

## Technical Article

## 设计 CCM 反激式转换器



John Betten

连续导通模式 (CCM) 反激式转换器通常用于中等功耗的隔离型应用。与不连续导通模式 (DCM) 运行相比, CCM 运行的特点是具有更低的峰值开关电流、更低的输入和输出电容、更低的 EMI 以及更窄的工作占空比范围。由于具有这些优点并且成本低廉, 它们已广泛应用于商业和工业领域。本文将提供之前在[电源设计小贴士: 反激式转换器设计注意事项](#)中讨论过的 53Vdc 至 12V/5A CCM 反激式转换器的功率级设计公式。

图 1 展示了工作频率为 250kHz 的 60W 反激式转换器的详细原理图。所选占空比在最低输入电压 (51V) 和最大负载时最大, 为 50%。虽然也可以在超过 50% 占空比的情况下运行, 但在本设计中无此必要。由于 57V 的高压线路输入电压相对较低, 因此在 CCM 运行时, 占空比只会降低几个百分点。但如果负载大幅降低, 转换器进入 DCM 运行模式, 占空比就会显著降低。

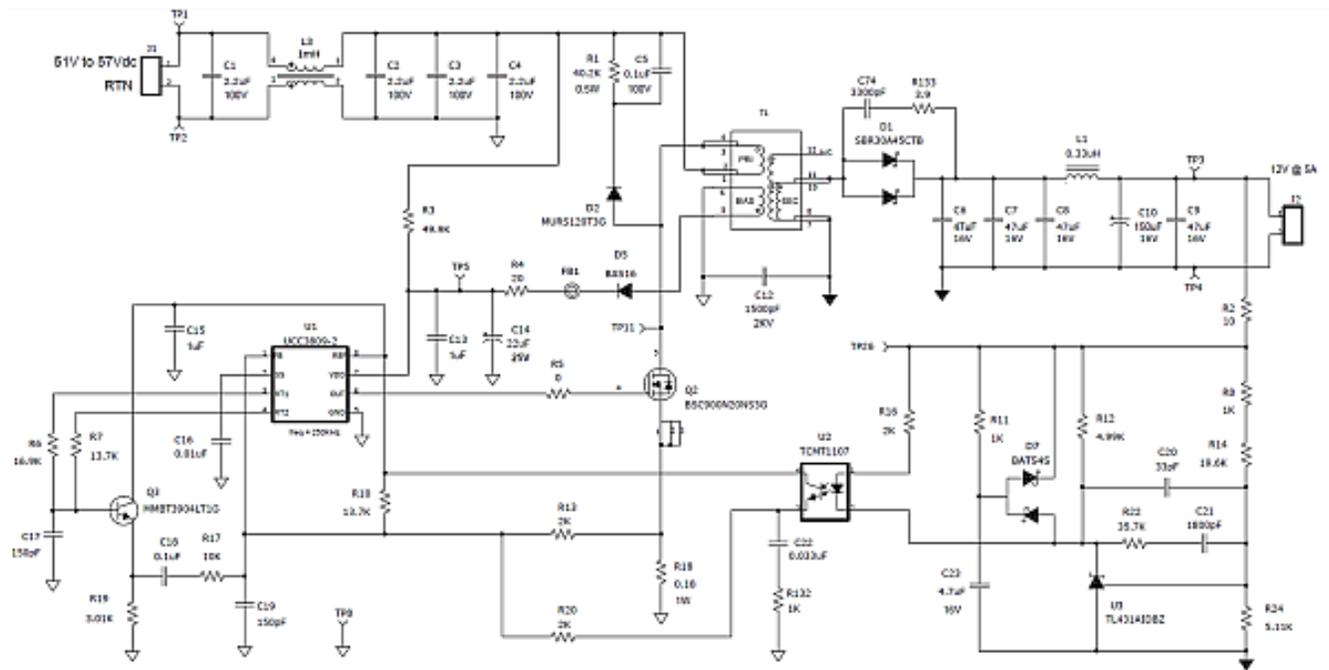


图 1. 60W CCM 反激式转换器原理图。

## 设计规格

为防止磁芯饱和, 绕组开/关时间的伏秒积必须保持平衡。这等于[方程式 1](#) :

$$V_{inmin} \times d_{max} = (V_{out} + V_d) \times (1 - d_{max}) \times N_{ps}, \text{ where } N_{ps} = \frac{N_{pri}}{N_{sec}} \quad (1)$$

将  $d_{max}$  设置为 0.5 并计算  $N_{ps12}$  ( $N_{pri} : N_{12V}$ ) 和  $N_{ps14}$  ( $N_{pri} : N_{14V}$ ) 的匝数比, 如[方程式 2](#) 和[方程式 3](#) 所示 :

$$N_{ps12} = \frac{V_{inmin}}{(V_{out} + V_d)} \times \frac{d_{max}}{(1 - d_{max})} = \frac{51V}{(12V + 0.5V)} \times \frac{0.5}{(1 - 0.5)} \sim 4 \text{ (4:1 step-down)} \quad (2)$$

$$N_{ps14} = \frac{V_{inmin}}{(V_{out} + V_d)} \times \frac{d_{max}}{(1 - d_{max})} = \frac{51V}{(14V + 0.5V)} \times \frac{0.5}{(1 - 0.5)} \sim 3.5 \text{ (3:5:1 step-down)} \quad (3)$$

变压器匝数比现已设定 ( 方程式 4 和方程式 5 ) , 因此可计算出工作占空比和 FET 电压。

$$d = \frac{N_{ps12} \times (V_{out} + V_d)}{V_{in} + N_{ps12} (V_{out} + V_d)} \times \frac{4 \times (12V + 0.5V)}{57V + 4 \times (12V + 0.5V)} \sim 0.47 \text{ (dmin at } V_{in} = 57V) \quad (4)$$

$$V_{dsmax} = V_{inmax} + N_{ps12} \times (V_{out} + V_d) = 57V + 4 \times (12V + 0.5V) = 107V \quad (5)$$

$V_{dsmax}$  表示 FET Q2 漏极上无振铃的“平顶”电压。振铃通常与变压器漏电感、寄生电容 ( T1、Q1、D1 ) 和开关速度有关。选择 200V FET 时, FET 电压会再降低 25% 至 50%。变压器绕组之间必须实现良好耦合, 如有可能, 最大漏电感必须为 1% 或更低, 以更大限度地减少振铃。

当 Q2 导通时, 二极管 D1 的反向电压应力等于方程式 6 :

$$V_{D1piv} = V_{out} + \frac{V_{inmax}}{N_{ps12}} = 12V + \left(\frac{57V}{4}\right) \sim 26V \quad (6)$$

由于漏电感、二极管电容和反向恢复特性的影响, 当次级绕组摆幅为负时, 振铃现象很常见。具体请参阅方程式 7。

$$I_{D1} = \frac{I_{outmax}}{(1 - d_{max})} = \frac{5A}{(1 - 0.5)} = 10A \quad (7)$$

我选择了额定值为 30A/45V 的 D<sup>2</sup>PAK 封装, 以便在 10A 电流下将正向压降减至 0.33V。功率耗散等于方程式 8 :

$$P_{D1} = I_{outmax} \times V_d = 5A \times 0.33V \sim 1.7W \quad (8)$$

建议使用散热器或气流进行适当的热管理。初级电感的计算公式为方程式 9 :

$$L_{min} = \frac{V_{inmin}^2 \times d_{max}^2 \times n}{2 \times f_{sw} \times P_{outmin}} = \frac{51V^2 \times 0.5^2 \times 0.91}{2 \times 250KHz \times 15W} \sim 80\mu H \quad (9)$$

$P_{OUTMIN}$  是转换器进入 DCM 的位置, 通常为  $P_{OUTMAX}$  的 20% 至 30%。

初级峰值电流出现在  $V_{INMIN}$  时, 等于 :

$$I_{pri_{pk}} = \frac{I_{outmax}}{(1 - d_{max}) \times N_{ps12}} + \frac{V_{inmin} \times d_{max}}{2 \times L_{pri} \times f_{sw}} = \frac{5A}{(1 - 0.5) \times 4} + \frac{51V \times 0.5}{2 \times 80\mu H \times 250KHz} \sim 3.14A \quad (10)$$

这对于确定最大电流检测电阻 (R18) 值而言是必要的, 能够防止控制器的初级过流 (OC) 保护电路跳闸。对于 UCC3809, R18 两端的电压不能超过 0.9V, 以保证全输出功率。在本例中, 我选择 0.18Ω。也可以使用更小的电阻, 以减少功率损耗。但过小的电阻会增加噪声灵敏度, 并使 OC 阈值处于高水平, 有可能导致变压器饱和, 更糟糕的是, 甚至会导致 OC 故障期间出现与应力相关的电路故障。电流检测电阻耗散的功率为方程式 11 :

$$P_{Rs} = \left[ \frac{I_{outmax} \times \sqrt{d_{max}}}{(1 - d_{max}) \times N_{ps12}} \right]^2 \times R_s = \left[ \frac{5A \times \sqrt{0.5}}{(1 - 0.5) \times 4} \right]^2 \times 0.18\Omega \sim 0.56W \quad (11)$$

根据方程式 12 和方程式 13 估算 FET 导通损耗和关断开关损耗 :

$$P_{cond} = \left[ \frac{I_{outmax} \times \sqrt{d}}{(1 - d) \times N_{ps12}} \right]^2 \times R_s = \left[ \frac{5A \times \sqrt{0.47}}{(1 - 0.47) \times 4} \right]^2 \times 0.12\Omega \sim 0.3W \text{ (} V_{in} = 57V) \quad (12)$$

$$P_{sw} = \frac{1}{4} \times t_{sw} \times f_{sw} \times V_{ds} \times I_{pri_{pk}} = \frac{1}{4} \times 25nS \times 250KHz \times 160V \times 3.03A \sim 0.76W \quad (13)$$

与  $C_{oss}$  相关的损耗计算有些模糊, 因为该电容具有相当高的非线性度, 会随着  $V_{ds}$  的增加而降低, 在本设计中估计为 0.2W。

电容器要求通常包括计算最大均方根电流、获得预期纹波电压所需的最小电容以及瞬态保持。输出电容和  $I_{OUTRMS}$  的计算公式为 [方程式 14](#) 和 [方程式 15](#)：

$$C_{outmin} = \frac{I_{outmax} \times d_{max}}{f_{sw} \times V_{ripout}} = \frac{5A \times 0.5}{250KHz \times 0.12V} = 83\mu F \quad (14)$$

$$I_{outrms} = I_{outmax} \times \sqrt{\frac{d_{max}}{1-d_{max}}} = 5A \times \sqrt{\frac{0.5}{1-0.5}} = 5A \quad (15)$$

可以仅使用陶瓷电容器，但在直流偏置效应后需要 7 个陶瓷电容器才能实现 83μF。因此，我只选择了足以处理均方根电流的电容器，然后使用了电感器-电容器滤波器来降低输出纹波电压并改善负载瞬态。如果存在较大的负载瞬态，可能需要额外的输出电容来减少压降。

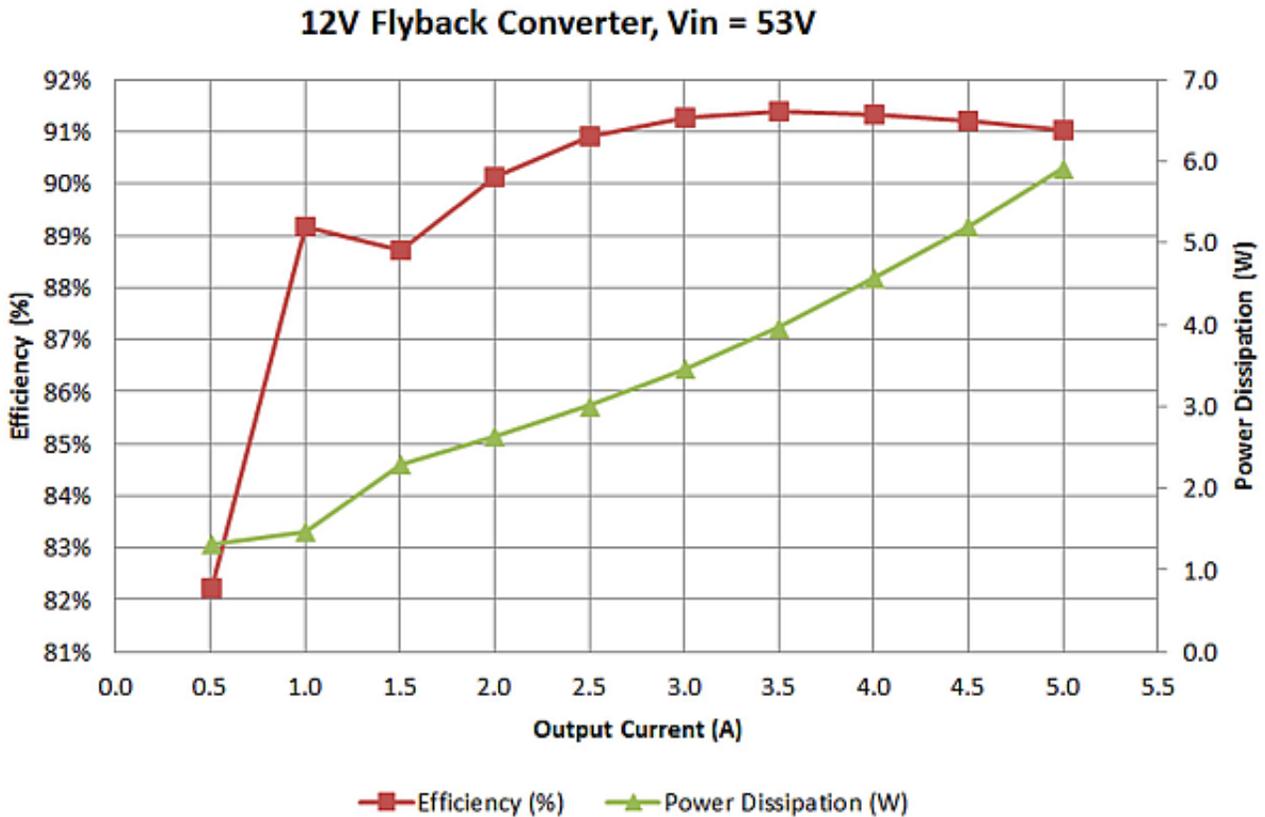
输入电容等于 [方程式 16](#)：

$$C_{inmin} = \frac{I_{pripk} \times d_{max}}{2 \times f_{sw} \times V_{inrip}} = \frac{3.14A \times 0.5}{2 \times 250KHz \times 1.5V} = 2\mu F \quad (16)$$

同样，您必须考虑会损耗电容的直流偏置效应。如 [方程式 17](#) 所示，均方根电流约为：

$$I_{inrms} = \frac{I_{outmax}}{N_{ps}} \times \sqrt{\frac{d_{max}}{1-d_{max}}} = \frac{5A}{4} \times \sqrt{\frac{0.5}{1-0.5}} = 1.25A \quad (17)$$

[图 2](#) 展示了原型转换器的效率，而 [图 3](#) 展示了反激式评估板。



**图 2.** 转换器的效率和损耗决定了封装的选择和散热要求。

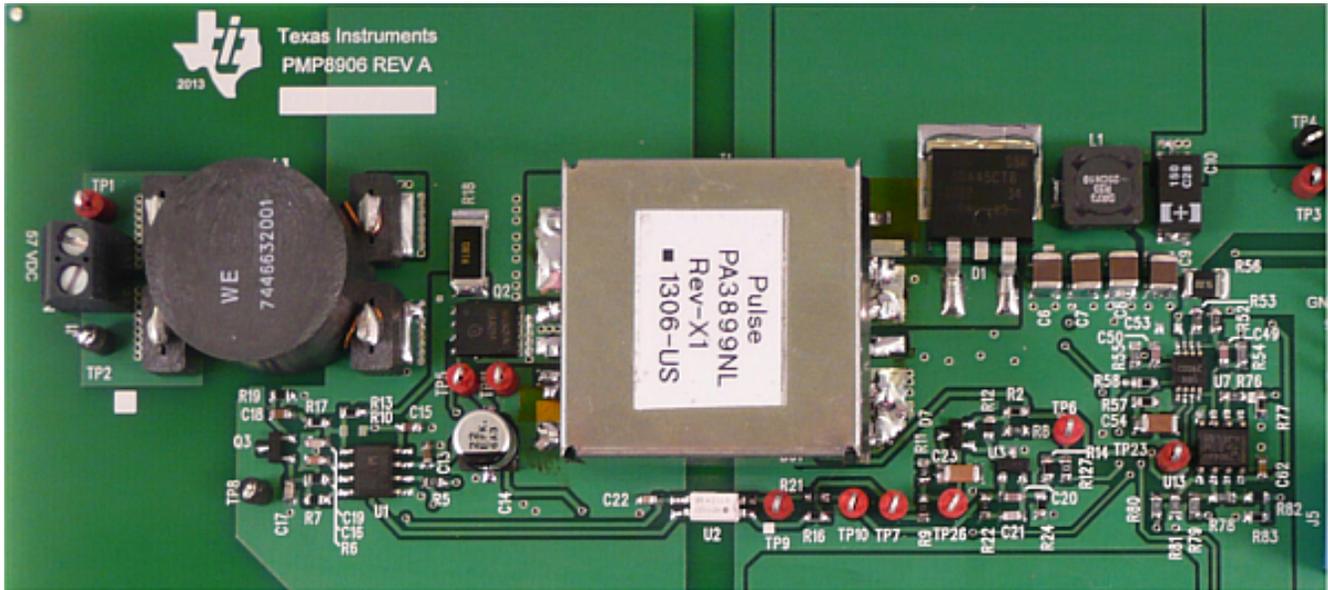


图 3. 60W 反激式评估硬件尺寸为 100mm x 35mm。

要选择合适的补偿元件值，请参阅此处的帮助：[补偿隔离电源](#)。

本设计示例介绍了功能性 CCM 反激式设计的基本元件计算。然而，初始估算通常需要反复计算，以便进行微调。不过，为了获得运行良好且优化的反激式转换器，在变压器设计和控制环路稳定等方面，往往还需要做更多的细节工作。

请在 Power House 上查看 TI 的[电源设计小贴士博客系列](#)。

另请参阅：

- [电源设计小贴士 76：反激式转换器设计注意事项](#)
- [准谐振反激式转换器可轻松为储能电容器充电](#)
- [如何将反激式转换器设计为两级 LED 驱动器的前端](#)
- [HV 反激式转换器可提高效率](#)

之前在 [EDN.com](#) 上发布。

## 重要声明和免责声明

TI“按原样”提供技术和可靠性数据（包括数据表）、设计资源（包括参考设计）、应用或其他设计建议、网络工具、安全信息和其他资源，不保证没有瑕疵且不做任何明示或暗示的担保，包括但不限于对适销性、某特定用途方面的适用性或不侵犯任何第三方知识产权的暗示担保。

这些资源可供使用 TI 产品进行设计的熟练开发人员使用。您将自行承担以下全部责任：(1) 针对您的应用选择合适的 TI 产品，(2) 设计、验证并测试您的应用，(3) 确保您的应用满足相应标准以及任何其他功能安全、信息安全、监管或其他要求。

这些资源如有变更，恕不另行通知。TI 授权您仅可将这些资源用于研发本资源所述的 TI 产品的应用。严禁对这些资源进行其他复制或展示。您无权使用任何其他 TI 知识产权或任何第三方知识产权。您应全额赔偿因在这些资源的使用中对 TI 及其代表造成的任何索赔、损害、成本、损失和债务，TI 对此概不负责。

TI 提供的产品受 [TI 的销售条款](#) 或 [ti.com](#) 上其他适用条款/TI 产品随附的其他适用条款的约束。TI 提供这些资源并不会扩展或以其他方式更改 TI 针对 TI 产品发布的适用的担保或担保免责声明。

TI 反对并拒绝您可能提出的任何其他或不同的条款。

邮寄地址：Texas Instruments, Post Office Box 655303, Dallas, Texas 75265

Copyright © 2024，德州仪器 (TI) 公司