

## Power Supply Design Seminar

# 使用传统升压控制器创建初级侧调节反激式转换器

---



Reproduced from  
2024 Texas Instruments Power Supply Design Seminar  
SEM2600  
Topic 6  
Jiri Panacek  
Literature Number: ZHCP237

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

**初级侧调节 (PSR) 通过检测初级或辅助绕组上的电压免去了对光耦反馈的需求，这种方法可降低系统成本并提高可靠性。采用专为初级侧检测设计的集成高级反馈电路的反激式控制器已广为使用，但也可以借助标准升压控制器实现 PSR 型反馈。尽管这种实现看似简单，但它也有一定注意事项。本主题解释了这些注意事项，并确定了需要进行权衡的方面，包括一个设计示例。**

## 反激式转换器

反激式转换器是适合低成本隔离式直流/直流转换器的常用解决方案。该拓扑仅使用一个开关来控制流经初级绕组的电流。

图 1 是反激式转换器的简化电路图。图 2 展示了在不连续导通模式 (DCM) 下运行的反激式转换器的选定波形。运行周期分为两个阶段：导通和关断。

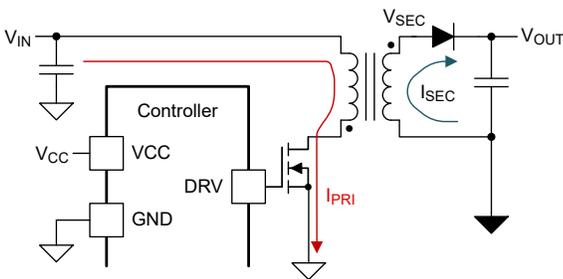


图 1. 简化的反激式转换器。

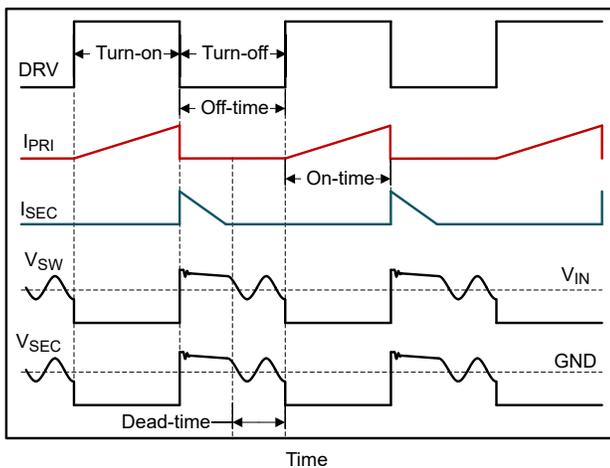


图 2. 反激式转换器波形。

在导通期间，开关导通。通过初级绕组的电流 ( $I_{PRI}$ ) 呈线性上升。次级侧的二极管反转极性并阻断次级绕组电流 ( $I_{SEC}$ )。仅输出电容器为负载供电。此阶段将能量储存在耦合电感器 (变压器) 中。

在关断期间，开关断开且  $I_{PRI}$  降至零。耦合电感器在导通阶段累积的能量会导致次级绕组改变极性。随着极性变化，次级侧二极管导通。电流  $I_{SEC}$  呈线性降低并对电感器进行退磁。此电流为输出电容器充电并为负载供电。

当电感器完全退磁且  $I_{SEC}$  降至零时，死区时间间隔开始。在此间隔期间，开关的初级电感和输出电容之间会发生谐振振铃。这是在 DCM 模式下运行的反激式转换器的特性。在所有绕组上都可见到振铃。

通过仔细平衡导通和关断持续时间，转换器可以将输出电压 ( $V_{OUT}$ ) 保持在一个稳定、受控的水平。反激式转换器和控制器通常可检测  $I_{PRI}$  和  $V_{OUT}$ ，从而能够保持稳定且实现快速瞬态响应。检测  $I_{PRI}$  很简单。控制器位于初级侧，信息无需穿过隔离栅。检测  $V_{OUT}$  更具挑战性，因为信息必须穿过隔离栅。有两种可能的技术可以解决这一难题：次级侧调节 (SSR) 和 PSR (请参阅图 3)。

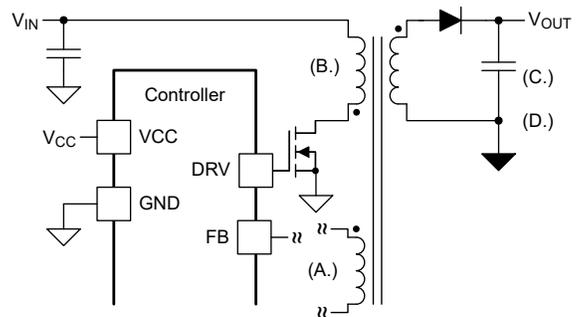


图 3. 反激式电压反馈位置。

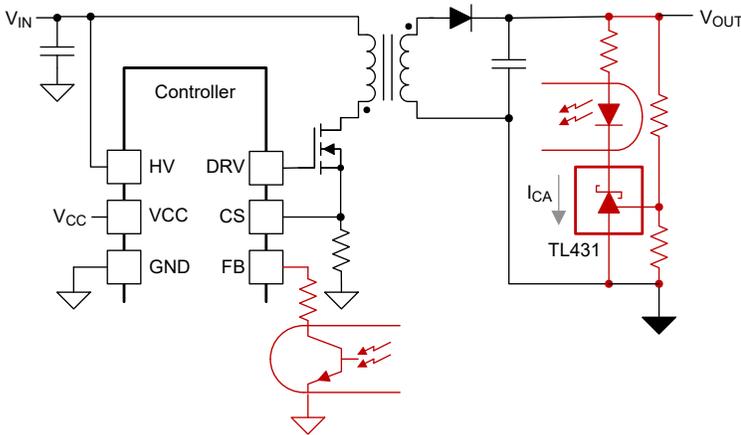
SSR 直接测量直流/直流转换器输出端的  $V_{OUT}$  (图 3 中的 C 和 D)。在不考虑电隔离的转换器中 (例如，在具有高电压输出的直流/直流转换器中)，使用简单的电阻分压器即可按比例降低  $V_{OUT}$  以匹配反馈 (FB) 引脚输入电压范围。但在大多数应用中，电隔离很重要。在这种情况下，SSR 使用会穿过隔离栅传输信息的模拟隔离器 (光耦合器)。

PSR 通过检测关断阶段初级绕组上的反射电压来间接测量  $V_{OUT}$ 。此方法使用附加的辅助绕组（图 3 中的 A）或测量开关节点上的开关节点电压 ( $V_{SW}$ )（图 3 中的 B）。

### SSR

图 4 展示了使用 SSR 的反激式转换器的简化电路图。反馈网络使用电阻分压器、并联电压基准和光耦合器。电压基准（TL431 或类似器件）将  $V_{OUT}$  与其内部电压基准进行比较，并相应地调整阴极-阳极电流 ( $I_{CA}$ )。光耦合器晶体管电流与电流传输比 (CTR) 成正比。

反激式控制器依赖电压基准来间接报告  $V_{OUT}$  是小于还是大于预期值。实际上，为了确保控制环路的稳定性，这个电路需要额外的无源器件来进行适当的补偿。

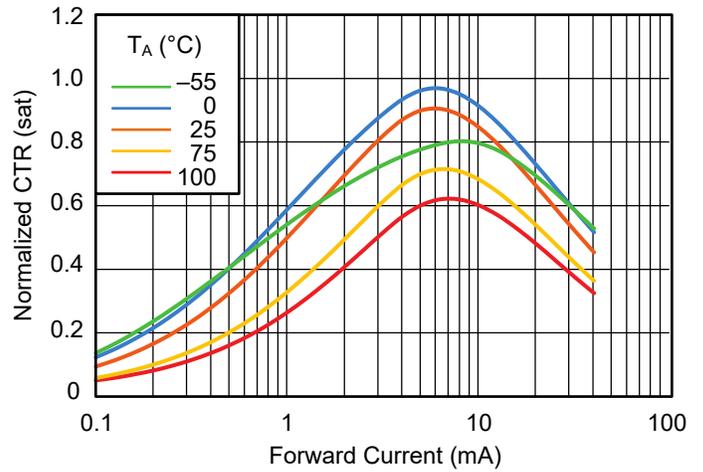


简化了反馈网络。

图 4. 使用光耦合器的 SSR 反激式转换器。

常见光耦合器的 CTR 具有高度非线性，取决于多个因素。

图 5 展示了 CTR 如何随温度和正向电流而变化。此外，CTR 随时间推移会出现性能下降。可靠的反激式转换器设计必须考虑到最坏的情况（包括整个生命周期和工作温度的影响）。



来源: Vishay, 应用手册 45

$V_{CE} = 0.4V$

标准化为:

$I_F = 5mA$

$V_{CE} = 5V$

$T_A = 25^\circ C$

图 5. CTR 与正向电流和温度间的关系。

## PSR

图 6 是 PSR 反激式转换器的简化原理图。在此示例中，控制器通过检测辅助绕组来间接检测  $V_{OUT}$ 。辅助绕组与控制器共享接地基准。绕组极性与次级绕组相同。

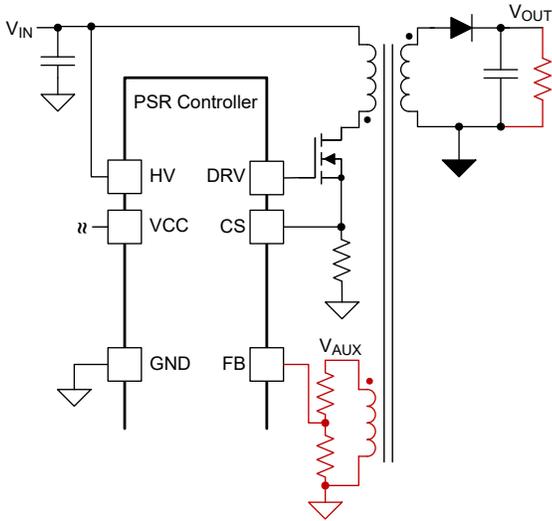


图 6. 使用辅助绕组的 PSR 反激式转换器。

图 7 展示了 PSR 反激式转换器波形。辅助绕组的波形很重要。在导通阶段，辅助电压 ( $V_{AUX}$ ) 为负，对应于按初级绕组和辅助绕组之间的匝数比调节的  $V_{IN}$ 。

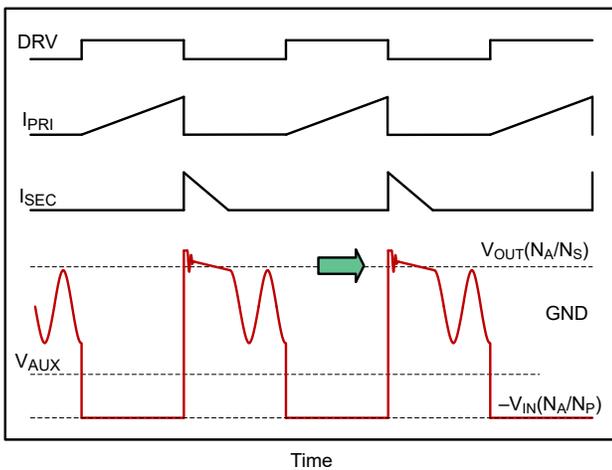


图 7. PSR 反激式转换器波形。

在关断阶段，在死区时间之前， $V_{AUX}$  为正。振幅对应于次级绕组和辅助绕组之间按匝数比调节的  $V_{OUT}$ 。控制器通过在死区时间开始对  $V_{AUX}$  进行采样，从而在每个开关周期测量一次  $V_{OUT}$ 。PSR 反激式转换器的连续开关至关重要，这样能确保  $V_{AUX}$  准确地表示输出。

表 1 比较了 SSR 和 PSR。

参数	具有光耦合器的 SSR	PSR
轻负载行为	良好的轻负载调整	有最小负载要求
反馈	使用 TL431 稳压器和光耦合器，反馈网络复杂	采样的反射 $V_{OUT}$
初始 $V_{OUT}$ 精度	非常好	平均
负载调整率	负载调整率很低 (<1%)	负载调整率一般 (>1%)
可靠性	光耦合器老化影响可靠性	非常好
瞬态响应	受光耦合器带宽限制	主要受开关频率 ( $f_{sw}$ ) 限制
成本	平均	由于消除了光耦合器而得以降低
自偏置	需要辅助绕组	利用辅助绕组实现偏置和反馈

表 1. SSR 与 PSR。

## 详细查看辅助绕组波形

图 8 展示了 PSR 反激式反馈，包括影响辅助绕组波形形状的附加参数。如前所述，导通阶段对稳压并不重要，因为辅助绕组在此阶段中不携带任何有用信息。转换器进入关断阶段后， $V_{AUX}$  就会突然改变极性。

耦合电感器的寄生漏电感会导致出现高频振铃。对振铃进行抑制后， $V_{AUX}$  波形会稳定下来，保持在一个恒定的水平。实际上，电压会随着时间的推移而略有下降。二极管的正向电压 ( $V_F$ ) 和次级绕组的等效串联电阻 ( $R_S$ ) 是  $V_{AUX}$  在电感退磁过程中随着  $I_{SEC}$  线性降低而变化的原因。图 9 中的绿色箭头标记出一个理想的时刻，在这个时刻， $V_{AUX}$  间接而准确地代表了  $V_{OUT}$ 。此时此刻正是  $I_{SEC}$  降至零的时候；因此，二极管和串联电阻间的压降可以忽略不计。在此时刻之后，会发生谐振振铃。此振铃不会携带任何有关控制环路的有用信息。但是，当控制器等待谷值 ( $V_{SW}$

上的电压较低) 以开始新的开关周期时，有利于准谐振运行。使用此技术可提高反激式转换器的效率。

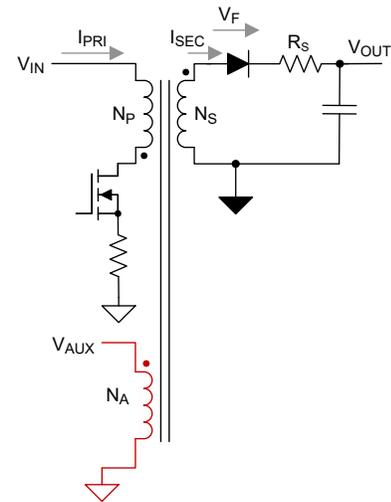


图 8. PSR 反激式转换器中的辅助绕组。

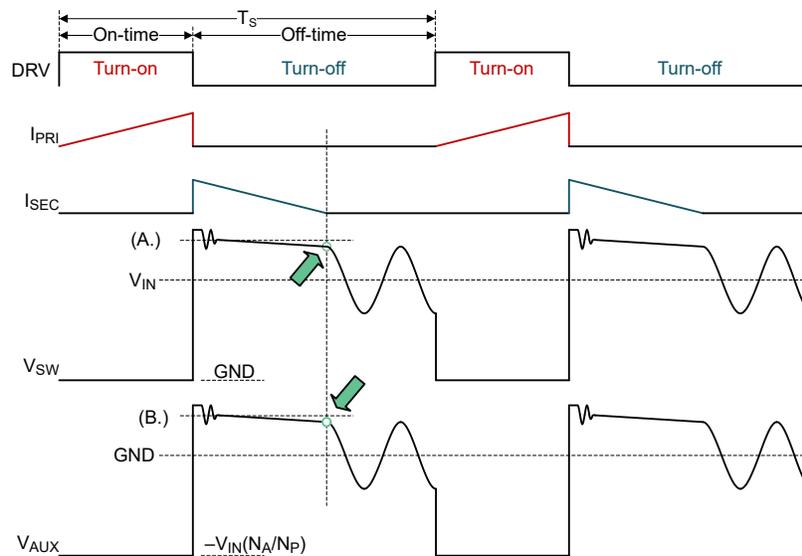


图 9. 详细的 PSR 反激式波形。

A. 方程式 1 定义了点 (A) 处开关节点波形 ( $V_{SW}$ ) 的电压电平。

$$\frac{N_P}{N_S} \times (V_{OUT} + V_F + (I_S \times R_S) + V_{IN}) \quad (1)$$

B. 方程式 2 定义了点 (B) 处辅助绕组波形 ( $V_{AUX}$ ) 的电压电平。

$$\frac{N_A}{N_S} \times (V_{OUT} + V_F + (I_S \times R_S)) \quad (2)$$

方程式 1 定义了点 (A) 处开关节点波形 ( $V_{SW}$ ) 的电压电平。方程式 2 定义了点 (B) 处辅助绕组波形 ( $V_{AUX}$ ) 的电压电平。

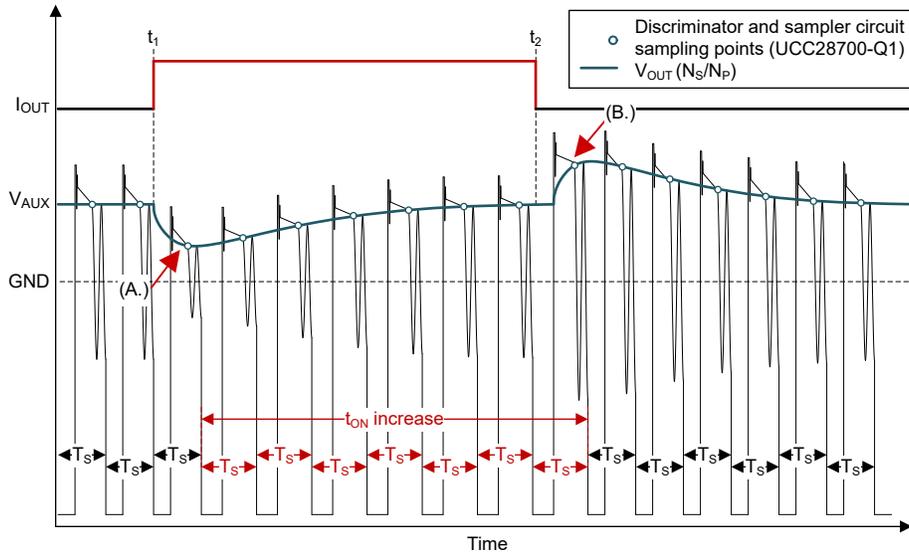
## 负载瞬态期间的辅助绕组波形

图 10 展示了负载瞬态期间的  $V_{AUX}$  波形。在时间  $t_1$  处，输出电流增加， $V_{OUT}$  下降。此事件相应地缩放  $V_{AUX}$ 。控制器在一个开关周期 ( $T_S$ ) 内对电流需求增加作出响应。因

此，控制器会增加导通时间 ( $t_{ON}$ )。控制器会降低  $f_{SW}$  以维持 DCM 和准谐振运行。几个周期后， $V_{OUT}$  恢复到预期电平。在时间  $t_2$  处，该过程以相反的逻辑重复。

控制器在一个开关周期 ( $T_S$ ) 内对电流需求增加作出响应 (A.)。

在时间  $t_2$  处，该过程以相反的逻辑重复 (B.)。



波形未按比例显示

图 10. 负载瞬态期间的辅助绕组波形。

### 三种不同类型的 PSR

多个解决方案支持在反激式转换器中使用 PSR。图 11 展示了德州仪器 (TI) 的 UCC28730-Q1 高压 PSR 控制器。这些控制器集成了一个特殊的采样器电路，可“在正确的时间”对辅助绕组进行采样。反馈分压器直接检测辅助绕组，无需任何额外滤波。辅助绕组在运行期间对控制器进行偏置。在反激启动期间，控制器从 HV 引脚获取能量。启动后，控制器会在内部断开 HV 引脚并使用经整流后的  $V_{AUX}$  进行偏置。这样可提高反激式转换器的效率。

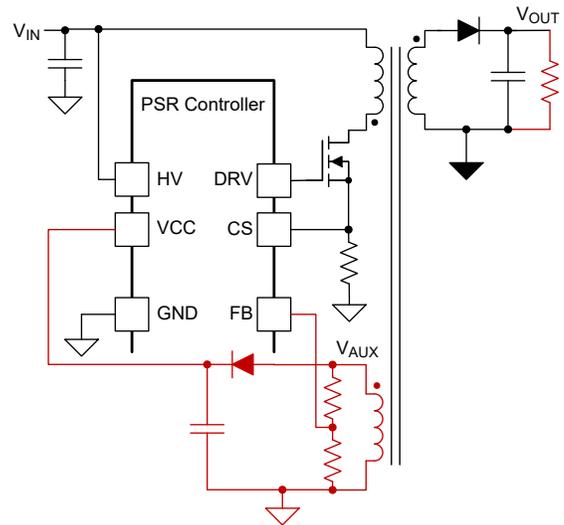


图 11. 采用 PSR 控制器的反激式转换器。

另一种解决方案是低压 PSR 控制器（例如德州仪器 (TI) 的 LM5180），它可以直接检测主初级绕组上的反射  $V_{OUT}$ 。此解决方案完全省去了辅助绕组，如图 12 所示。然而，此方法仅适用于较低的  $V_{IN}$ （通常低于 100V）。好处是变压器设计更简单，解决方案尺寸较小。

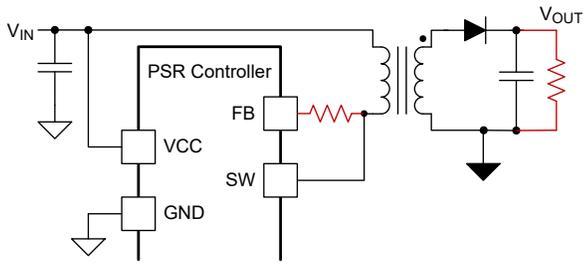


图 12. 使用 PSR 控制器而不带辅助绕组的反激式转换器。

最后一种解决方案采用传统升压控制器，该方案使用经过整流和滤波的  $V_{AUX}$  进行调节，如图 13 所示。请注意，反馈看起来与高压 PSR 示例非常相似，但电阻分压器在整流二极管之后检测电压。

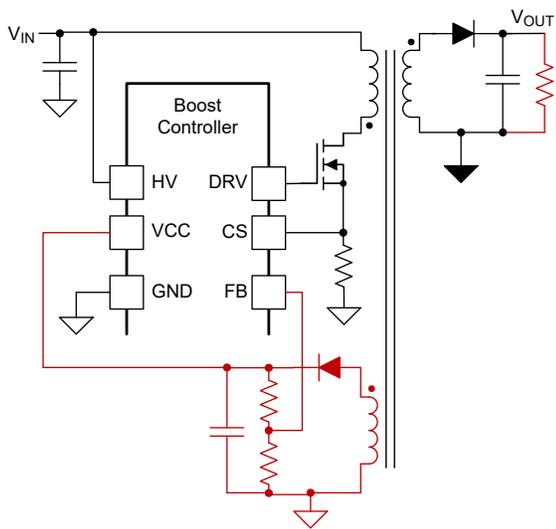


图 13. 使用传统升压控制器的 PSR 反激式转换器。

## PSR 要点

在前面的小节中，我介绍了 PSR 的工作原理以及它与采用光耦合器的 SSR 有何不同。这些要点非常重要：

- $V_{AUX}$  波形是复合波形，携带了大量信息。
- 当  $I_{SEC}$  降至零时， $V_{AUX}$  仅在每个周期提供一次准确的  $V_{OUT}$  信息。
- $V_{AUX}$  仅在开关时携带  $V_{OUT}$  反馈信息。
- PSR 控制器和转换器使用特殊的采样保持电路。
- 传统升压控制器需要连续反馈电压 ( $V_{FB}$ )。

接下来，我们将详细了解如何实施具有升压控制器的 PSR 反激式，以及如何将  $V_{AUX}$  复合波形（请参阅图 14）转换为 FB 引脚的连续模拟信号（请参阅图 15）。

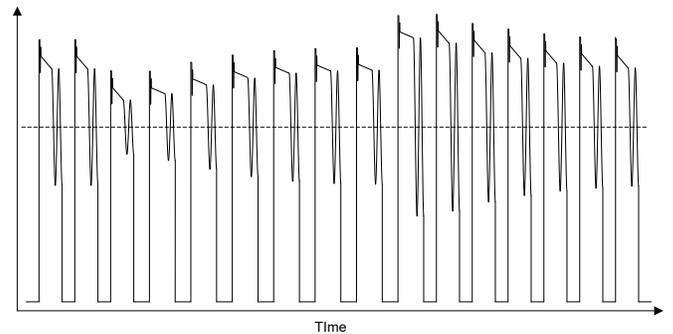


图 14. 辅助绕组波形。

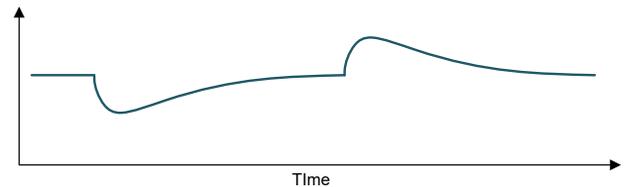


图 15. 传统控制器 FB 引脚波形。

## 具有传统升压控制器的 PSR 反激式示例

我们来说明一下使用传统升压控制器和使用专用 PSR 控制器的 PSR 反激式的设计过程有何不同。有关选择所有电路元件的详细信息，请参阅参考资料 [1] 和相关的器件特定数据表。

示例是用于混合动力电动汽车和电动汽车牵引逆变器的隔离式栅极驱动器辅助电源（请参阅图 16 至图 18）。该设计使用 LM5156-Q1 升压控制器，该控制器不提供任何专用的 PSR 功能。控制器的 FB 引脚监测连续电压，该电压是  $V_{OUT}$  的按比例缩减表示。控制器以恒定的  $f_{SW}$  运行。当控制器无法进一步降低占空比时，会发生脉冲跳跃。反激式转换器有一个带有虚拟接地的隔离式输出。

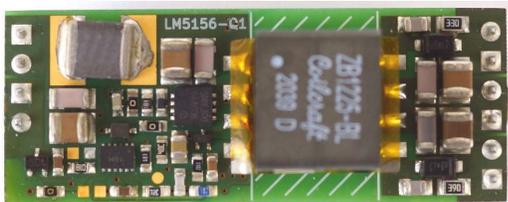


图 16. PSR 反激式示例（顶视图）。

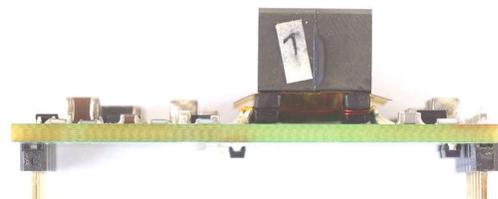


图 17. PSR 反激式示例（侧视图）。



图 18. PSR 反激式示例（底视图）。

### 设计参数

第一步是列出设计参数（请参阅表 2）。 $V_{IN}$ 、 $V_{OUT}$ 、 $I_{OUT}$  和隔离要求均为系统定义参数。 $f_{SW}$  和运行模式通常由工程师决定。这些决定是妥协的结果。增大  $f_{SW}$  可减小解决方案尺寸，尤其对变压器而言。但这也会对损耗产生负面影响，进而对系统的整体效率产生负面影响。

反激式转换器可在三种模式下运行：连续导通模式 (CCM)、不连续导通模式 (DCM) 和边界导通模式 (BCM)。

每种模式都有缺点和优点，[1] 中对此进行了详细说明。大多数低功耗反激式转换器以 DCM 运行，您将在示例中看到这一点。DCM 可实现超小的变压器尺寸，并缓解控制环路稳定性难题。

参数	规格
$V_{IN}$	6V 至 42V (52V 瞬态)
$V_{OUT}$	+15V, -9V ( $V_{OUT} = 24V$ )
$I_{OUT}$	0mA 至 180mA
$f_{SW}$	400kHz
工作模式	DCM
初级与次级隔离	基本, 2.5kV
控制器	LM5156-Q1

表 2. 示例 PSR 反激式参数。

### 各种运行条件下的电流和时序

第二步是研究各种运行条件下的电流和时序。有两种临界情况：第一种是当  $V_{IN}$  处于其最小值，而  $I_{OUT}$  处于其最大值时。转换器必须能够在导通阶段储存足够的能量。此外，开关周期保持恒定。这种情况会产生尽可能高的占空比。

第二种临界情况是当  $V_{IN}$  处于其最大值，而  $I_{OUT}$  处于其最小值时。在这种情况下，转换器会降低占空比。降低占空比可避免传递的能量超过负载消耗的能量，并实现尽可能低的占空比。

Power Stage Designer™ 软件 [2] 是一款很棒的计算工具，可用于计算变压器电感并根据数学模型生成波形。经过一个迭代过程之后，此示例计算初级电感 ( $L_{PRI}$ ) =  $4\mu H$  和次级电感 ( $L_{SEC}$ ) =  $16\mu H$ 。使用这些值可以在 DCM 中以恒定的  $f_{SW}$  运行。

表 3 展示了两种临界情况下计算出的时序和电流。

参数	最小占空比情况	最大占空比情况	LM5156-Q1
$t_{ON}$	0.13 $\mu s$	1.57 $\mu s$	最小 130ns (图 8-图 12)
$t_{OFF}$	0.43 $\mu s$	0.76 $\mu s$	
占空比	5.10%	62.86%	最大 92.8% (图 8-图 16)
零时间	1.94 $\mu s$	0.16 $\mu s$	

参数	最小占空比情况	最大占空比情况	LM5156-Q1
最大 $I_{PRI}$	1.33A	2.36A	
最大 $I_{SEC}$	0.66A	1.18A	
所需的最小负载 $I_{L(MIN)}$	60mA		

表 3. PSR 反激式示例中计算出的时序和电流。

计算结果证实最大占空比条件不会构成问题，因为该条件未超过 LM5156-Q1 限制。控制器的最小  $t_{ON} = 130ns$ 。务必考虑  $f_{SW}$  并从器件数据表的图 8 至图 12 ( $t_{ON(MIN)}$  与频率间的关系) 读取值。电气特性表列出了典型的最小  $t_{ON} = 50ns$ 。但此值适用于  $f_{SW} = 2.2MHz$  的情况。

当以最小  $t_{ON}$  运行时，转换器将能量传递到次级侧，负载必须在一个开关周期内消耗完这些能量。当  $V_{IN} = 42V$  时，转换器要求最小负载  $I_{OUT(MIN)} = 60mA$ ，以便保持 400kHz 的恒定  $f_{SW}$ 。

负载低于 60mA 时，控制器进入脉冲跳跃模式，通过在 FB 引脚上的电压超过某个阈值时跳过完整周期，从而有效地降低  $f_{SW}$ 。脉冲跳跃模式期间的准确电路行为很难预测，因为这取决于多个参数。在不进行开关的情况下，辅助绕组不携带  $V_{OUT}$  反馈信息，控制器就会失去反馈信息，无法正确调节输出。此模式还会影响瞬态响应。但是，脉冲跳跃模式是让您可以在转换器输出上降低最小负载的唯一选项。

### 解决反馈

反馈网络在辅助绕组的输出端使用峰值检测器（半波整流器）。

图 19 中的电路滤除不需要的内容，并跟踪间接代表  $V_{OUT}$  的正  $V_{AUX}$  包络。设置  $V_{AUX}$  的正振幅以使其与控制器的正常工作电压范围匹配是有益的。在示例反激式转换器中， $V_{AUX}$  为 12V。稍后，我将使用  $V_{AUX}$  对控制器进行自偏置。

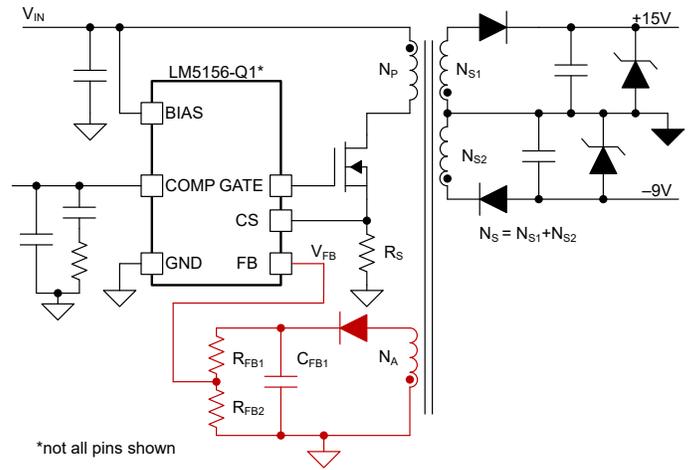


图 19. PSR 反馈的峰值检测器。

方程式 3 定义了  $V_{CC}$  ( $V_{AUX}$ ) 和  $V_{OUT}$  之间的关系：

$$V_{CC} \cong V_{OUT} \times \frac{N_A}{N_S} \quad (3)$$

其中， $N_A$  是辅助绕组的匝数， $N_S$  是次级绕组的匝数。

表 4 列出了磁性元件制造商提供的完全耦合电感器参数。

绕组	电感	直流电阻	匝数 (请参考 $L_{PRI}$ )
$L_{PRI}$	4 $\mu$ H	0.015 $\Omega$	1
辅助电感 ( $L_{AUX}$ )	4 $\mu$ H	0.050 $\Omega$	1
$L_{S1}$	5.76 $\mu$ H	0.050 $\Omega$	1.2
$L_{S2}$	2.56 $\mu$ H	0.038 $\Omega$	0.8
组合电感 ( $L_{S1} + L_{S2}$ )	16 $\mu$ H	0.088 $\Omega$	2

表 4. 耦合电感器 (变压器) 参数。

识别  $V_{AUX}$  和匝数比后，可以设计反馈分压器 ( $R_{FB1}$ 、 $R_{FB2}$ )。辅助二极管上的压降与次级侧上的压降相同。因此，反馈分压器的公式简化为方程式 4：

$$V_{FB} = V_{OUT} \times \frac{N_A}{N_S} \left( \frac{R_{FB2}}{R_{FB1} + R_{FB2}} \right) \quad (4)$$

其中， $V_{FB}$  是  $V_{REF} = 1V$  时控制器的基准电压。

将反馈分压器的总电阻保持在从千欧姆到几十千欧姆的范围内。该示例使用  $R_{FB1} = 11k\Omega$  且  $R_{FB2} = 1k\Omega$ 。

了解峰值检测器电路在各种条件下的工作原理，这很重要。二极管仅传递  $V_{AUX}$  的正极。此时信号携带  $V_{OUT}$  信息。此电压可快速为滤波电容 ( $C_{FB1}$ ) 充电。在关断阶段，

二极管反向偏置， $C_{FB1}$  通过  $R_{FB1}$  和  $R_{FB2}$  缓慢放电。电阻分压器和电容器值定义了峰值检测器的响应时间（时间常数），并会影响反激式转换器的瞬态响应。

当时间常数过长时， $V_{FB}$  无法及时跟踪  $V_{OUT}$  的变化。负载突然增加时， $V_{OUT}$  下降，从而降低关断阶段的  $V_{AUX}$  振幅。但是，因为  $V_{AUX}$  小于  $C_{FB1}$  上的电压，二极管不会断开。这是因为  $C_{FB1}$  的放电速度不够快。此事件会影响  $V_{FB}$  和 PSR 反激式转换器的瞬态响应。

当时间常数过短时， $V_{FB}$  信号具有过大的纹波，这可能会导致控制器行为不稳定。LM5156-Q1 升压控制器具有针对  $V_{OUT}$  的集成过压保护 (OVP)。如果 FB 引脚上的电压上升至高于过压阈值（通常为  $V_{REF}$  的 110%），则控制器会停止开关。FB 引脚上纹波过大可能会导致控制器误触发 OVP。如果控制器在轻负载运行时进入脉冲跳跃模式，纹波会增大。这是一个重要的注意事项。

图 20 展示了电路的进一步改进。 $R_{FB2}$  上的一个小电容器可为低通滤波器添加第二个极点并减少纹波。与增大  $C_{FB1}$  电容值相比，这是优选方法，因为此方法不会太多地限制瞬态响应。

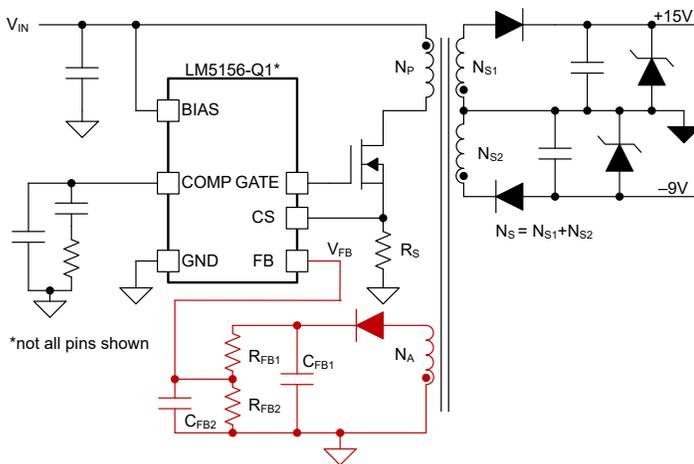


图 20. 反馈的二阶滤波器。

使用电路仿真器是找到理想  $C_{FB1}$  和  $C_{FB2}$  值的一种简单工程方法。电路仿真器可以调查瞬态期间的峰值检测器行为。图 21 展示了用于峰值检测器仿真的 PSpice® for TI 电路。该电路分为三块。

顶部是  $V_{OUT}$  瞬态发生器（以红色突出显示）。此电路可模拟发生瞬态事件期间的预期反激式转换器  $V_{OUT}$ 。G1、R4 和 C2 形成具有单极响应的理想运算放大器。R5 和 C3 减慢反馈速度以匹配反激式瞬态响应。电流源  $I_{out}$  快速变化并激发瞬态响应。调整电路的  $V_{OUT}$  电源、R5、C3 和  $I_{OUT}$  负载。

辅助绕组估计器（以蓝色突出显示）检测  $V_{OUT}$  节点。理想开关 (S1、S2) 可切断  $V_{OUT}$  并估算  $V_{AUX}$  绕组信号。信号源 (V2、V3) 定义了预期的占空比和  $f_{sw}$ 。

最后一个块是峰值探测器（在中以灰色突出显示）。这就是此仿真帮助进行优化的反馈网络。我已经计算了  $R_{FB1}$  和  $R_{FB2}$  值。通过仿真，您可以快速更改  $C_{FB1}$  和  $C_{FB2}$  的值。

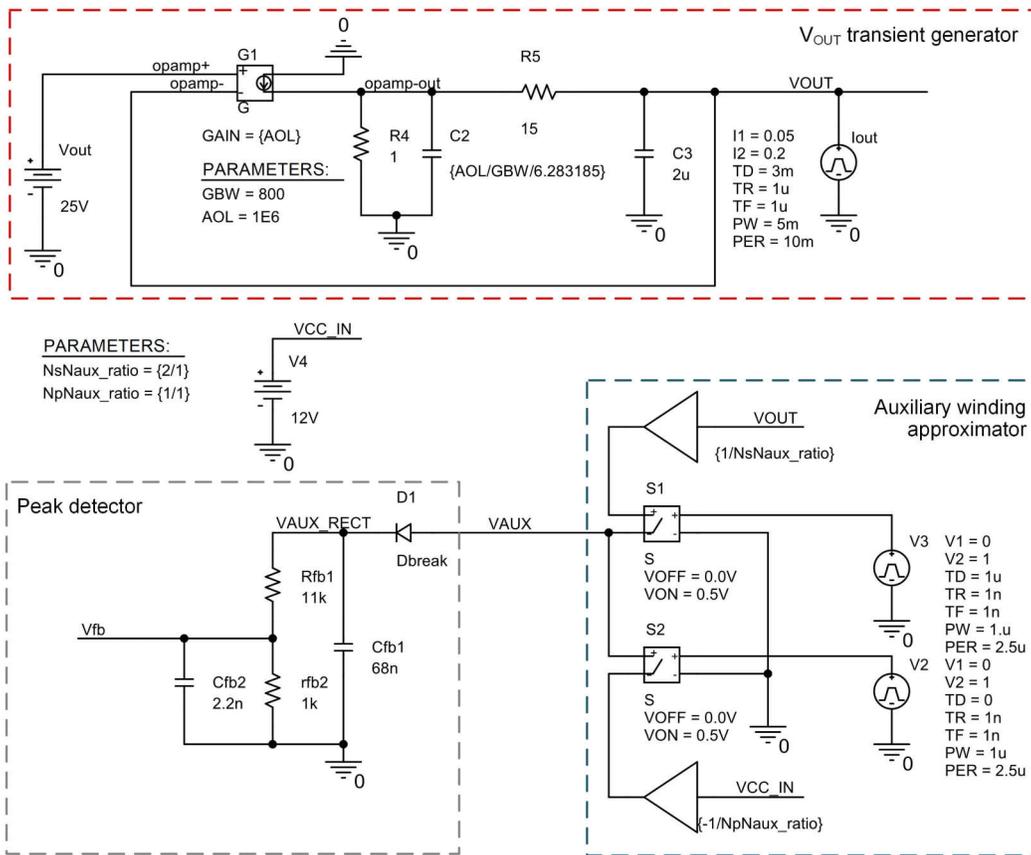


图 21. 峰值检测器的仿真电路。

图 22 展示了所有三个块生成的信号。此电路为开环运行，使您可以在不影响控制器和控制环路补偿的情况下对峰值检测器进行调查。

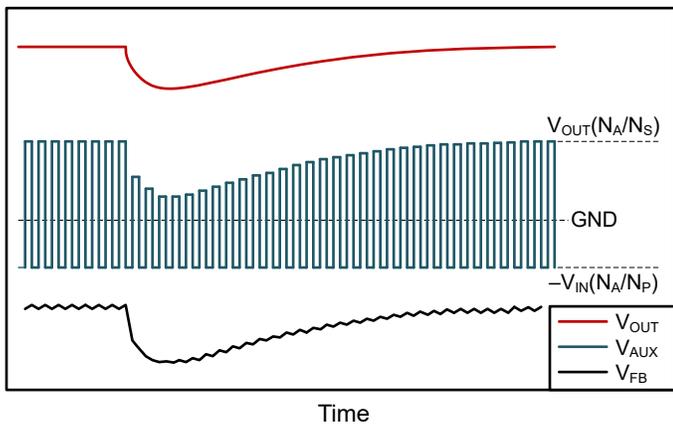
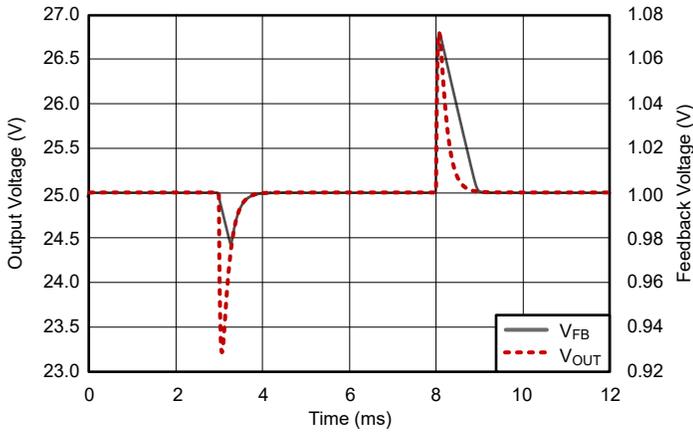


图 22. 仿真电路波形。

图 23 展示了时间常数过长的一个场景。红色虚线表示负载瞬态期间的预期  $V_{OUT}$ 。灰色迹线表示控制器看到的  $V_{FB}$ 。在  $t = 3ms$  时的下冲期间， $C_{FB1}$  和  $C_{FB2}$  的放电速率

低于  $V_{OUT}$  的变化速率。峰值检测器中的二极管保持闭合状态， $V_{FB}$  不会跟踪输出。在  $t = 8ms$  时的过冲期间， $V_{FB}$  会快速上升，但即使输出恢复到稳定电平，也会保持较高水平。

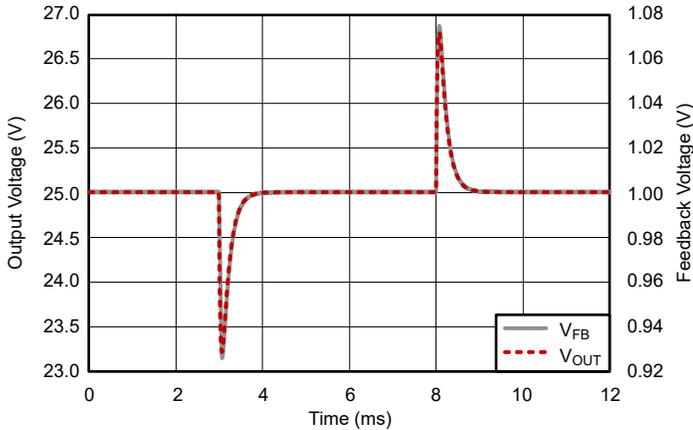
这些波形仅用于教学目的，显示的是开环状态下的情况。这些波形展示了一种不希望出现的情况，即峰值检测器无法跟踪输出信号的情况。在闭环系统中，时间常数过长会成为环路补偿的主要影响因素，并对反激式转换器的瞬态响应产生负面影响。工程师们经常将这种效应误认为是环路补偿的问题，并尝试通过调整环路补偿来改善响应。



$C_{FB1} = 680nF$                        $C_{FB2} = 2.2nF$

图 23. 时间常数过长时。

图 24 展示了峰值检测器电路的时间常数正常时的场景。在这两种情况下， $V_{FB}$  都会跟踪  $V_{OUT}$ 。



$C_{FB1} = 68nF$ ,                       $C_{FB2} = 2.2nF$

图 24. 时间常数为最优时。

图 25 和图 26 展示了 PSR 反激式示例的  $V_{OUT}$  和  $V_{AUX}$  瞬态响应。 $I_{OUT}$  从 45mA 变为 135mA, 然后再变回 45mA。请注意图 25 中负载调整的影响。

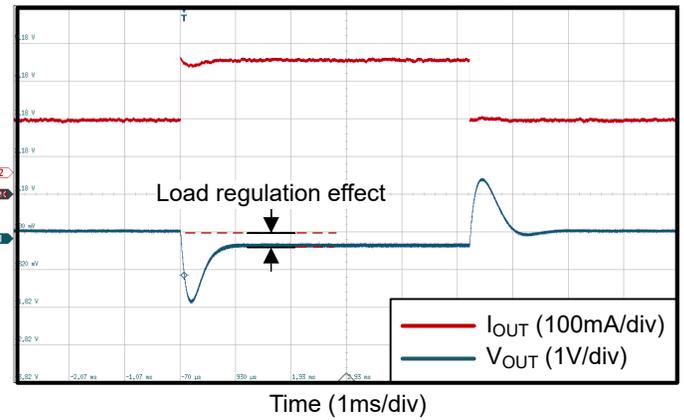


图 25. PSR 反激式转换器示例  $V_{OUT}$  瞬态响应。

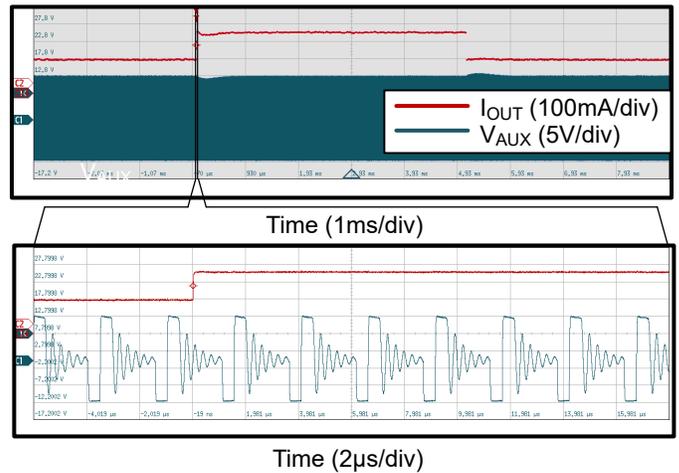


图 26. PSR 反激式转换器示例  $V_{AUX}$  瞬态响应。

### 提高轻负载效率的偏置方案

从辅助绕组为反激式控制器供电很常见。高压反激式控制器不能通过高压电源轨持续运行。控制器集成了一个可使内部电路电压保持稳定的线性稳压器 (LDO)。通过高压为此 LDO 供电的效率非常低, 会耗散大量热量。因此, 许多控制器都有一个仅在启动期间使用的 HV 引脚。转换器启动后, 内部开关会断开 HV 引脚, 且控制器从辅助绕组获取能量来进行自偏置。

辅助绕组的自偏置也有利于低压反激式转换器。此方法可提高轻负载效率。此外, 控制器功耗较低, 因而降低了 PSR 反激式转换器维持开关所需的最小负载。

图 27 展示了设计示例的偏置方案。 $V_{CC}$  引脚的偏置电压需要大容量电容来使电压轨保持稳定。但是, 反馈路径需要快速瞬态响应以快速跟踪  $V_{OUT}$ 。因此, 有第二个半桥整流器 (以绿色突出显示), 这不会影响反馈网络 (以红色突出

出显示)。使用两个独立的路径来进行自偏置和反馈, 可提供出色的性能而不需要作出任何权衡。遗憾的是, 这种技术在设计中很少出现。

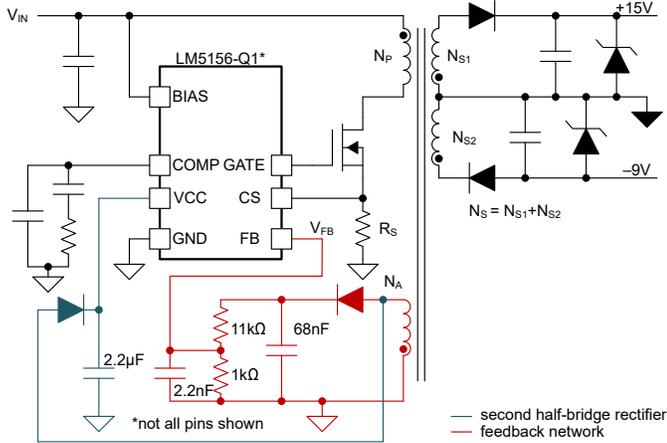


图 27. 使用传统升压控制器的 PSR 反激式设计的自偏置。

### 求解最小负载

我之前提到过, PSR 反激式转换器需要一个最小负载才能保持持续运行。如果负载不消耗电流, 那么转换器需要在输出端连接一个虚拟负载。在没有虚拟负载的情况下, 输出可能会上升至高于稳压电平, 并永久损坏下游电路。对于虚拟负载, 有两种不同的解决方案: 每种解决方案都各有缺点和优点:

- 作为虚拟负载的电阻器可更好地对 PSR 反激式转换器进行负载调整。但是, 在所有条件下, 电阻器都会消耗功率, 从而降低系统的整体效率。
- 使用齐纳二极管是一种更为实用的解决方案 (请参阅图 28)。某些齐纳二极管的击穿电压略高于典型  $V_{OUT}$ 。当控制器无法在开关周期内进一步减少输送到次级侧的能量时,  $V_{OUT}$  会增大到齐纳二极管导通和灌入电流的水平。并以热量的形式耗散过多的能量, 但会防止  $V_{OUT}$  显著增大至高于稳压电平 (请参阅图 29)。

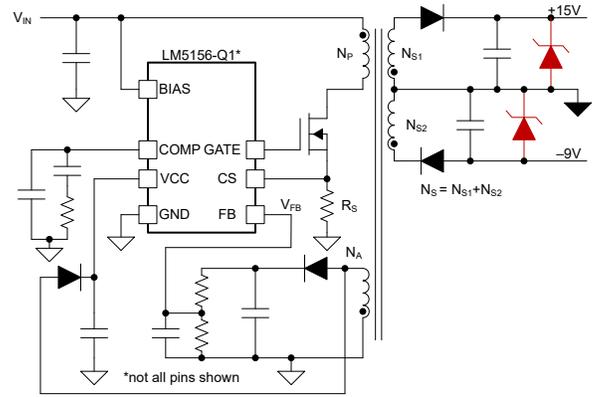


图 28. 齐纳二极管解决最小负载问题。

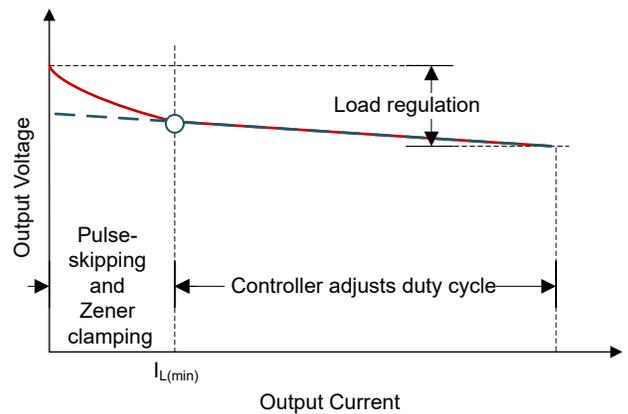
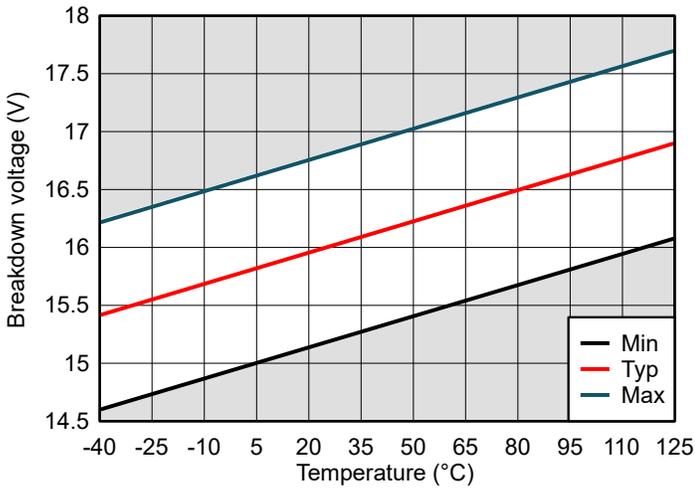


图 29. 使用齐纳二极管作为虚拟负载, 对 PSR 反激式转换器进行负载调整。

但是, 齐纳二极管也面临一些难题。齐纳电压 ( $V_Z$ ) < 4.7V 的齐纳二极管具有负温度系数。  $V_Z$  > 4.7V 的齐纳二极管具有正温度系数。此外, 初始精度也各不相同。

图 30 展示了齐纳二极管的容差范围, 在齐纳电流 ( $I_Z$ ) = 5mA 时  $V_Z = 16V$ 。在  $-40^{\circ}C$  至  $125^{\circ}C$  的典型汽车温度工作范围内,  $V_Z$  在 14.6V 至 17.7V 范围内变化。  $V_Z$  绝不能降低至低于  $V_{OUT}$  稳压电平, 因为这样会导致过大的电流并可能永久损坏转换器。理想情况下,  $V_Z$  接近但绝不低于  $V_{OUT}$ 。



$I_z = 5\text{mA}$

图 30. 齐纳二极管容差范围。

### 补偿电流检测电阻器

使用峰值电流模式控制方案的升压控制器检测流过电流检测（采样）电阻器 ( $R_S$ ) 的初级绕组的电流。每个电流采样电阻都有寄生电感 ( $L_S$ )。因为  $L_S$  会导致电流检测信号 ( $V_{CS}$ ) 的前沿和下降沿出现尖峰，所以会增加电流读数的误差。即使具有集成的消隐时间，电流检测电路也可能会检测到过流事件，尤其是当  $t_{ON}$  接近最小值时。因此，添加补偿电路非常重要。

图 31 展示了一个简单的  $R_C$ 、 $C_C$  补偿网络，该网络必须满足方程式 5：

$$C_C \times R_C = \frac{L_S}{R_S} \quad (5)$$

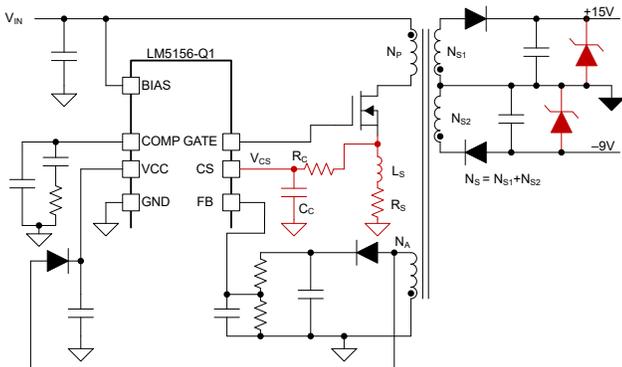
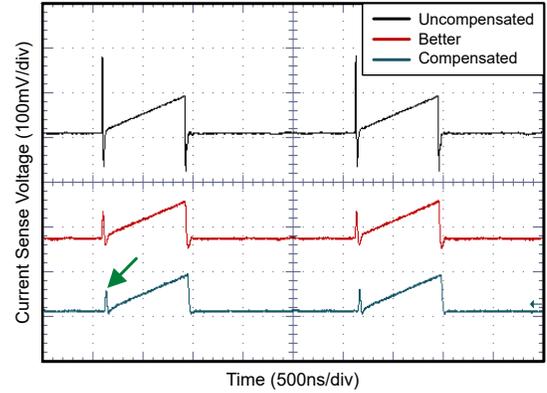


图 31. 补偿电流检测电阻器。

图 32 展示了在相同条件下采集的三个不同波形。黑色迹线是没有任何补偿电路时的  $V_{CS}$ 。红色迹线展示了补偿网络第一次迭代后的改进。蓝绿色迹线表示使用适当补偿的采样电阻时的  $V_{CS}$ 。对于采用 0603 封装的  $0.33\Omega$  采样电阻，此示例中的值为  $C_C = 15\text{nF}$  (COG) 和  $R_C = 1.5\Omega$ 。



已补偿：

- 对于采用 0603 封装的  $0.33\Omega$  采样电阻， $R_C = 1.5\Omega$
- $C_C = 15\text{nF}$  (COG)

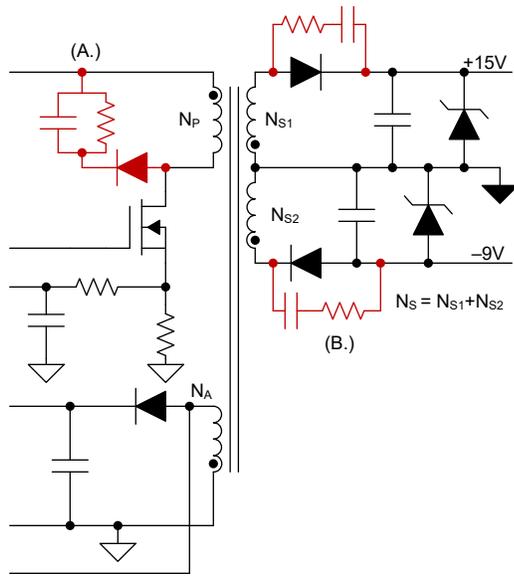
图 32. 具有补偿和不具有补偿时的  $V_{CS}$  波形。

陷波（绿色箭头）是来自集成栅极驱动器的导通电流。进行此测量需要进行精确的探测，理想情况下使用有源示波器探头。这也是一个迭代过程，在这个过程中您需要围绕初始猜测尝试不同的值以找到正确的组合。

### 缓冲器电路

反激式转换器会产生不必要的高频振铃。初级绕组漏电感和开关输出电容形成寄生电感电容网络，从而在关断瞬态期间产生振铃。次级绕组漏电感和次级整流器的反向恢复电流会在导通瞬态期间产生振铃。我强烈建议使用缓冲器电路来抑制所有类型反激式转换器中这种不必要的振铃。

图 33 展示了示例反激式转换器中缓冲器电路的位置和值。有关缓冲器设计指导，请参阅 [1-2]。

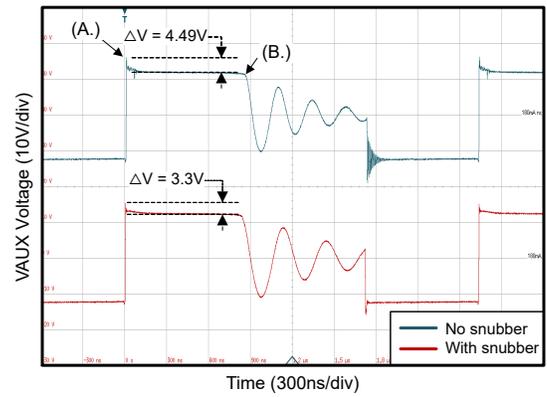


缓冲器 A	缓冲器 B
D = 快速 (100V/200mA)	R = 33Ω, 0805
R = 2.7kΩ, 0805	C = 100pF, 100V, 0805, COG
C = 10nF, 100V, 0805, COG	

图 33. 反激式转换器中的缓冲器电路。

振铃也会对  $V_{AUX}$  产生负面影响。图 34 说明了这个问题。在没有缓冲器电路的情况下，关断瞬态期间的过冲较高。此过冲会将峰值检测器充电至更高的电压。此外，过冲与  $I_{OUT}$  成正比。此行为会增加  $V_{FB}$  的误差，这也会随着负载的变化而变化。图 35 展示了缓冲器电路如何影响 PSR 反激式示例的负载调整。实际示例显示，负载调整得到了近 50% 的改善。

请注意采用传统升压控制器的 PSR 反激式转换器中的缓冲器。在大规模生产中，确保供应链的可靠性非常重要，这时许多零部件有第二供应源可以保证供应。更改变压器供应商时，初级开关（晶体管）或整流器二极管需要进行设计验证。例如，如果漏电感发生变化，电流缓冲器电路的效率会因为谐振频率发生变化而降低。



A. 检测到的电压                      B. 理想的采样点

$I_{OUT} = 180mA$

图 34. 具有缓冲器电路和不具有缓冲器电路的  $V_{AUX}$  波形

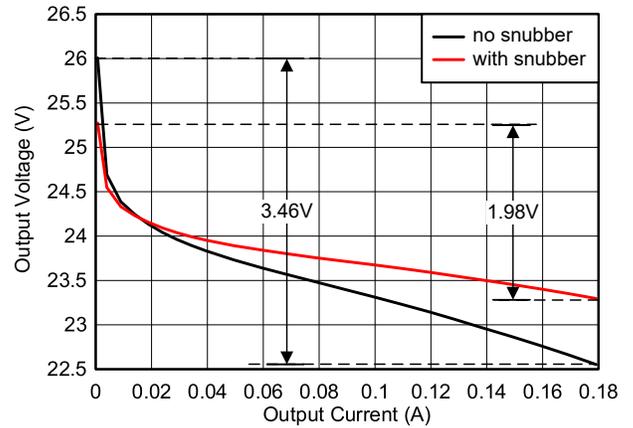


图 35. 使用和不使用缓冲器电路的 PSR 反激式示例的负载调整。

改善负载调整的另一种方法是添加一个具有前沿消隐功能的更复杂峰值检测器。遗憾的是，这个解决方案增加了系统的成本和复杂性，而且很难在所有运行条件下确保稳定性。

### 结论

本文说明了使用升压控制器的 PSR 反激式转换器时所面临的鲜为人知的挑战。PSR 控制器中没有专门的采样器电路，这会使设计变得更加复杂。对于那些对负载调整、快速瞬态响应或低待机电流有严格要求的应用，使用专用 PSR 反激式控制器会大有裨益。

此外，大多数 PSR 控制器在具有谷底开关的准谐振模式下工作，从而进一步提高了效率。在要求不太严格的应用中，使用传统控制器是合理的选择。许多系统都实施了一

个后置稳压器来使  $V_{OUT}$  保持稳定。在这种情况下，反激式转换器的主要目的是在初级侧和次级侧之间进行电隔离。在此类应用中，可以接受在瞬态响应和负载调整方面作出妥协。

在设计过程中，需要特别注意以下步骤：

- 确定给定工作条件下的最小和最大占空比。
- 设计  $V_{AUX}$  峰值检测器，使其可以在负载瞬态期间快速跟踪  $V_{OUT}$ 。
- 通过缓冲器电路更大限度地减少开关节点和辅助绕组上的振铃。
- 将反馈路径与控制器自偏置分离。
- 使用补偿网络来补偿电流检测（采样）电阻的寄生电感。
- 设计回路补偿时需要考虑包络检测器。考虑使用更高的相位裕度。
- 验证最小、最大和标称  $V_{IN}$  的瞬态响应。
- 评估控制器进入脉冲跳跃模式时的电路行为。

## 参考资料

1. Picard, Jean。 “[反激式 SMPS 设计内幕揭秘](#)”。德州仪器 (TI) 电源设计研讨会 SEM1900，文献编号 SLUP261，2010-2011。
2. 德州仪器 (TI)（日期不详）[Power Stage Designer 软件](#)。访问日期：2023 年 12 月 26 日。

**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。

PSpice® is a registered trademark of Cadence Design Systems Inc.  
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