

## Power Supply Design Seminar

# 相移全桥转换器基础知识

---



Reproduced from  
2024 Texas Instruments Power Supply Design Seminar  
SEM2600  
Topic 4  
Sheng-Yang Yu, Benjamin Lough, Richard Yin and Qing Ye  
Literature Number: ZHCP231

Power Supply Design Seminar resources  
are available at:  
[www.ti.com/psds](http://www.ti.com/psds)

**相移全桥转换器 (PSFB) 在高性能电源中很常见，具有快速瞬态响应、高功率密度和高转换器效率等特性。本主题回顾了 PSFB 的工作原理、PSFB 的特性、不同类型的整流器、钳位选项、转换器控制模式、同步整流器工作模式和轻负载管理选项。基于模块化硬件系统通用冗余电源 (M-CRPS) 基本规范的 PSFB 设计展示了具有有源钳位电路的 PSFB 能够实现具有高瞬态响应的大功率设计。**

### 简介

如今的功率转换系统要求高效率、高功率密度和更轻的重量。在电信、服务器和 PC 应用领域，一直由 80 Plus 认证计划来定义高效电源标准，至今已超过 15 年。近期，开放计算项目 (OCP) 发布了适用于服务器电源单元 (PSU) 的 M-CRPS 规范，该规范要求的效率甚至高于 80 Plus，如表 1 所示。

以下负载下的效率	10% 负载	20% 负载	50% 负载	100% 负载	注释
80 Plus Titanium	90%	94%	96%	91%	230V <sub>AC</sub> 输入时
M-CRPS (<2,500W)	90%	94%	96%	92%	240V <sub>AC</sub> 输入时
M-CRPS (≥2,500W)	90%	94%	96%	94%	240V <sub>AC</sub> 输入时

表 1. 80 Plus Titanium 230V 内部冗余 PSU 和 M-CRPS 的效率要求。

PSU 之所以需要更高的效率，部分原因源自对节能数据中心的需求。在投入使用不足十年的数据中心中，电源使用效率 (PUE) 约为 3，PUE 在方程式 1 中定义为：

$$PUE = \frac{\text{Total\_Datacenter\_Power}}{\text{Actual\_IT\_Power}} \quad (1)$$

PUE 越低，数据中心的效率越高。

图 1 和图 2 展示了两个数据中心的功耗细分情况，二者的 PUE 分别等于 3 和 1.25。对于 PUE 等于 3 的数据中心，由于数据中心总功耗中很大一部分用于为冷却系统供电，因此提高服务器 PSU 效率肯定有助于降低所需的冷却功耗，从而降低 PUE 和提高效率。

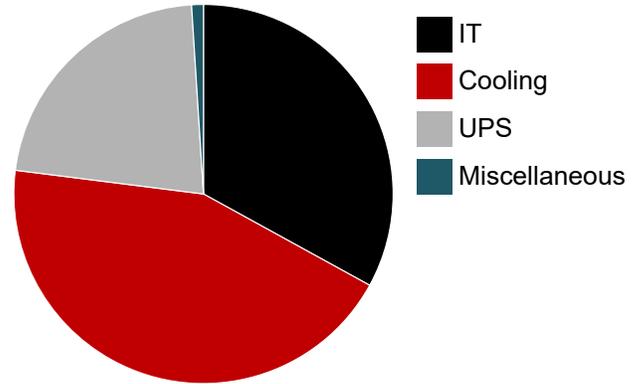


图 1. 数据中心 (PUE = 3) 功耗细分。

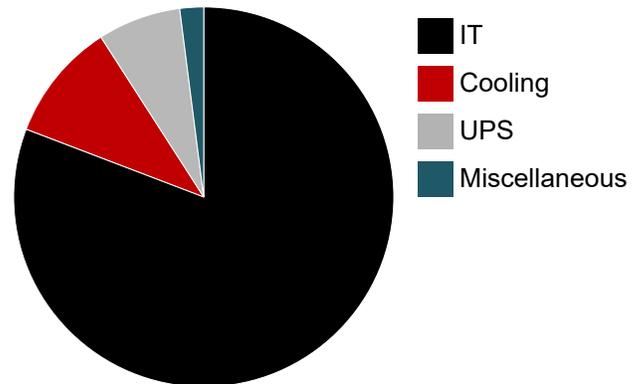


图 2. 数据中心 (PUE = 1.25) 功耗细分。

鉴于人工智能 (AI) 和边缘计算的兴起，以及摩尔定律的延续，不仅必须要提高效率，而且服务器 PSU 还要以更小的占用空间提供更大的功率。由于每处理单元的晶体管数量呈指数级增长，因此包括 CPU 和图形处理单元 (GPU) 在内的服务器负载需要的功率大幅增加。在服务器机架尺寸保持不变的情况下，服务器 PSU 必须具有更高的功率密度，才能满足服务器负载功率需求。

高功率密度也是汽车和航天应用的要求之一，因为更轻的重量意味着运输载体将具有更高的能效。

在 PSU 内部，减轻重量的一种方法是增加转换器开关频率，进而降低磁伏秒，最终减小其尺寸。图 3 绘制了变压器体积与开关频率的关系图。对于直流/直流转换器开关频

率为 500kHz 的车载充电器，其变压器体积不到 100kHz 变压器的一半。

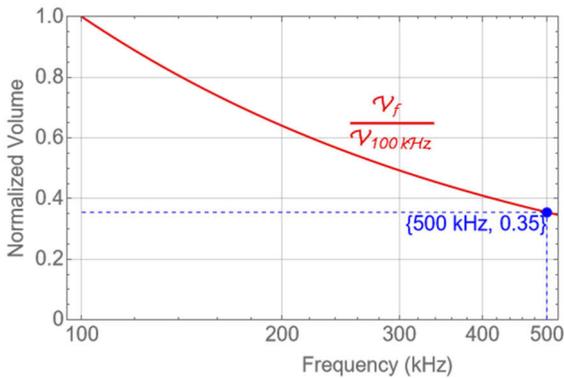


图 3. 变压器体积与开关频率之间的关系。

由于目标是在不牺牲效率的情况下实现更高的功率密度，因此必须在 PSU 中引入软开关，以减少开关损耗。硬开关转换器最初应用于开关模式电源，该电源在金属氧化物半导体场效应晶体管 (MOSFET) 导通瞬态时会发生电流和电压重叠，如图 4 所示。更高的开关频率意味着更频繁的硬开关瞬态，从而会造成更多开关损耗。虽然可以通过增大导通速度来降低开关损耗，以便减小重叠区域，但更高的电压变化率会导致更高的噪声和电磁干扰水平。另一方面，通过允许负漏源电流在栅极电压升高之前释放 MOSFET 输出电容器 ( $C_{oss}$ ) 电压，的确会实现软开关导通，如图 5 所示。由于在 MOSFET 导通瞬态时没有电流和电压重叠，因此不会产生导通开关损耗，从而使 PSU 能够在高开关频率下运行，同时保持高效率。

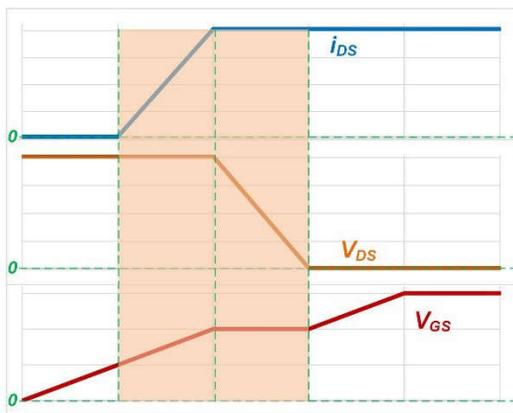


图 4. MOSFET 硬开关导通瞬态。

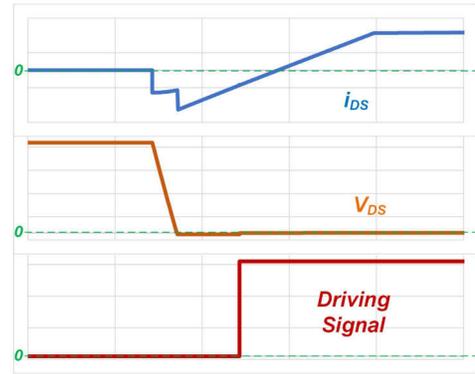


图 5. MOSFET 软开关导通瞬态。

同一拓扑在不同的控制方法下，可能会在 MOSFET 开关瞬态时产生不同的行为。我们以图 6 中的全桥转换器为例。如果使用脉宽调制 (PWM) 控制来运行全桥转换器，则转换器会在 MOSFET 导通瞬态时表现出硬开关行为；MOSFET 漏源电流会在导通瞬态时从正电流开始。

图 7 显示了最高有效硬开关全桥转换器 MOSFET 电压和电流波形，其中非零电压和电流在开关瞬态时重叠，以绿色虚线圆圈突出显示。当使用两个输入桥臂间的相移控制来运行全桥转换器时，MOSFET 导通瞬态期间的负漏源电流将避免非零电压电流重叠以实现软开关，如图 8 所示。

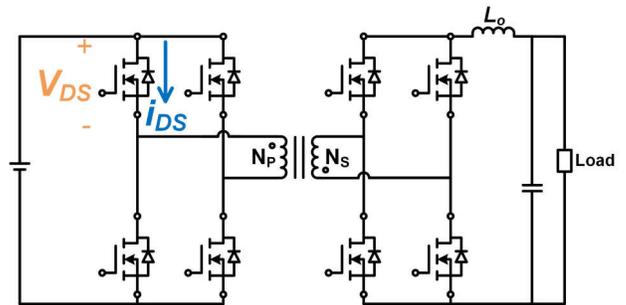


图 6. 全桥转换器。

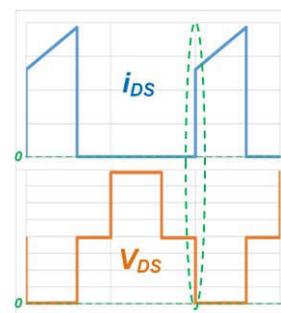


图 7. 硬开关全桥 MOSFET 电流和电压。

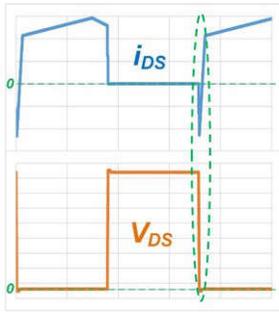


图 8. PSFB MOSFET 电流和电压。

PSFB 转换器、电感-电感-电容 (LLC) 串联谐振转换器 (SRC) 和双有源电桥 (DAB) 转换器均可实现软开关，但各自具有不同的特性。LLC-SRC 使用频率调制进行电压调节，而 PSFB 和 DAB 都使用固定开关频率的相移控制进行电压调节。LLC-SRC 是三者中唯一可在输出整流器上实现软开关的转换器；在大多数情况下，它的峰值效率通常高于 PSFB 或 DAB。

但是，对于具有宽输入或输出范围的应用来说，LLC-SRC 并不是一个好选择。为了使 LLC-SRC 涵盖宽输入或输出范围，您必须降低变压器磁化电感和谐振电感之比，而这将导致效率降低。PSFB 和 DAB 可以凭借宽有效占空比 ( $D_{\text{eff}}$ ) 范围覆盖宽输入或输出范围，而不会造成 LLC-SRC 那样大的效率降低后果。此外，PSFB 的峰值电流模式控制比 LLC-SRC 的电流模式控制更成熟，可快速响应负载瞬态。在要求快速瞬态响应的应用中，PSFB 也是首要选择。PSFB 应用包括具有快速负载瞬态的边缘 AI 和边缘计算服务器 PSU，以及电池充电器应用，包括具有宽输入和输出范围的 400V、800V 至 12V 电动汽车功率转换系统。

在本主题中，我们将介绍 PSFB 的基本原理，包括运行原理、整流器选项、钳位选项和不同类型的控制，还会提供一个设计示例。

## PSFB 工作原理

图 9 展示了采用二极管整流器的全桥转换器，而图 10 展示了相移控制下的全桥转换器波形，此时允许在 MOSFET 导通瞬态之前产生负漏源电流，以实现软开关。如图 10 所示，桥臂 1 MOSFET 驱动信号 (Out1L 和 Out1H) 和桥臂 2 MOSFET 驱动信号 (Out2L 和 Out2H) 之间会产生相位差，而所有四个驱动信号都保持其占空比不变。当一对

对角 MOSFET 导通时，输入电压 ( $+V_{\text{IN}}$ ) 或反相输入电压 ( $-V_{\text{IN}}$ ) 将被施加到  $V_{\text{AB}}$ ，持续时间为从串联电感器 ( $L_{\text{S}}$ ) 通电到通过变压器从输入侧 (初级侧) 向输出侧 (次级侧) 输送电能的时间。桥臂 1 和桥臂 2 之间的相位差决定了  $V_{\text{AB}}$  的非零电压持续时间 (脉冲宽度)。在次级电压 ( $V_{\text{SEC}}$ ) 处会产生类似  $V_{\text{AB}}$  波形的双极性方波，经过输出二极管整流器进一步整流，它将成为单极性方波，从而允许输出电感器执行“降压”操作，从而实现由  $V_{\text{SEC}}$  脉冲宽度控制的输出调节。

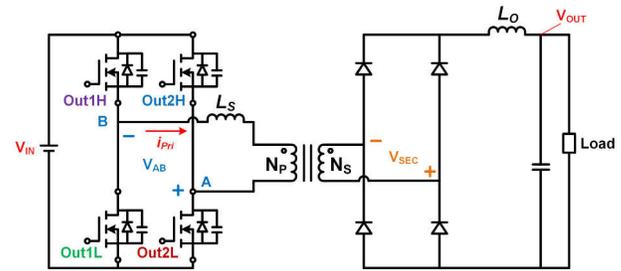


图 9. 带全桥整流器的 PSFB。

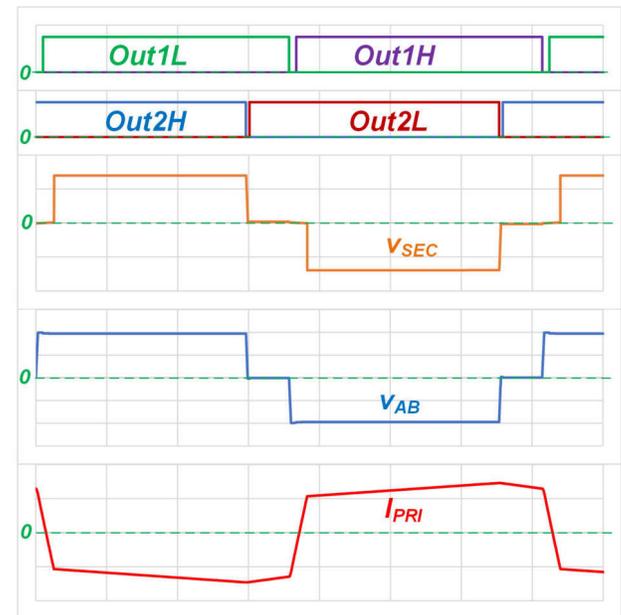


图 10. PSFB 波形。

$V_{\text{SEC}}$  的脉冲宽度小于  $V_{\text{AB}}$ ，这是因为  $L_{\text{S}}$  使用所施加的  $V_{\text{IN}}$  来切换其电流极性，导致变压器绕组上产生零电压，因此  $V_{\text{SEC}}$  脉冲宽度较小，这称为占空比损耗。 $L_{\text{S}}$  电感越大，占空比损耗 ( $V_{\text{AB}}$  和  $V_{\text{SEC}}$  之间的脉冲宽度差) 越大。若要在次级侧实现更大的  $D_{\text{eff}}$ ，从而使占空比变化范围变得更宽，需要使用更小的  $L_{\text{S}}$  电感。

在开关瞬态期间存储在  $L_S$  中的能量是在初级侧 MOSFET 上实现软开关的关键。小  $L_S$  电感意味着存储的能量少，这可能不足以释放 MOSFET 输出电容器电压以实现软开关，尤其是在轻负载条件下。因此，在设计中，必须在软开关和  $D_{\text{eff}}$  范围之间做出权衡。

由于相移控制使初级绕组电流能够连续循环，并且可自由流过初级侧全桥 MOSFET 的  $C_{\text{OSS}}$  和体二极管，因此 MOSFET 上可能存在电流滞后，同时全桥开关节点的输出端有电感阻抗，MOSFET 开关瞬态时有负电流，如前面的图 8 所示。存储在  $L_S$  中的能量是软开关的关键所在，但输出电感器  $L_O$  也会影响软开关能力。

我们来看一下 MOSFET 开关瞬态的波形。图 11 中的紫色虚线表示桥臂 1 高侧 MOSFET 电流。请注意，桥臂 1 低侧 MOSFET 电流与桥臂 1 高侧 MOSFET 电流相同，但在桥臂 1 高侧 MOSFET 关断期发生。可以看到，MOSFET 导通瞬态时的初级电流 ( $I_{\text{PRI}}$ ) 水平位于  $L_O$  电流纹波谷点。换句话说，如果  $L_O$  电流纹波较大（即  $L_O$  电感较小），则桥臂 1 MOSFET 的软开关能力将会降低。假设变压器磁化电感器电流为零，方程式 2 将用于在桥臂 1 MOSFET 上实现软开关的电流表示为：

$$I_{\text{PRILEG1\_switching\_transient}} = \frac{I_{\text{out, avg}} - \frac{I_{L_O, \text{pp}}}{2}}{\frac{N_P}{N_S}} \quad (2)$$

其中  $I_{L_O, \text{pp}}$  是  $L_O$  上的峰峰值电流纹波。

**方程式 3** 计算用于在桥臂 2 MOSFET 上实现软开关的电流：

$$I_{\text{PRILEG2\_switching\_transient}} = \frac{I_{\text{out, avg}} - \frac{I_{L_O, \text{pp}}}{2}}{\frac{N_P}{N_S}} \quad (3)$$

图 12 用黑色虚线突出显示了桥臂 2 低侧 MOSFET 电流。请注意，桥臂 2 高侧 MOSFET 电流与桥臂 2 低侧 MOSFET 电流相同，但在桥臂 2 低侧 MOSFET 关断期发生。从方程式 2 和方程式 3 以及图 11 和图 12 中的波形可以看出，在桥臂 2 上比桥臂 1 上更容易实现 MOSFET 软开关。

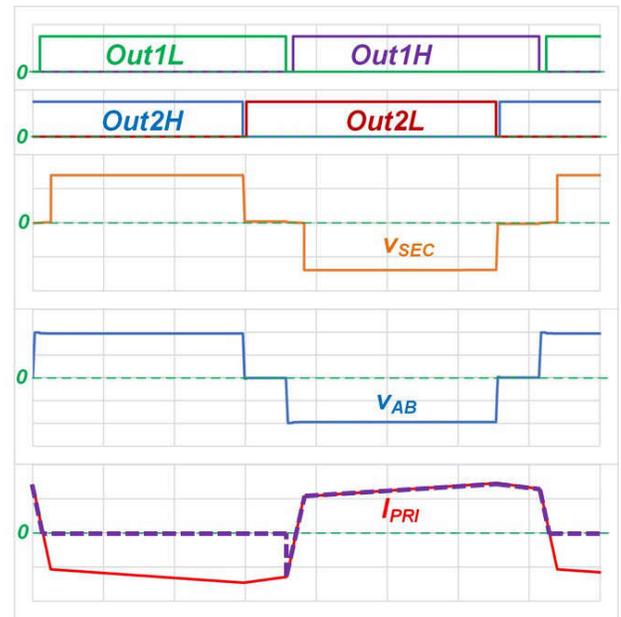


图 11. PSFB 波形用紫色虚线突出显示桥臂 1 高侧 MOSFET 电流。

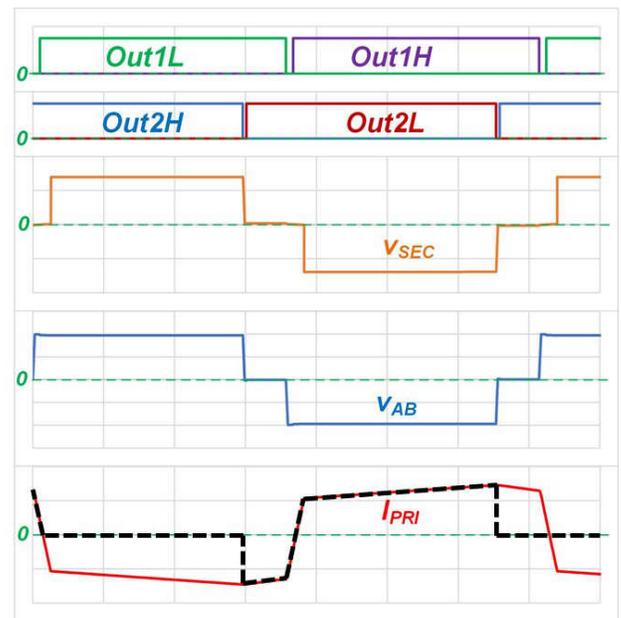


图 12. PSFB 波形用黑色虚线突出显示桥臂 2 低侧 MOSFET 电流。

## PSFB 输出整流器

PSFB 中整流器级的主要功能是对来自变压器绕组的双极性方波进行整流，使之在  $L_O$  输入端成为单极性方波。您选择的整流器类型将会因应用和要求而异。图 13 至图 15 展示了三种常用的整流器：全桥整流器、中心抽头整流器

和倍流整流器，而图 16 和图 17 展示了与整流器相关的波形。

在使用全桥整流器的情况下，当变压器次级绕组电压为正时，一对对角二极管会传导电流以便为  $L_O$  通电，当变压器次级绕组电压为负时，另一对对角二极管会传导电流以便为  $L_O$  通电。

在使用中心抽头整流器的情况下，当变压器次级绕组电压为正时，一个输出二极管会传导电流以便为  $L_O$  通电，当变压器次级绕组电压为负时，另一个输出二极管会传导电流以便为  $L_O$  通电。

在使用倍流整流器下的情况下， $L_{O1}$  仅会在变压器次级绕组电压为正时通过一个二极管通电，而  $L_{O2}$  仅会在变压器次级绕组电压为负时通过另一个二极管通电。

表 2 列出了这些整流器之间的差异。对于同时带全桥整流器和中心抽头整流器的 PSFB，由于双极性至单极性波形转换的原因， $L_O$  运行频率是初级侧 MOSFET 开关频率的两倍。对于带倍流整流器的 PSFB，其输出电感的工作频率与初级侧 MOSFET 的开关频率相同。倍流整流器结构还意味着输出电感器上的最大  $D_{eff}$  只能为 50%，而在全桥或中心抽头整流器下可以为 100%。

此外值得注意的是，对于中心抽头整流器，每个整流器二极管的电压应力为  $2V_{OUT}/D_{eff}$ ，而对于全桥和倍流整流器，电压应力为  $V_{OUT}/D_{eff}$ 。与具有相同  $D_{eff}$  和输出电压 ( $V_{out}$ ) 的中心抽头整流器相比，全桥整流器的整流器电压应力将会更低。由于倍流整流器的最大  $D_{eff}$  只能达到 50%，因此在效率优化型设计中 ( $D_{eff}$  接近其最大值)，倍流和中心抽头整流器的电压应力水平都将高于具有相同  $V_{OUT}$  的全桥整流器。

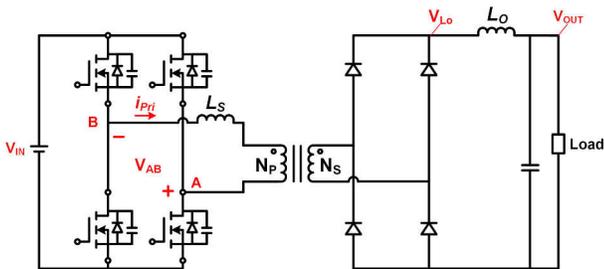


图 13. 带全桥整流器的 PSFB。

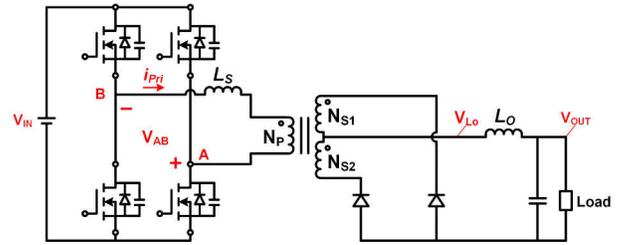


图 14. 带中心抽头整流器的 PSFB。

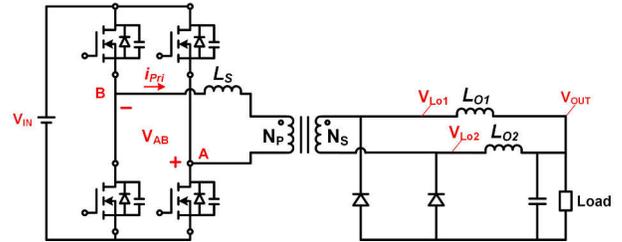


图 15. 带倍流整流器的 PSFB。

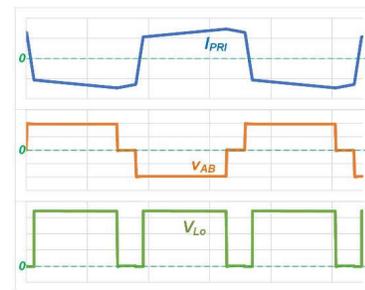


图 16. PSFB 的波形。

备注

使用全桥整流器或中心抽头整流器时的波形。

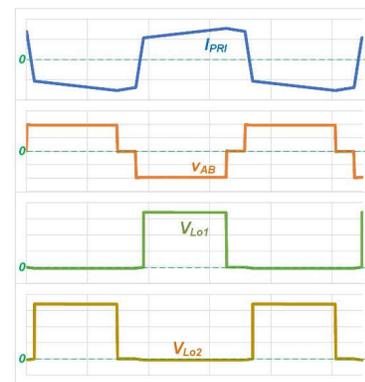


图 17. 带全桥整流器或中心抽头整流器的 PSFB 的波形。

整流器类型	电感器工作频率	允许的 $D_{off}$ 范围	次级绕组数量	整流器元件数量	输出电感器数量	特性
全桥	初级开关频率的两倍	0-100%	1	4	1	变压器利用率较好，很适合高静态输出电压 ( $V_O$ )
中心抽头	初级开关频率的两倍	0-100%	2	2	1	元件数量最少，变压器利用率较低
倍流	初级开关频率	<b>0-50%</b>	1	2	<b>2</b>	变压器利用率较好， $I_{LO}$ 减半

表 2. PSFB 输出整流器的主要特性。

### PSFB 的钳位选项

PSFB 可以在其初级侧开关上实现软开关，并产生干净的 FET 漏源电压 ( $V_{DS}$ ) 波形，而不出现太多的电压振铃。但是，PSFB 输出整流器寄生电容将会与变压器绕组的串联电感产生谐振，进而产生高整流器电压应力。

以图 18 中带全桥同步整流器的 PSFB 为例。同步整流器  $V_{DS}$  电压将具有较大的振铃，FET 输出电容的建模如图 19 所示。振铃峰值可高达  $2V_{IN} \times N_S/N_P$ 。为了降低整流器电压应力，从而使用较低的漏源导通电阻 ( $R_{DS(on)}$ ) FET 以获得更高的效率，您可能需要对整流器电压应力进行钳位。一种选择是应用无源钳位电路，以便吸收电压振铃中的部分能量。图 20 显示了应用于 PSFB 的无源钳位选项。图 21 显示了在输出级增加一个电阻器-电容器二极管如何可以大幅降低整流器电压应力。钳位电容器 ( $C_{cl}$ ) 的电容量需要足够大，才能被视为理想的电压源，以便对整流器电压应力进行有效钳位。 $C_{cl}$  由钳位二极管充电，并在  $R_{cl}$  上耗散其能量。方程式 4 计算将整流器电压钳位在目标钳位电压电平 ( $V_{CP}$ ) 所需的钳位电阻器 ( $R_{cl}$ ) 电阻：

$$R_{cl} = \frac{(V_{CP} - V_{OUT}) \times (V_{CP} - V_d)}{C_{cl} \times V_{CP} \times (2V_d - V_{CP}) \times f_{SW}} \quad (4)$$

其中  $V_d = V_{IN} \times N_S/N_P$ ， $f_{SW}$  是 PSFB 开关频率。

方程式 5 计算钳位电阻器的功耗：

$$P_{R_{cl}} = \frac{(V_{CP} - V_{OUT})^2}{R_{cl}} \quad (5)$$

如方程式 4 和方程式 5 所示， $V_{CP}$  越低，需要的  $R_{cl}$  越低， $R_{cl}$  功耗越高。

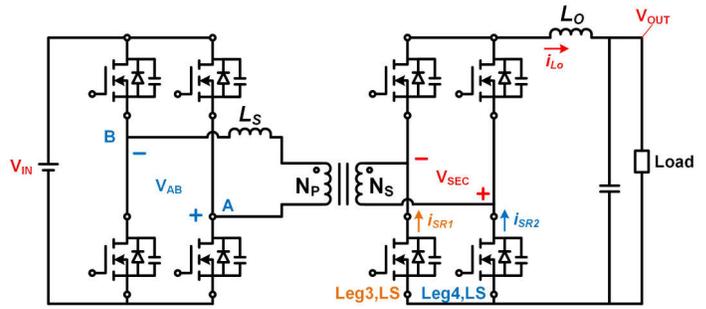


图 18. 带同步整流器的 PSFB。

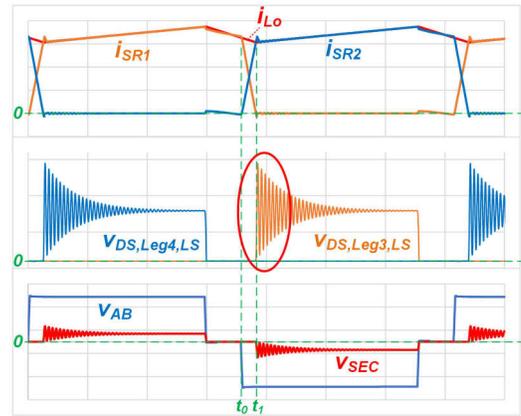


图 19. 输出整流器上无电压钳位的 PSFB 的波形。

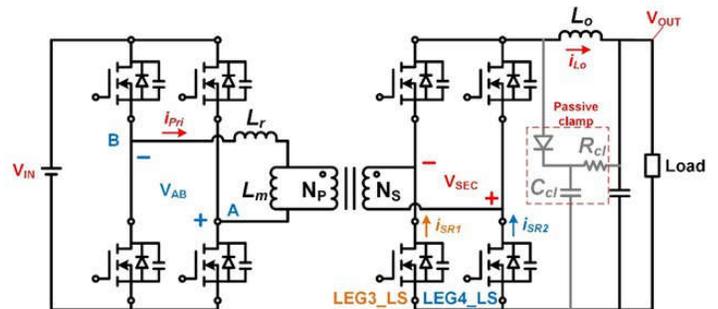


图 20. 带无源钳位的 PSFB。

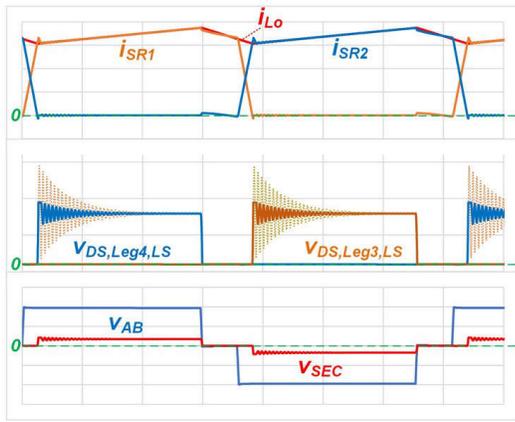


图 21. 带无源钳位电路的 PSFB 的波形 (用实线表示)。

PSFB 依靠与变压器绕组串联的电感器中存储的能量来实现软开关。但是，电感器将会与整流器寄生电容器产生谐振，从而产生高整流器电压应力。如果可以减小变压器串联电感器的电感，就可以降低整流器电压应力。初级钳位（如图 22 所示）可以通过添加两个二极管来使用更小的串联电感器，变压器串联电感器放置在半桥 FET 桥臂和钳位二极管之间。这样一来，唯一的变压器串联电感器将是变压器漏电感器。

图 23 展示了有无初级钳位两种情况下的 PSFB 波形。L<sub>S</sub> 设置为 3.5μH，漏电感 (L<sub>lk</sub>) 设置为 0.5μH。在初级侧具有二极管钳位的情况下，可以回收 L<sub>S</sub> 中的能量，并使之留在初级侧。输出整流器寄生电容器将只与 L<sub>lk</sub> 产生谐振，从而显著降低输出整流器电压应力。在具有初级钳位的 PSFB 中，由于需要分立式电感器 L<sub>S</sub> 来保持小 L<sub>lk</sub> 软开关，因此功率密度可能比采用另一种钳位方法的 PSFB 低。

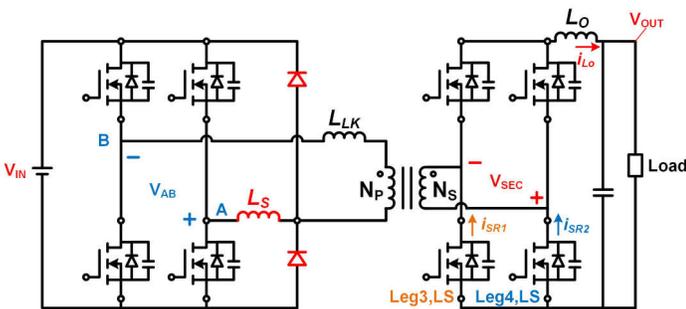


图 22. 带初级钳位的 PSFB。

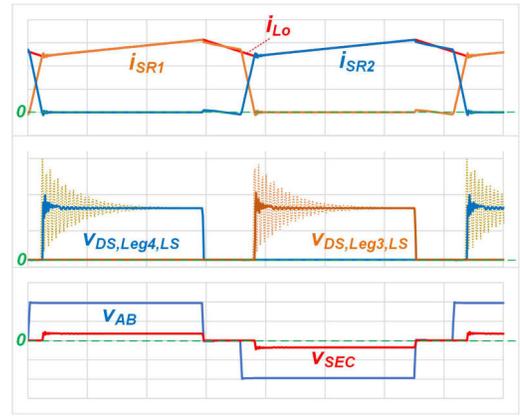


图 23. 带 (实线) 和不带 (虚线) 初级钳位电路的 PSFB 的波形。

使用图 24 中所示的有源钳位，而不在钳位电阻器（如无源钳位）上消耗功率或添加分立式电感器（如初级钳位），有助于同时优化尺寸和效率。由电容器 (C<sub>CL</sub>) 和 MOSFET (Q<sub>CL</sub>) 形成的有源钳位桥臂 (ACL) 会被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<sub>CL</sub> 体二极管传导电流以对 C<sub>CL</sub> 充电，即使 Q<sub>CL</sub> 未导通也是如此。在 Q<sub>CL</sub> 体已传导电流后将其导通，将在 Q<sub>CL</sub> 上确保零电压开关 (ZVS)。重要的是，必须在电流极性变化之前导通 Q<sub>CL</sub>，以便在 D<sub>eff</sub>T<sub>S</sub> 开始时，在 C<sub>CL</sub> 上完成电流秒平衡（或电荷平衡）。

图 25 显示，同步整流器电流以及变压器绕组电流上存在非单调电流，这可能会给峰值电流模式控制带来挑战，因为在有效占空比期间，峰值电流模式控制通常需要变压器电流上出现单调电流上升。Q<sub>CL</sub> 只需导通足够长时间，使有源钳位电流秒平衡按照预期发挥作用，即可将输出整流器电压钳位到 C<sub>CL</sub> 电压 (V<sub>CL</sub>)。Q<sub>CL</sub> 不需要在整个 D<sub>eff</sub>T<sub>S</sub> 期间内导通，只需在相对较短的时间段内导通。

因此，我们建议将 Q<sub>CL</sub> 设置为具有固定导通时间 (D<sub>ACL</sub>T<sub>S</sub> = 常量)，同时确保 D<sub>eff</sub>T<sub>S</sub> 始终大于特定的持续时间，即在整个工作电压和负载范围条件下完成电流秒平衡所持续的时间 (D<sub>CSB</sub>T<sub>S</sub>)。由于 D<sub>eff</sub>T<sub>S</sub> 大于 D<sub>CSB</sub>T<sub>S</sub>，因此当变压器电流单调上升时，将一直进行峰值电流检测。通常，PSFB 设计为在中高负载下具有较大的 D<sub>eff</sub>，在这种情况下，D<sub>eff</sub> >> D<sub>CSB</sub> 符合预期。在轻负载下，转换器通常在

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  $D_{eff}T_S$  即使在轻负载下也大于  $D_{CSB}T_S$ ，可以实现降频控制或突发运行。重要的是，必须仅在占空比损耗周期结束后导通  $Q_{CL}$ ；否则，存储在  $C_{CL}$  中的能量会传回初级侧，对同步整流器造成过应力，并可能损坏元件。

$C_{CL}$  需要足够大，才能被视为理想的电压源，以便有效地降低同步整流器电压应力。因此，必须确保  $C_{CL}$  的选择满足 **方程式 6** 中表示的不等式：

$$T_S \ll 2\pi \sqrt{\left(\frac{N_S}{N_P}\right)^2 L_S C_{CL}} \quad (6)$$

假设  $C_{CL}$  上的电压纹波为零，可以将整流器电压钳位到  $V_{IN}N_S/N_P$ ，即没有任何钳位电路情况下电压应力的一半。有源钳位不会耗散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，与带无源钳位的 PSFB 相比，带有源钳位的 PSFB 上预计转换器效率更高。

同步整流器  $C_{OSS}$  将控制 ACL 上的峰值电流。选择低  $C_{OSS}$  同步整流器 FET 意味着，ACL 均方根 (RMS) 电流较低，因此有助于提高转换器效率。

以下是设计带有源钳位的 PSFB 时的一些设计指南：

- 为避免  $C_{CL}$  能量回流到初级侧， $Q_{CL}$  只能在占空比损耗持续时间之后导通。
- $Q_{CL}$  必须在体二极管仍传导电流时导通，以实现 ZVS。
- 较长的  $Q_{CL}$  导通时间会降低  $V_{CL}$  以及同步整流器电压应力，但  $Q_{CL}$  RMS 电流将会增加。
- 较低的同步整流器  $C_{OSS}$  不仅有助于降低 ACL RMS 电流，还有助于降低同步整流器电压应力。

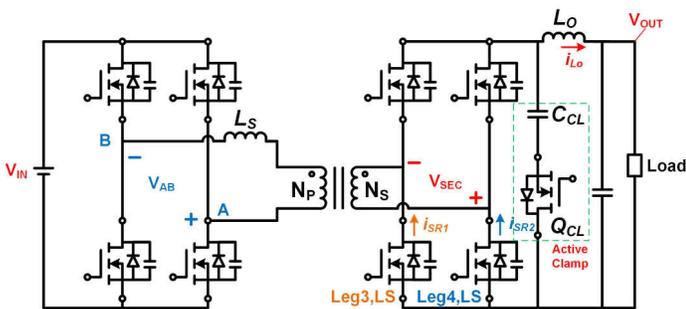


图 24. 带有源钳位的 PSFB。

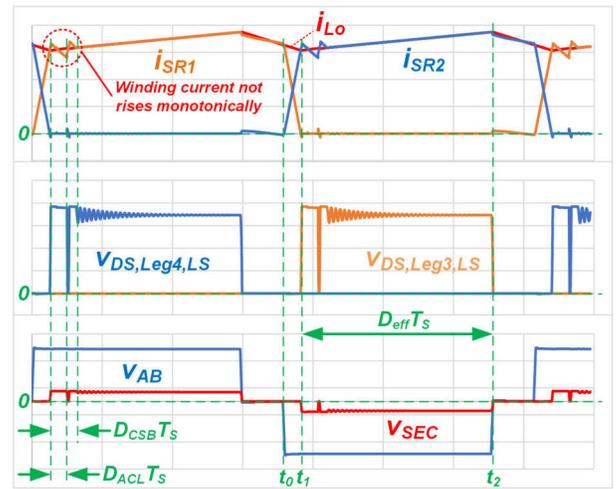


图 25. 带有源钳位的 PSFB 的波形。

### PSFB 控制

本节介绍不同 PSFB 控制方法的一些细微差别。图 26 是实现 PSFB 所需控制逻辑的简要方框图，其中 OUT1H 和 OUT1L 是初级 FET 一个半桥的栅极逻辑，而 OUT2H 和 OUT2L 是初级 FET 另一个半桥的栅极逻辑。一个设置为预期开关频率的时钟直接控制 OUT1H 和 OUT1L PWM 对。OUT2H 和 OUT2L 由以下组合进行控制：

- 一个斜坡信号，该信号由电阻器、电容器和固定基准电压  $V_{RAMP\_REF}$  组成。
- 一个误差放大器，该放大器通过带补偿网络的电阻分压器对输出电压进行采样。
- 一个比较器，该比较器用于比较误差放大器输出与斜坡信号电压。
- 一个 T 触发器，该触发器用于根据比较器输出来设置 OUT2H 和 OUT2L 的状态。T 触发器由上升沿触发。

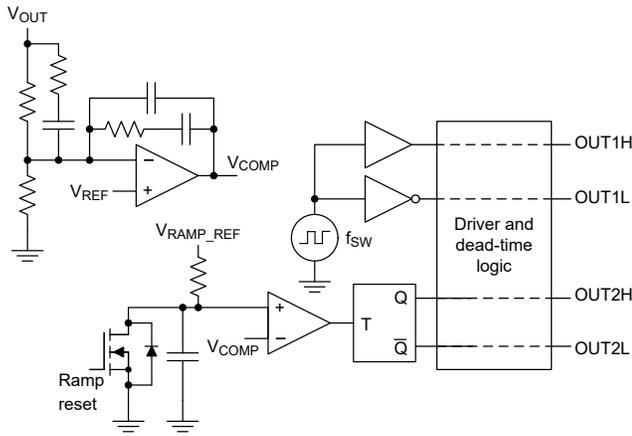


图 26. PSFB 控制逻辑。

图 27 展示了图 26 中所示电路的栅极逻辑波形。在新开关周期开始时，斜坡信号会重置为 0V，并且一对对角初级 FET（OUT1H 和 OUT2L）导通。当斜坡信号  $V_{RAMP}$  大于误差放大器输出电压  $V_{COMP}$  时，T 触发器将会切换，从而改变 OUT2H 和 OUT2L 的状态。在开关周期的中途点，OUT1H 和 OUT1L 的状态会发生变化，并且斜坡电压复位。此时另一个初级 FET 对角对 OUT1L 和 OUT2H 处于导通状态。当斜坡信号超过误差放大器输出电压时，T 触发器会再次切换，从而改变 OUT2H 和 OUT2L 的状态。

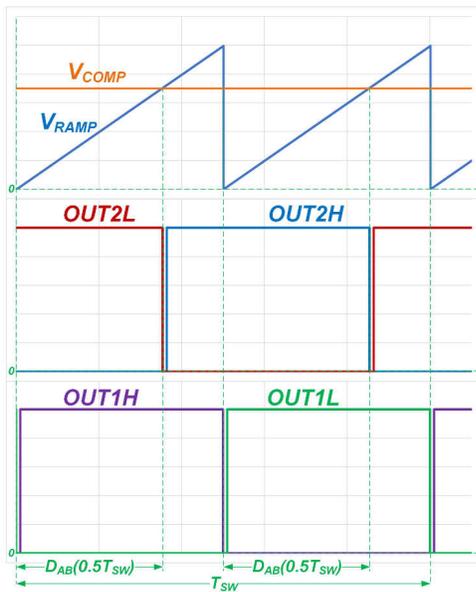


图 27. PSFB 控制逻辑波形。

我们刚才描述的控制逻辑称为电压模式控制。图 28 展示了该控制逻辑的一个细微变化，它使用  $V_{IN}$  或与  $V_{IN}$  成比例的电压而不是固定基准电压来生成斜坡信号。这种方法

的优点在于，控制逻辑可以即时反映  $V_{IN}$  的变化，因为斜坡的瞬态电压 ( $dV/dt$ ) 会随着  $V_{IN}$  的变化而立即变化。这可以更大限度地减小由  $V_{IN}$  变化引起的  $V_{OUT}$  偏差。

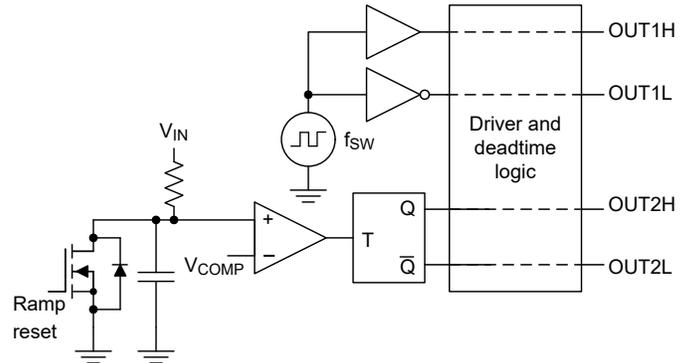


图 28. 具有前馈的电压模式控制。

图 29 显示了控制逻辑的另一种形式，称为峰值电流模式控制。此方法使用来自功率级的采样电流信息  $I_{CS}$  取代了斜坡信号。

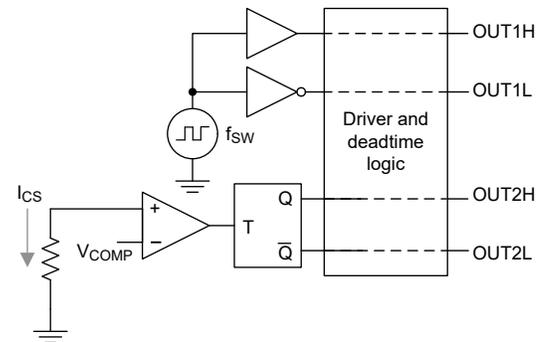


图 29. 峰值电流模式控制。

决定使用电压模式控制还是峰值电流模式控制，将会影响 PSFB 的功率级设计。对于电压模式控制，需要一个与变压器初级绕组串联的直流阻断电容器，如图 30 所示，以便避免绕组电流不平衡引起变压器饱和问题。由于所有变压器初级绕组电流全部流经该直流阻断电容器，因此需要一个具有足够额定电流的电容器，或一组满足所需额定电流要求的电容器。应用直流阻断电容器时，次级侧整流器的电压应力会增大。这是因为，当一对对角初级 MOSFET 导通时，直流阻断电容器电压纹波使得变压器初级绕组电压振幅大于  $V_{IN}$ 。因此，您必须在直流阻断电容器的尺寸和电容与电压应力之间做出权衡。

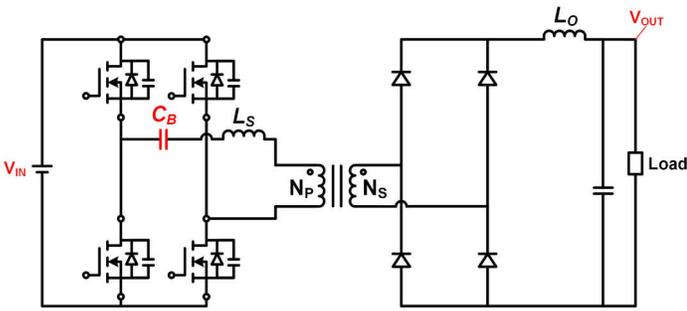


图 30. 带直流阻断电容器的 PSFB。

电流模式控制的优势之一在于不需要直流阻断电容器，这是因为控制环路会直接对变压器的峰值电流进行采样和调节。图 31 圈出了三个可以实现功率级电流采样的位置。

位置 1 放置了一个电流检测元件，如与 PSFB 变压器串联的电流检测变压器。该位置的优势之一是，由于 PSFB 变压器的双向电流流动，您可以自动将电流检测变压器铁芯复位。该位置的缺点之一是，来自变压器的电流检测信号仅包含交流信息，但不包含直流信息。一些因素，如功率级中的延迟失配或耦合到电流检测信号中的共模噪声，可能会将 PSFB 变压器电流偏置到一侧，这可能在变压器设计中需要更大的裕度以避免饱和。

位置 2 将电流采样放置在输入电容器和初级侧上的全桥之间。您可以在输入电容器和全桥之间放置一个变压器，或者在从全桥回到输入电容器的返回路径中放置。该位置的好处是变压器的电流检测信号同时包含交流和直流信息，可以避免位置 1 的缺点。位置 2 的缺点是，初级侧功率级环路内的寄生电感会增加。很重要的是，需要管理初级 FET 上的电压应力，该电压应力因寄生环路电感升高引起的振铃所导致。该位置还会带来一个挑战，即每个开关周期都需要将变压器铁芯复位两次。当两个高侧或两个低侧初级 FET 均导通时，将会发生此复位。对于需要高占空比的设计，或完成复位的时间较短的高频设计，变压器铁芯复位甚至更有挑战性。此外，还可以在从全桥回到输入电容器的返回路径中，使用分流电阻器加电流检测放大器作为电流检测元件。这样以分流电阻器中的功耗为代价，避免了任何变压器复位难题。

位置 3 在输出电感器电流回到整流器的返回路径中，位于次级侧。设计人员通常在该位置使用电流检测电阻器和电流检测放大器。与另两个位置不同，电流采样位于转换器

的次级侧，当 PSFB 控制器也位于次级侧时，这样可以使实现变得简化，因为无需穿过隔离栅。在这三个位置中，当应用有源钳位时，位置 3 是唯一在电流斜升期间没有失真电流的位置。

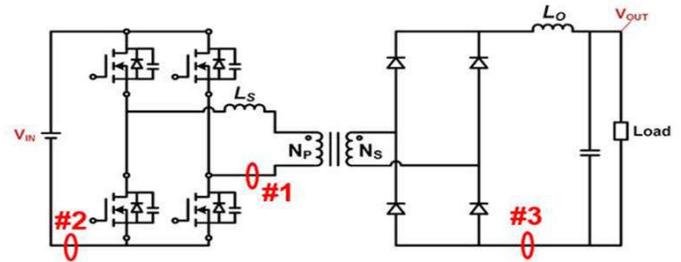


图 31. 采用电流模式控制的 PSFB。

图 32 针对以 100kHz 运行的 3kW 400V<sub>IN</sub> 输入至 12V<sub>OUT</sub> PSFB 转换器，比较了电压模式控制 PSFB 模型

（Christophe Basso 在“开关转换器的传递函数”中提出）的被控对象传递函数和峰值电流模式控制 PSFB 模型（Shi-Song Wang 在“采用峰值电流模式控制的相移全桥转换器小信号建模”中提出）的被控对象传递函数。PSFB 是降压派生拓扑，虽然可以预期电压模式控制降压和电压模式控制 PSFB 之间会有相似之处，但  $L_S$  引起的占空比损耗影响会导致阻尼效应，这样电压模式控制 PSFB 的交流响应中就不会出现峰值。电压模式控制模型在其被控对象传递函数中呈现了两个实极点，而峰值电流模式控制模型则呈现了一个实极点。在峰值电流模式控制中，更柔和的增益滚降表明它具有优势，因为它实现了更高的环路带宽，这对于需要关注负载瞬态响应的应用来说很有吸引力。

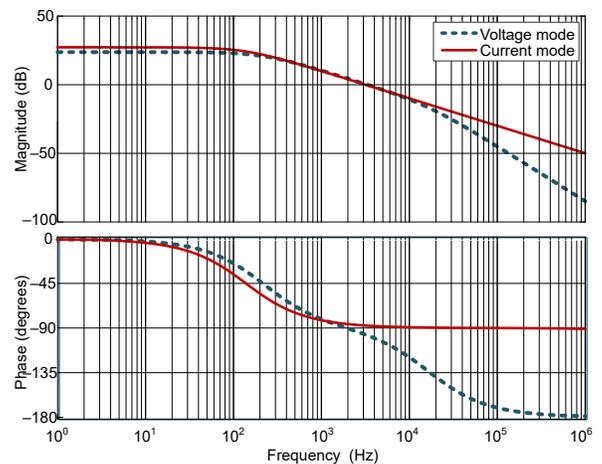


图 32. 比较电压模式控制与峰值电流模式控制。

## 同步整流器运行模式

在 PSFB 转换器中，同步整流器运行模式可能不同于 LLC-SRC 等其他隔离式拓扑。LLC-SRC 中的同步整流器在运行上与理想二极管相似。通过检测同步整流器 FET 电压或电流，可判断电流是否通过 FET 的体二极管，从而确定是否导通同步整流器 FET。当同步整流器电流低于特定水平时，应关断同步整流器 FET。

这是因为 PSFB 整流器级（如图 33 所示）的运行与降压转换器类似。例如，当  $V_{SEC}$  为正时， $L_O$  会通过桥臂 4 高侧开关（由 Out4H 信号控制）通电，并且电流通过桥臂 3 低侧开关（由 Out3L 信号控制）返回到变压器。当变压器绕组电压为零时， $i_{L_O}$  电流会持续流过桥臂 4 低侧开关（由 Out4L 信号控制），并且电流通过桥臂 3 高侧开关（由 Out3H 控制）返回到  $L_O$ 。这就是续流期间，在此期间内，电感器电流将持续流经同步整流器 FET 的体二极管，即使不将其导通也是如此。当续流期间电流很高时，必须导通全桥整流器中全部四个同步整流器 FET，以便允许通道导通而不是体二极管导通，从而降低导通损耗。通常，PSFB 中有三种同步整流器运行模式，如图 34 至图 36 所示。当负载电流非常低时，所有同步整流器 FET 可以全部保持关断（模式 0），从而降低开关及驱动损耗。当负载电流稍高，而 PSFB 仍处于不连续导通模式时，可以在  $L_O$  通电期间（模式 1）开始导通同步整流器 FET。当负载电流进一步增大，PSFB 以连续导通模式运行时，在  $L_O$  断电期间（模式 2）导通所有同步整流器 FET 有助于降低导通损耗。在续流期间导通全桥整流器的全部四个同步整流器 FET 是 PSFB 特有的功能。

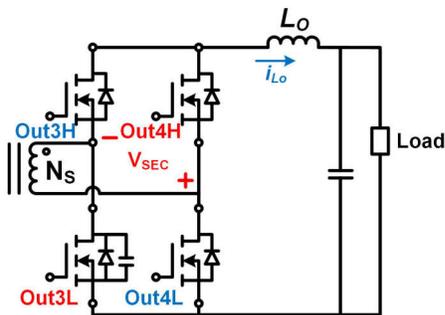


图 33. 带同步整流器的 PSFB 输出级。

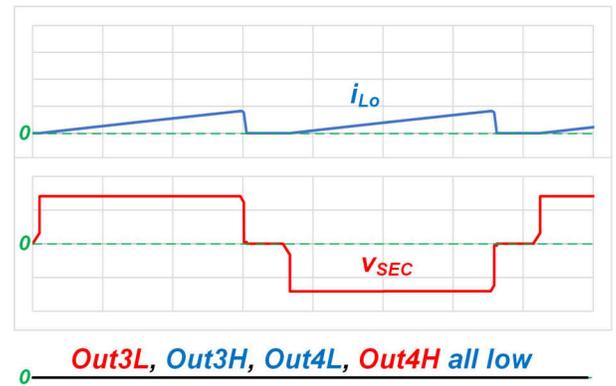


图 34. 同步整流器运行模式：模式 0 - 所有同步整流器 FET 在轻负载下全部关断。

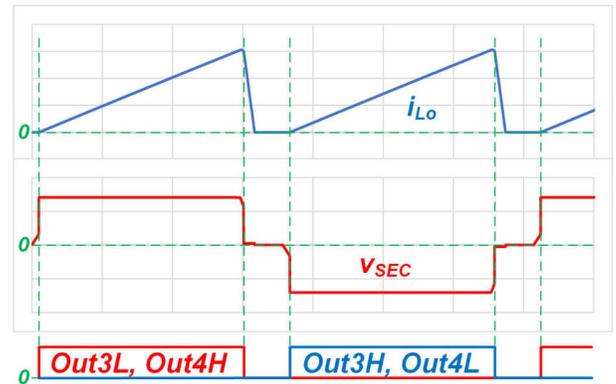


图 35. 同步整流器运行模式：模式 1 - 只在  $L_O$  通电时导通相应的同步整流器 FET。

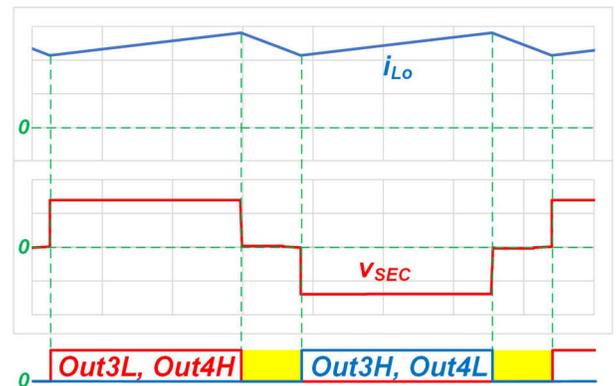


图 36. 同步整流器运行模式：模式 2 - 当  $L_O$  断电时导通所有同步整流器 FET。

## 轻负载管理选项

在轻负载情况下，可能需要使用专用控制模式，以便将输出电压保持在稳压范围内或提高 PSFB 转换器的效率。一种方法是直接降低转换器的开关频率，延长 OUT1H/

OUT2H 和 OUT1L/OUT2L 重叠的周期，如图 37 所示。该方法使 PSFB 能够实现较低的  $D_{eff}$ ，同时每个 OUT1H/OUT2L 和 OUT1L/OUT2H 对角对均保持最短重叠时间。鉴于每个初级栅极信号的导通时间较长，我们不建议在初级侧使用栅极驱动变压器时使用该方法，因为这会导致它难以避免饱和。

图 38 展示了第二种轻负载管理方案。在这种方法中，如果误差放大器的输出  $V_{COMP}$  低于预设值

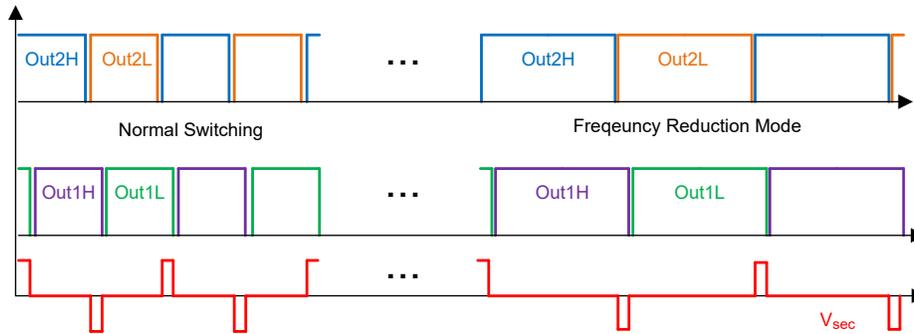


图 37. 降频模式下的 PSFB 开关模式。

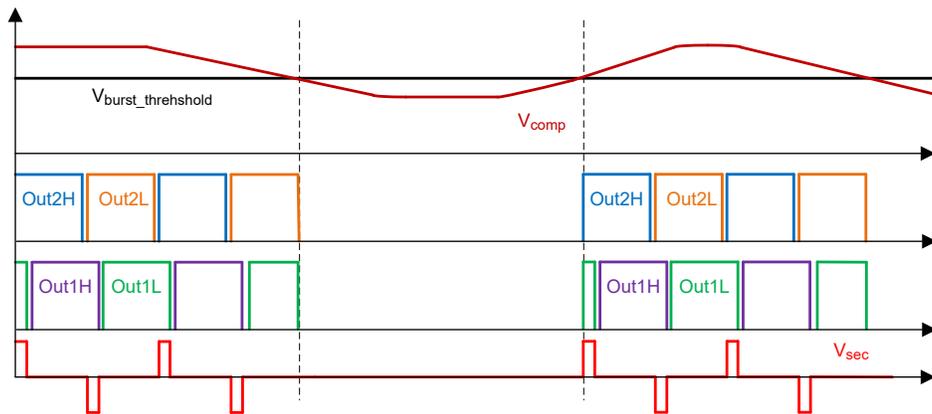


图 38. 迟滞突发模式下的 PSFB 开关模式。

## PSFB 设计示例

为了验证性能，我们构建了一个带有源钳位的 54V、3kW PSFB 参考设计，旨在符合 M-CRPS 规范。图 39 和图 40 分别显示了此参考设计的方框图和电路板照片。该参考设计使用 TMDSCNCD280039C C2000™ 微控制器进行 PSFB 控制，使用氮化镓 FET 进行效率优化，并在初级绕组上使用电流互感器进行峰值电流模式控制电流检测。总功率级尺寸为 100mm x 65mm x 40mm。图 41 显示了 3kW 负载下的稳态波形。有源钳位 MOSFET 被编程为以

$V_{BURST\_THRESHOLD}$ ，PSFB 转换器将完全停止切换。当  $V_{COMP}$  大于  $V_{burst\_threshold}$  时，PSFB 将继续进行切换。与降频模式相比，这种迟滞突发模式方法的优点之一是 CPU 利用率较低，因为控制器不需要计算所需的开关频率。此外，与降频模式相比，迟滞突发模式在轻负载下的环路带宽更高。该方法的主要缺点是输出电压纹波较高。

140kHz PSFB 开关频率仅导通 300ns，从而将非单调  $I_{PRI}$  持续时间限制在 1μs 以内，并实现宽  $D_{eff}$  范围。变压器次级绕组电压 ( $V_{SEC}$ ) 峰值代表同步整流器 FET 电压应力。图 41 还显示 54V 输出同步整流器 FET 上具有 80V 电压应力，从而使我们能够使用 100V 额定电压同步整流器 FET。图 42 显示 1A/μs 电流变化压摆率下具有 50% 负载瞬态。该参考设计表现出了比 M-CRPS 限制好得多的性能。

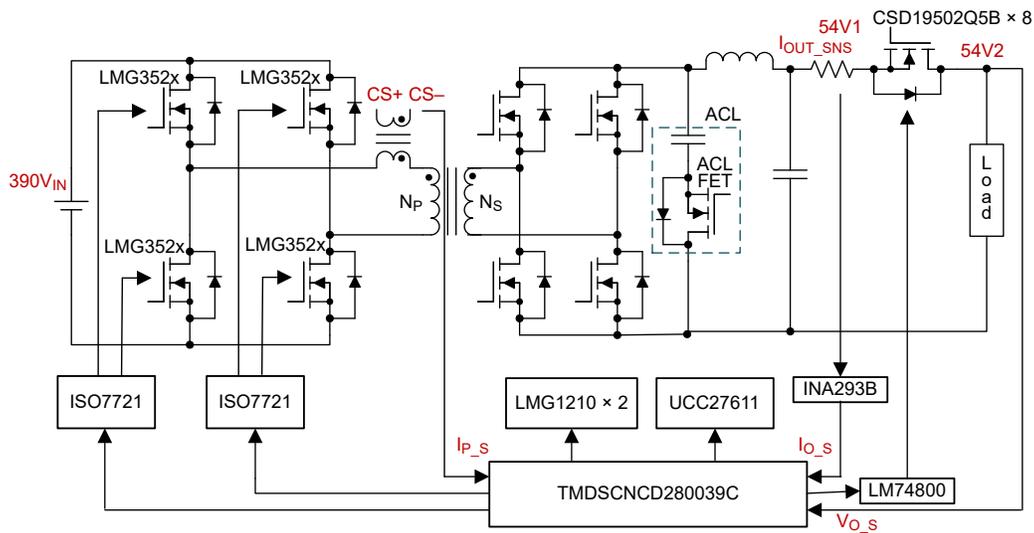


图 39. 带有源钳位的 54V、3.6kW PSFB 参考设计。



图 40. 54V、3.6kW PSFB 参考设计。

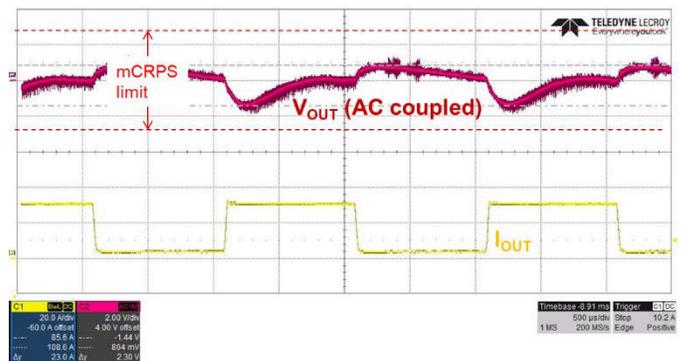


图 42. 基于 M-CRPS 规范的 3A 至 31A (50%) 负载瞬态。

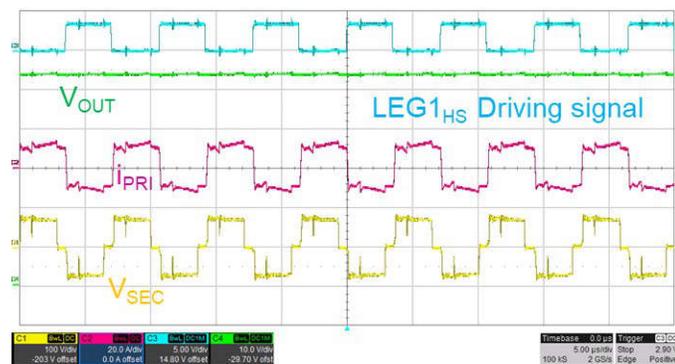


图 41. 3kW 负载条件下 PSFB 参考设计的稳态波形。

## 结论

PSFB 非常适合需要宽输入/输出电压范围和快速负载瞬态响应的应用。在本文中，我们讨论了 PSFB 基本原理，包括工作原理、整流器类型、整流器钳位选项、控制模式、同步整流器运行模式、控制模式和轻负载管理方案。

## 其他资源

- Yin, Richard. 2022. “**Power Tips #109: Five Major Trends in Power Supply Design for Servers.**” EDN, Aug. 12, 2022.
- CLEARResult. n.d. “**80 Plus.**” 2023 年 11 月 28 日访问。
- “**Modular Hardware System-Common Redundant Power Supply (M-CRPS) Base Specification.**” Open Compute Project: Austin, Texas, Nov. 1, 2022.
- “**Open Rack V3 Base Specification.**” Open Compute Project: Austin, Texas, Aug. 24, 2022.
- Yu, Sheng-Yang, Xun Gong, Gangyao Wang 和 Manish Bhardwaj. “**使用 SiC FET 设计高功率双向交流/直流电源.**” 德州仪器 (TI) 电源设计研讨会 SEM2400, 2020-2021 年。
- Gillmor, Colin. “**高功率直流/直流转换设计简介: 比较 PSFB 和 FB-LLC 第 1 部分.**” 德州仪器 (TI) 视频, 2018 年 12 月 14 日。
- Gillmor, Colin. “**高功率直流/直流转换设计简介: 比较 PSFB 和 FB-LLC 第 2 部分.**” 德州仪器 (TI) 视频, 2018 年 12 月 16 日。
- Gillmor, Colin. “**高功率直流/直流转换设计简介: 比较 PSFB 和 FB-LLC 第 3 部分.**” 德州仪器 (TI) 视频, 2018 年 12 月 16 日。
- Gillmor, Colin. “**高功率直流/直流转换设计简介: 比较 PSFB 和 FB-LLC 第 4 部分.**” 德州仪器 (TI) 视频, 2018 年 12 月 16 日。
- Gillmor, Colin. “**高功率直流/直流转换设计简介: 比较 PSFB 和 FB-LLC 第 5 部分.**” 德州仪器 (TI) 视频, 2018 年 12 月 17 日。
- Gillmor, Colin. “**高功率直流/直流转换设计简介: 比较 PSFB 和 FB-LLC 第 6 部分.**” 德州仪器 (TI) 视频, 2018 年 12 月 17 日。
- Sabate, Juan A., Vlatko Vlatkovic, Raymond B. Ridley, Fred C. Lee, and Bo H. Cho. “Design Considerations for High-Voltage High-Power Full-Bridge Zero-Voltage-Switched PWM Converter.” Published in Fifth Annual Proceedings on Applied Power Electronics Conference and Exposition, March 11-16, 1990, pp. 275-284.
- Balogh Laszlo. “**倍流整流器: 推挽和桥式转换器的一种替代整流技术.**” 德州仪器 (TI) 文献编号 SLUA21, 1994 年 12 月。
- Lin, Song-Yi, and 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.
- Redl, Richard, Laszlo Balogh, and D.W. Edwards. “Optimum ZVS Full-Bridge DC/DC Converter with PWM Phase-Shift Control: Analysis, Design Considerations and Experimental Results.” Published in Proceedings of 1994 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, Feb. 13-17, 1994, pp. 159-165.
- Yu, Sheng-Yang, Benjamin Lough 和 LihChung Yin. “**在 PSFB 转换器中使用有源钳位实现高转换器效率.**” 德州仪器 (TI) 模拟设计期刊文章, 文献编号 SLYT835, 2023 年第 1 季度。
- Wang, Shi-Song, Zhang-Hai Shi, and Jin-Hao Ruan. “Small-Signal Modeling of Phase-Shift-Full-Bridge Converter with Peak Current Mode Control.” Published in 2020 IEEE International Conference on Applied Superconductivity and Electromagnetic Devices, Oct. 16-18, 2020, pp. 1-22.
- Ahmed, M.R., X. Wei, and Y. Li. “**Enhanced Models for Current-Mode Controllers of the Phase-Shifted Full Bridge Converter with Current Doubler Rectifier.**” Published in 2019 10th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia, May 27-30, 2019, pp. 3271-3278.
- Vlatkovic, Vlatko, Juan A. Sabate, Raymond B. Ridley, Fred C. Lee, and Bo H. Cho. “**Small-Signal Analysis of the Phase-Shifted PWM Converter.**” Published in IEEE Transactions on Power Electronics 7, no. 1 (January 1992): pp. 128-135.

- Basso, Christophe. 2021. “Transfer Functions of Switching Converters.” Swampscott, Massachusetts: Faraday Publishing.
- 德州仪器 (TI)。 “**具有有源钳位、功率密度 >270W/in<sup>3</sup> 的 3kW 相移全桥参考设计。**” 德州仪器 (TI) 参考设计编号 PMP23126。 2023 年 11 月 28 日访问。
- 德州仪器 (TI)。 “**具有有源钳位的 54V、3kW 相移全桥参考设计。**” 德州仪器 (TI) 参考设计编号 PMP22951。 2023 年 11 月 28 日访问。

**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。

C2000™ is a trademark of Texas Instruments.  
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 © 2024，德州仪器 (TI) 公司