

# Диоды Шоттки для управления питанием

Печатается с разрешения NXP Semiconductors (<http://www.nxp.com/>)

**Эрнст Брон (Нидерланды)**

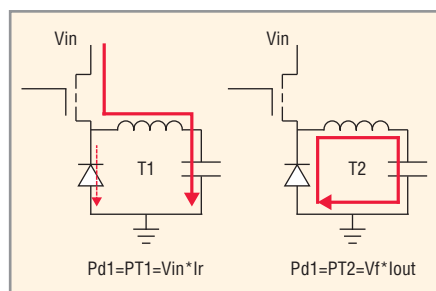
**Выбор антипараллельного диода для DC/DC-преобразователя является не таким простым, как кажется с первого взгляда. Неправильно подобранный диод снижает не только эффективность преобразователя, но и его надёжность из-за собственного перегрева.**

## ВВЕДЕНИЕ

Любому асинхронному DC/DC-преобразователю требуется так называемый антипараллельный (freewheeling) диод. Чтобы оптимизировать общую эффективность решения, в качестве такого диода обычно выбирают диод Шоттки, основная особенность которого – малое падение напряжения при прямом включении. Во многих случаях разработчики используют диод, рекомендованный программой, при помощи которой происходит расчёт преобразователя. Такой подход не всегда является оптимальным. Более того, если в программе не учитывается динамическая связь между тепловыми параметрами и током утечки, вполне вероятно, что реальные рабочие характеристики устройства будут значительно отличаться от тех, которые получены в результате анализа или моделирования. В этой статье обсуждаются некоторые типичные параметры, которые необходимо проверить, чтобы правильно выбрать диод, а также объясняется, как с помощью этих параметров быстро убедиться в том, что выбранный диод будет должным образом выполнять свою функцию.

## ПРОВЕРЬТЕ ПОТЕРИ

На рис. 1 приведена базовая блок-схема асинхронного DC/DC-преобразователя с пошаговым понижением



**Рис. 1. Базовая блок-схема асинхронного DC/DC-преобразователя**

напряжения. D1 и есть требуемый диод Шоттки. Слева показан ток при замкнутом переключателе S1 (интервал времени  $T_1$ ), справа – при разомкнутом переключателе S1 (интервал времени  $T_2$ ).

В интервале  $T_2$  через диод D1 протекает выходной ток ( $I_{out}$ ). Потери непосредственно связаны с прямым напряжением ( $V_{fw}$ ) диода D1 и выходным током:

$$PT2 = I_{out} V_{fw}$$

Естественно, мы хотим снизить напряжение  $V_{fw}$  до минимума, чтобы ограничить потери и выделение тепла.

В интервале  $T_1$  диод D1 находится в закрытом состоянии. Через него течёт только обратный ток. Этот ток относительно мал и в основном определяется блокирующим или входным напряжением  $V_{in}$ . Результирующие потери мощности на диоде за время  $T_1$ , которые мы обозначили  $PT1$ , можно приближенно оценить как:

$$PT1 = I_r V_{in}$$

В процессе проектирования для любого диода Шоттки принимается компромиссное решение. Устройство оптимизируется таким образом, чтобы достичь либо низкого значения напряжения  $V_f$ , либо низкого значения тока утечки  $I_r$ . Оптимизировать оба параметра одновременно невозможно. Итак, когда мы стремимся получить низкое напряжение  $V_f$ , всё заканчивается повышением тока  $I_r$ , и наоборот. При разработке реального приложения важно принимать во внимание не только значения  $V_f$  или  $I_r$ , но и их поведение во время работы устройства. И  $V_f$  и  $I_r$  зависят от температуры. С ростом температуры  $V_f$  сни-

жается, реально сокращая рассеяние тепла при нагревании диода. Однако, и это часто крайне нежелательно, ток  $I_r$  при повышении температуры нарастает. Поэтому чем выше температура диода, тем больше ток утечки и больше внутренние потери мощности, соответственно, диод нагревается ещё больше, при этом ток утечки увеличивается, и т.д.

Возьмём, к примеру, проектирование обычного асинхронного DC/DC-преобразователя: можно провести базовый анализ, чтобы определить внутреннее рассеяние мощности диода и температуру, которую будет иметь готовое устройство. Рабочий коэффициент заполнения DC/DC-преобразователя определяется как отношение выходного напряжения к входному ( $DC = V_{out}/V_{in}$ ). Чем ниже значение этого отношения, тем больше величина интервала  $T_2$  и тем существеннее вклад потерь  $PT2$  в общие потери мощности диода. И наоборот, увеличение  $T_1$  (или отношения  $V_{out}$  к  $V_{in}$ ) снижает вклад потерь  $PT2$  в общие потери мощности и повышает вклад потерь  $PT1$ .

Рассмотрим два DC/DC-преобразователя, оба с входным напряжением 24 В, выходное напряжение одного из них 18 В, а другого – 5 В. Вычислив отношение  $V_{out}$  к  $V_{in}$ , мы получим коэффициент заполнения и сможем рассчитать общие потери мощности в диоде, используя значения  $V_f$  и  $I_r$  из спецификации. Затем на основе общего рассеяния мощности найдём результирующую температуру диода и реальные значения  $V_f$  и  $I_r$  при этой температуре. И наконец, по вычисленной температуре диода пересчитаем внутренние потери мощности. Для повышения точности такую итерационную процедуру можно повторить несколько раз, однако чтобы получить общую оценку, а также найти компромисс между  $V_f$  и  $I_r$ , достаточно одной итерации.

Расчёты температуры устройства проводятся с использованием основных температурных зависимостей, аналогичных формулам, связываю-

щим напряжением, ток и сопротивление. Если известно внутреннее рассеяние мощности в устройстве ( $P_{tot}$ ), то, умножив это значение на общее тепловое сопротивление на границе р–п-переход–среда ( $R_{tja}$ ), вычислим повышение температуры на переходе устройства. Добавив к этому значению температуру окружающей среды, получим окончательное значение температуры на р–п-переходе устройства при конкретном значении рассеяния мощности и температуры окружающей среды.

На рис. 2 результаты нашего анализа представлены в виде графика. В данном примере расчётов использовались диоды PMEG3050BER (оптимизирован по низкому значению  $I_T$ ) и PMEG3050EP (оптимизирован по низкому значению  $V_F$ ). Выходной ток изменялся в пределах от 1 до 3 А. Сравнение температуры проведено для диодов двух типов: с низким значением  $V_F$  и с низким значением  $I_T$ . Начальная температура предполагалась равной 25°C.  $T_a$  – расчётное значение температуры после первой итерации,  $T_b$  – после второй итерации. Слева приведены результаты для DC/DC-преобразователя с выходным напряжением 5 В, справа – с выходным напряжением 18 В (в обоих случаях входное напряжение составляло 24 В). В расчётах температуры использовалось базовое значение  $R_{tja}$ , равное 200 К/Вт, затем делались поправки с учётом коэффициента заполнения. В спецификациях диодов Шоттки приведены кривые температурных характеристик переходных процессов, позволяющие разработчикам определить реальное тепловое сопротивление при импульсных токах с конкретными коэффициентами заполнения (тепловые характеристики для импульсных токов короткой длительности оказываются лучше, чем для постоянных токов). Обратим внимание на то, что общее тепловое сопротивление конкретного диода в любом приложении зависит от множества факторов, наиболее важным из которых является компоновка печатной платы.

Из рис. 2 видно, что в обоих случаях при температуре  $T_b$ , полученной после второй итерации, диод с низким напряжением  $V_F$  начинает нагреваться. Механизм этого явления состоит в том, что для данного тока диод нагревается из-за потерь мощ-

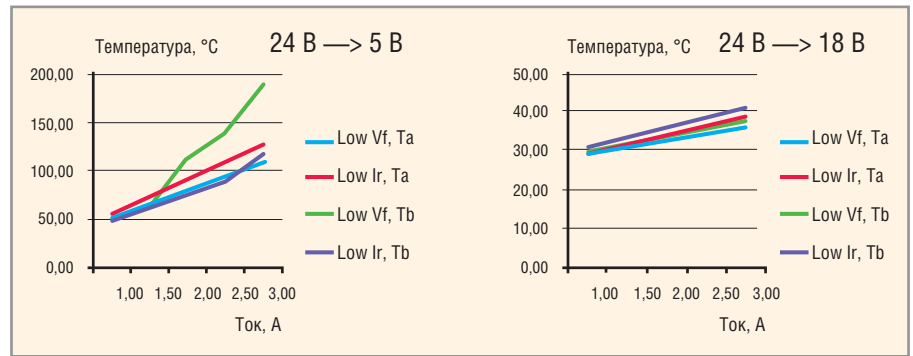


Рис. 2. Расчётная температура диодов Шоттки в DC/DC-преобразователях с различным выходным напряжением

ности за промежуток времени  $T_2$  (PT2). По мере того как температура повышается, ток утечки  $I_T$  увеличивается, а прямое напряжение  $V_F$  снижается. Однако  $I_T$  растёт намного быстрее, чем снижается  $V_F$ . В результате общее тепловое рассеяние диода быстро возрастает. При более высоких выходных токах потери PT2 оказываются выше, значение PT1 растёт быстрее, поэтому наклон кривой становится круче.

Кроме того, мы видим, как влияет отношение выходного напряжения к входному. Левая часть графика соответствует DC/DC-преобразователю с выходным напряжением 5 В и с низким коэффициентом заполнения. Более низкое значение коэффициента заполнения означает более длительный промежуток  $T_2$ , а значит, увеличение потерь PT2. Следовательно, нагрев на начальном этапе происходит быстрее, соответственно, быстрее нарастает ток  $I_T$  и увеличиваются потери PT1. В итоге при увеличении выходного тока температура диода повышается быстрее. При более высоких токах мы видим, что температура действительно выходит за пределы указанного рабочего диапазона. На графике справа благодаря более высокому выходному току (18 В) коэффициент заполнения существенно больше, что позволяет удерживать под контролем потери PT2. Диод нагревается меньше, а значит, меньше ток утечки  $I_T$  и потери PT1 и, как следствие, меньше общее повышение температуры.

В целом можно сказать, что чем больше коэффициент заполнения (другими словами, чем ближе выходное напряжение к входному), тем лучше тепловое поведение диода. Так, например, если мы выполним расчёты, аналогичные вышеприведённым, то увидим, что преобразова-

тель, изменяющий напряжение с 12 до 2,5 В, подвергает диод более высоким нагрузкам, чем преобразователь 12 В–5 В.

### ТЕМПЕРАТУРНЫЙ УХОД

Упомянутый ранее эффект повышения тока утечки  $I_T$  с ростом температуры может привести к общеизвестной проблеме – так называемому температурному уходу. Повышение температуры устройства провоцирует дальнейшее её повышение – и так до некоторого предела, после чего происходит разрушение компонента. Поэтому настоятельно рекомендуется проводить тщательную проверку любой схемы на предмет данного явления.

В настоящее время при проектировании силовых схем обычно используют моделирование. Для этого применяют либо стандартные инструментальные средства, либо общедоступные средства на базе веб-интерфейса. Обязательно проводите двойную проверку тепловых характеристик. Всегда существует вероятность того, что инструментальное средство использует некорректную тепловую модель диода, который предполагается установить в схему, или же тепловые параметры (в случае очень сложной платы) не согласуются с реальными параметрами проектируемой схемы. Кроме того, как уже должно быть ясно из данного обсуждения, не все диоды одинаковы, поэтому крайне нежелательно моделировать схему с «аналогичным» диодом, а затем предполагать, что её температурное поведение (и потому, возможно, электрическое поведение) будет таким же. Хотя это и не всегда удаётся реализовать на практике, рекомендуется всякий раз создавать прототипы для проверки правильности поведения.

