

Дональд Шелле, Джордж Касторена

СОВЕТЫ ПО ПРОЕКТИРОВАНИЮ Понижающих Преобразователей

Несмотря на чрезвычайную популярность импульсных понижающих преобразователей, бывает нелегко найти практические методы и расчеты, ускоряющие их проектирование. В статье инженеров компании Maxim Integrated Products собрана информация, необходимая для разработки понижающих преобразователей.

Импульсные понижающие преобразователи являются неотъемлемой частью современной электроники. Они способны преобразовывать напряжения источников питания (типичные значения от 8 до 25 В) в более низкое стабилизированное напряжение (типичные значения от 0,5 до 5 В). Понижающие преобразователи передают маленькие порции энергии, используя переключатель, диод, дроссель и несколько конденсаторов. Несмотря на то, что размеры и уровень шумов импульсных преобразователей значительно больше, чем у их линейных аналогов, импульсные понижающие преобразователи в большинстве случаев имеют более высокий КПД.

Несмотря на широкое распространение, проектирование понижающих преобразователей может стать сложной задачей, как для начинающих проектировщиков источников питания, так и для специалистов среднего уровня. Это связано с труднодоступностью большинства практических методов и некоторых алгоритмов расчета схем. И хотя некоторые из расчетов можно легко найти в спецификациях микросхем, даже эти сведения иногда печатаются с ошибками.

Производители понижающих преобразователей включают в помощь инженерам в качестве пункта спецификации типовую схему применения, которая, в свою очередь, зачастую определяет конкретные типы и количество компонентов для разработки прототипа. Но подробное описание методики выбора компонентов производители предоставляют редко, предполагая, что потребитель в точности копирует предлагаемый вариант. В случае снятия с производства какого-либо из основных компонентов схемы или необходимости замены на более дешевый вариант, у потребителя не оказывается под рукой методики выбора эквивалента.

В данной статье рассматривается только одна топология понижающего стабилизатора — с фиксированной частотой коммутации, широтно-импульсной модуляцией (ШИМ) и работой в режиме непрерывного тока (РНТ). Обсуждаемые принципы могут быть применены к другим топологиям, но приводи-



Новые приемопередатчики интерфейса RS-485

Компания Maxim Integrated Products представила полудуплексные приемопередатчики интерфейса RS-485 MAX13487E/MAX13488E. Особенностью данных микросхем является наличие функции AutoDirection Control, которая автоматически разрешает работу драйвера при передаче данных. В связи с наличием этой функции отпадает необходимость в управляющем входе разрешения передатчика, что приводит к экономии занимаемого пространства и сокращению количества компонентов в измерительных, автомобильных и промышленных устройствах с гальванической развязкой.

Микросхема MAX13487E обеспечивает защиту от разрядов статического электричества (РСЭ) ± 15 кВ по методике испытаний стандарта IEC 61000-4-2 Air-Gap Method. В то же время обе микросхемы обеспечивают защиту от разрядов статического электричества ± 15 кВ при испытаниях по методике Human Body Model. Передатчики микросхемы MAX13487E имеют ограничение скорости нарастания выходного напряжения и обеспечивают пониженный уровень ЭМИ. Они предназначены для работы в условиях повышенного уровня внешних помех и позволяют безопытно передавать данные со скоростью до 500 кбод. Скорость передачи данных микросхемы MAX13488E составляет до 16 Мбод. Кроме того, полное входное сопротивление приемников этих микросхем составляет $1/4$ стандартного значения, что дает возможность подключать к сети до 128 трансиверов.

Расширенный рабочий диапазон температур микросхем MAX13487E/MAX13488E составляет от -40 до 85°C . Микросхемы выпускаются в стандартном 8-выводном корпусе SOIC.

мые уравнения непосредственно к ним применять нельзя. Чтобы рассмотреть сложные моменты проектирования понижающих преобразователей, мы приводим пример, который включает подробный анализ расчетов параметров различных компонентов. Потребуется четыре параметра схемы: диапазон входного напряжения, стабилизированное выходное напряжение, максимальный выходной ток и частота коммутации преобразователя. На рис. 1 наряду со схемой и основными требуемыми компонентами приведен список этих параметров.

ВЫБОР ДРОССЕЛЯ

Расчет значения дросселя является самым критичным моментом в проектировании понижающего импульсного преобразователя. Сначала предположим, что преобразователь работает в РНТ, что является типичным случаем. РНТ означает, что когда коммутирующий элемент закрыт, дроссель разряжается не полностью. Приведенные ниже уравнения справедливы для идеального коммутирующего элемента (нулевое сопротивление открытого ключа и беско-

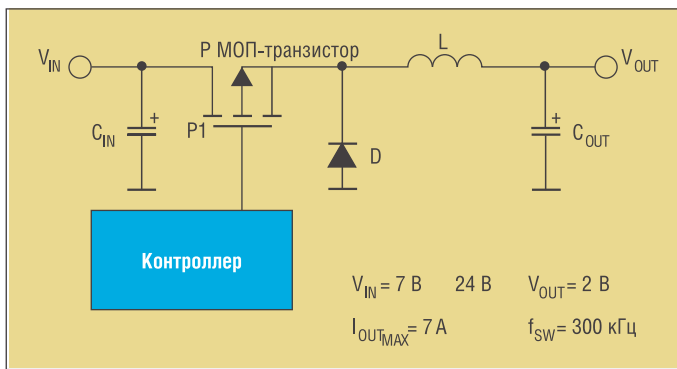


Рис. 1. Стандартная схема понижающего преобразователя с рабочими параметрами

нечное – закрытого, нулевое время переключения) и идеального диода:

$$L = (V_{IN_{MAX}} - V_{OUT}) \times \frac{V_{OUT}}{V_{IN_{MAX}}} \times \frac{1}{f_{SW}} \times \frac{1}{LIR \times I_{OUT_{MAX}}}, \quad (\text{Ур. 1})$$

где f_{SW} – частота коммутации понижающего преобразователя, а LIR – коэффициент тока дросселя, выраженный как процент от выходного тока I_{OUT} (т.е. для пульсирующего тока с размахом 300 мА при выходном токе 1 А получаем $LIR = 0,3 \text{ A}/1 \text{ A} = 0,3$).

LIR , равный 0,3, говорит о хорошем соотношении КПД и реакции на изменение нагрузки. Увеличение постоянной LIR – повышение пульсаций тока дросселя – улучшение динамики переходных характеристик, а уменьшение LIR – следовательно, снижение пульсаций тока – замедление переходных процессов. На рис. 2 приведены переходные характеристики и ток дросселя для определенной величины тока нагрузки при значении LIR от 0,2 до 0,5. Верхний график на рисунке – пульсации выходного напряжения по переменному току, 100 мВ/дел. Средний график – ток нагрузки, 5 А/дел. Нижний – ток дросселя, 5 А/дел. Масштаб времени для всех графиков – 20 мкс/дел.

Максимальный ток дросселя определяет требуемое номинальное значение его тока насыщения, который, в свою очередь, обуславливает габариты дросселя. Насыщение сердечника дросселя снижает КПД преобразователя, повышая при этом температуру дросселя, МОП-транзистора и диода. Расчет мак-

симального рабочего тока дросселя можно выполнить по нижеприведенной формуле:

$$I_{PEAK} = I_{OUT_{MAX}} + \frac{\Delta I_{INDUCTOR}}{2}, \text{ где}$$

$$\Delta I_{INDUCTOR} = LIR \times I_{OUT_{MAX}} = (V_{IN_{MAX}} - V_{OUT}) \times \frac{V_{OUT}}{V_{IN_{MAX}}} \times \frac{1}{f_{SW}} \times \frac{1}{L}$$

Для значений, приведенных на рис. 1, индуктивность, рассчитанная по этим формулам, равна 2,91 мкГн ($LIR=0,3$). Выбираем наиболее близкое к расчетному типовое значение, например, 2,8 мкГн, затем проверяем, что номинальное значение тока насыщения выше, чем расчетное значение максимального тока ($I_{PEAK} = 8,09 \text{ A}$).

Выбираем достаточно большое номинальное значение тока насыщения (в данном случае 10 А), чтобы компенсировать отклонения параметров схемы и разницу между действительными и расчетными значениями компонентов. Приемлемым для этого будет запас в 20% от расчетного номинального значения с учетом ограничения физических размеров дросселя.

Дроссели такого размера и с таким номиналом тока, как правило, имеют диапазон сопротивления постоянному току (СПТ) от 5 до 8 мОм. Для минимизации потерь мощности выбирайте дроссель с наименьшим СПТ. Хотя спецификации разных поставщиков отличаются, всегда для расчетов используйте максимальные значения СПТ, а не типовые, потому что максимум гарантируется для наилучших условий.

ВЫБОР ВЫХОДНОГО КОНДЕНСАТОРА

Выходной конденсатор требуется для минимизации выбросов напряжения и пульсаций на выходе понижающего преобразователя. Большие выбросы вызываются недостаточной выходной емкостью, а большие пульсации напряжения – недостаточной емкостью и высоким эквивалентным последовательным сопротивлением (ESR) выходного конденсатора. Максимально-допустимые выбросы напряжения и амплитуда пульсаций обычно определяются во время разработки. Таким образом, для обеспечения требований к пульсациям необходимо включать выходной конденсатор с достаточной емкостью и низким ESR.

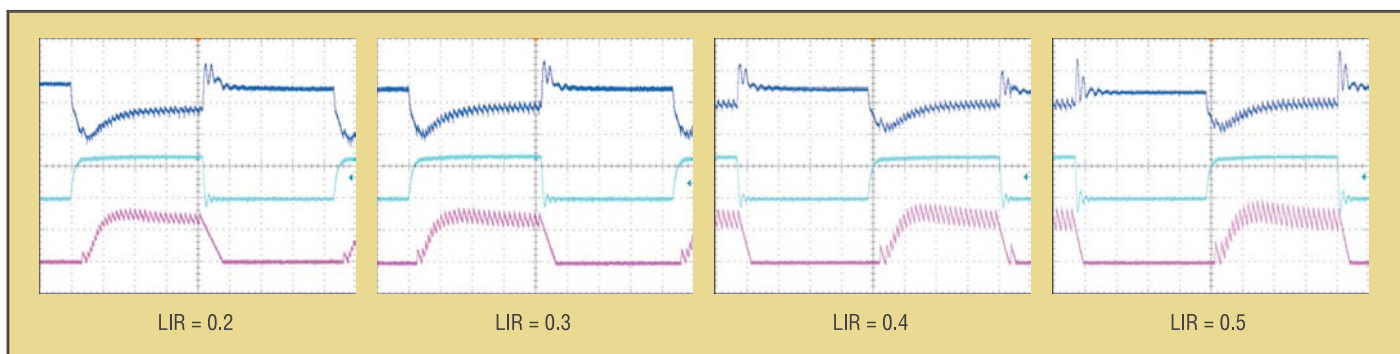


Рис. 2. При увеличении LIR с 0,2 до 0,5 динамические свойства преобразователя улучшаются

Проблема выброса (когда выходное напряжение превышает напряжение стабилизации во время внезапного отключения полной нагрузки от выхода) требует, чтобы выходной конденсатор был достаточно большим для предотвращения передачи энергии дросселя, уровень которой выше определенного максимума. Величина превышения выходного напряжения может быть рассчитана по следующей формуле:

$$\Delta V = \left[\sqrt{V_{OUT}^2 \frac{L(I_{OUT_MAX} + \frac{\Delta I_{INDUCTOR}}{2})^2}{C_0}} \right] - V_{OUT} \quad (\text{Ур. 2})$$

Преобразуя уравнение 2 получим:

$$C_0 = \frac{L \left(I_{OUT_MAX} + \frac{\Delta I_{INDUCTOR}}{2} \right)^2}{(\Delta V + V_{OUT})^2 - V_{OUT}^2}, \quad (\text{Ур. 3})$$

где C_0 равно выходной емкости, а ΔV равно максимуму выброса выходного напряжения.

Приняв значение максимума перерегулирования по напряжению 100 мВ и решив уравнение 3, получим расчетную выходную емкость 442 мкФ. Поправка на типичное допустимое отклонение конденсатора (20%) дает практическое значение выходной емкости около 530 мкФ. Ближайшее стандартное значение – 560 мкФ.

Пульсации на выходе при использовании только этой емкости рассчитываются по следующей формуле:

$$V_{OUT_КАПАЦИТОР} = \frac{1}{2C_0} \times \frac{V_{IN_MAX} - V_{OUT}}{L} \times \left(\frac{V_{OUT}}{V_{IN_MAX}} \times \frac{1}{f_{SW}} \right)^2$$

Основное влияние на пульсации оказывает ESR выходного конденсатора. Результат может быть подсчитан следующим образом:

$$V_{OUT_ESR} = I_{L_RIPPLE} \times ESR_{C_0} = \Delta I_{INDUCTOR} \times ESR_{C_0}$$

Знайте, что выбор конденсатора с очень низким значением ESR может стать причиной нестабильной работы преобразователя. Показатели, влияющие на стабильность, меняются от одной ИС к другой, поэтому при выборе выходного конденсатора обязательно прочтите технические условия и обратите особое внимание на разделы, имеющие отношение к стабильности преобразователя.

Складывая пульсации выходного напряжения, обусловленные значением емкости (первое слагаемое в уравнении 4) и ESR выходного конденсатора (второе слагаемое), получаем суммарное значение пульсаций выходного напряжения для понижающего преобразователя:

$$V_{OUT_RIPPLE} = \frac{1}{2C_0} \times \frac{V_{IN_MAX} - V_{OUT}}{L} \times \left(\frac{V_{OUT}}{V_{IN_MAX}} \times \frac{1}{f_{SW}} \right)^2 + \Delta I_{INDUCTOR} \times ESR_{C_0} \quad (\text{Ур. 4})$$

Преобразуя уравнение 4 для нахождения ESR, получаем:

(Ур. 5)

$$ESR_{C_0} = \frac{1}{\Delta I_{INDUCTOR}} \times \left(V_{OUT_RIPPLE} - \frac{1}{2C_0} \times \frac{V_{IN_MAX} - V_{OUT}}{L} \times \left(\frac{V_{OUT}}{V_{IN_MAX}} \times \frac{1}{f_{SW}} \right)^2 \right)$$

Неплохой понижающий преобразователь обычно имеет уровень пульсаций выходного напряжения менее 2% (40 мВ в нашем случае). Для выходной емкости 560 мкФ уравнение 5 дает максимальное расчетное значение ESR 18,8 мОм. Поэтому выбирайте конденсатор с ESR меньше 18,8 мОм и емкостью, равной или большей 560 мкФ. Для получения эквивалента ESR менее 18,8 мОм можно включить параллельно несколько конденсаторов с низким значением ESR.

На рис. 3 представлена зависимость пульсаций выходного напряжения от значений выходной емкости и ESR. Так как в нашем примере используются танталовые конденсаторы, влияние ESR на пульсации преобладает.

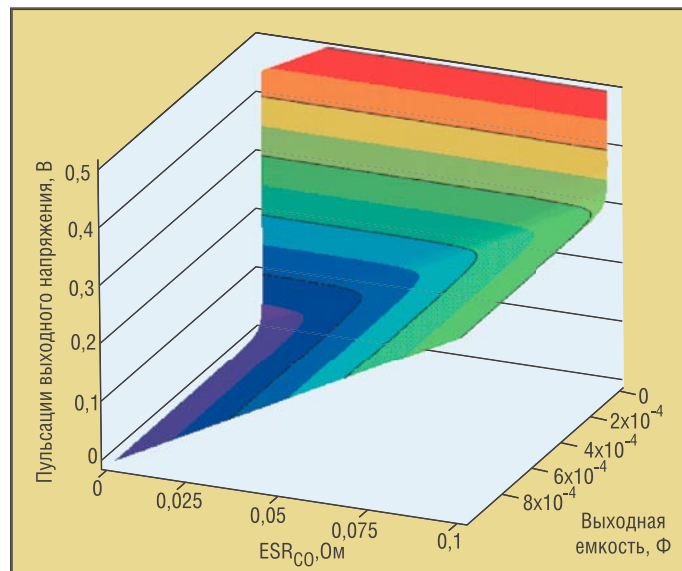


Рис. 3. Влияние эквивалентного последовательного сопротивления (ESR) выходного конденсатора на пульсации выходного напряжения

ВЫБОР ВХОДНОГО КОНДЕНСАТОРА

Диапазон пульсаций тока входного конденсатора определяет его значение и физические размеры. Следующая формула рассчитывает, какой должна быть величина пульсаций тока входного конденсатора:

$$I_{C_RMS} = I_{OUT_MAX} \frac{\sqrt{V_{OUT}(V_{IN} - V_{OUT})}}{V_{IN}}$$

Рис. 4 представляет график зависимости пульсаций тока конденсатора (в долях выходного тока) от входного напряжения понижающего преобразователя (показанного как отношение выходного напряжения к входному). Наихудшим является случай, ког-

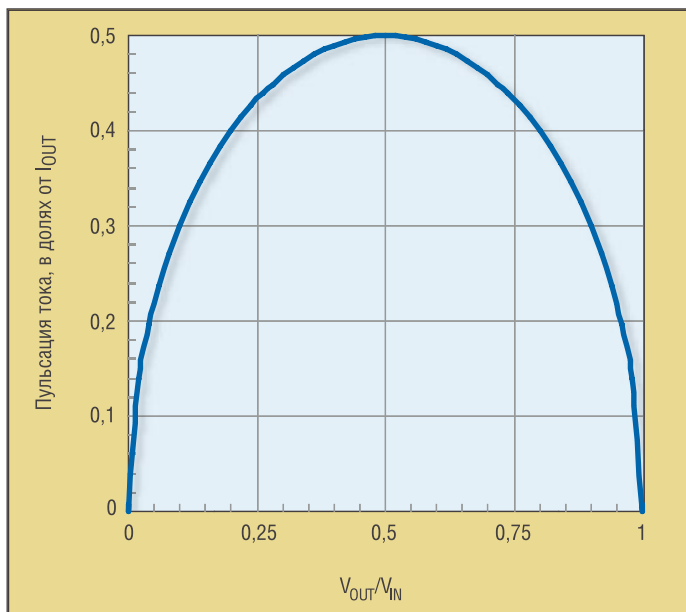


Рис. 4. Пульсации тока на входном конденсаторе

да входное напряжение $V_{IN} = 2V_{OUT}$ ($V_{OUT}/V_{IN=0,5}$), который приводит к максимальным пульсациям тока $I_{OUT,MAX}/2$. Входная емкость конденсатора, требуемая для понижающего преобразователя, зависит от полного сопротивления источника питания. Для лабораторных источников питания общего применения обычно достаточно от 10 до 22 мкФ на каждый ампер тока нагрузки. Для параметров схемы рис. 1 можно подсчитать, что пульсации входного тока составят 3,16 А. Исходя из этого, можно начать с полной входной емкости 40 мкФ, а потом по результатам испытаний скорректировать это значение.

Танталовые конденсаторы — неудачный выбор для входных фильтров. Они обычно выходят из строя «с замыканием», что означает — неисправный конденсатор создает короткое замыкание на своих выводах и, следовательно, повышает опасность возгорания. Керамические или алюминиевые электролитические конденсаторы предпочтительнее, потому что свободны от такого рода дефектов.

Керамические конденсаторы являются лучшим выбором в случае ограниченного пространства печатной платы или высоты компонентов, но они могут стать причиной генерации схемой акустического звона. Такой высокочастотный шум вызывается вибрацией керамического конденсатора, установленного на печатную плату, благодаря сегнетоэлектрическим свойствам и пьезоэффекту, вызванному пульсациями напряжения. Смягчить проблему могут полимерные конденсаторы. Они также подвержены отказам с коротким замыканием, но намного надежнее танталовых и поэтому подходят в качестве входных конденсаторов.

ВЫБОР ДИОДА

При выборе диода ограничивающим фактором является рассеиваемая мощность. Средняя мощность для наихудшего случая может быть рассчитана по формуле:

$$P_{DIODE} = \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN,MAX}}\right) \times I_{OUT,MAX} \times V_D, \quad (Ур. 6)$$

где V_D — падение напряжения на диоде при заданном выходном токе $I_{OUT,MAX}$.

(Для кремниевых диодов типичное значение — 0,7 В, для диодов Шоттки — 0,3 В). Выбранный диод должен быть способен рассеивать энергию. Для обеспечения надежной работы во всем диапазоне входного напряжения необходимо, чтобы максимум обратного повторяющегося напряжения был больше максимального входного напряжения ($V_{RRM} \geq V_{IN,MAX}$). Справочное значение прямого тока диода должно соответствовать или превышать максимум выходного тока (т.е. $I_{FAV} \geq I_{OUT,MAX}$).

ВЫБОР МОП-ТРАНЗИСТОРА

Инженеры часто просто выбирают ИС стабилизатора со встроенным МОП-транзистором. К сожалению, большинство производителей считает, что расходы на размещение мощных МОП-транзисторов в одном корпусе с преобразователем непомерно высоки, поэтому интегрированные схемы обычно характеризуются максимальными выходными токами не более 3...6 А. Для более мощных схем единственной альтернативой обычно является внешний МОП-транзистор.

Перед тем как выбрать соответствующий прибор, необходимо определить максимальную температуру перехода ($T_{J,MAX}$) и максимальную температуру окружающей среды ($T_{A,MAX}$) внешнего МОП-транзистора. $T_{J,MAX}$ не должна превышать 115...120°C, а $T_{A,MAX}$ не должна превышать 60°C. Максимальная температура окружающей среды 60°C может показаться высокой, но, как правило, понижающие преобразователи монтируются на шасси, где такая температура не является необычной. Максимально допустимый подъем температуры для МОП-транзистора можно рассчитать по формуле:

$$T_{J,RISE} = T_{J,MAX} - T_{A,MAX}. \quad (Ур. 7)$$

Подставив приведенные выше значения $T_{J,MAX}$ и $T_{A,MAX}$ в уравнение 7, получим максимальный подъем температуры для МОП-транзистора 55°C. Максимальная мощность, рассеиваемая МОП-транзистором, может быть рассчитана, исходя из допустимого максимума подъема температуры МОП-транзистора:

$$P_{D,TOT} = \frac{T_{J,RISE}}{\Theta_{JA}}. \quad (Ур. 8)$$

Тип корпуса МОП-транзистора и параметры радиатора влияют на тепловое сопротивление «переход-среда» (Θ_{JA}). Если в спецификации нет данных о Θ_{JA} , для стандартного корпуса SO-8 (проволочные соединения, корпус без медного основания), установленного на 30-граммовую медную пластину площадью 6,5 см², достаточно точным будет значение 62°C/Вт. Между значением Θ_{JA} и массой радиатора нет обратной линейной зависимости, и степень уменьшения

значения Θ_{JA} быстро падает при использовании медного радиатора площадью больше 6,5 см². Подставив в уравнение $8 \Theta_{JA} = 62^\circ\text{C}/\text{Вт}$, получим допустимую рассеиваемую мощность около 0,89 Вт.

Мощность, рассеиваемая МОП-транзистором, является следствием ненулевого сопротивления открытого канала сток-исток и потерь коммутации. Потери от сопротивления открытого канала могут быть рассчитаны по формуле:

$$P_{D_{RDS}} = \frac{V_{OUT}}{V_{IN_{MIN}}} \times I_{OUT_{MAX}}^2 \times R_{DS(ON)_{HOT}} \quad (\text{Ур. 9})$$

Так как в большинстве справочников приводится максимальное сопротивление открытого канала только для 25°C, вам может понадобиться оценка значения этого параметра при $T_{J_{HOT}}$. Для практических расчетов достаточно точное значение максимума сопротивления при любой температуре обеспечивает применение температурного коэффициента 0,5%/°C. Таким образом, сопротивление открытого канала при высокой температуре подсчитывается следующим образом:

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

Допуская, что потери открытого канала составляют приблизительно 60% от всех потерь, приходящих на долю МОП-транзистора, и преобразуя с учетом этого уравнение 10 в уравнение 11, максимально допустимое сопротивление открытого канала при 25 °C:

$$R_{DS(ON)_{25^\circ\text{C}}} = \frac{V_{IN_{MIN}}}{V_{OUT}} \times \frac{1}{I_{OUT_{MAX}}^2 [1 + 0,005 \times (T_{J_{HOT}} - 25^\circ\text{C})]} P_{D_{TOT}} \times 60\% \quad (\text{Ур. 11})$$

Потери коммутации составляют меньшую часть рассеиваемой мощности МОП-транзистора, но, тем не менее, они тоже должны быть приняты в расчет. Следующий расчет потерь коммутации дает достаточно грубое приближение и поэтому не заменяет оценку в лабораторных условиях. Предпочтителен тест с применением термодатчика, закрепленного на транзисторе P1 для достоверного контроля температуры.

$$P_{D_{SW}} = \frac{C_{RSS} \times V_{IN_{MAX}}^2 \times f_{SW} \times I_{OUT_{MAX}}}{I_{GATE}} \quad (\text{Ур. 12})$$

где C_{RSS} — проходная емкость (затвор-сток) транзистора P1, — максимальный втекающий/вытекающий ток управления затвором, а P1 — МОП-транзистор верхнего плеча. Приняв ток управления затвором 1 А (значение из справочных данных драйвера затвора/контроллера) и проходную емкость 300 пФ (из спецификации на МОП-транзистор), получаем из уравнения 11 максимальное значение $R_{DS(ON)_{25^\circ\text{C}}}$ около 26,2 мОм. Пересчет и суммирование потерь канала и коммутации дает в конечном результате значение рассеиваемой мощности 0,676 Вт. Используя эту цифру, можно подсчитать, что максимально допустимый подъем температуры для данного МОП-транзистора составляет 101°C.

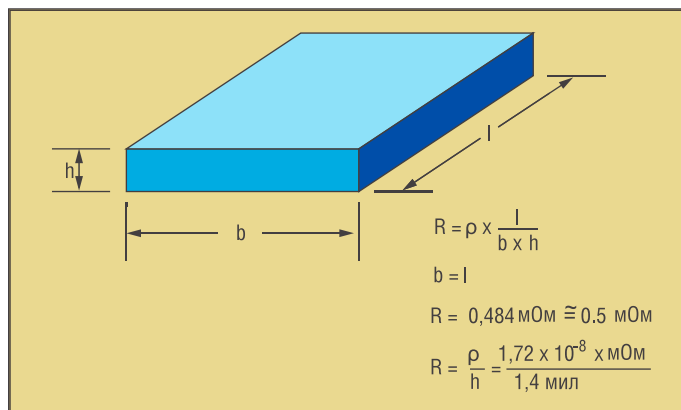


Рис. 5. Сопротивление одной унции меди в форме квадрата примерно равно 0,5 мОм

Это значение находится в пределах допустимого температурного диапазона.

КОЭФФИЦИЕНТ ПОЛЕЗНОГО ДЕЙСТВИЯ Понижающего Преобразователя

Минимизация потерь мощности продлит срок службы батареи и уменьшит теплоотдачу преобразователя. Следующие формулы обеспечивают расчет потерь мощности на каждом участке преобразователя.

Потери на ESR входного конденсатора:

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

Потери на диоде, сопротивлении открытого МОП-транзистора и потери коммутации определяются по формулам 6, 9 и 12.

Потери на СПТ дросселя:

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

Потери на ESR выходного конденсатора:

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

Потери на медных печатных проводниках: эти потери трудно подсчитать точно, но рис. 5 дает грубую оценку величины сопротивления квадратного участка меди на печатной плате. С помощью рис. 5 можно использовать простое уравнение рассеяния мощности I^2R , чтобы подсчитать потери.

Следующее уравнение суммирует все потери преобразователя и учитывает их в выражении КПД преобразователя:

$$\eta = (V_{OUT} \times I_{OUT}) / (V_{OUT} \times I_{OUT} + P_{C_{RMS}} + P_{C_{ORMS}} + P_{DCR_{RMS}} + P_{RDS} + P_{D_{SW}} + P_{DIODE} + P_{CU}) \times 100\%$$

Допуская, что потери меди могут составлять 0,75 Вт, КПД данного преобразователя равен 69,5%. Замена кремниевого диода на диод Шоттки увеличивает КПД до 79,6%, а применение вместо диодов синхронного выпрямителя на МОП-транзисторе повысит КПД до 85% при полной нагрузке.

На рис. 6 приведен анализ потерь мощности преобразователя. Удвоение массы меди до 60 г или ут-

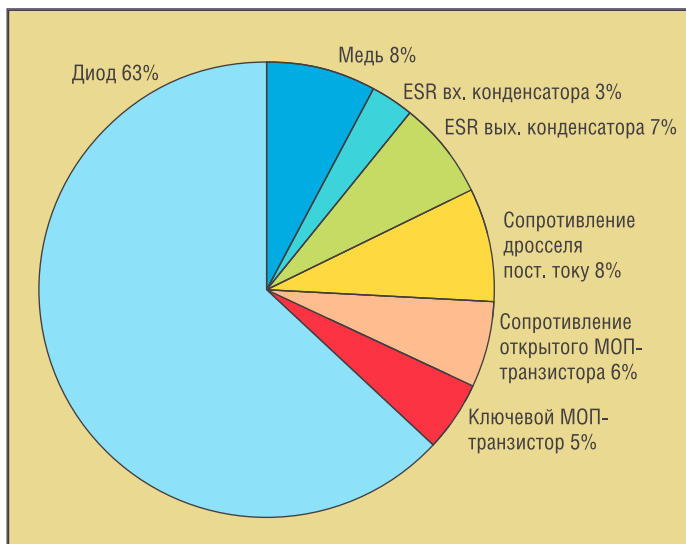


Рис. 6. Анализ потерь преобразователя

роение до 90 г минимизирует потери меди и тем самым увеличивает КПД с 86 до 87%.

Тщательная компоновка печатной платы является важным фактором в минимизации потерь коммутации и стабильности работы понижающего преобразователя. В качестве отправной точки придерживайтесь следующих рекомендаций:

- Сильноточные цепи, особенно у выводов заземления, необходимо выполнять как можно короче.

- Минимизируйте длину проводников, идущих к дросселю, МОП-транзистору и диоду/синхронному выпрямителю.

- Шины питания и линии подключения нагрузки должны быть короткими и широкими. Такой подход является весьма важным для достижения высокого КПД.

- Размещайте узлы и проводники, чувствительные к наводкам тока и напряжения, вдали от узлов коммутации.

ПРОВЕРКА ХАРАКТЕРИСТИК

Разрабатывая или модифицируя схему понижающего импульсного стабилизатора (который работает в РНТ с использованием ШИМ), для расчета параметров основных компонентов и требуемых характеристик можно применить уравнения, приведенные в этой статье. Для проверки электрических и тепловых характеристик окончательного варианта всегда необходимо проводить лабораторные испытания схемы. Для удовлетворительной работы схемы правильная разводка печатной платы и рациональное размещение компонентов являются таким же важным моментом, как и правильный выбор компонентов.

По вопросам получения технической информации обращайтесь в компанию КОМПЭЛ.
E-mail: theory.vesti@compel.ru



ВЫСОКОЭФФЕКТИВНЫЙ Понижающий DC/DC-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ MAX15020

С ПРОГРАММИРУЕМЫМ ВЫХОДНЫМ НАПРЯЖЕНИЕМ



- Широкий диапазон входного напряжения от 7,5...40 В
- Выходной ток 2 А, эффективность до 96%
- Программируемое выходное напряжение (от 0,5...36 В)
- Рабочие частоты 300 или 500 кГц, возможна внешняя синхронизация от 100 до 500 кГц
- Сверхнизкое энергопотребление (<6 мкА) в режиме Shutdown

MAX5096, MAX5097

40 В, 600 мА понижающие DC/DC-преобразователи с режимом экономичного LDO



Наименование	Вх.напряжение Мин. В	Вх. Напряжение Макс.	Выходной ток А	Рабочая частота кГц	Автомобильный рабочий темп. диапазон
MAX5096	4,0	40,0	0,7	135	-40 ... 125
MAX5097				330	
MAX15020	7,5		2	300/500	

