

## Technical Article

## 使用有源缓冲器提高相移全桥效率



Ben Lough

图 1 所示的相移全桥 (PSFB) 在 500W 以上的应用中很受欢迎，因为它可在输入开关上实现软开关，从而提高转换器效率。虽然开关损耗大大降低，但输出整流器上仍会出现高压应力，因为其寄生电容会与变压器漏电感（建模为  $L_r$ ，如 图 1 中所示）谐振。输出整流器的电压应力可能高达  $2V_{IN}N_S/N_P$ ，其中  $N_P$  和  $N_S$  分别是变压器的初级绕组和次级绕组。

传统上，要限制输出整流器上的最大电压应力，需要无源缓冲器 [1]，例如电阻器-电容器-二极管 (RCD) 缓冲器，但使用无源缓冲器将消耗功率，从而导致效率损失。

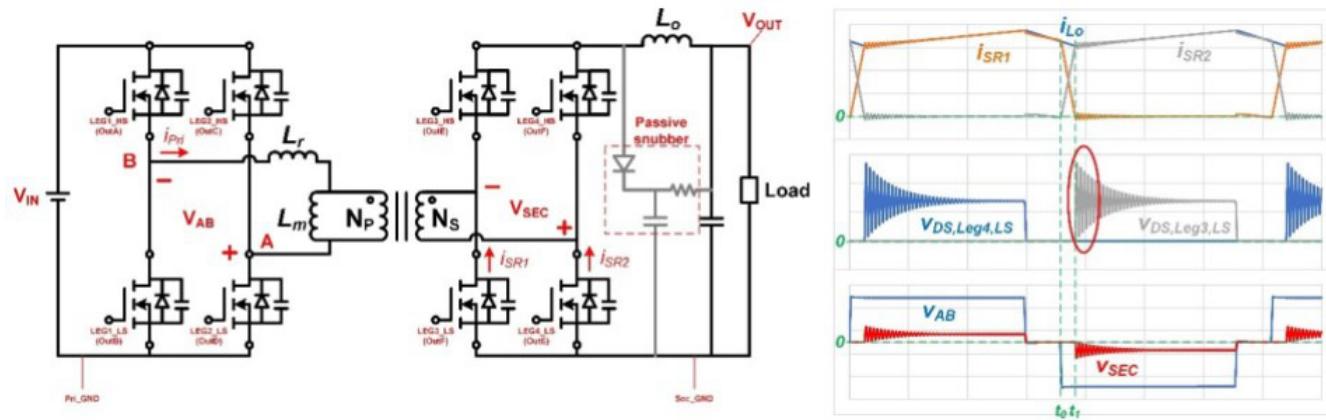


图 1. 对于具有无源钳位和波形的 PSFB 功率级，使用无源钳位会消耗功率，从而导致效率损失。来源：德州仪器 (TI)

或者，您可以应用有源缓冲器来钳制整流器电压应力，而不消耗缓冲器电路中的任何功率（假定存在理想开关）[2]。图 2 显示由 ( $C_{CL}$ ) 和 MOSFET ( $Q_{CL}$ ) 形成的有源钳位桥臂 (ACL) 插入到输出电感器之前。当输出绕组电压变为非零时，能量将从初级绕组转移到次级绕组，以便将输出电感器通电，还会通过  $Q_{CL}$  体二极管传导电流以对  $C_{CL}$  充电，即使  $Q_{CL}$  未导通也是如此。您可以在  $Q_{CL}$  体二极管已传导电流后将其导通，以在  $Q_{CL}$  上确保零电压开关 (ZVS)。

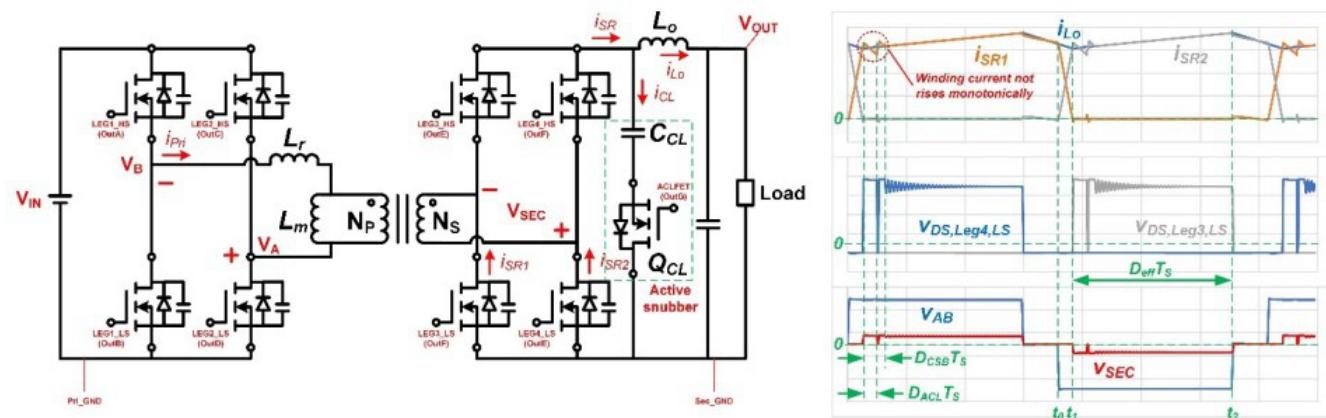


图 2. 对于具有有源钳位和波形的 PSFB 功率级，与无源缓冲器不同，有源缓冲器不会消耗功率电阻器上的振铃能量，而是作为无损缓冲器在 LC 谐振回路中实现能量循环。来源：德州仪器 (TI)

请务必在有源钳位 MOSFET ( $i_{CL}$ ) 极性变化之前导通  $Q_{CL}$ ，以便在有效占空比 ( $D_{eff}T_S$ ) 开始时完成  $C_{CL}$  上的电流秒平衡。换句话说， $Q_{CL}$  只需导通足够长时间，即可使有源缓冲器的电流秒平衡按照预期发挥作用，从而将输出整流器电压钳位到  $C_{CL}$  电压 ( $V_{CL}$ )。换句话说， $Q_{CL}$  不需要在整个  $D_{eff}T_S$  期间内导通，只需在相对较短的时间段内导通。因此， $Q_{CL}$  可以有一个固定的导通时间，即  $Q_{CL}$  导通时间 ( $D_{ACL}T_S$ ) 是常量，同时保持  $D_{eff}T_S$  始终大于电流秒平衡 ( $D_{CSB}T_S$ ) 完成的持续时间。

这种方法解决了使用有源缓冲器时的一项挑战，因为变压器绕组电流不会单调上升，而如果使用峰值电流模式控制，这会是一个问题。这是因为有源缓冲电容器的能量还会参与使输出电感器通电，而不仅仅依赖于初级侧的能量传送。由于  $D_{eff}T_S$  大于  $D_{CSB}T_S$ ，因此当变压器电流单调上升时，可能进行峰值电流检测。由于具有较大  $D_{eff}$  的 PSFB 有望实现高效率，因此您可以将 PSFB 设计为在中高负载条件下具有较大  $D_{eff}$ ，此时  $D_{eff} \gg D_{CSB}$ 。在轻负载条件下，转换器应该在不连续导通模式下运行，此时  $D_{eff}$  将小于连续导通模式下的  $D_{eff}$ （在相同的输入/输出电压条件下）。为了使  $D_{eff}T_S$  即使在轻负载条件下也大于  $D_{CSB}T_S$ ，您可以使用降频控制或突发模式控制。

因为  $C_{CL}$  纹波电压会影响输出整流器上的总电压应力，因此您必须选择足够大的  $C_{CL}$  以实现低电容器纹波电压。您还必须选择  $C_{CL}$ ，以便由  $L_r$  和  $C_{CL}$  形成的电感器-电容器 (LC) 谐振周期远长于由公式 1 表示的开关周期 [3]：

$$2\pi\sqrt{\left(\frac{N_s}{N_p}\right) \times L_r \times C_{CL}} \gg T_S \quad (1)$$

使用有源缓冲器时，整流器电压应力将钳制在  $V_{IN}N_s/N_p$  左右，这大约是没有任何钳位电路时电压应力的一半。与 [1] 中的无源缓冲器不同，有源缓冲器不会消耗功率电阻器上的振铃能量，而是作为无损缓冲器在 LC 谐振回路中循环能量。因此，在相同规格下，与使用无源缓冲器的 PSFB 相比，预计使用有源缓冲器的 PSFB 转换器效率更高。

要了解决定 ACL 电流值的因素，您需要计算流经 ACL 本身的电流。图 3 展示了 ACL 导通周期的波形。

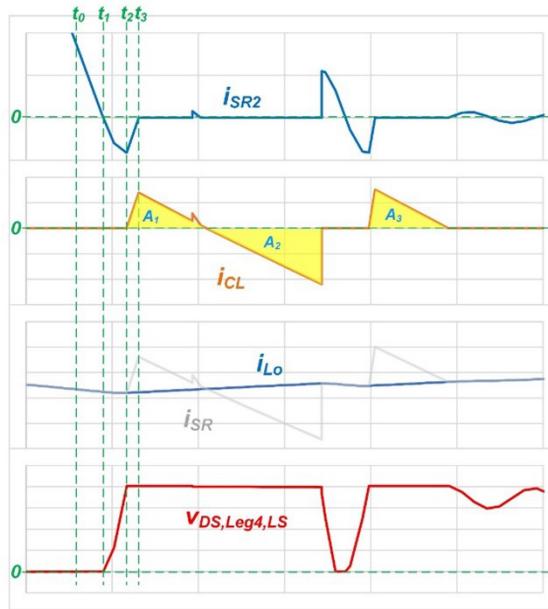


图 3. ACL 电流导通周期的波形。来源：德州仪器 (TI)

假定  $V_{CL}$  为常量且  $L_m = \infty$ ，则公式 2 在漏源电压上升时推算输出整流器 ( $i_{SR2}$ ) 一侧的电流，如下所示：

$$i_{SR2} | t2 = \frac{V_{IN}}{\frac{N_s}{N_p} L_r} (t_2 - t_1) \quad (2)$$

通过假定  $i_{SR2}$  电流以恒定速率减小，公式 3 可推算  $t_2-t_1$  的持续时间，如下所示：

$$(t_2 - t_1) = \sqrt{\frac{N_s V_{CL} L_r}{2 C_{OSS} \frac{N_p V_{IN}}{N_s}}} \quad (3)$$

由于  $C_{CL}$  需要保持电流秒平衡，因此面积  $A_1$  和  $A_3$  之和将等于面积  $A_2$ 。通过所有这些信息，可以计算  $i_{CL}$  的均方根 (RMS) 值。如公式 3 所示，同步整流器 (SR) 输出电容 ( $C_{oss}$ ) 控制 ACL 上的峰值电流。如果您选择较低  $C_{oss}$  SR FET，则 ACL RMS 电流会更低，从而有助于提高转换器效率。

图 4 显示了德州仪器 (TI) 采用有源钳位的 54V、3kW 相移全桥参考设计的波形。该参考设计是一款 400V 输入、54V 输出、3kW PSFB 转换器，采用通过 TI C2000™ 微控制器实现的有源钳位。在此设计中，变压器匝数比为  $N_p:N_s = 16:3$ 。当 ACL FET 在输出电感器通电期间仅导通 300ns 时，即使在 3kW 负载下，输出整流器电压应力（图 4 中的 Ch1）也限制为 80V。较低的电压应力使得可以选用耐压等级较低、性能指标更优的 SR FET，从而进一步提升 PSFB 的效率。

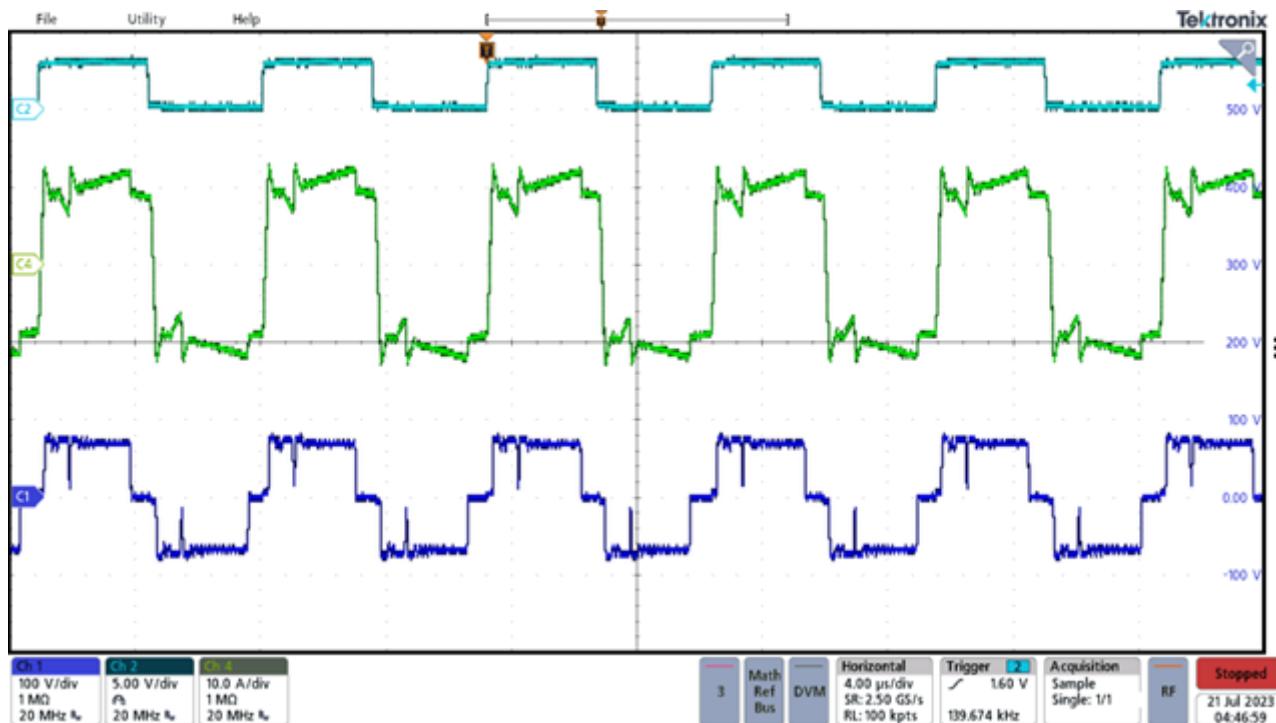


图 4. 具有有源钳位的 54V、3kW 相移全桥参考设计稳态波形。来源：德州仪器 (TI)

这种控制方法不限于具有一个 ACL 的全桥整流器；您也可以将其应用于具有其他类型整流器的有源缓冲器，例如倍流器 [4] 或中心抽头整流器。TI 推出的 [采用有源钳位、功率密度大于 270W/in³ 的 3kW 相移全桥参考设计](#) 包含带有有源钳位的 400V 输入、12V 输出、3kW PSFB 转换器，其中次级侧使用中心抽头整流器。即使在 3kW 负载条件下，输出整流器应力（在图 5 中为 Ch1）也限制为 40V。

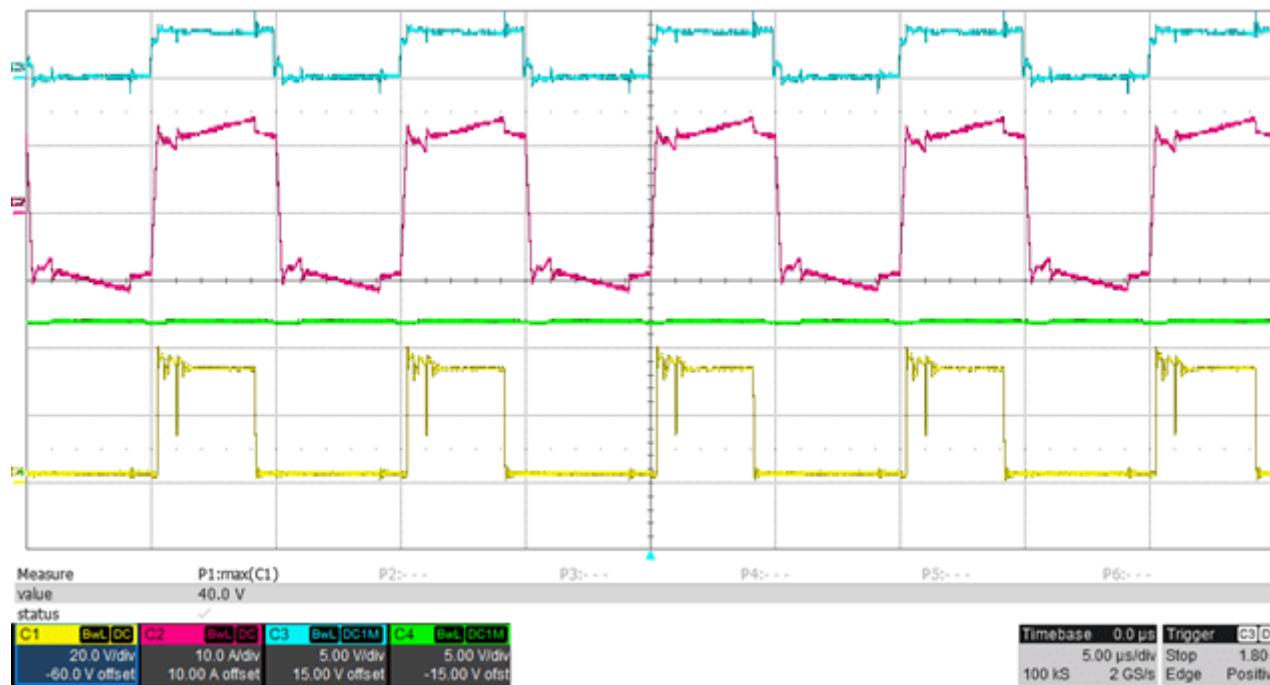


图 5. 具有有源钳位的 3kW 相移全桥参考设计，功率密度大于 270W/in<sup>3</sup> 并提供稳态波形。来源：德州仪器 (TI)

### PSFB 转换器中有源钳位的优点

在 PSFB 转换器中实现有源缓冲器可显著降低输出整流器上的最大电压应力。电压应力的降低使得可以选用耐压更低的 SR FET，从而实现更优的性能指标。虽然有源钳位会在实现峰值电流模式控制方面带来挑战，但只要实现方式得当，依然可以实现有源钳位与峰值电流模式控制协同作用。与传统 PSFB 实现方式相比，这种组合可提高功率密度和效率。

### 相关内容

- 电源技巧 120：隔离式偏置变压器寄生电容如何影响 EMI 性能
- 电源技巧 119：如何评估电源变压器的 EMI 性能
- 电源技巧 118：使用交错接地平面改善隔离式电源噪声滤波
- 电源技巧 117：在完全工作条件下进行测试之前测量 LLC 谐振回路

### 参考资料

1. Song-Yi Lin 和 Chern-Lin Chen。“Analysis and Design for RCD Clamped Snubber Used in Output Rectifier of Phase-Shift Full-Bridge ZVS Converters”。Published in IEEE Transactions on Industrial Electronics 45, no. 2 (April 1998): pp. 358-359.
2. Sabate, J.A.、V. Vlatkovic、R.B.Ridley 和 F.C.Lee。“High-Voltage, High-Power, ZVS, Full-Bridge PWM Converter Employing an Active Snubber”。Published in Sixth Annual Applied Power Electronics Conference and Exhibition (APEC), March 10-15, 1991, pp. 158-163.
3. Nene.“Digital Control of a Bidirectional DC-DC Converter for Automotive Applications”。Published in 28th Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), March 17-21, 2013, pp. 1360-1365.
4. Balogh Laszlo。“设计评论：带倍流器同步整流的 100W、400kHz、直流/直流转换器可实现 92% 的效率。”德州仪器 (TI) 电源设计研讨会 SEM100，文献编号 SLUP111，1996 年。

先前已发布于 EDN.com 上。

### Trademarks

所有商标均为其各自所有者的财产。

## 重要通知和免责声明

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出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 产品的相关应用。严禁以其他方式对这些资源进行复制或展示。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

版权所有 © 2025 , 德州仪器 (TI) 公司