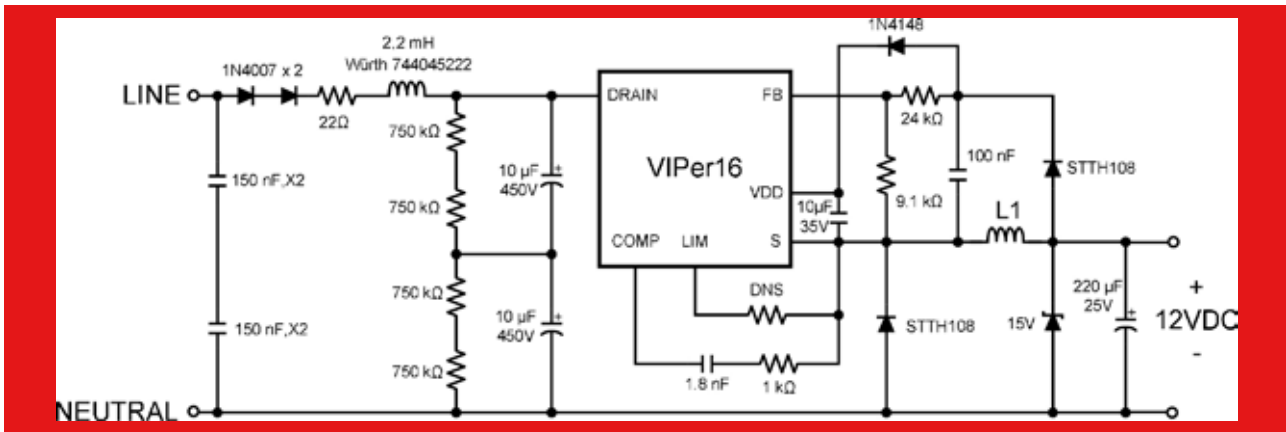


Рис. 7. Принципиальная схема понижающего регулятора

ПРОЕКТИРОВАНИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ДЛЯ РАБОТЫ В РЕЖИМЕ DCM

В режиме DCM ток в энергонакапливающем дросселе падает до нуля перед концом каждого коммутационного цикла. Чтобы импульсный преобразователь функционировал в этом режиме, он должен использовать либо диод как неуправляемый ключ, либо активно управлять синхронным MOSFET, чтобы предотвратить утечку тока в обратном направлении (от стока к источнику).

Если исходить из стоимости компонентов, намного дешевле обойдется использование диода, а при необходимости обеспечить рабочее напряжение выше 200 В DC предпочтительнее использовать ультрабыстрые диоды.

Главным преимуществом режима прерывистого тока является то, что работа в нем осуществляется даже при самых больших нагрузках благодаря меньшей величине индуктивности. Чем меньше эта величина, тем меньше размеры сердечника и, следовательно, стоимость дросселя. Другим преимуществом этого режима являются меньшие коммутационные потери в управляющем МОП-ключе, поскольку при его включении ток в дросселе всегда равен нулю.

Выбор дросселя

Те же уравнения, что и для определения параметров в режиме граничной проводимости, применяются для выбора индуктивности, работающей в режиме DCM. Единственным отличием является определение в данном случае максимально допустимого значения индуктивности (см. табл. б).

Теоретически, годится любая величина ниже L_{MAX} , но из-за того, что индуктивность и пиковый ток обратно пропорциональны друг другу, лучше всего выбирать ближайшее наименьшее стандартное значение, чтобы величина пикового тока не была избыточно большой. В рассматриваемом примере в обоих случаях лучшим выбором

Таблица 9. Основные параметры дросселей серий WE-PD HV, WE-PD2 HV и WE-TI HV

Параметры	WE-PD HV	WE-PD2 HV	WE-TI HV
Размер	7,3×4,5 мм 10×6 мм 12×10 мм	7,8×5 мм 10×5,4 мм	8,0×9,5 мм
L	0,22 ~ 3,3 мГн	0,56 ~ 2,2 мГн	0,22 ~ 2,2 мГн
I_R	0,26 ~ 1,3 А	0,15 ~ 0,41 А	0,32 ~ 0,9 А
I_{SAT}	0,25 ~ 2,0 А	0,2 ~ 0,38 А	0,32 ~ 1,3 А
R_{DC}	0,3 ~ 5,5 Ом	1,7 ~ 6,0 Ом	0,5 ~ 3,9 Ом

является дроссель E12 с индуктивностью 470 мкГн. Для выбора конкретного компонента из каталога необходимо рассчитать пиковые токи для каждой топологии. Пиковый ток и ток пульсации (пик-пик) равны в режиме DCM. Для расчета этой величины требуется сначала вычислить значение коэффициента заполнения.

После расчета индуктивности дросселя можно определить количество энергии, которая передается со входа на выход в течение каждого коммутационного цикла, а также коэффициент заполнения управляющего МОП-ключа для каждой топологии (см. табл. 7).

На следующем этапе рассчитываются пиковые токи дросселя (см. табл. 8):

Требуемый дроссель выбирается исходя из расчетных значений индуктивности и пикового тока. В рассматриваемом примере мы остановили свой выбор на компоненте 7687714471 серии WE-PD с индуктивностью и током насыщения 0,8 А. Размеры этого компонента, предназначенного для поверхностного монтажа и оснащенного магнитной защитой, составляют 10×10×6 мм.

Наиболее важной особенностью семейства дросселей 768771 является то, что они проходят испытания на этапах проектирования и пост-

производства, в процессе которых устанавливается, насколько корректно они функционируют при дифференциальных напряжениях до 400 В постоянного тока. Такие компоненты являются хорошим выбором для установки на двухсторонние печатные платы, на которых высоковольтные понижающие преобразователи используются наряду с другими компонентами для поверхностного монтажа. Для приложений с однослойными платами и менее дорогостоящими конденсаторами, диодами, MOSFET и резисторами, предназначенными для монтажа в сквозные отверстия, наилучшим выбором станет дроссель 768772471 серии WE-TI HV для монтажа в сквозные отверстия. Его индуктивность равна 470 мкГн, а номинальный ток насыщения – 0,9 А.

На рисунке 7 представлена полная принципиальная схема понижающего регулятора.

В таблице 9 представлены основные параметры дросселей, которые обеспечивают надежную работу при напряжении до 400 В постоянного тока согласно стандарту 1516 компании Würth Elektronik eiSos даже после прохождения трех процессов пайки оплавлением. ☞