

Application Note

反激式转换器并联基准的优化



Alex Noggle, Trailokya Rai, Jackson Wightman

摘要

反激式转换器广泛应用于交流/直流电源适配器，与其他传统的交流/直流转换器相比，具有隔离和具备竞争力的价格等主要优势。并联基准可在反激式转换器中实现高精度 SSR（次级侧调节），并且若实施得当，可以确保反激式控制器的低待机功率耗散、高输出精度和快速瞬态响应。在将并联基准整合到反激式反馈环路中时，设计人员必须考虑偏置、功率耗散和瞬态响应，并相应地选择元件。本应用手册概述了反激式设计中并联基准的主要规格，并介绍了如何在用于 SSR 的反激式控制环路中有效地使用这些并联基准。此外，通过实现和比较反激式转换器反馈环路中的 TL431、TLVH432、ATL431、TL431LI 和 ATL431LI（这些都是 SSR 的一些热门设计），对这些解释进行了说明。本应用手册并未讨论不同类型的补偿对反激式反馈网络的影响。

内容

1 引言.....	2
2 使用并联基准设计 SSR.....	2
2.1 设置输出电压.....	3
2.2 并联基准偏置.....	4
2.3 瞬态响应设计.....	6
3 电源注意事项.....	6
4 方法.....	7
4.1 并联参考设计.....	9
4.2 精度比较.....	12
4.3 功耗对比.....	13
4.4 瞬态响应比较.....	13
5 结果.....	15
6 总结.....	15
7 参考资料.....	15

插图清单

图 1-1. 并联基准图表.....	2
图 2-1. 典型 SSR 反馈环路（无补偿）.....	3
图 2-2. 具有光耦合器的基本并联基准配置.....	4
图 2-3. 对并联基准进行偏置的拓扑 1.....	5
图 2-4. 对并联基准进行偏置的拓扑 2.....	5
图 2-5. V_{ref} 增益比较.....	6
图 3-1. 流经 SSR 反馈网络的电流.....	7
图 4-1. EVM 测试板设置.....	8
图 4-2. 控制网络探头连接.....	9
图 4-3. TL431 空载.....	10
图 4-4. TL431 20W 负载.....	10
图 4-5. TL431 40W 负载.....	10
图 4-6. TLVH432 空载.....	10
图 4-7. TLVH432 20W 负载.....	10
图 4-8. TLVH432 40W 负载.....	10
图 4-9. ATL431 空载.....	11
图 4-10. ATL431 20W 负载.....	11
图 4-11. ATL431 40W 负载.....	11

图 4-12. TL431LI 空载..... 11
 图 4-13. TL431LI 20W 负载..... 11
 图 4-14. ATL431LI 20W 负载..... 11
 图 4-15. ATL431LI 空载..... 12
 图 4-16. ATL431LI 20W 负载..... 12
 图 4-17. ATL431LI 40W 负载..... 12
 图 4-18. TL431 瞬态响应..... 13
 图 4-19. TLVH432 瞬态响应..... 13
 图 4-20. ATL431 瞬态响应..... 14
 图 4-21. TL431LI 瞬态响应..... 14
 图 4-22. ATL431LI 瞬态响应..... 14

表格清单

表 3-1. 待机能耗要求..... 6
 表 3-2. 器件关键规格比较..... 7
 表 4-1. 并联基准偏置数据..... 9
 表 4-2. 精度比较图表..... 12
 表 4-3. 反馈网络功耗..... 13
 表 5-1. 并联基准的性能比较..... 15

商标

所有商标均为其各自所有者的财产。

1 引言

反激式转换器广泛用于个人电子产品的电源适配器。得益于隔离变压器 (可保护终端设备免受电压浪涌和接地环路的影响)，这些交流/直流转换器或直流/直流转换器提供电气隔离的优势。反激式转换器的关键元件包括反馈网络、PWM 控制器、栅极驱动器 IC 和开关 MOSFET。反激式转换器使用初级侧调节 (PSR) 或次级侧调节 (SSR) 向 PWM 控制器提供反馈，以设置输出电压。SSR 的优势包括快速瞬态响应、减少初级侧和次级侧之间的噪声耦合，以及在所有负载条件下提高精度，但缺点是元件数量增加。SSR 实现需要在反激式转换器的反馈网络中使用一个光耦合器和一个用作误差放大器的并联基准。在为反馈网络选择该并联基准时，设计人员必须对精度、功率耗散和瞬态响应要求进行权衡。选择该并联基准后，必须将反激式转换器配置为误差放大器，以正确设置反激式转换器的输出电压。这种并联基准性能和适当的偏置可优化功率耗散。图 1-1 列出了可满足设计人员需求的常用并联基准。

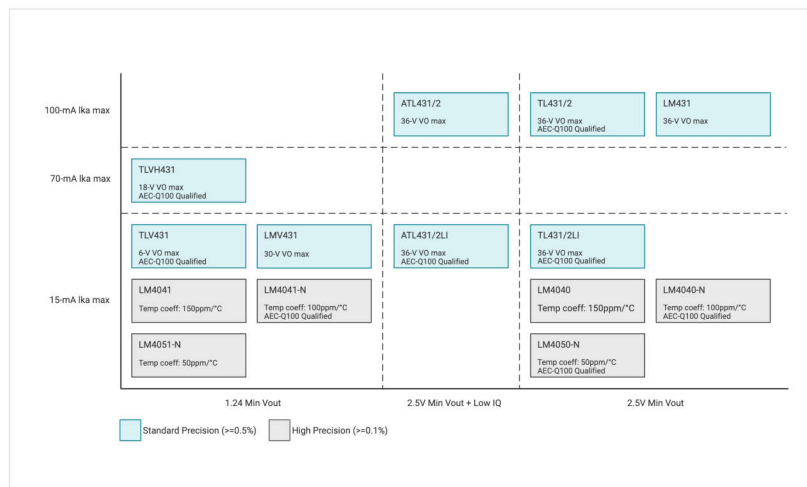


图 1-1. 并联基准图表

2 使用并联基准设计 SSR

SSR 反馈环路的设计利用并联基准和光耦合器来将连续反馈信号从反激式转换器的次级侧发送到初级侧的 PWM 控制器。光耦合器允许传输该反馈信号，同时在初级侧和次级侧之间保持电气隔离。通过电阻分压器对反激式转

换器输出电压进行采样，然后将该电压与并联基准的内部基准电压进行比较。此基准电压控制通过并联基准阴极分流到接地端的电流。通过光耦合器 LED 拉动分流到接地端的电流，从而激活反馈环路初级侧上的光晶体管。此光晶体管连接到反激式 PWM 控制器，允许在初级侧接收来自次级侧的反馈信号。PWM 控制器接收到的该反馈信号随着通过并联基准分流到接地端的电流而成比例增加和减少，这意味着该反馈信号随着输出电压而变化。PWM 控制器通过将输出电压调节到编程的值来响应这些反馈信号。

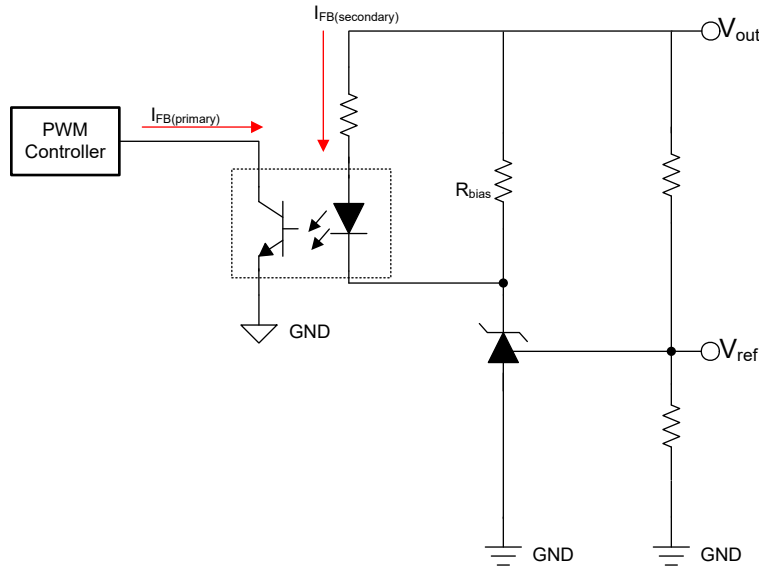


图 2-1. 典型 SSR 反馈环路 (无补偿)

在设计反激式转换器的 SSR 反馈环路时，部署所选的并联基准对反激式转换器的性能至关重要。通过正确设置反激式转换器的输出电压、满足分流基准偏置要求，并选择可满足瞬态要求的并联基准，可以优化所选并联基准的性能。在为 SSR 选择并联基准时，设计人员还需要在功率耗散、瞬态响应和精度要求之间做出权衡。

2.1 设置输出电压

本文重点介绍通过阴极引脚分流电流的三端分流基准，当 V_{ref} 引脚上的电压超过内部电压基准时，该电流急剧增加。这使得这些并联基准可以用作误差放大器。可以使用电阻分压器对输出电压进行编程，将 V_{ref} 设为等于内部基准电压。这样，在输出电压 V_{out} 超过编程值时，并联基准阴极电流 I_{KA} 会迅速增加；在 V_{out} 降至低于编程电压时，会迅速降低。此电流通过并联基准分流到接地端，并通过光耦合器用作反馈信号。由于反激式反馈环路需要通过电流流经的光耦合器发送连续信号，因此可以部分开启并联基准，以便电流能够灌入。图 2-2 可让您了解并联基准的工作原理，其中展示了当 V_{out} 为编程的值时，REF 等于内部 V_{ref} ，这会导致一些反馈电流从光耦合器的内部 LED 流过阴极。

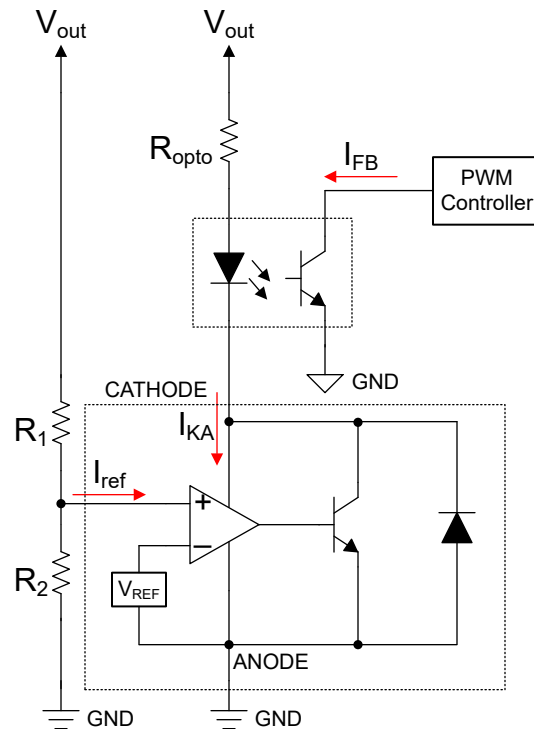


图 2-2. 具有光耦合器的基本并联基准配置

$$V_{\text{out}} = V_{\text{REF}} \times \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) + R_1 \times I_{\text{ref}} \quad (1)$$

用于设置输出电压的公式如**方程式 1**所示，其中 V_{ref} 是并联基准的内部电压基准， I_{ref} 是通过 **REF** 引脚灌入的小电流，电阻器 R_1 和 R_2 用作电阻分压器，以对输出进行编程。这些参数因器件而异，设计人员可使用此公式来设置其 **SSR** 反激式转换器的输出电压。

方程式 1 用于求解反激式转换器的已编程输出电压；但是，此公式中的每个参数都有一个容差，此容差由该元件的精度等级确定。因此，并联基准内部电压基准的精度等级以及电阻器 R_1 和 R_2 的精度等级直接影响反激式转换器输出电压的精度。虽然 V_{ref} 的初始容差可以选为低至 0.5%，但 I_{ref} 可能随温度变化而有很大差异。通过选择具有较低标称 I_{ref} 值的器件，可以更大程度地降低 I_{ref} 对精度的影响。

2.2 并联基准偏置

并联基准需要最小阴极电流才能正常运行。该电流在每个器件的数据表中提供，并且在不同器件之间可能存在很大差异。使用偏置电阻来验证这些并联基准是否正常运行，以便偏置电流流入并联基准阴极而不影响通过光耦合器的反馈信号。有两种常见的拓扑可用于对 **SSR** 的并联基准进行偏置；一种拓扑将偏置电阻与光耦合器二极管并联，而另一种拓扑则将该偏置电阻直接从系统输出端置于并联基准阴极。

$$R_{\text{bias}} = \frac{V_{\text{out}} - V_{\text{KA}}}{I_{\text{KA}(\text{min})}} \quad (3)$$

方程式 3 展示了用于计算最大偏置电阻 R_{bias} 的公式。阴极电压 V_{KA} 是由经过次级侧光耦二极管的预期反馈电流确定的，可以用输出电压 V_{out} 减去次级侧光耦二极管和电阻的压降计算出。将偏置电阻降至此计算值以下会使偏置电流升高至高于 $I_{\text{KA}(\text{min})}$ ，从而耗散额外功率，但性能没有明显改善。在最大负载条件下，预计流经光耦合器二极管 IFB (次级) 的反馈电流将低于空载条件 (待机模式) 下的该电流。这表明这些元件两端的压降有所减少，从而增大了并联基准处的阴极电压 V_{KA} 。因此，与第一种拓扑类似，偏置电流 I_{bias} 在不同负载条件下会发生变化，其中当反激式转换器受到最大负载条件的影响时，偏置电流处于最小值。选择偏置电阻 R_{bias} ，以便在所需最大负载条件下为并联基准提供最小阴极电流 $I_{\text{KA}(\text{min})}$ ，从而使该基准在整个负载范围内都能正确偏置。

在这两种拓扑结构中，流入并联基准阴极的电流 I_{KA} 是流经光耦合器二极管的电流 $I_{\text{F}(\text{drop})}$ 和偏置电流 I_{bias} 的总和。施加到 REF 引脚的电压决定了并联基准分流到地的阴极电流大小。因此，人们可能认为增大 I_{bias} 会减小通过光耦合器二极管的电流 $I_{\text{F}(\text{drop})}$ ，从而影响反馈环路；但情况并非如此。这是因为，当 REF 电压接近内部基准电压时，并联基准的跨导接近无穷大，如图 2-5 所示。

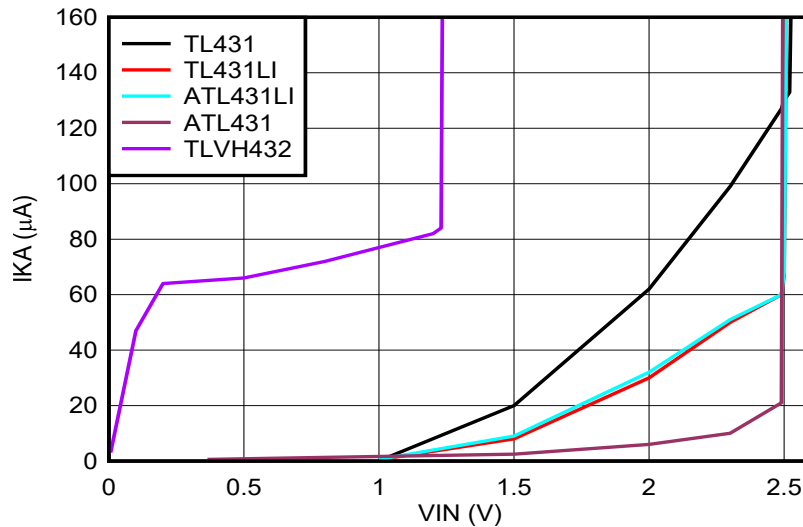


图 2-5. V_{ref} 增益比较

图 2-5 显示，如果向并联基准提供了过多的偏置电流，则 REF 电压不需要明显增大，即可将这个额外的电流分流到接地端。它会偏置到接近导通电流。这表明，对并联基准进行过偏置不会对通过光耦合器二极管的反馈电流 $I_{\text{FB}(\text{secondary})}$ 产生任何显著影响。

2.3 瞬态响应设计

在反激式转换器中，瞬态响应是反馈环路对反激式输出端突然变化的响应。输出端出现这种突然变化，可能是由于开关负载或反激式输出端的高噪声所致。具有良好瞬态响应的反馈环路将通过光耦合器二极管相应地修改其反馈信号 $I_{\text{FB}(\text{secondary})}$ ，从而对输出条件的任何变化做出快速响应。PWM 控制器通过将输出电压调节回其编程值来响应这一新信号。在具有开关负载的应用中，最好能实现快速的瞬态响应，该响应的速度将取决于并联基准的增益，而该增益会因器件而异。所选并联基准的该跨导增益越大，阴极电流变化越快，因此光耦合器反馈电流变化也越快。图 2-5 所示为多个并联基准的跨导增益，这将在节 4.4 中进一步详细描述。

3 电源注意事项

反激式转换器通常用于常见的家用电源适配器，这意味着其中许多转换器必须符合国家 and 全球的功耗标准。设计人员必须遵循的常见标准是 DoE VI 级标准，该标准指定了基于正常输出功率的最大待机功耗。

表 3-1. 待机能耗要求

输出功率	待机功耗
美国 DoE VI 级 ($\leq 49\text{W}$)	$< 100\text{mW}$
美国 DoE VI 级 (50W 至 249W)	$< 210\text{mW}$

表 3-1. 待机能耗要求 (续)

输出功率	待机功耗
美国 DoE VI 级 (> 249W)	< 500mW

更大限度地降低控制环路中并联基准的功率耗散对于满足全球功耗标准至关重要。控制环路的功率耗散可以通过以下方式计算得出：施加到该控制系统的电压乘以流过的电流。施加到控制系统的电压是反激式转换器的输出电压，该电压被设置为所需的值；因此，尽可能减小通过控制网络的电流是降低功率耗散的关键。

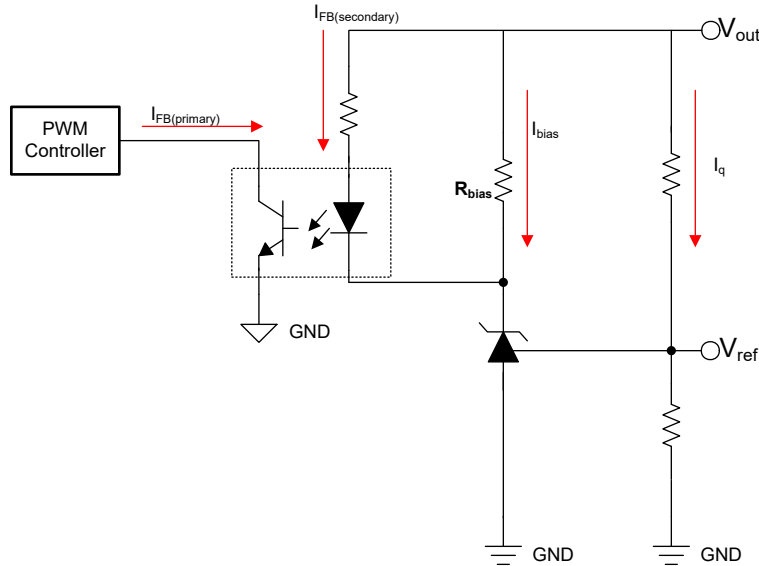


图 3-1. 流经 SSR 反馈网络的电流

图 3-1 显示，流经控制环路的总电流是通过电阻分压器的 I_q 电流、通过光耦合器二极管的反馈电流 $I_{FB(secondary)}$ 以及偏置电流 I_{bias} 之和。

$$P_{dissipation} = V_{out} \times (I_{FB(secondary)} + I_{bias} + I_q) \quad (4)$$

方程式 4 是采用 SSR (对于次级偏置拓扑) 的反馈网络的功率耗散计算公式。选择具有较高 CTR (电流传输比) 的光耦合器，可通过增大光耦合器电阻来降低次级侧反馈电流 $I_{FB(secondary)}$ 。在保持相同比率的同时增加电阻梯上的电阻可以降低 I_q ；然而；这样做的代价是会增加输出电压对 I_{ref} 的依赖，后者在不同条件下会有很大差异。降低反馈网络中功率耗散的常见设计选择是降低偏置电流 I_{bias} 。该偏置电流只能降至 $I_{KA(min)}$ ，而不会对反激式转换器的性能产生负面影响。在需要降低功耗的应用中，选择具有更低最小 $I_{KA(min)}$ 的并联基准是最佳实践。

表 3-2. 器件关键规格比较

器件	带隙基准	标称 I_{ref} 电流	最小阴极电流
TL431	$V_{ref} = 2.495V$	$I_{ref} = 2\mu A$	$I_{KA(min)} = 1mA$
TLVH432	$V_{ref} = 1.24V$	$I_{ref} = 0.1\mu A$	$I_{KA(min)} = 100\mu A$
ATL431	$V_{ref} = 2.5V$	$I_{ref} = 30nA$	$I_{KA(min)} = 35\mu A$
TL431LI	$V_{ref} = 2.495V$	$I_{ref} = 0.2\mu A$	$I_{KA(min)} = 1mA$
ATL431LI	$V_{ref} = 2.5V$	$I_{ref} = 0.2\mu A$	$I_{KA(min)} = 80\mu A$

表 3-2 展示了在选择并联基准时的一些主要规格，其中，较低的 $I_{KA(min)}$ 可降低功率耗散，而较低的标称 I_{ref} 可提高反激式输出的精度和可靠性。这些规格使 ATL431 成为旨在尽可能降低功率耗散以满足全球法规的理想设计。

4 方法

为了证明某些并联基准相对于其他并联基准的性能改进，TL431、TLVH432、ATL431、TL431LI 和 ATL431LI 都在具有 SSR 的反激式 EVM (评估模块) UCC28780EVM-021 上使用各自所需的偏置电流进行了单独测试。此反

激式 EVM 使用图 2-4 中所示的偏置拓扑。本实验将一个电子负载连接到反激式输出，以在空载条件（待机模式）、20W 负载和 40W 负载下测试每个并联基准。此 EVM 由隔离式 120V 60Hz 电源通过隔离变压器和自耦变压器供电。偏置电阻是按照节 2.2 中的步骤确定的，其中该电阻设置了 40W 负载下的 $I_{bias} = I_{KA(min)}$ 。在 EVM 上焊接了几个测试点，以正确分析结果，从而确定光耦合器二极管反馈电流 $I_{FB(secondary)}$ 、偏置电流 I_{bias} 和输出电压 V_{out} 。此测试设置如图 4-1 所示，其中展示了正在测试的实际 EVM，而图 4-2 展示了完整的反馈网络，包括测试点和补偿电容器。

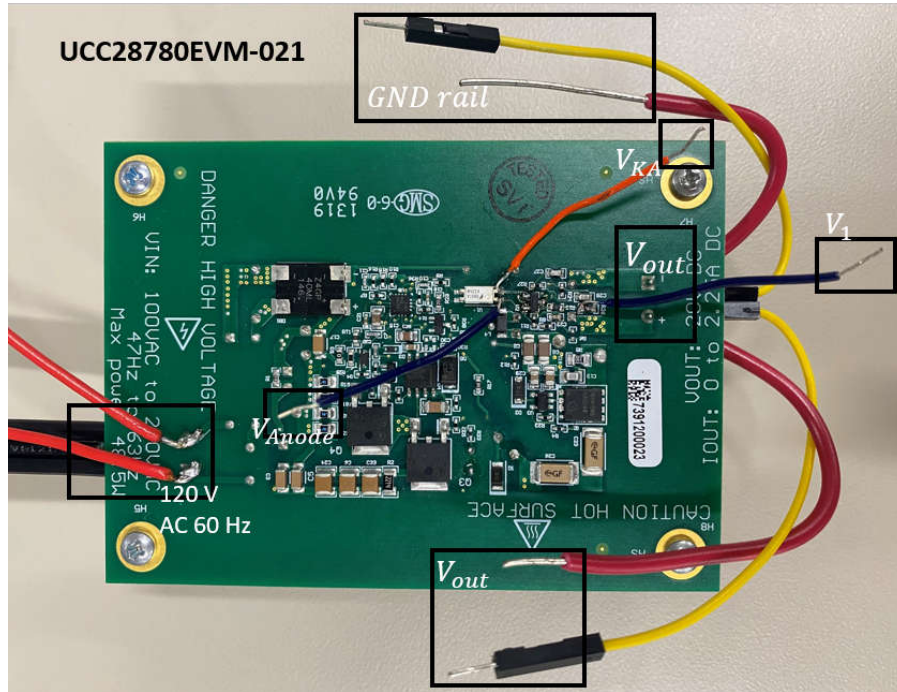


图 4-1. EVM 测试板设置

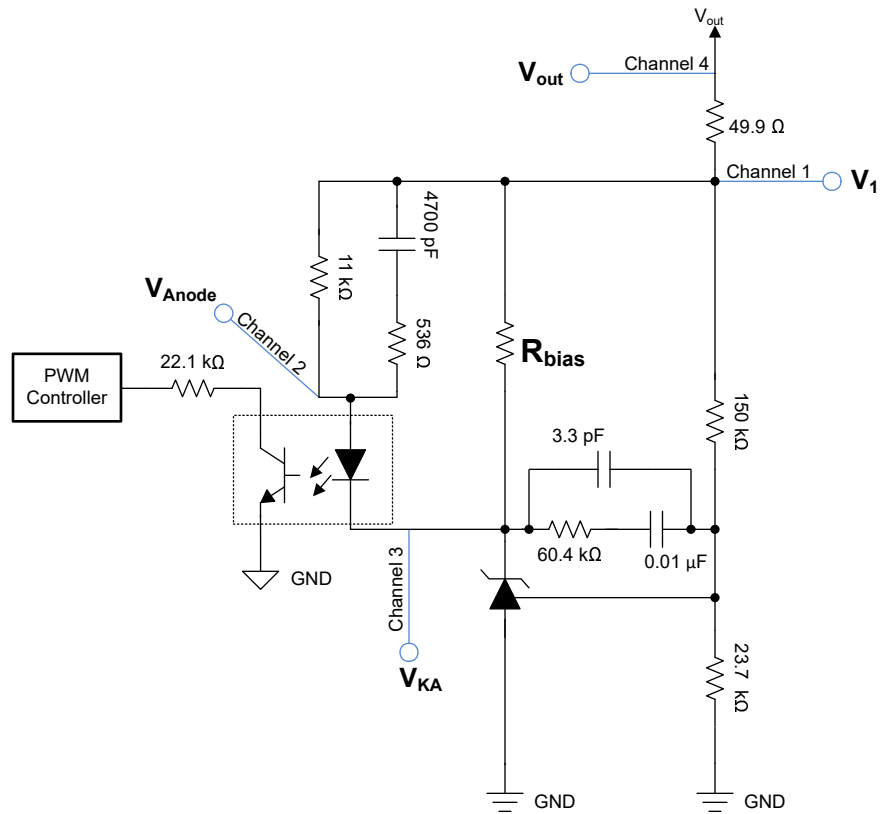


图 4-2. 控制网络探头连接

4.1 并联参考设计

用于执行此实验的 [UCC28780EVM-021](#) EVM 最初具有一个带 $34\text{k}\Omega$ 偏置电阻的 [ATL431](#) 分流基准。安装测试探头后，在 40W 负载下测得的平均阴极电压 V_{KA} 为 16.9V 。在将新的并联基准焊接到电路板上进行测试时，必须确定新的偏置电流。[方程式 3](#) 用于计算所需的新偏置电阻 R_{bias} ，为简单起见，将 16.9V 假定为阴极电压 V_{KA} 。 $I_{KA(min)}$ 是从新器件的数据表中提取的， V_{out} 是使用[方程式 1](#) 求出的。由于需要使用反馈电流来设置该输出电压，阴极电压 V_{KA} 会根据编程的输出电压进行变化。[TLVH432](#) 的内部基准电压较低，为 1.24V ，这意味着已编程的输出电压要低得多，因此 R_2 降至 $10\text{k}\Omega$ ，从而将已编程的输出电压更改为 19.855V 。在 40W 负载下测得的 [TLVH432](#) 阴极电压 V_{KA} 为 18.27V ，然后在[方程式 3](#) 中用其计算偏置电阻 R_{bias} 。为 40W 负载的每个并联基准提供的偏置电阻和偏置电流如[表 4-1](#) 所示。

表 4-1. 并联基准偏置数据

组件	R_{bias}	I_{bias} (40W 负载)	$I_{KA(min)}$	V_{out} (预期)
TL431	$1.5\text{k}\Omega$	0.99mA	1mA	18.59V
TLVH432	$14\text{k}\Omega$	$105.9\mu\text{A}$	$100\mu\text{A}$	9.10V
ATL431	$34\text{k}\Omega$	$44\mu\text{A}$	$35\mu\text{A}$	18.33V
TL431LI	$1.5\text{k}\Omega$	0.99mA	1mA	18.32V
ATL431LI	$19.1\text{k}\Omega$	$77.96\mu\text{A}$	$80\mu\text{A}$	8.35V

以下示波器图像展示了三种负载条件下每个并联基准的稳态性能。

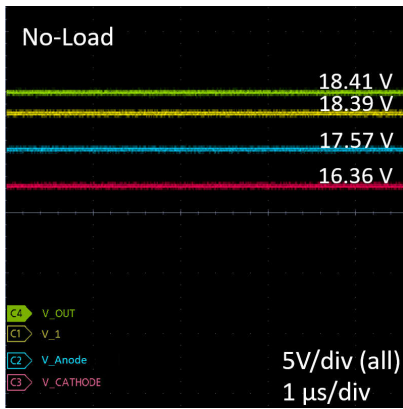


图 4-3. TL431 空载

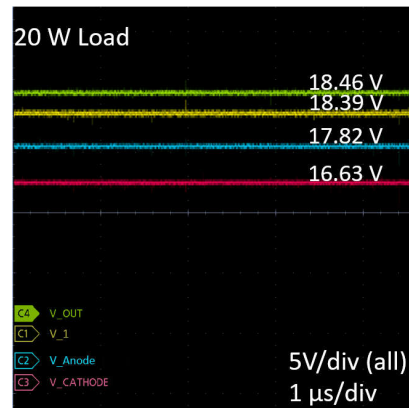


图 4-4. TL431 20W 负载

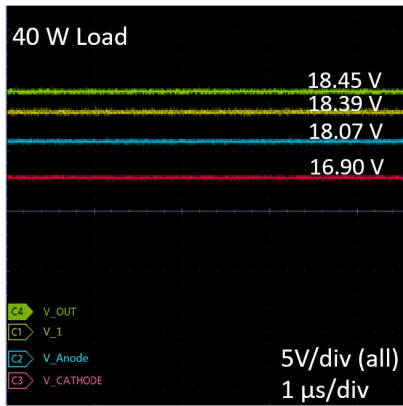


图 4-5. TL431 40W 负载

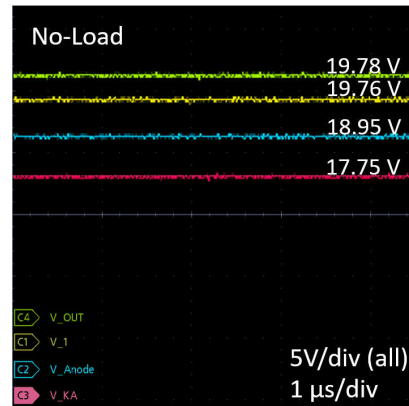


图 4-6. TLVH432 空载

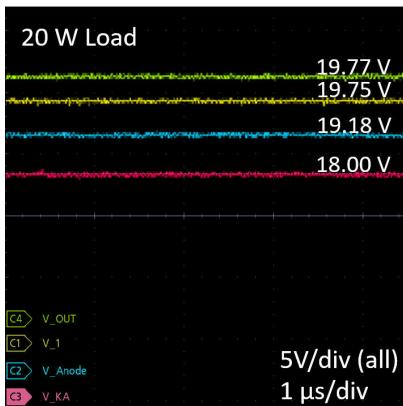


图 4-7. TLVH432 20W 负载

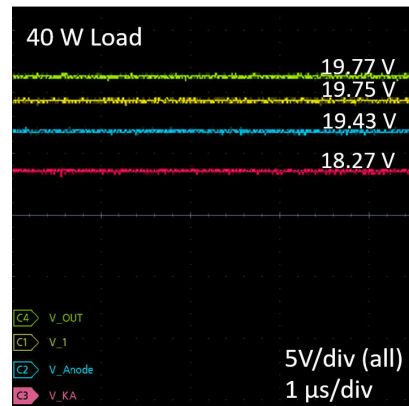


图 4-8. TLVH432 40W 负载

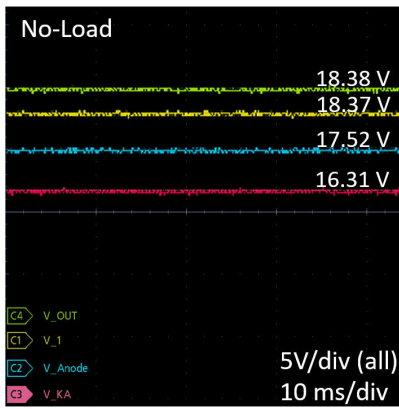


图 4-9. ATL431 空载

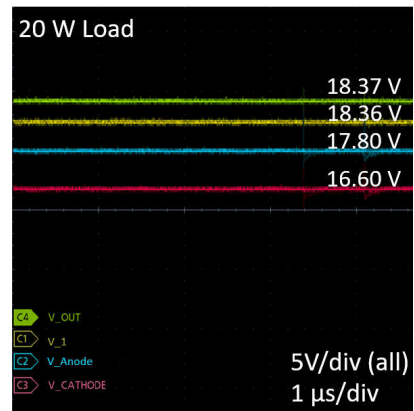


图 4-10. ATL431 20W 负载

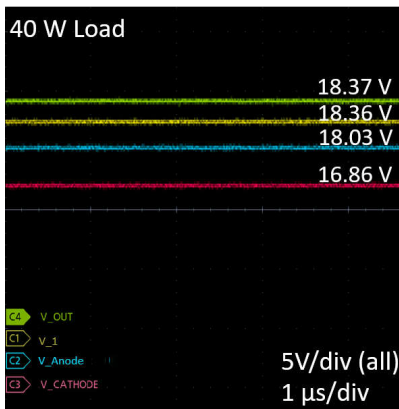


图 4-11. ATL431 40W 负载

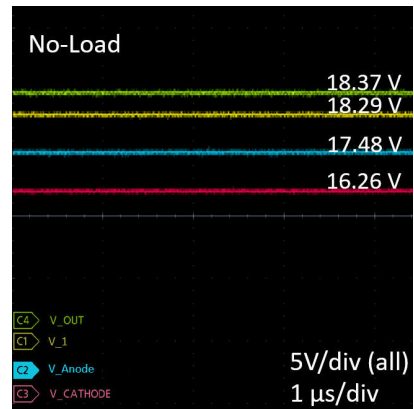


图 4-12. TL431LI 空载

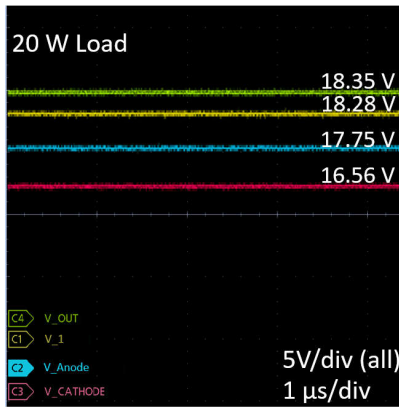


图 4-13. TL431LI 20W 负载

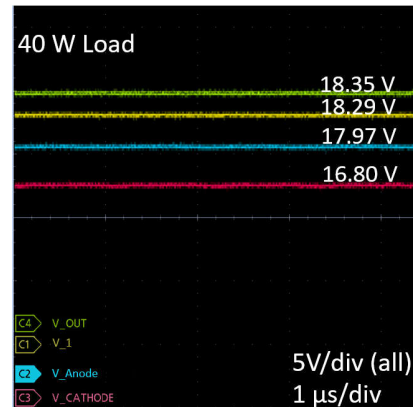


图 4-14. TL431LI 40W 负载

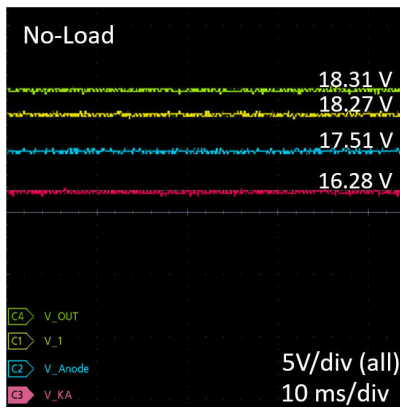


图 4-15. ATL431LI 空载

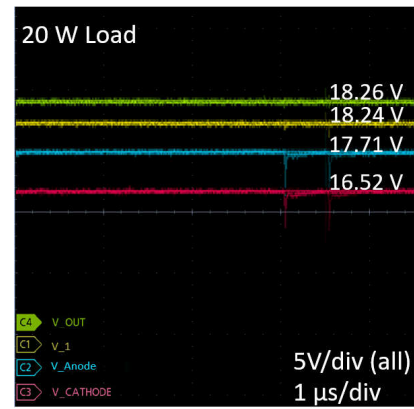


图 4-16. ATL431LI 20W 负载

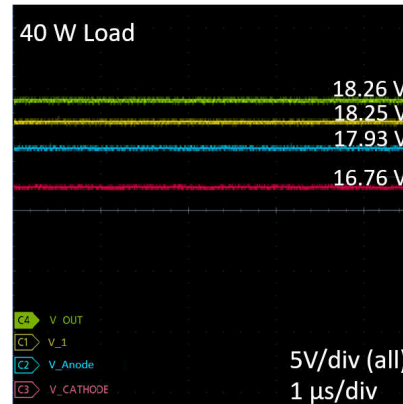


图 4-17. ATL431LI 40W 负载

我们测量了 V_{out} ，将其作为所展示的各个图的预期编程值， V_1 的测量值略低于 V_{out} 。 V_{Anode} 和 V_{KA} 在不同的负载条件下发生变化，以修改通过光耦合器二极管的次级侧反馈电流 $I_{FB(secondary)}$ 。 V_{KA} 的这一变化也降低了在较大负载下提供给并联基准的偏置电流 I_{bias} ，这就是在满载条件下将 I_{bias} 确定为 $I_{KA(min)}$ 的原因所在。

4.2 精度比较

对于每个并联基准，反激式转换器的预期输出电压使用公式 1 进行计算，其中 I_{ref} 被选为每个元件数据表中提供的标称值， V_{ref} 被选为每个元件的典型值， R_1 和 R_2 分别恒定为 $150k\Omega$ 和 $23.7k\Omega$ ，除 TLVH432 外，每个并联基准的容差均为 1%。TLVH432 的 R_1 和 R_2 值恒定为 $150k\Omega$ 和 $10k\Omega$ ，容差为 1%。表 4-2 展示了在三种负载条件下为每个并联基准测量的实际反激式输出电压。表 4-2 还展示了使用方程式 5 计算出的待机模式精度。

$$\text{accuracy (\%)} = \frac{|V_{out(expected)} - V_{out(measured)}|}{V_{out(expected)}} \quad (5)$$

表 4-2. 精度比较图表

器件	预期输出电压 (V)	测得的输出电压 (V) - 待机模式	准确度 (%)	测得的输出电压 (V) - 20W 负载	测得的输出电压 (V) - 40W 负载
TL431	$V_{out} = 18.586V$	$V_{out} = 18.414V$	0.926 %	$V_{out} = 18.459V$	$V_{out} = 18.448V$
TLVH432	$V_{out} = 19.855V$	$V_{out} = 19.777V$	0.393 %	$V_{out} = 19.770V$	$V_{out} = 19.770V$
ATL431	$V_{out} = 18.327V$	$V_{out} = 18.377V$	0.271%	$V_{out} = 18.369V$	$V_{out} = 18.370V$
TL431LI	$V_{out} = 18.316V$	$V_{out} = 18.374V$	0.316 %	$V_{out} = 18.350V$	$V_{out} = 18.349V$
ATL431LI	$V_{out} = 18.353V$	$V_{out} = 18.313V$	0.217%	$V_{out} = 18.256V$	$V_{out} = 18.260V$

从表 4-2 可以看出，当正确偏置时，对于在三种负载条件下使用的任何并联基准，反激式转换器的输出精度偏差都绝不会超过 1%。请注意，TL431 的反激式输出精度比其他器件稍差，这可能是由于标称 I_{ref} 值较大，该值在不同条件下会发生很大偏差。ATL431/LI 提供了最低标称 I_{ref} ，可以在需要极高精度的应用中保持精确性。

4.3 功耗对比

如节 3 中所述，反馈网络的功率耗散可以通过总输出电压乘以流经该反馈网络的总电流来计算，如方程式 4 所示。在这些公式中，计算电流的方法为：测量光耦合器电阻 (11kΩ)、偏置电阻 (因器件而异) 和 R_1 (150kΩ) 两端的压降，然后将这些压降除以各自的电阻。如方程式 6 所示，为简单起见，将基准电压假定为并联基准的内部基准。

$$P_{dissipation} = V_{out} \times \left(\frac{V_1 - V_{A(node)}}{11\text{ k}\Omega} + \frac{V_1 - V_{KA}}{R_{bias}} + \frac{V_1 - V_{REF}}{150\text{ k}\Omega} \right) \quad (6)$$

根据方程式 6 和采样数据，制作了下面的表 4-3，以便在三种负载条件下，将反馈网络的功率耗散与不同的并联基准进行比较。

表 4-3. 反馈网络功耗

组件	$I_{KA(min)}$	待机模式功耗	20W 负载功耗	40W 负载功耗
TL431	1mA	28.29mW	24.65mW	20.82mW
TLVH432	100μA	6.74mW	5.96mW	5.12mW
ATL431	35μA	4.45mW	3.83mW	3.30mW
TL431LI	1mA	28.11mW	23.78mW	20.59mW
ATL431LI	80μA	5.31mW	4.44mW	3.87mW

表 4-3 证实较低的偏置电流 I_{bias} 可降低整个反馈网络的功率耗散。这一降低还表明，与反激式转换器处于最大负载条件时相比，反馈网络在待机模式下耗散的功率始终较多。这是由于在输出端施加负载时流经光耦合器二极管的反馈电流 $I_{FB(secondary)}$ 较低。ATL431 是满足严格功耗要求的理想选择。

4.4 瞬态响应比较

通过打开和关闭 40W 负载，同时观察输出电压 V_{out} 和反馈电流 $I_{FB(secondary)}$ 的瞬时反应，可以观察每个并联基准的瞬态响应。施加电气负载时，由于流经反激式转换器的电流导致的电压损耗，输出电压可能会突然下降。施加的负载越大，电压损耗越大。输出电压的突然下降会导致基准电压下降，从而降低通过并联基准进行分流的阴极电流 I_{KA} 。这种更低的电流可降低通过光耦合器的反馈电流 $I_{FB(secondary)}$ ，从而减少了 PWM 控制器接收的信号。由于这些并联基准的增益，一些并联基准比其他并联基准具有更快的瞬态响应，这些器件的数据表中均未提供该增益。下图展示了观察到的每个并联基准的瞬态响应。

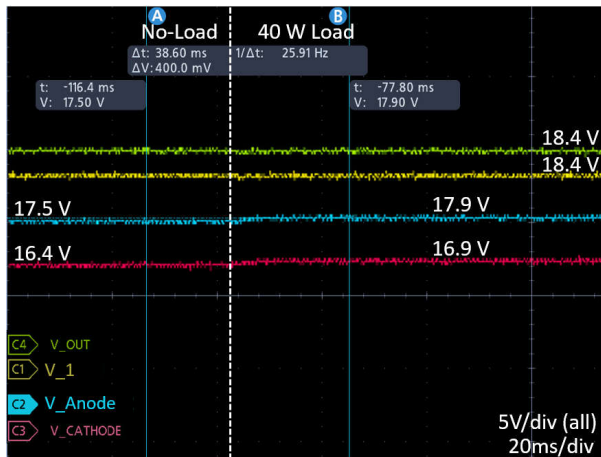


图 4-18. TL431 瞬态响应

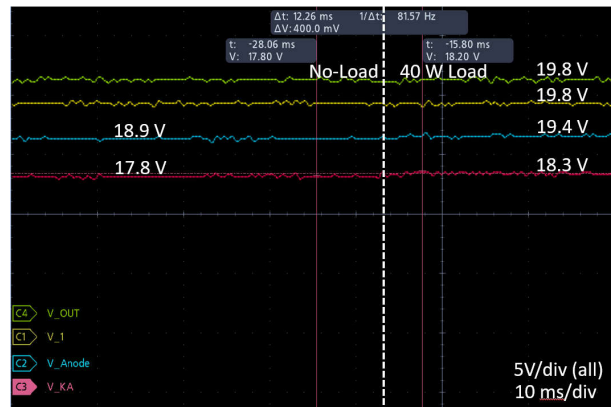


图 4-19. TLVH432 瞬态响应

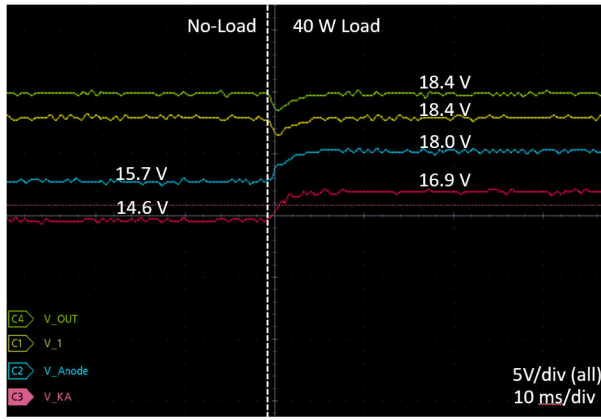


图 4-20. ATL431 瞬态响应

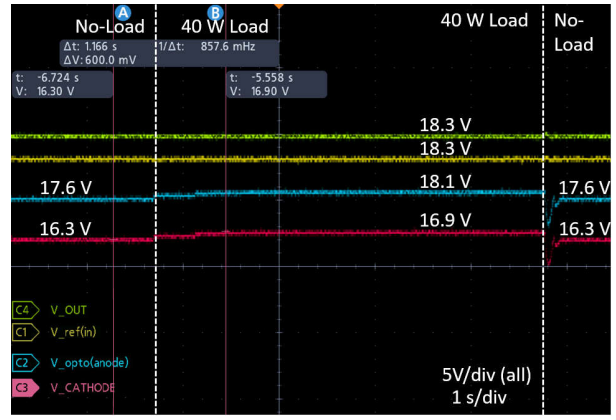


图 4-21. TL431LI 瞬态响应

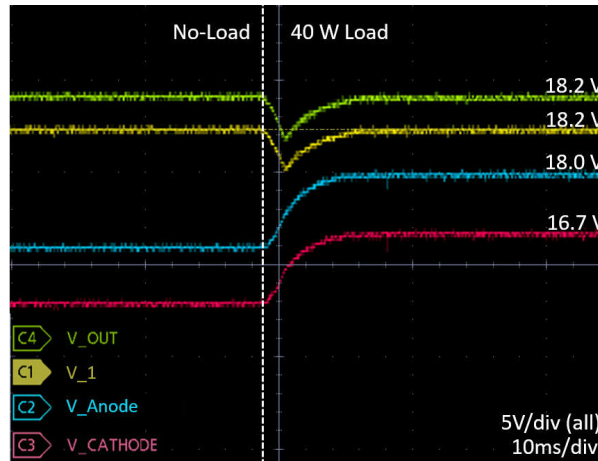


图 4-22. ATL431LI 瞬态响应

这些图展示了 40W 负载接通时每个并联基准的瞬态响应。TL431/LI 和 TLVH432 表现良好，输出电压没有明显变化，而 ATL431/LI 表现明显更慢。在负载关断后，ATL431/LI 的阴极电压 V_{KA} 和阳极电压 V_{Anode} 会显著下降至低于其稳态值，然后需要相当长的时间才能稳定。虽然这不会影响反激式输出电压的精度，但其瞬态响应所需的时间增加，并导致在这些电压趋于稳定时产生额外的功率耗散。图 4-20 和图 4-22 中 ATL431/LI 的示波器屏幕截图均展示了在同一负载关断后不久打开 40W 负载时的瞬态响应。

5 结果

在对每一个元件进行单独测试并分析完数据后，结果得出的结论是，[ATL431](#) 是实现低功率耗散和可靠精度的理想设计，而 [TLVH432](#) 和 [ATL431LI](#) 则紧随在身后。[TL431](#)、[TLVH432](#) 和 [TL431LI](#) 均具有快速瞬态响应，而 [ATL431/LI](#) 的瞬态响应明显较慢。测试结果支持以下观点：较低的标称 I_{ref} 可提高输出电压精度；但是，若不进行额外的测试，这一点无法得到证实。上一节中的结果整理在表 5-1 中，用于对经过测试的并联基准进行整体比较。

表 5-1. 并联基准的性能比较

并联基准	功率耗散 (待机模式)	输出精度 (待机模式)	瞬态响应性能
TL431	28.29mW	0.926 %	最好
TLVH432	6.74mW	0.392 %	最好
ATL431	4.45mW	0.271 %	好
TL431LI	28.11mW	0.316 %	最好
ATL431LI	14.77mW	0.217 %	好

6 总结

本应用手册介绍了主要并联基准规格及其对反激式转换器中 SSR 性能的影响。还详细介绍了将并联参考设计到 SSR 反馈网络中的过程，包括如何设置反激式转换器输出电压和偏置并联基准。对 [TL431](#)、[TLVH432](#)、[ATL431](#)、[TL431LI](#) 和 [ATL431LI](#) 的性能进行了分析，并就哪个并联基准在精度、功率耗散和瞬态响应方面表现更出色得出结论。

7 参考资料

- 德州仪器 (TI)，[使用 TL431 进行欠压和过压检测](#) 应用手册。
- 德州仪器 (TI)，[使用反激式转换器中的 ATL431LI 进行设计](#) 应用手册。
- 德州仪器 (TI)，[使用 TL431 针对 UCC28600 进行补偿设计](#) 应用手册。
- 德州仪器 (TI)，[反激式 SMPS 设计内幕揭秘](#) 电源设计研讨会。
- 德州仪器 (TI)，[具有光耦合器反馈功能的反激式转换器的并联基准注意事项](#) YouTube 教程。

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