

开关电源环路中的TL431

■ 安森美半导体产品线应用工程总监 Christophe Basso

摘要：在此前一系列的3篇文章中，指出了如何采用TL431来实现1类和2类补偿器。如果前述补偿器类型适合大多数电流模式控制配置工作，其它控制模式则可能需要3类补偿器。举例来说，如果需要对连续导电模式(CCM)电压模式转换器进行补偿，就需要额外的极点和零点。在这3类配置中，TL431并不太有利于实践这样的设计：眼前的快通道(fast lane)显然会使设计工作复杂化。本文提出了简单的构想，以与所观测到交流输入完全解耦的外部直流偏置来消除快通道。这样一来，设计工作被简化，类似于采用运放来构建传统的3类补偿器。

关键词：TL431；3类补偿器；快通道

采用TL431实现的3类补偿器

图1所示是采用TL431的3类补偿器。它创建了一个在原点处的极点 f_{p0} 、两个极点 f_{p1} 和 f_{p2} ，加上两个零点 f_{z1} 和 f_{z2} 。得益于这个配置，设计人员能够在交越频率提升相位最多达 180° 的理论限制值。

遗憾的是，如参考中描述的那样，这个特别布局中的LED电阻(R_{LED})充当两个角色：一个用于中频带增益，另一个用于额外的零点位置。下面的传递函数对此进行了确认：

$$\frac{V_{FB}(s)}{V_{out}(s)} = -\frac{R_{pullup}}{R_{LED}} CTR \frac{(sR_1C_1 + 1) [s(R_{LED} + R_{pz})C_{pz} + 1]}{sR_1C_1 (1 + sR_{pullup}C_2 \parallel C_{opt}) (sR_{pz}C_{pz} + 1)} \quad (1)$$

因此，找出恰当的组合，让 R_{LED} 在提供恰当增益的同时也提供所需要的零点位置，就仍能确保 R_{LED} 满足最低偏置条件——这个道理易懂，实践起来却远非易事。造成这种状况的原因就是快通道的存在，这快通道与由 R_1 和 R_{lower} 构成的分压器并联，是其中一部分输出电压经过的路径。如果 R_{LED} 完全用于偏置目的，且没有交流连接至输入电压 V_{out} ，它就肯定会从等式(1)中所示的任何极点/零点组合中消失。

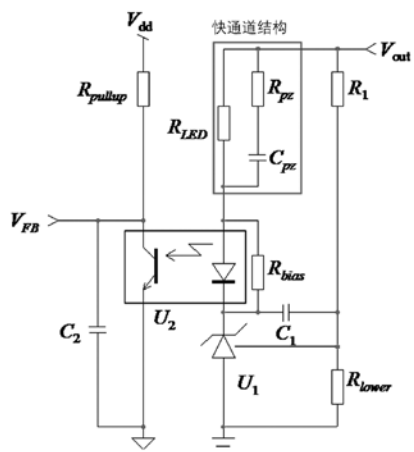


图1 采用TL431构建的3类补偿器受到存在的快通道的牵制，而快通道会通过 R_{LED} 引发额外的调制

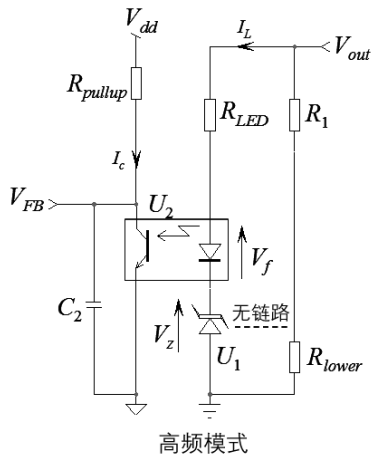
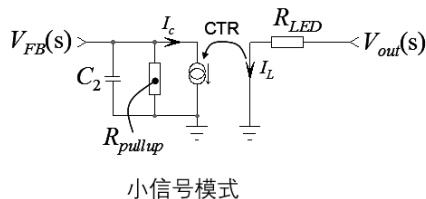


图2 由于反馈电容在高频时短路，LED阴极电势被TL431固定，调制电流仍通过串联电阻 R_{LED} 到达光耦合器



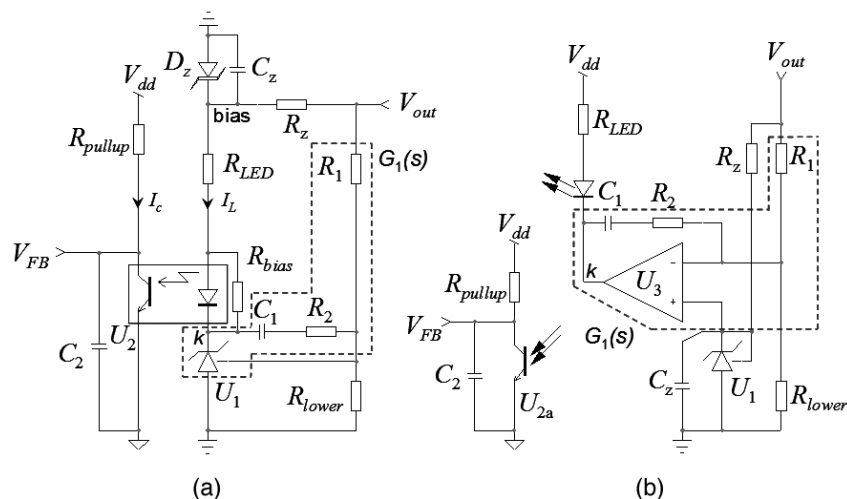


图3 (a)齐纳二极管能用于构建固定直流电平,进一步借电容与监测到的输出电压解耦;(b)虽然存在运算放大器,信息在初级段传输的方式并没有不同,它必须经过光耦合器,利用光耦合器的极点及CTR

问题在于快通道

问题来自于 R_{LED} 连接至输入信号 V_{out} 。在典型的基于运算放大器的配置中,输入调制通过感测 V_{out} 的 R_1 和 R_{lower} 电阻桥单独转换至输出。在应用TL431的配置中,由于 R_{LED} 连接至 V_{out} , R_{LED} 也会出现在调制通道,并充当传递函数的功能。当 C_1 短路时,也就是在高频时, V_{out} 调制通过电阻桥至LED的传输就消失,而TL431成为一个简单的齐纳二极管,固定着LED阴极电势。然而,由于这条经 R_{LED} 通往 V_{out} 的链路,调制仍然到达LED,并因此到达 V_{FB} ,对光耦合器电流的影响如下所示:

$$I_L(s) = \frac{V_{out}(s)}{R_{LED}} \quad (2)$$

与上述等式相当的原理图如图2所示,其中,尽管 R_1/R_{lower} 和 U_1 之间不存在链路(由于 C_1 短路),但单独流过 R_{LED} 的调制电流仍会到达输出,如图中右侧所示。这种特殊

配置使得难于实践3类补偿器的设计,如等式(1)证实的那样。

集电极开路运算放大器

快通道由于连接到 V_{out} 而产生问题。要避免这种状况,最佳的方法就是连接 R_{LED} 电阻至固定电势,从而与 V_{out} 完全解耦。有几种不同的选择来实现这个目标,但最简单的是使用齐纳二极管,如图3所示,图中示出2类补偿器(1个位于原点的极点、1个低频零点和1个高频极点)。在这个应用示意图中,经电阻 R_3 获得一部分输出电流来偏置齐纳二极管 D_z 和TL431。得益于存在的 D_z 、 C_z 和 R_z ,偏置节点对输出电压上出现的交流调制变得敏感。当然,输出电压与所选齐纳电压之间必须存在足够的间隔,以确保具备所需的交流隔离。对于12V输出而言,6.2V的齐纳二极管已经被证实是好选择。应当选择接受适当偏置电流的齐纳二极管,以避免

从稳压输出“抽出”不必要的静态电流,特别是在存在空载待机能耗要求的情况下。鉴于安森美半导体的MM3Z6V8ST1齐纳二极管所规定的低击穿电流,它是一项不错的选择。计算电阻 R_z 的值,以算出齐纳二极管偏置电流,以及与TL431工作需要的1mA最低电流相关的光耦合器电流。在下面的设计示例中还将回到 R_z 问题之上。

既然快通道问题消除了,下面要面对的就是典型的集电极开路运算放大器配置问题了,其中所有针对2类和3类补偿器的计算规则都适用。TL431由非逆向输入偏置为2.5V的运算放大器构成。图3中标记为k的节点处的TL431阴极实际上可以观测到这一运放的电压输出。因此,通过LED的交流电流就是节点k处的电压除以串联电阻 R_{LED} (见图2中小信号模式,其中 V_{out} 简化替代为 $V(k)$)。

$$I_L(s) = \frac{V_k(s)}{R_{LED}} \quad (3)$$

流经光耦合器集电极的电流 I_C 与LED电流通过电流传输比(CTR)构成关联:

$$I_C(s) = I_L(s) \text{CTR} \quad (4)$$

由于这电流流经上拉电阻,从而产生输出电压,得到:

$$V_{FB}(s) = R_{pullup} I_C(s) \quad (5)$$

从上述等式,可轻易解析出由TL431运算放大器所增添的这个电路带来的直流增益 G_0 为:

$$\frac{V_{FB}(0)}{V_k(0)} = G_0(0) = \frac{R_{pullup}}{R_{LED}} \text{CTR} \quad (6)$$

在交流条件下,需要谨记光耦合器受其物理构造的影响,在响应

时间方面存在局限。这个事实可通过考虑在光耦合器的集电极-射极之间布置寄生电容 C_{opto} 来建模。这样一来,由 $C_2 \parallel C_{opto}$ 构成、连接至光耦合器集电极的电容就会产生高频极点。换句话说,无论 V_{out} 的幅度和相位如何改变,节点k上提供的电压都要满足下面的交流等式,其中涉及到等式(6)中已经得到的直流增益:

$$\frac{V_{FB}(s)}{V_k(s)} = G_k(s) = \frac{R_{pullup}}{R_{LED}} CTR \frac{1}{1 + sR_{pullup}(C_{opto} \parallel C_2)} \quad (7)$$

如果计划采用LM358等传统运放来替代TL431,这项陈述仍然成立。例如,这种电路在手机充电用恒流/恒压(CC/CV)配置中就非常流行。在这种情况下,图3(b)显示运算放大器使用TL431作为静态电压参考,以类似于图3(a)中的方式来偏置LED。因此,传输至反馈节点 V_{FB} 的运放输出也要满足等式(7)中描述的传递函数。那么可以得出什么样的初步结论呢?隔离快通道的事实并没有避开光耦合器的参数,CTR仍像其极点那样。因此,由于不可避免极点,就能够应用极点,并使其成为我们期望的传递函数的一个完整组成部份。如果我们不这样做,那么采用TL431或运算放大器构建的交流传递函数将受到这个额外的极点影响,而需要对其进行处理。在下面示例中的策略就是在设计中接受这个极点。

设计移除快通道的2类补偿器

图3(a)中已经揭示了2类补偿器。其设计方法从齐纳二极管的选择开始。帮助隔离快通道的,是二

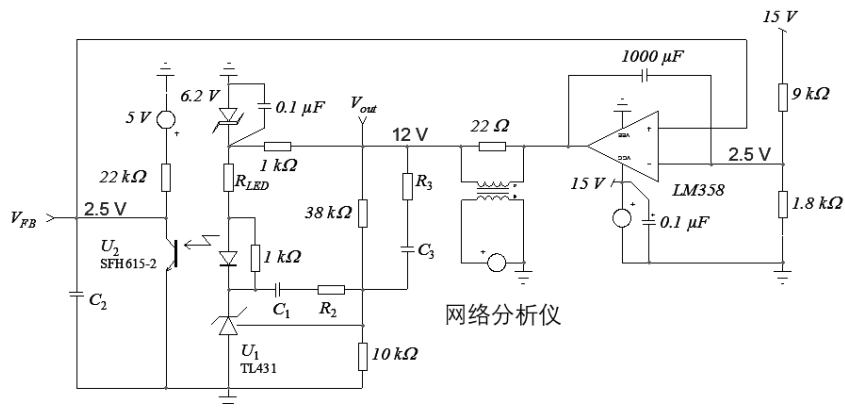


图4 不需要手动固定偏置点,运算放大器会通过维持 V_{out} 节点上的恰当电压来自动完成这项任务。仅有3类补偿器才有电阻 R_3 和电容 C_3

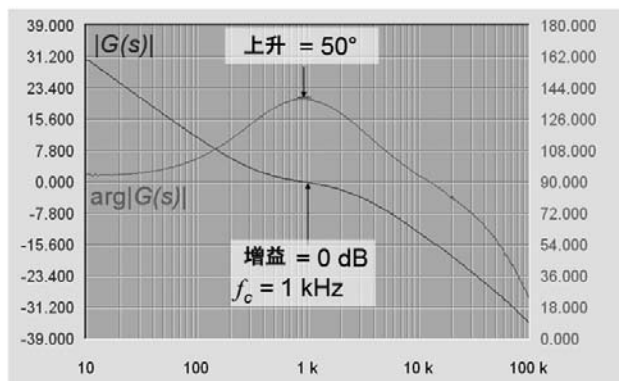


图5 从图4夹具中解析出来的波特图证实了2类补偿器在所测试配置下的属性

极管击穿电压与获得偏置的输入端 V_{out} 之间的间隔。然而,如果输出电压低,解耦可能变得无法实现。在这种情况下,如参考文献1中描述的电路能够发挥作用,但它需要额外的绕组,这样的绕组有时候没有。在我们的示例中,假定我们要稳压12V输出。大约10V的齐纳电压应当能很好地完成这项任务,但在实验室中,故意使用了可立即获得的6.2V齐纳电压。希望稳定的12V输出传递函数 $G(s)$ 需要具有以下特性:1kHz交越频率时0dB的中频带增益;位于364Hz频率的零点 f_z ;位于2.75kHz频率的极点 f_p ;电阻分流器由38kΩ的电阻 R_1 和接地

的10kΩ电阻构成。

在此前的文章中已经注意到,串联电阻 R_{LED} 确保TL431拥有足够的偏置电流来工作在良好工作条件下。而能够显示这一LED电阻受下述等式制约,不能超过某个值:

$$R_{LED,max} \leq \frac{V_z - V_f - V_{TL431,min}}{V_{dd} - V_{CE,sat} + I_{bias} CTR_{min} R_{pullup}} R_{pullup} CTR_{min} \quad (8)$$

其中: V_z 为齐纳二极管击穿电压(6.2V); I_{bias} 为光耦合器LED与电阻(通常为1kΩ以提供1mA偏置)并联时的TL431偏置电流; $V_{TL431,min}$ 为TL431能够降到的最低电压(2.5V); V_f 为光耦合器LED正向压降($\approx 1V$); CTR_{min} 为光耦合器最低CTR,本文所举示例中为

30%； $V_{CE,sat}$ 为光耦合器饱和电压(≈300mV于1mA集电极电流)，而这一电压确定最低反馈电压； V_{dd} 为上拉电阻的内部偏置电压，通常为5V。

要在1kHz频率处交越，总增益链 $G(s)$ 在这一频率的增益就必须为1(0dB)。然而， $G(s)$ 实际上由输出交越光耦合器增益链的补偿器 $G1(s)$ 构成，且受增益 $G0(s)$ 的影响。因此，总增益 $G(s)$ 就是增益 $G1(s)$ 与 $G0(s)$ 的乘积，即 $G1(s)G0(s)$ 。由于 $G0$ 值由等式(6)固定，能够估计1kHz增益必须针对 $G1$ 调节的值：

$$G_1 = \frac{G}{G_0} = \frac{1}{R_{pullup}} \frac{R_{LED}}{CTR} = \frac{1}{20k} \frac{750}{0.3} = 0.125 \quad (9)$$

电阻 R_2 放置零点，与 C_1 相关。如参考文献1中所示，这个元件的值可使用下面公式计算：

$$R_2 = \frac{\sqrt{(f_z^2 + f_c^2)(f_p^2 + f_c^2)} G_1 f_c R_1}{(f_z^2 + f_c^2) f_p} = 4.75 k\Omega \quad (10)$$

从 R_2 的值，可轻易得出零电容 C_1 的值：

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f_z R_2} = 92nF \quad (11)$$

现在所缺的是极点电容 C_2 的值，这个电容必须结合 C_{opto} 来构成实际上所期望的总电容值。 C_{tot} 的值可从等式(12)求得：

$$C_{tot} = \frac{1}{2\pi R_{pullup} f_p} = 2.9nF \quad (12)$$

已获得这光耦合器的特征参数，它在6kHz频率时出现极点。结合20kΩ的上拉电阻，它相当于1.3nF的寄生电容 C_{opto} (应用等式(12)，其中 f_p 采用6kHz极点来替代)。由于 C_{opto} 和 C_2 并联构成 C_{tot} ，

可简单计算出 C_2 的值：

$$C_2 = C_{tot} - C_{opto} = 1.6nF \quad (13)$$

现在所有元件的值都计算出来了，就必须选择齐纳偏置电阻 R_z 。流过这个电阻的电流由用于TL431的1mA偏置电流 I_{bias} 、改变反馈电压 V_{FB} 所需的LED电流 I_L ，再加上偏置齐纳二极管的电流 I_z 构成。 I_z 和 I_L 由设计人员选定。然而， I_L 会取决于光耦合器的CTR。我们能够轻易地显示最大LED电流符合下面的等式：

$$I_{L,max} = \frac{V_{dd} - V_{CE,sat}}{R_{pullup} CTR_{min}} = 784\mu A \quad (14)$$

为确保6.2V齐纳二极管具有较低动态阻抗，所选器件的数据表推荐的是4mA的偏置电流。再考虑到TL431的1mA的电流，因此，流经 R_z 的总电流为：

$$I_{R_z} = I_{bias} + I_z + I_{L,max} \approx 5.8mA \quad (15)$$

这样一来，偏置齐纳二极管的

电阻 R_z 就必须小于：

$$R_z < \frac{V_{out} - V_z}{I_{R_z}} < 1k\Omega \quad (16)$$

在二极管(D_z)的两端增加1个0.1μF电容，以改善 V_{out} 的交流抑制。

测试交流响应

本文示例并没有使用上述值来运行仿真，而是构建了1个测试装置来解析补偿器传输响应。可在工作电源做这个实验，但环境噪声使实验变得困难，特别是在低频下。高增益补偿器的主要困难在于维持恰当的偏置点，如集电极电压约为2.5V，处于其动态漂移范围的中间。即便仔细调节直流电源，在TL431输入端恰当提供12V电压，并使光耦合器集电极电压约为2.5V，始终都会有缓慢的温度漂移及噪声，而这将会冷酷地使电

路出现高位停机或低位停机。不需要手动调节直流源，不如像图4中所示使这个过程自动化。简单的LM358运算放大器监测光耦合器集电极并调节其输出，使之等于出现在其反相输入上的2.5V设定点。通过这种方式，若出现任何条件改变的话，运算放大器会自动调节偏置点，将集电极恰好保持在2.5V电平。1颗

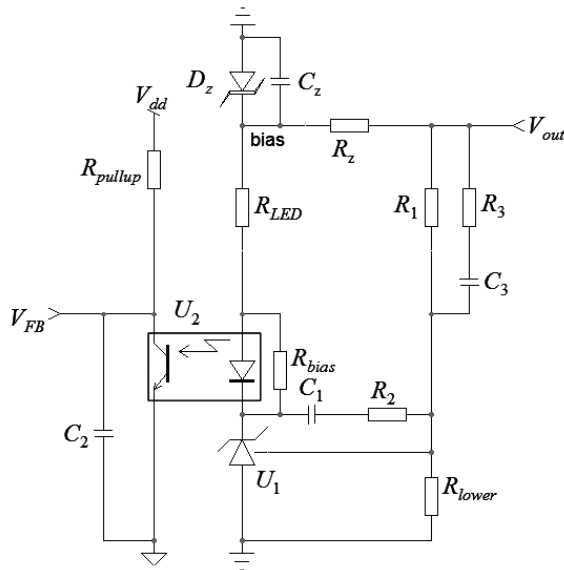


图6 在 R_1 两端简单地增加RC网络就可以将这补偿器变为3类补偿器

1000 μ F的电容会滑降环路增益，并确保测试装置的稳定性。网络分析仪监测 V_{out} 和 V_{FB} ，产生所期望的波特图，如图5所示。

如图5中波特图所证实的，恰好在1kHz频率处交越，而增益为0dB。无须赘言，如果不使用TL431推荐的配置、移除快通道，就不可能获得这个0dB的增益。

设计移除快通道的3类补偿器

3类补偿器的设计与2类并没有太多不同。得益于快通道的移除，只需在上面的电阻 R_1 两端增加1个电阻电容(RC)网络，然后就一切就绪了。

得益于此前2类补偿器的研究，可知3类补偿器的传递函数是传统运算放大器配置乘以等式(7)。因此，假定 $R_3 \ll R_1$ ，图6中所示电路的传递函数符合下面的等式：

$$\frac{V_{FB}(s)}{V_{out}(s)} \approx -\frac{R_{pullup}}{R_{LED}} CTR \frac{(sR_1C_1+1)(sR_3C_3+1)}{sR_1C_1(1+sR_{pullup}C_2 \parallel C_{opto})(sR_3C_3+1)} \quad (17)$$

再一次假设需要稳定提供12V电压的CCM电压模式正激转换器。为使其稳定，对开路波特图的研究显示补偿器传递函数 $G(s)$ 需要下列参数组合：1kHz交越频率时17dB的中频带增益；位于 $f_z=200$ Hz时的两个一致的零点；位于 $f_p=3$ kHz时的两个一致的极点；同前所述，电阻分流器由38k Ω 的电阻 R_1 和接地的10k Ω 电阻构成；假定余下的其它所有元件值(R_{LED} , R_{pullup} , I_{bias} 等)都与2类补偿器示例中所用的值类似。

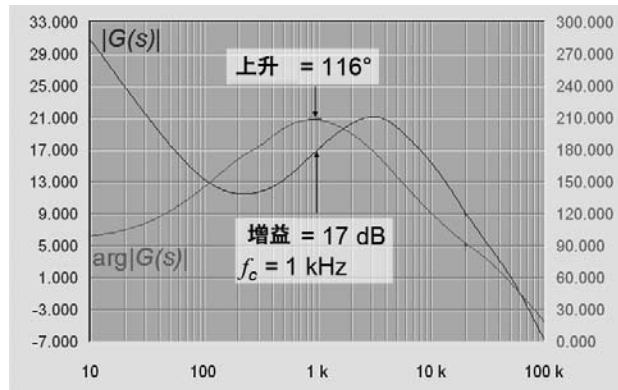


图7 应用这测试装置的分析结果证实了3类补偿器的行为特性

可按照下述步骤来处理：

1. 使用等式(8)来求得LED串联电阻的值，结果也是750 Ω 。

2. 为得出仅与 $G_1(s)$ 有关的所需中频带增益，首先评估光耦合器增益链 G_0 所起的作用。基于上述目的，可使用等式(9)得出：

$$G_1 = \frac{G}{G_0} = \frac{10^{17}}{R_{pullup}} \frac{R_{LED}}{CTR} = \frac{7.08 \ 750}{20k \ 0.3} = 0.885 \quad (18)$$

3. 电阻 R_2 固定3类补偿器的中频带增益。下面的公式考虑到了本案例中一致的极点和零点。如果需要将它们分开，这公式的形式就变得更加复杂，详见参考文献1。

$$R_2 = \frac{f_p^2 + f_c^2}{f_z^2 + f_c^2} \frac{G_1 f_c R_3}{f_p} = 8.47 \text{ k}\Omega \quad (19)$$

4. 已知 R_2 ，就可以计算出串联电容 C_1 的值：

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f_z R_2} = 94 \text{ nF} \quad (20)$$

5. 下面的计算就很简单了：

$$C_3 = \frac{1}{2\pi f_z R_1} = \frac{1}{6.28 \times 200 \times 38k} = 21 \text{ nF} \quad (21)$$

$$R_3 = \frac{1}{2\pi f_p C_3} = \frac{1}{6.28 \times 3k \times 21n} = 2.5 \text{ k}\Omega \quad (22)$$

6. 计算出与上拉电阻和光耦合器寄生部分相关的 C_2 的值，设计就

基本完成了：

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f_p R_{pullup}} - C_{opto} = 2.6n - 1.3n = 1.3 \text{ nF} \quad (23)$$

现在一切准备就绪，可将这些元件值写入图4所示的测试装置中。交流分析结果如图7所示，证明了设计的有效性。

结语

前面一系列专注讨论TL431的文章已经指出光耦合器配置带来的局限以及所需要的TL431偏置电流。在这些个问题中，实现3类补偿器的困难被视作在电压模式控制应用中使用TL431的一个明显障碍。本文显示了对快通道基于齐纳二极管的简单隔离，能迅速使基于TL431的补偿器的设计变得像使用基于运算放大器的对应器件一样方便。FAW

参考文献

1. C. Basso. Switch Mode Power Supplies: SPICE Simulations and Practical Designs. McGraw-Hill, 2008