

Разработка понижающего преобразователя без секретов

Доналд ШЕЛЛ (Donald SCHELLE)
Жорж КАСТОРЕНА (Jorge CASTORENA)
Перевод: Дмитрий ИОФФЕ
dsioffe@yandex.ru

Несмотря на большую популярность понижающих преобразователей, найти практические рекомендации и методы расчета для их быстрой разработки может оказаться трудно.

Понижающие преобразователи (step-down, buck) стали неотъемлемой частью современной электроники. Они преобразуют входное напряжение (обычно от 8 до 25 В) в меньшее стабилизируемое напряжение (обычно от 0,5 до 5 В). Понижающие преобразователи передают со входа на выход небольшие порции энергии, используя ключ, диод, индуктивность и несколько конденсаторов. Несмотря на то, что понижающие преобразователи по сравнению с линейными стабилизаторами, как правило, имеют большие размеры, а также больше шумят, они почти всегда обеспечивают лучший КПД.

Разработка понижающих преобразователей, несмотря на их широкое распространение, может вызвать проблемы как у начинающих, так и у достаточно опытных специалистов, поскольку практические правила и расчетные методики трудно найти. И хотя в справочных данных на микросхемы преобразователей можно встретить некоторые расчеты, даже эти расчеты часто перепечатываются с ошибками. В этой статье сделана попытка собрать воедино всю информацию, которая может потребоваться для разработки понижающего преобразователя.

Производители понижающих преобразователей часто приводят типовую схему включения, чтобы помочь инженерам быстро создать работающий прототип. В таких схемах указываются наименования компонентов и номиналы пассивных элементов. Иногда

также приводится описание выбора компонентов. При этом предполагается, что разработчик применяет точно такую же схему, как та, что представлена в документации. Когда нужный компонент устаревает или ему требуется дешевая замена, возникают трудности с выбором его аналога.

В этой статье описывается только одна топология понижающего преобразователя — с фиксированной частотой переключения и широтно-импульсной модуляцией (ШИМ, PWM), работающего в режиме непрерывных токов. Обсуждаемые принципы могут быть применены и для других топологий, но приводимые формулы для других топологий применять непосредственно нельзя. Чтобы объяснить тонкости разработки понижающего преобразователя, мы приведем пример, включающий детальный анализ для расчета номиналов различных компонентов. Для расчетов нам понадобятся четыре параметра: диапазон входных напряжений, стабилизированное выходное напряжение, максимальный выходной ток и частота переключений конвертера. На рис. 1 перечислены эти параметры вместе со схемой и основными компонентами, необходимыми для понижающего преобразователя.

Выбор индуктивности

Расчет величины индуктивности — это наиболее важный момент в разработке понижающего импульсного преобразователя. Прежде всего, условимся, что преобразова-

тель будет работать в режиме непрерывных токов, как чаще всего и делается. Это означает, что в индуктивности всегда запасена какая-то энергия, ток через нее течет непрерывно, в том числе в течение всего периода, когда силовой ключ заперт. Следующие выражения описывают работу идеального ключа (нулевое сопротивление в проводящем состоянии, бесконечное сопротивление в закрытом состоянии и нулевое время переключения) и идеального диода:

$$L = (V_{in_{max}} - V_{out}) \times \frac{V_{out}}{V_{in_{max}}} \times \frac{1}{f_{sw}} \times \frac{1}{LIR \times I_{out_{max}}}, \quad (1)$$

где f_{sw} — частота переключений понижающего преобразователя и LIR — коэффициент пульсаций тока индуктивности, выраженный в долях выходного тока I_{out} (например, для тока пульсаций 300 мА от пика до пика при выходном токе 1 А $LIR = 0,3 \text{ A}/1 \text{ A} = 0,3$).

Значение LIR , равное 0,3, — это хороший компромисс между требованиями к КПД и к переходной характеристике по нагрузке. Увеличение LIR дает больший ток пульсаций и более быстрый переходный процесс при изменении нагрузки, а уменьшение LIR , таким образом, — уменьшение пульсаций тока в индуктивности и замедление переходного процесса при изменении нагрузки. На рис. 2 показаны переходные характеристики и ток через индуктивность при заданном токе нагрузки и значениях LIR от 0,2 до 0,5.

Пиковый ток через индуктивность определяет важнейший параметр катушки индуктивности, гарантирующий, что она будет работать без насыщения, — расчетный ток. А он, в свою очередь, определяет размеры катушки. Насыщение сердечника катушки уменьшает КПД преобразователя, вследствие чего увеличивается нагрев катушки, силового ключа и диода. Пиковый ток через индуктивность можно рассчитать следующим образом:

$$I_{PEAK} = I_{out_{max}} + \frac{\Delta I_{INDUCTOR}}{2}, \text{ где}$$

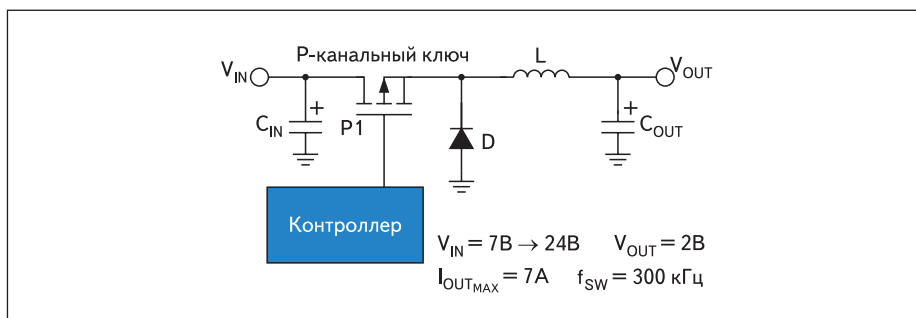


Рис. 1. Базовая схема понижающего преобразователя с рабочими параметрами

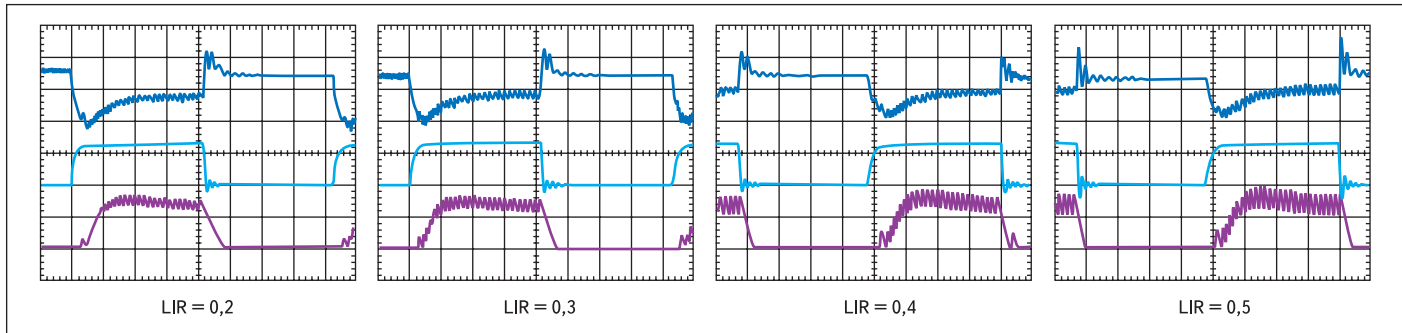


Рис. 2. При увеличении LIR от 0,2 время переходного процесса при изменении нагрузки уменьшается (на каждом рисунке: верхняя кривая — это переменная составляющая пульсирующего выходного напряжения, масштаб 100 мВ/деление; средняя кривая — ток нагрузки, 5 А/деление; нижняя кривая — ток через индуктивность, 5 А/деление. Временной масштаб для всех диаграмм 20 мкс/деление)

$$\Delta I_{INDUCTOR} = LIR \times I_{out_max} = (V_{in_max} - V_{out}) \times \frac{V_{out}}{V_{in_max}} \times \frac{1}{f_{sw}} \times \frac{1}{L}$$

$$\Delta V = \sqrt{V_{out}^2 \times \frac{L \times \left(I_{out_max} + \frac{\Delta I_{INDUCTOR}}{2} \right)^2}{C_o}} - V_{out} \quad (2)$$

Для параметров, показанных на рис. 1, эти формулы дают расчетную индуктивность 2,91 мкГн ($LIR = 0,3$). Выберем из доступного ряда ближайший номинал, например 2,8 мкГн, и убедимся, что его ток насыщения больше, чем рассчитанный нами пиковый ток ($I_{peak} = 8,09$ А).

Ток насыщения надо выбирать с некоторым запасом (в данном случае 10 А), чтобы компенсировать разброс параметров компонентов и разницу между расчетными и реальными значениями. Запас в 20% сверх расчетного значения вполне приемлем, чтобы не слишком увеличивать габариты катушки.

Катушки индуктивности такого размера и с таким расчетным током обычно имеют максимальное активное сопротивление от 5 до 8 мОм. Чтобы минимизировать потери мощности, выберем катушку с наименьшим возможным активным сопротивлением. Несмотря на то, что разные производители приводят разные значения активного сопротивления, для расчетов следует использовать максимальное, а не типовое значение, потому что максимальное значение гарантирует для наихудшего случая.

Выбор выходного конденсатора

Выходной конденсатор необходим для подавления выбросов и пульсаций, возникающих на выходе понижающего преобразователя. Недостаточная величина емкости этого конденсатора приводит к большим выбросам, а его слишком большое эквивалентное последовательное сопротивление (equivalent-series resistance, ESR) — к большим пульсациям напряжения. Наибольшие допустимые значения выбросов и пульсаций, как правило, определяются во время разработки. Таким образом, чтобы схема понижающего преобразователя удовлетворяла предъявляемым требованиям в части пульсаций, необходимо включить в нее вы-

ходной конденсатор с достаточной емкостью и низким ESR.

Когда нагрузка преобразователя внезапно резко уменьшается, на его выходе возникает выброс напряжения, значительно превышающий стабилизируемое значение. Для предотвращения выброса в нагрузку излишков запасенной в индуктивности энергии и превышения максимально допустимого значения выходного напряжения необходимо правильно определить емкость выходного конденсатора. Выброс напряжения на выходе может быть рассчитан по формуле (2).

Из формулы (2) получаем:

$$C_o = \frac{L \times \left(I_{out_max} + \frac{\Delta I_{INDUCTOR}}{2} \right)^2}{(\Delta V + V_{out})^2 - V_{out}^2}, \quad (3)$$

где C_o — емкость выходного конденсатора и ΔV — максимальный выброс напряжения на выходе.

Если задаться максимальным значением выброса на выходе, равным 100 мВ, то по формуле (3) получим расчетное значение емкости выходного конденсатора, равное 442 мкФ. Если к этому добавить типичный разброс емкости конденсаторов 20%, то получим практическую емкость выходного конденсатора около 530 мкФ. Ближайший стандартный номинал — 560 мкФ. Выходные пульсации на этом конденсаторе можно рассчитать по формуле:

$$V_{out_CAPACITOR} = \frac{1}{2C_o} \times \frac{V_{in_max} - V_{out}}{L} \times \left(\frac{V_{out}}{V_{in_max}} \times \frac{1}{f_{sw}} \right)^2$$

ESR выходного конденсатора является основным фактором, влияющим на размах пульсаций. Их величина может быть рассчитана следующим образом:

$$V_{out_ESR} = I_{L_RIPPLE} \times ESR_{C_o} = \Delta I_{INDUCTOR} \times ESR_{C_o}$$

Следует иметь в виду, что конденсатор со слишком низким ESR может вызвать неустойчивость преобразователя. Влияние этого фактора на устойчивость изменяется от микросхемы к микросхеме, поэтому при выборе конденсатора необходимо внимательно прочитать справочные данные и обратить особое внимание на раздел, посвященный устойчивости преобразователя.

Сложение выходных пульсаций, определяемых емкостью выходного конденсатора (первое слагаемое в формуле (4)), и пульсаций, определяемых ESR (второе слагаемое в формуле (4)), дает суммарное значение пульсаций на выходе понижающего преобразователя:

$$V_{out_RIPPLE} = \frac{1}{2C_o} \times \frac{V_{in_max} - V_{out}}{L} \times \left(\frac{V_{out}}{V_{in_max}} \times \frac{1}{f_{sw}} \right)^2 + \Delta I_{INDUCTOR} \times ESR_{C_o} \quad (4)$$

Преобразуем выражение (4) для получения ESR (5).

Качественный понижающий преобразователь обычно дает величину выходных пульсаций менее 2% (40 мВ в нашем случае). Согласно формуле (5), для выходного конденсатора емкостью 560 мкФ значение ESR не должно превышать 18,8 мОм. Следовательно, надо выбирать конденсатор с ESR,

$$ESR_{C_o} = \frac{1}{\Delta I_{INDUCTOR}} \times \left(V_{out_RIPPLE} - \frac{1}{2C_o} \times \frac{V_{in_max} - V_{out}}{L} \times \left(\frac{V_{out}}{V_{in_max}} \times \frac{1}{f_{sw}} \right)^2 \right) \quad (5)$$

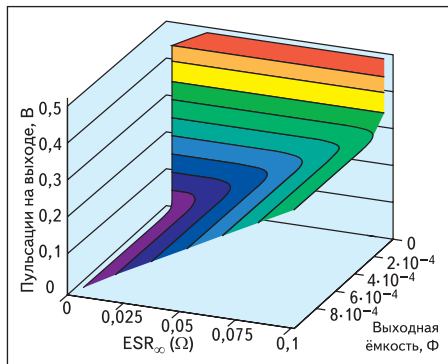


Рис. 3. Вклад эквивалентного последовательного сопротивления (ESR) доминирует при образовании пульсаций выходного напряжения

меньшим 18,8 мОм, и емкостью, большей или равной 560 мкФ. Чтобы получить величину ESR, меньшую 18,8 мОм, можно соединить параллельно несколько конденсаторов с низким ESR.

На рис. 3 показана зависимость пульсаций выходного напряжения от емкости и ESR выходного конденсатора. Так как в нашем примере используются танталовые конденсаторы, ESR конденсатора доминирует при определении выходных пульсаций.

Выбор входного конденсатора

Величина пульсаций тока, протекающего через входной конденсатор, определяет его емкость и геометрические размеры. Следующее выражение позволяет рассчитать, какой пульсирующий ток должен выдерживать входной конденсатор:

$$I_{C_{RMS}} = I_{out_{max}} \frac{\sqrt{V_{out}(V_{in} - V_{out})}}{V_{in}}$$

На рис. 4 изображен пульсирующий ток через конденсатор (показан относительно выходного тока) в зависимости от входного на-

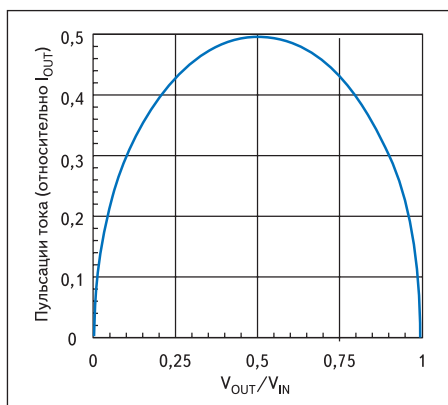


Рис. 4. Пульсации тока через входной конденсатор достигают в наилучшем случае половины выходного тока, если изменяющееся входное напряжение становится равным удвоенному стабилизируемому выходному напряжению

пряжения понижающего преобразователя (показано как отношение выходного напряжения к входному). Наихудшая ситуация образуется тогда, когда $V_{in} = 2V_{out}$ ($V_{out}/V_{in} = 0,5$), при этом пульсации входного тока равны половине выходного тока.

Входная емкость, требуемая для понижающего преобразователя, зависит от импеданса входного источника питания. Для обычных лабораторных источников питания достаточно от 10 до 22 мкФ на ампер. Взяв параметры проекта, приведенные на рис. 1, можно получить пульсации входного тока 3,16 А. Таким образом, можно начать с общей входной емкости 40 мкФ и затем уточнить это значение по результатам экспериментов.

Танталовые конденсаторы — не очень удачный выбор для входных конденсаторов. Обычно при выходе из строя они замыкаются накоротко, создавая тем самым КЗ на входе стабилизатора, что может привести к возгоранию устройства. Керамические или алюминиевые электролитические конденсаторы более предпочтительны, так как они не дают такого эффекта.

Керамические конденсаторы удобны в тех случаях, когда площадь печатной платы или высота компонентов ограничены, но из-за керамики схема может издавать отчетливо слышимое гудение. Этот высокий звук вызывается механической вибрацией керамического конденсатора, возникающей из-за ферроэлектрических свойств конденсатора и пьезоэлектрических явлений, происходящих вследствие пульсаций напряжения на конденсаторе. Полимерные конденсаторы могут смягчить эту проблему. Полимерные конденсаторы также могут замыкаться накоротко, но они гораздо более надежны, чем танталовые, и поэтому лучше подходят на роль входных конденсаторов.

Выбор диода

Ограничивающим фактором при выборе диода является рассеиваемая мощность. Средняя мощность для наилучшего случая может быть рассчитана по следующей формуле:

$$P_{DIODE} = \left(1 - \frac{V_{out}}{V_{in_{max}}}\right) \times I_{out_{max}} \times V_D, \quad (6)$$

где V_D — это падение напряжения на диоде при заданном выходном токе $I_{out_{max}}$ (обычно составляет 0,7 В для кремниевого диода и 0,3 В для диода Шоттки). Убедитесь, что выбранный диод способен рассеивать такую мощность. Для обеспечения надежной работы во всем диапазоне входных напряжений надо также быть уверенным, что повторяющееся максимальное обратное напряжение для этого диода больше, чем максимальное входное напряжение (V_{RRM}/V_{INmax}). Максимальный допустимый прямой ток диода должен быть больше или равен максимальному выходному току.

Выбор силового ключа

Выбора силового ключа (полевого транзистора с изолированным затвором, MOSFET) можно избежать: инженеры часто обходят эту задачу, выбирая микросхемы стабилизаторов со встроенным ключом. К сожалению, для большинства производителей большой полевой транзистор, встроенный в один корпус с контроллером преобразователя, обходится слишком дорого. Поэтому преобразователи со встроенным силовым ключом обычно рассчитаны на максимальные токи от 3 до 6 А. Для больших выходных токов приходится использовать внешний ключ.

Прежде чем приступить к выбору подходящего изделия, необходимо определить максимальную температуру перехода (T_{Jmax}) и максимальную окружающую температуру (T_{Amax}) для внешнего ключа. T_{Jmax} не должна быть больше 115–120 °С, а T_{Amax} не должна превышать 60 °С. Максимальная окружающая температура в 60 °С может показаться высокой, но схемы понижающих преобразователей обычно размещаются в таких корпусах, для которых подобная окружающая температура является вполне нормальной. Максимально допустимый перепад температур для силового ключа можно вычислить следующим образом:

$$T_{Jrise} = T_{Jmax} - T_{Amax}. \quad (7)$$

Подстановка приведенных выше величин в формулу (7) дает максимальный перепад температур для силового ключа в 55 °С. Максимальная мощность, рассеиваемая силовым ключом, может быть вычислена из допустимого максимального перепада температур для ключа:

$$P_{Dtot} = T_{Jrise}/\theta_{JA}. \quad (8)$$

Тип корпуса силового ключа и количество меди на печатной плате, соединенной с ним, влияют на тепловое сопротивление между переходом ключа и окружающей средой (θ_{JA}). Когда тепловое сопротивление не указано в справочных данных, для стандартного корпуса SO-8 хорошим приближением можно считать значение 62 °С/Вт (соединение через проводники, без открытой металлической поверхности в днище корпуса). Это справедливо, если площадь печатных проводников составляет 1 дюйм² при медном покрытии с удельной массой 1 унция на 1 квадратный фут (1 oz copper).

Между величиной теплового сопротивления и количеством меди, соединенным с устройством, нет прямой пропорциональной зависимости. Уменьшение теплового сопротивления быстро снижается при увеличении площади меди выше 1 дюйм². Подстановка в выражение (8) значения $\theta_{JA} = 62$ °С/Вт дает максимально допустимую рассеиваемую мощность ключа около 0,89 Вт.

Рассеиваемая ключом мощность зависит от его сопротивления в проводящем состоянии и потерь на переключение. Потери на сопротивлении открытого ключа могут быть вычислены по формуле:

$$P_{DRDS} = \frac{V_{out}}{V_{in_{min}}} \times I_{out_{max}}^2 \times R_{DS(ON)_{HOT}} \quad (9)$$

Так как в справочных данных обычно приводится максимальное сопротивление открытого ключа только при температуре 25 °С, требуется оценить его величину для нагретого устройства. Согласно практическому правилу, температурный коэффициент 0,5%/°С обеспечивает хорошее приближение для расчета максимального сопротивления открытого ключа при любой температуре. Таким образом, сопротивление открытого ключа в нагретом состоянии рассчитывается как:

$$R_{DS(ON)_{HOT}} = [1 + 0,005(T_{J_{HOT}} - 25 \text{ } ^\circ\text{C})] \times R_{DS(ON)_{25 \text{ } ^\circ\text{C}}} \quad (10)$$

Предположив, что потери на сопротивлении ключа составляют примерно 60% от всех потерь в ключе, мы можем сделать подстановку в формулу (10) и получить выражение (11) для максимально допустимого сопротивления открытого ключа при температуре 25 °С:

$$R_{DS(ON)_{25 \text{ } ^\circ\text{C}}} = \frac{V_{in_{min}} \times I_{out_{max}}}{V_{out} \times [1 + 0,005 \times (T_{J_{HOT}} - 25 \text{ } ^\circ\text{C})] \times P_{D_{TOT}} \times 60\%} \quad (11)$$

Потери на переключения составляют меньшую часть в мощности, рассеиваемой силовым ключом, но они должны быть учтены в расчетах. Следующий расчет потерь на переключения дает только грубую оценку, и поэтому он не заменяет лабораторных экспериментов. Желательно при проведении испытаний установить на корпусе силового ключа термопару для контроля правильности выкладок.

$$P_{D_{sw}} = \frac{C_{RSS} \times V_{in_{MAX}} \times f_{SW} \times I_{out_{MAX}}}{I_{GATE}} \quad (12)$$

где C_{RSS} — это проходная емкость ключа, I_{GATE} — пиковый втекающий-вытекающий ток управления затвором, отдаваемый контроллером, а силовой ключ — MOSFET верхнего плеча.

Предположим, что затвор управляется током 1 А (значение взято из справочных данных на драйвер-контроллер) и проходная емкость равно 300 пФ (согласно справочным данным на силовой ключ). Тогда из выражения (11) можно получить максимальное $R_{DS(ON)_{25 \text{ } ^\circ\text{C}}}$ приблизительно 26,2 мОм. Перерасчет и суммирование потерь на сопротивлении открытого ключа с потерями на пере-

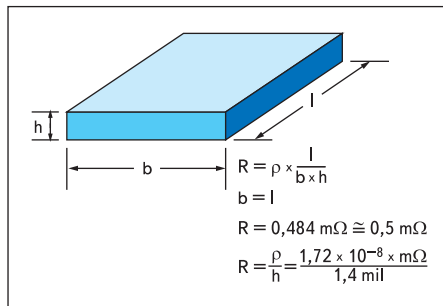


Рис. 5. Сопротивление квадратного участка меди 1 oz приблизительно равно 0,5 мОм

ключение дают рассеиваемую мощность 0,676 Вт. Далее можно получить максимальный перепад температур на силовом ключе 101 С, что укладывается в допустимый температурный диапазон.

КПД понижающего преобразователя

Минимизация потерь мощности в преобразователе увеличивает срок службы батарей и уменьшает рассеивание тепла. Следующие выражения позволяют рассчитать потери мощности в каждой части преобразователя.

Потери на эквивалентном последовательном сопротивлении (ESR) входного конденсатора:

$$P_{C_{1RMS}} = I_{C_{1RMS}}^2 \times ESR_{C_1}$$

Формулы (6), (9) и (12) позволяют рассчитать потери на диоде, на сопротивлении открытого ключа и на переключении ключа.

Потери на активном сопротивлении катушки индуктивности:

$$P_{DCR_{RMS}} = (I_{out_{MAX}} + \Delta I_{INDUCTOR} \times \sqrt{2})^2 \times DCR_L$$

Потери на ESR выходного конденсатора:

$$P_{C_{ORMS}} = (\Delta I_{INDUCTOR} \times \sqrt{3})^2 \times ESR_{C_o}$$

Потери в меди печатной платы: эти потери трудно подсчитать точно, но рис. 5 дает возможность грубо оценить величину сопротивления квадратной медной площадки на поверхности печатной платы. Используя рис. 5, можно рассчитать рассеиваемую мощность при помощи простой формулы I^2R .

В следующей формуле суммируются все потери мощности в преобразователе, и эти потери используются для расчета КПД преобразователя:

$$\eta = (V_{out} \times I_{out}) / (V_{out} \times I_{out} + P_{C_{1RMS}} + P_{C_{ORMS}} + P_{DCR_{RMS}} + P_{DRDS} + P_{D_{sw}} + P_{DIODE} + P_{CU}) \times 100\%$$

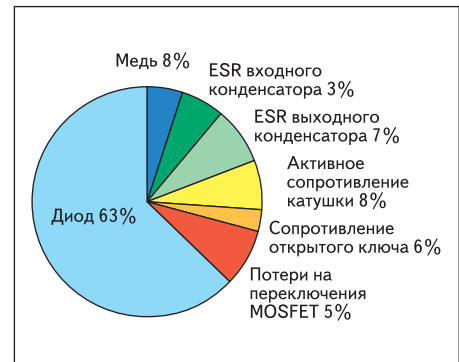


Рис. 6. Потери на диоде следует минимизировать для увеличения КПД преобразователя

Если принять потери в меди равными приблизительно 0,75 Вт, то КПД такого преобразователя будет равен 69,5%. Замена обычного кремниевого диода на диод Шоттки увеличит КПД до 79,6%, а если заменить диод на синхронный выпрямитель на MOSFET, то КПД увеличится до 85% при полной нагрузке.

Рис. 6 иллюстрирует распределение потерь мощности в преобразователе. Удвоение количества меди до 2 oz или утроение до 3 oz минимизирует потери в меди и поэтому увеличивает КПД до 86–87%.

Тщательная разводка платы имеет очень большое значение для получения малых потерь на переключение и устойчивой работы преобразователя. Для начала используйте следующие правила:

- Делайте пути прохождения больших токов как можно более короткими, особенно цепи подключения земли.
- Минимизируйте длины соединений между катушкой индуктивности, силовым ключом и диодом (синхронным выпрямителем).
- Делайте трассы подключения питания и нагрузки короткими и широкими. Это особенно важно для получения высокого КПД.
- Располагайте узлы измерения напряжения и тока вдали от переключающихся узлов.

Проверка работы

При разработке или модификации схемы понижающего импульсного преобразователя (работающей в режиме непрерывных токов и использующей ШИМ) можно использовать формулы из этой статьи для расчета номиналов основных компонентов и требуемых характеристик. При этом необходимо провести лабораторные испытания схемы, чтобы проверить электрические и температурные характеристики. Для получения работающей схемы надлежащая разводка печатной платы и разумное размещение компонентов так же необходимы, как и правильный выбор компонентов. ■