

选择输出电容器以优化 PSR 反激式转换器的纹波和稳定性

Timothy Hegarty

Applications Engineer

引言

原边反馈控制 (PSR) 是一种使用初级绕组反射电压估算反激式转换器输出电压的基于观测器的方法。之前的模拟设计期刊文章^[1, 2]介绍了用于汽车和工业应用的无辅助绕组的 PSR 反激式直流/直流转换器的工作和开关行为，其中在初级开关电压谐振拐点处特定时间点的采样能够合理地反映输出电压的情况。这种磁感应调节技术可在整个负载、线路和温度范围内提供低于 1% 的输出电压精度。^[1]此外，它可免于使用通常用于隔离反馈的次级侧光耦合器和误差放大器，因此无需使用跨隔离栅的元件，并实现具有低元件数和成本效益的高可靠性设计。

在此背景下，本文回顾了 PSR 反激式直流/直流转换器的运行模式和突出特性，并专门介绍了如何选择输出电容器来满足系统对输出电压纹波和小信号稳定性的规格要求。

具有多模式控制的 PSR 反激式直流/直流转换器

图 1 显示了具有集成式初级开关和环路补偿元件的 PSR 反激式转换器原理图^[3]。该转换器支持通过变压器初级绕组对输出电压通过磁感应采样进行反馈控制。公式 1 给出了输出电压设定点：

$$V_{OUT} = \frac{V_{REF}}{N_{PS}} \times \frac{R_{FB}}{R_{SET}} - V_D \quad (1)$$

其中， N_{PS} 是初级侧与次级侧变压器匝数比， V_{REF} 是内部带隙基准电压，而 V_D 是反激电路中二极管压降（电流接近零时）。

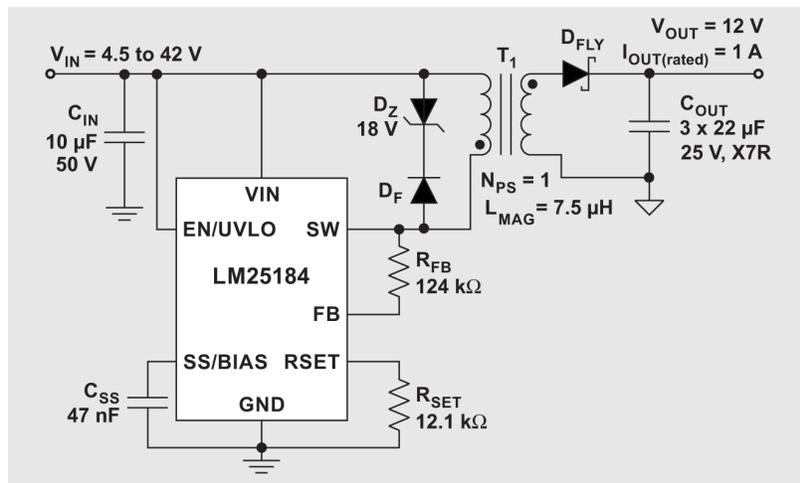


图 1. 无辅助 PSR 反激式转换器的典型原理图

使用带有峰值电流模式控制的可变开关频率控制策略，转换器根据负载电流以边界 (BCM) 或非连续 (DCM) 导通模式运行，如图 2 所示。^[4] 调制开关频率和原边峰值电流幅值有助于在负载和线路的宽工作范围内保持高效率。

更具体地说，转换器在重负荷下以 BCM 模式工作，并且在开关电压拐点检测（内核复位）后，初级开关导通具有谐振半周期延迟，从而实现准谐振开关转换。如图 2 所示，随着负载电流减小，BCM 中的开关频率增大。为防止在中等负载下高频运行，模式从 BCM 更改为 DCM，使开

关频率在其最大值处保持恒定（在本例中为 350kHz）。

公式 2 给出了 DCM-BCM 边界处的临界输出电流。

$$I_{OUT(DCM-BCM)} = \frac{V_{OUT} N_{PS}^2}{2L_{MAG} f_{SW-DCM}} \left(\frac{V_{IN}}{V_{IN} + V_{OUT} N_{PS}} \right)^2 \quad (2)$$

将在轻负载条件下运行更改为频率折返模式 (FFM)，这实际上是具有可变开关频率和恒定峰值电流的 DCM 模式。

由于磁反馈控制是要在开关周期内采样输出电压，因此有必要在空载时保持一定的最小开关频率，以继续感应输出电压（在本例中为 12kHz）。

如图 2 所示，BCM 具有比 DCM 更低的开关频率和更高的峰值电流。因此，BCM 规定了适用于给定纹波电压规格的输出电容器大小。图 3 显示了 BCM 下的次级侧波形。

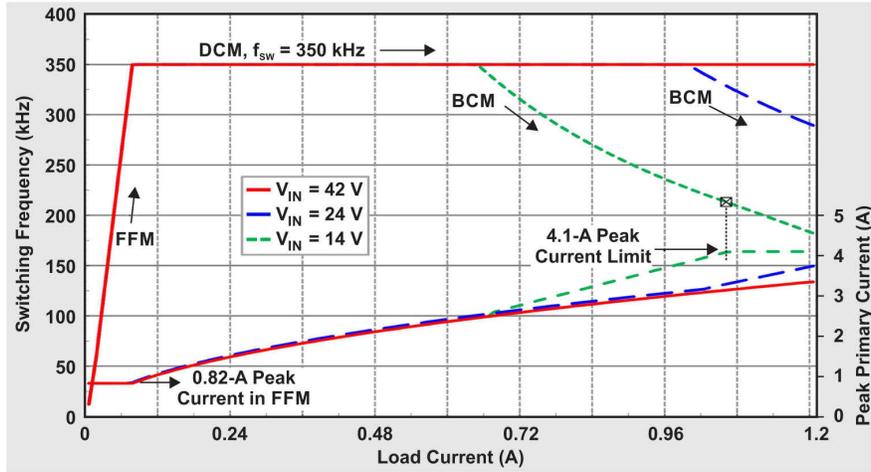


图 2. LM25184 的开关频率和初级峰值电流与负载电流间的关系

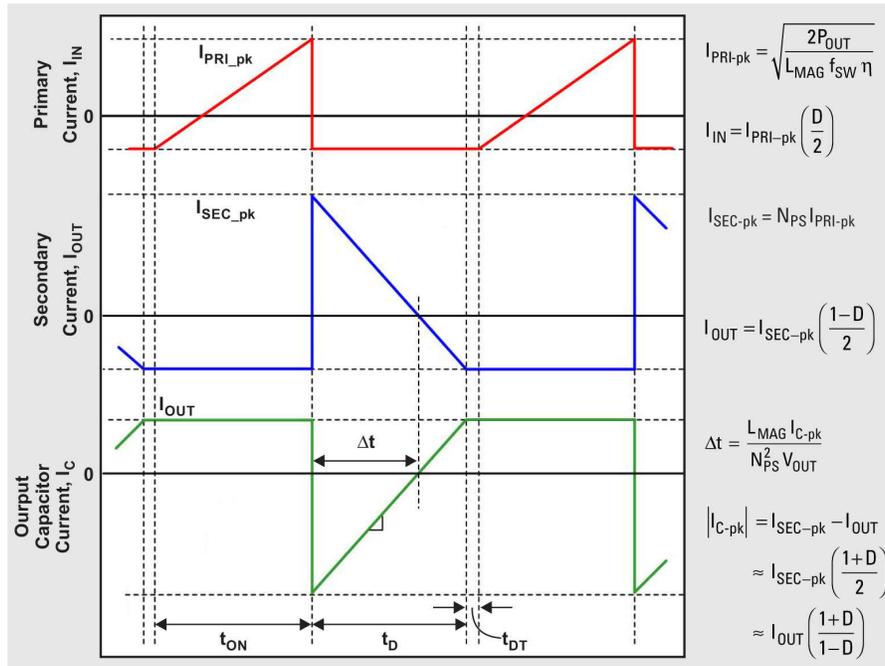


图 3. 反激式转换器在 BCM 模式下的理想电流波形

符合电压纹波规格的输出电容器尺寸

根据图 3 中的波形，公式 3 表示输出电容器在 BCM 中的峰峰值纹波电压 ΔV_{OUT} ：

$$\begin{aligned} \Delta V_{OUT} &= \frac{I_{C-pk} \Delta t}{2C_{OUT}} = \frac{I_{C-pk}}{2C_{OUT}} \times \frac{L_{MAG-sec} I_{C-pk}}{V_{OUT}} \\ &\approx \frac{L_{MAG} I_{PRI-pk}^2}{2C_{OUT} V_{OUT}} \times \left(\frac{1+D}{2} \right)^2 \\ &= \frac{L_{MAG} I_{OUT}^2}{2C_{OUT} V_{OUT} N_{PS}^2} \times \left(\frac{1+D}{1-D} \right)^2 \end{aligned} \quad (3)$$

公式 4 根据图 1 中的电路值，给出了 12V 输出时 1% 纹波所需的电容：

$$C_{OUT} \geq \frac{7.5 \mu\text{H} \times (4\text{A})^2}{2 \times 120 \text{mV} \times 12\text{V} \times 1^2} \times \left(\frac{1+0.47}{2}\right)^2 = 22.5 \mu\text{F} \quad (4)$$

公式 5 定义了 在最大占空比（对应于最小输入电压）时的最坏情况：

$$D = \frac{N_{PS}(V_{OUT} + V_D)}{V_{IN(\min)} + N_{PS}(V_{OUT} + V_D)} = \frac{1 \times (12\text{V} + 0.4\text{V})}{14\text{V} + 1 \times (12\text{V} + 0.4\text{V})} = 0.47 \quad (5)$$

公式 6 给出了输出电容器 RMS 电流：

$$I_{COUT-RMS} = I_{SEC-pk} \sqrt{\frac{1-D}{3}} = \sqrt{\frac{2I_{OUT} I_{SEC-pk}}{3}} = \sqrt{\frac{2 \times 1\text{A} \times 4\text{A}}{3}} = 1.6 \text{ A} \quad (6)$$

图 4 显示了 Murata 的 22μF、25V 多层陶瓷电容器 (MLCC) 的有效电容与电压和温度间的关系。^[5] 即使铭牌上电容为 22μF，但当施加 12V 直流偏置电压时，在 25°C 和 -40°C 下的有效值分别为 9.1μF 和 7.2μF。因此，要满足纹波电压规格，需要并联三个这样的电容器。在目标频率范围内，每个 MLCC 的等效串联电阻 (ESR) 约为 3mΩ，对输出纹波的影响可忽略不计。

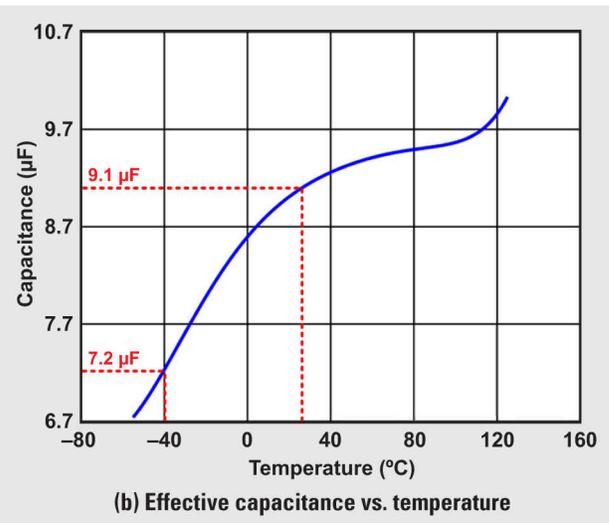
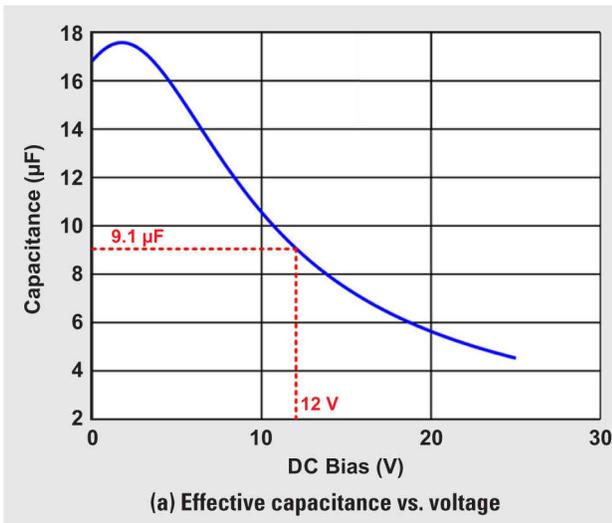


图 4. 22μF、25V、1210、X7R 电容器的 MLCC 图

图 5 显示了在输入电压为 14V (BCM) 和 42V (DCM) 且有效输出电容为 22μF 情况下的仿真的初级原边和次级副边电流、初级原边开关电压和输出电容器纹波电压。为简单起见，变压器寄生漏电感的振荡效应不考虑在内。

图 5 中的 × 符号标记输出电压波形上的 PSR 采样时间点。采样是发生在 12V 输出电压接近纹波波形峰值的瞬间，但在给定的总纹波幅值下，直流输出电压略低。

小信号稳定性回顾

正如图 3 中的波形所示，反激式转换器在二极管导通 (t_{ON}) 期间，将导通 (t_{ON}) 期间存储的全部磁化能量传递给输出。与 DCM（其中控制变量是占空比）不同，BCM 下的转换器通过改变 t_{ON} 来调节输出电压，然后控制二极管平均电

流 (I_D)。因此，占空比仍大致保持恒定，并且 I_D （通过输出滤波器和负载的有效阻抗）决定输出电压。

公式 7 对与电流模式控制和 PSR 采样保持相关的高频相位延迟忽略不计，给出了总环路增益，它是控制到输出（控制器和功率级），反馈和补偿器传递函数的乘积：

$$T_V(s) = G_{VC}(s)G_C(s)G_{FB}(s) =$$

For BCM:

$$\left[\frac{N_{PS} R_L}{2 R_i} \left(\frac{1-D}{1+D} \right) \left(\frac{1-s/\omega_{zRHP}}{1+s/\omega_p} \right) \right] \left[g_m R_{EA} \left(\frac{1+s/\omega_{z1}}{1+s/\omega_{p1}} \right) \right] \frac{V_{REF}}{V_{OUT}}, \quad (7)$$

or for DCM:

$$\left[\frac{1}{R_i} \sqrt{\frac{L_{mag} f_{SW} R_L}{2}} \left(\frac{1-s/\omega_{zRHP}}{1+s/\omega_p} \right) \right] \left[g_m R_{EA} \left(\frac{1+s/\omega_{z1}}{1+s/\omega_{p1}} \right) \right] \frac{V_{REF}}{V_{OUT}},$$

or for FFM:

$$\left[\frac{K_{VCO}}{R_i} \left(\frac{N_{PS} V_{OUT}}{2 f_{SW}} \right) \left(\frac{1-s/\omega_{zRHP}}{1+s/\omega_p} \right) \right] \left[g_m R_{EA} \left(\frac{1+s/\omega_{z1}}{1+s/\omega_{p1}} \right) \right] \frac{V_{REF}}{V_{OUT}}$$

其中 R_L 是负载电阻, R_i 是有效电流采样电阻值, ω_p 是功率级负载极点, ω_{p1} 和 ω_{z1} 是 2 型补偿器的极点和零点, $g_m R_{EA}$ 是跨导误差放大器的直流增益, K_{VCO} 是 FFM 下从控制电压至开关频率的增益, ω_{zRHP} 是与初级电流变化时次级电流的相移延迟相关的反激式功率级的右半平面零点 (RHPZ)。但由于 RHPZ 具有足够高的频率, 因此在 DCM 分析中可以忽略其影响。

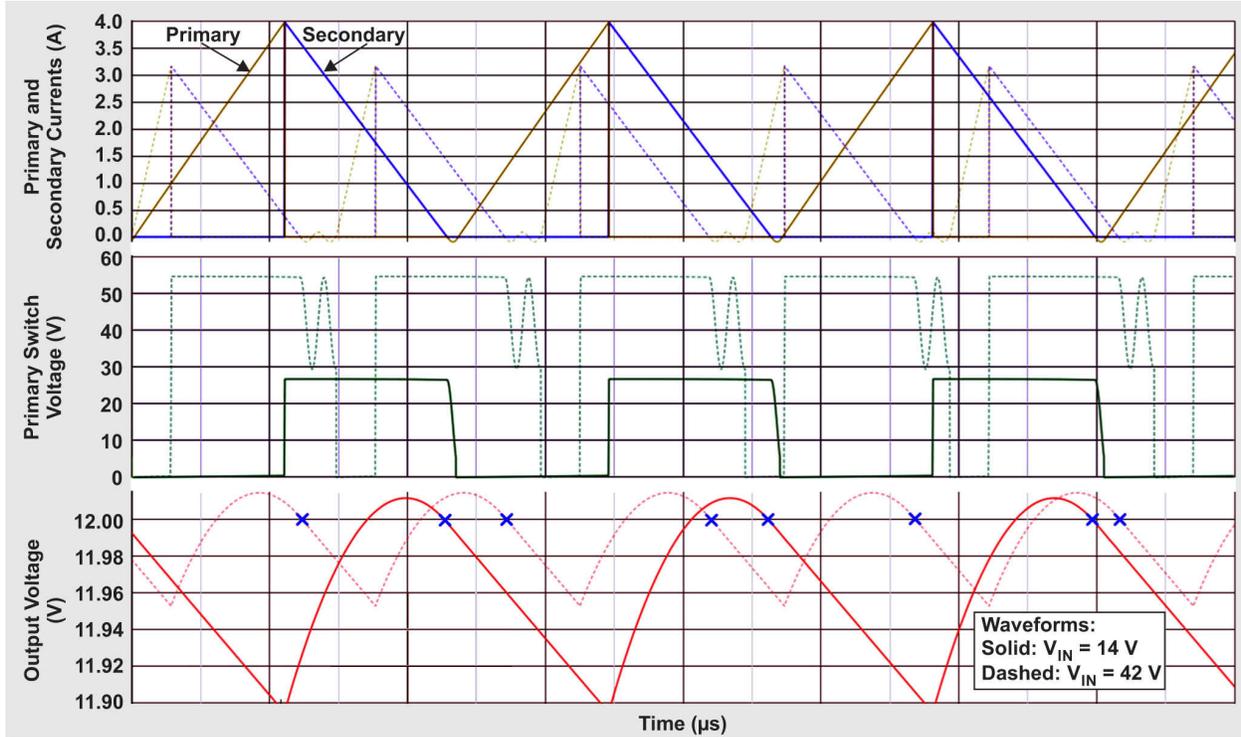


图 5. 输入电压为 14V (实线, BCM) 和 42V (虚线, DCM) 时的 PSR 反激式转换器波形

公式 8 给出了功率级主极点:

$$\omega_p = \begin{cases} \text{For BCM:} \\ (1+D)/R_L \times C_{OUT} \\ \text{or for DCM and FFM:} \\ 2/R_L \times C_{OUT} \end{cases} \quad (8)$$

有趣的是, 由于 PSR 采样保持发生在瞬时次级电流为零时, 控制到输出传递函数中明显出现的左半平面零点 (通常与输出电容器及其 ESR 相关联) 看起来对总体环路增益传递函数没有影响, 因此在此处不详述。实际上, ESR 零点被反馈采样器传递函数中相应的极点所抵消。

图 6 假设总有效输出电容为 22μF, 显示了图 1 中转换器电路在输入电压为 14V 和 42V 时的总体环路增益波特图仿真。因为利用集成补偿设计无法进行实际测量, 所以这里必须进行仿真。此外, 反馈节点会在开关电压摆动时产生交流电流, 因此不适合用作环路响应测量的振荡器信号注入点。

从图 6 可以看出, DCM 中负载极点的频率比 BCM 的极点频率要高, DCM 中的 G_{VC} 增益通常更高。这两个因素会导致 DCM 中的环路增益增加, 因而产生更高的穿越频率 (f_c)。相应地, DCM 在满负载时的工作条件根据环路稳定性来设置输出电容要求。如果 DCM 中的开关频率为 350kHz, 则最大 f_c 宜为 35kHz (开关频率的 10%)。

实现小信号稳定性的输出电容器大小

从图 6 可以看出，环路增益通常表示为每十倍频 -20dB 的斜率，达到并超过 f_C ，从而简化了所需输出电容的确定。根据公式 7，公式 9 给出了 DCM 中环路增益的简化表达式：

$$T_V(s)|_{s \rightarrow j2\pi f_C} \approx \frac{1}{R_i} \sqrt{\frac{L_{MAG} f_{SW} R_L}{2}} \left(\frac{2}{s R_L C_{OUT}} \right) \times \left(g_m R_{EA} \frac{s R_C C_C}{s R_{EA} C_C} \right) \frac{V_{REF}}{V_{OUT}} \quad (9)$$

其中 R_C 和 C_C 分别表示补偿电阻和电容。

公式 9 根据单位增益下的目标穿越频率进一步简化，得到 C_{OUT} 的表达式（公式 10）：

$$C_{OUT} \approx \frac{1}{f_C} \times \frac{g_m R_C V_{REF}}{\pi R_i V_{OUT}} \sqrt{\frac{L_{MAG} f_{SW}}{2 R_L}} \quad (10)$$

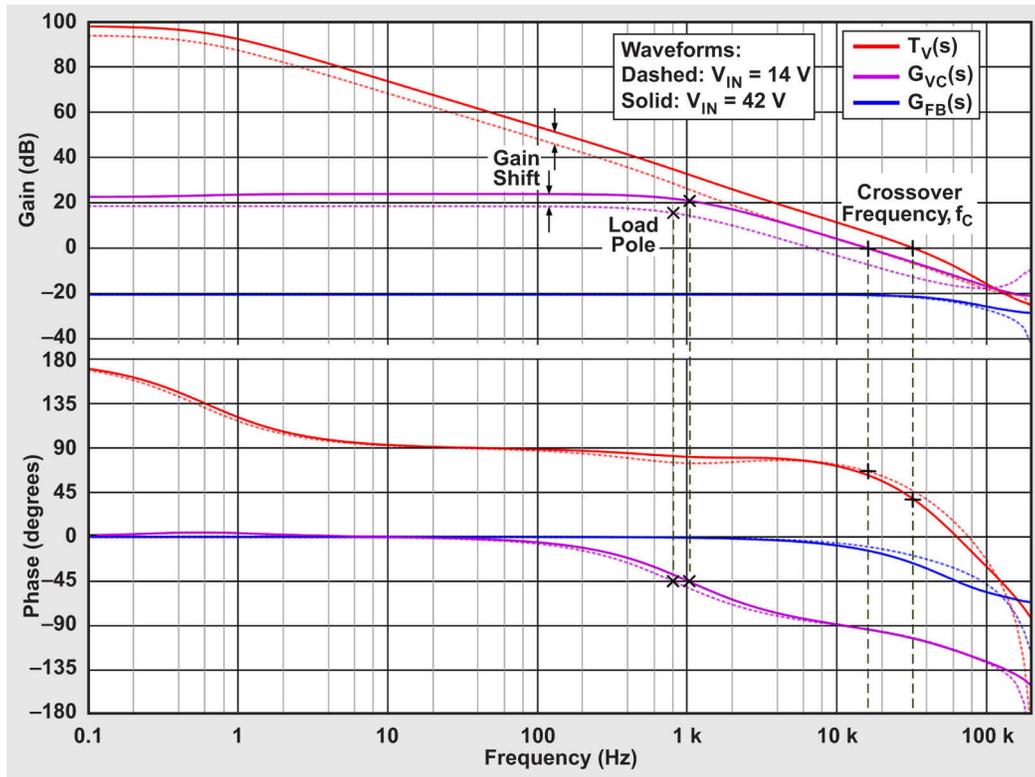


图 6. 输入电压为 14V（虚线，BCM）和 42V（实线，DCM）时的仿真波特图

使用图 1 所示 LM25184 电路的参数，公式 11 给出了 35kHz（开关频率的 10%）目标穿越频率对应的输出电容：

$$\begin{aligned} C_{OUT} &= \frac{1}{f_C} \times \frac{15}{V_{OUT}} \sqrt{\frac{L_{MAG}}{R_L}} \\ &= \frac{1}{35 \text{ kHz}} \times \frac{15}{12 \text{ V}} \times \sqrt{\frac{7.5 \mu\text{H}}{12 \Omega}} \\ &= 28 \mu\text{F} \end{aligned} \quad (11)$$

考虑到在高 f_C 下可能存在 PSR 采样保持和电流模式控制高频极点（尽管被 RHPZ 增益抵消）的衰减作用，电容结果会略有高估。结果也符合总体令人满意的负载瞬态响应。

结论

为反激式转换器正确选择元件需要了解其模态行为和工作特性。本文研究了 PSR 反激式直流/直流转换器在峰峰值输出纹波和小信号稳定性方面对输出电容的要求。输出纹波的最坏情况是在最小输入电压和满负载条件下发生，这通常涉及 BCM 模式运行。显然，在 DCM 模式下运行时，为实现环路稳定性，在高输入电压和满负载条件下对电容有要求。

参考文献

1. **Timothy Hegarty**, “无辅助绕组 PSR 反激式转换器如何提高 PLC 可靠性和密度”，TI 模拟设计期刊 (SLYT779), 2019 年第 4 季度。
2. **Timothy Hegarty**, “为何在双电池 mHEV 系统中使用 PSR 反激式隔离转换器》，TI 模拟设计期刊 (SLYT791), 2020 年第 2 季度。
3. **42V 输入电压、1A 输出电流 PSR 反激式转换器单路输出评估模块**, 德州仪器 (TI) 设计资源 (LM25184EVM-S12), 2019 年 7 月。
4. **LM25183 和 LM25184 PSR 反激式转换器快速入门设计工具**, 德州仪器 (TI) 设计资源 (LM25183-LM25184DESIGN-CALC)。
5. **用于 MLCC 的 Murata 在线工具**。

相关网站

产品信息:

[LM5180](#)

[LM5181](#)

[LM25180](#)

[LM25183](#)

[LM25184](#)

重要声明: 本文所提及德州仪器 (TI) 及其子公司的产品和服务均依照 TI 标准销售条款和条件进行销售。建议客户在订购之前获取有关 TI 产品和服务的最新和完整信息。TI 对应用帮助、客户的应用或产品设计、软件性能或侵犯专利不负任何责任。有关任何其它公司产品或服务的发布信息均不构成 TI 因此对其的认可、保证或授权。

所有商标均为其各自所有者的财产。

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 © 2023，德州仪器 (TI) 公司