

# 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:** 虽然上一期文章介绍了如何以TL431实现2类补偿器。然而在补偿电路方面, TL431并非万能药。由于原极点和零点之间以固定系数相关联, 采用运放构建的补偿器时, 运放的灵活性会降低, 而这个运放中可以创建自选的中频带增益。为解决LED串联电阻对可能的增益变化进行钳位的问题, 1类补偿器将提供稳定所选转换器时的灵活性, 符合期望。然而, 这种1类补偿器也有局限, 即它不提供任何相位提升。

**关键词:** LED串联电阻; 1类补偿器; 2类补偿器

## 了解基于TL431的2类补偿器的局限

图1所示为采用TL431的2类补偿器, 创建了1个在原点处的极点 $f_{po}$ 、1个极点 $f_p$ 以及1个零点 $f_z$ 。等式(1)描述了采用TL431构建的2类补偿器, 并显示存在着结合光耦合器寄生电容 $C_{opto}$ 及所增加电容 $C_2$ 的举措。

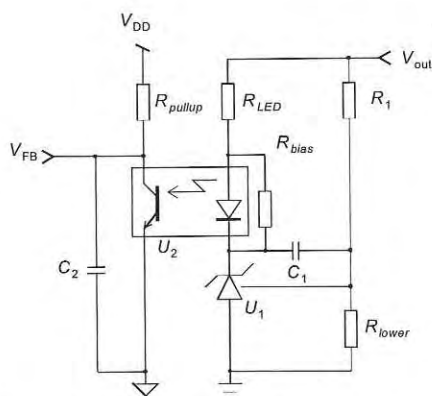


图1 采用TL431构建的2类补偿器

$$G(s) = - \left( \frac{sR_1C_1 + 1}{s \frac{R_1R_{LED}}{R_{pullup}CTR} C_1} \right) \left( \frac{1}{1 + sR_{pullup}(C_2 \parallel C_{opto})} \right) \quad (1)$$

从这个等式, 可解析下面的极点及零点定义:

$$f_{po} = \frac{1}{2\pi \frac{R_1R_{LED}}{R_{pullup}CTR} C_1} \quad (2)$$

$$f_z = \frac{1}{2\pi R_1C_1} \quad (3)$$

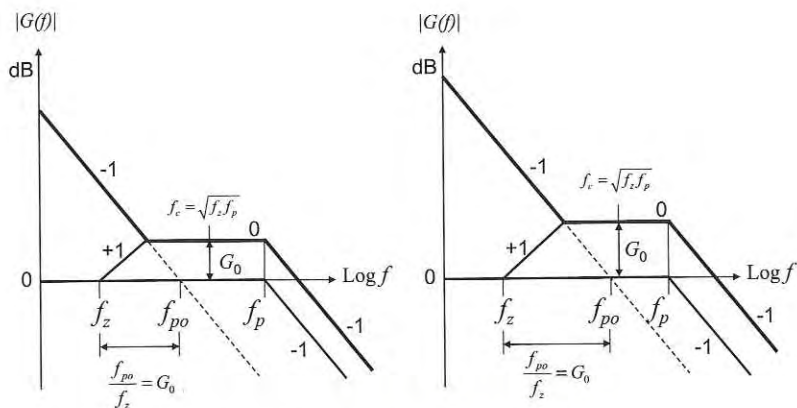


图2 通过调节原极点和零点之间的距离来选择中频带增益

$$f_p = \frac{1}{2\pi R_{pullup} C_{pole}} = \frac{1}{2\pi R_{pullup} (C_2 \parallel C_{opto})} \quad (4)$$

将等式(2)和等式(3)相除时, 可发现原极点和零点之间有下列关联:

$$\frac{f_{po}}{f_z} = G_0 = \frac{R_{pullup}CTR}{R_{LED}} \quad (5)$$

由于零点固定且取决于上面的电阻 $R_1$ 和电容 $C_1$ (见等式3), 调节LED串联电阻 $R_{LED}$ 可提供一种改变原极点位置的途径(见等式2)。通过这种举措, 可轻易地将中频带增益调节至所需的值。这就是图2所示出的两个不同的原极点位置如何改变中频带增益 $G_0$ 。然而, 光耦合器集电极中所需的电流漂移限制了增加LED电阻值的自由度。LED电阻值不能超过下述值:

$$R_{LED,max} \leq \frac{V_{out} - V_f - V_{TL431,min}}{V_{dd} - V_{CE,sat}} R_{pullup}CTR_{min} \quad (6)$$

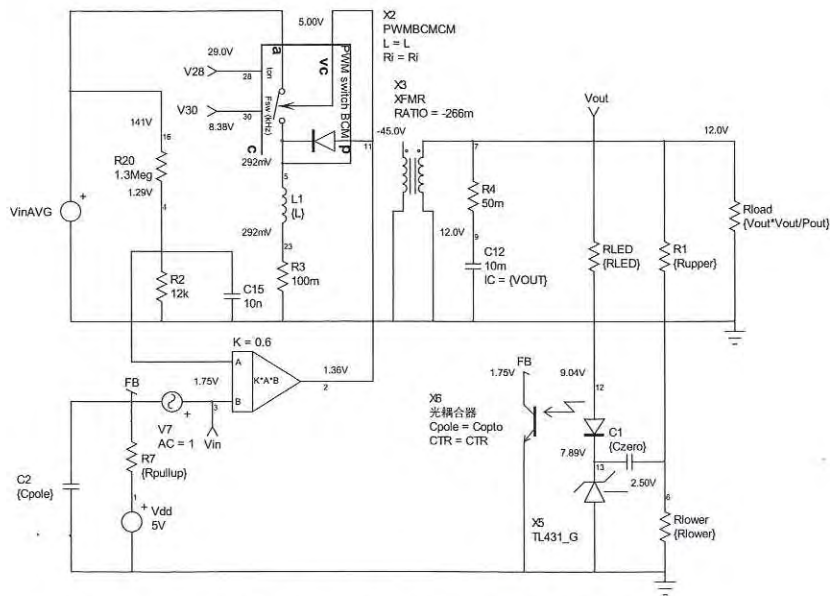
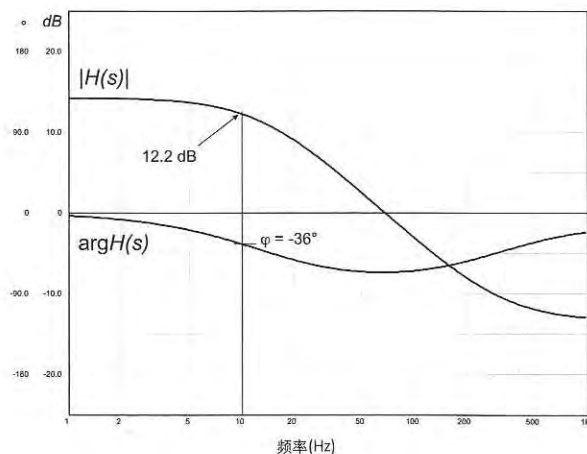


图3 使用MC33262等电流模式边界线控制器的反激模式单级PFC

图4 电源段波特图显示工作在100V<sub>rms</sub>输入电压时有12.2dB的增益超额

如决定以光耦合器并联1颗1kΩ电阻来为TL431增加额外的1mA偏置,如图1所示,上述等式就必须修改,因为这个电流也通过LED串联电阻:

$$R_{LED,max} \leq \frac{V_{out} - V_f - V_{TL431,min}}{V_{dd} - V_{CE,sat} + I_{bias} CTR_{min} R_{pullup}} R_{pullup} CTR_{min} \quad (7)$$

其中,  $V_{out}$  为输出电压,  $I_{bias}$  为光耦合器与1个电阻并联(通常为1kΩ以提供1mA偏置电流)时的TL431偏置电流,  $V_{TL431,min}$  为TL431能够降至的最低电压(2.5V),  $V_f$  为光耦合器LED的正向压降( $\approx 1V$ ),  $CTR_{min}$  为光耦合器的最小电流传输比,  $V_{CE,sat}$  为光耦

合器饱和电压( $\approx 300mV @ 1mA$ 集电极电流), 这电压强加最低反馈电压,  $V_{dd}$  为上拉电阻的内部偏置电压, 通常为5V。

在等式(5)中代入等式(6), 就得出采用TL431的2类补偿器能够达到的最小中频带增益:

$$G_0 \geq \frac{R_{pullup}}{R_{LED,max}} CTR_{min} \geq \frac{V_{dd} - V_{CE,sat}}{V_{out} - V_f - V_{TL431,min}} \quad (8)$$

在5V转换器的案例中, 如果使用上述值, 中频带增益值就无法调节至低于10dB。如果用等式(7)来计算 $R_{LED}$ , 情况则会更差。这种限制的含义是什么? 所采用的补偿技术意味着电源段增益曲线 $H(s)$ 有向上或向下移动一定量的增益(或衰减), 从而在所选频率处实现0dB交越。基于运算放大器的2类补偿器在周围元件的选择方面提供了足够的设计灵活性, 可在交越频率放大或降低电源段增益曲线。相反, 当所选交越频率涉及到增益曲线上的一个点(这个点涉及到有限的增益或更坏情况下涉及到有限的衰减)时, 等式(8)提出了相当严格的设计限制。假定电源段增益曲线上所选交越点幅度为-5dB。为了在这一点交越, 可能需要在所选频率将整个曲线移动+5dB。遗憾的是, 等式(8)要求的17dB最小增益限制使得不能达到这个目标, 没有任何办法来背离这个限制。如果在交越频率出现大量的增益超出, 如在功率因数校正器(PFC)的案例中, 情况会进一步恶化。此时应该怎么做? 可以在所需中频带增益与等式(8)相符合的不同区域选择交越频率, 或者确定出不需要相位提升的区域。通过这种选择, 简单的1类补偿器就可以完成工作。在这种情况下, 由于中频带增益参数消失, 可针对TL431采用不同的计算策略。



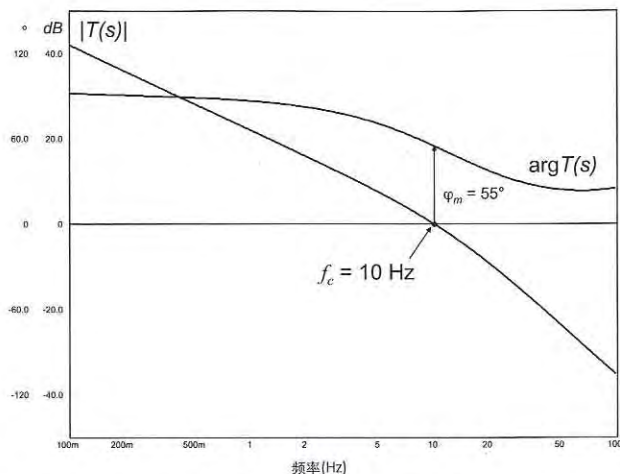


图5 一旦获得补偿, 交越频率就达到期望的10Hz

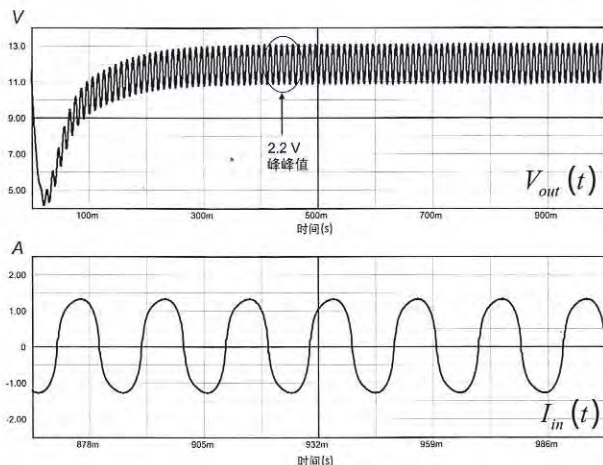


图6 单段PFC反激转换器的瞬态响应。对于这种结构是典型的输出纹波

### 采用TL431的I类补偿器

其原理与图1并没有不同, 且等式(1)仍有效。然而, 为了执行整合功能, 并单独保持原极点(不变), 必须使上面的极点和零点相一致。然后, 选择阻值与等式(6)提供的结果相符合的LED电阻。它与2类补偿器的区别在于前面的LED电阻选择。以5V输出为例, 并考虑如图1的方式提供1mA偏置, 就能计算出这个电阻能够采用的最大值:

$$R_{LED, max} \leq \frac{5-1-2.5}{5-0.3+1m \times 0.3 \times 20k} \times 0.3 \times 20k \leq 841 \Omega \quad (9)$$

在这个结果的基础上留出50%的裕量, 就能将 $R_{LED}$ 电阻值固定为420Ω或470Ω, 使其作为额定值。零点和极点一致后, 就可得出等式(3)的值等于等式(4)的值, 从中可解析出零电容值:

$$C_1 = C_{pole} \frac{R_{pullup}}{R_i} \quad (10)$$

在等式(2)中采用等式(10)来代替 $C_1$ , 得到由电容 $C_2$ 与光耦合器寄生电容 $C_{opto}$ 并联构成的极点电容的

定义:

$$C_{pole} = \frac{CTR}{2\pi f_{po} R_{LED}} \quad (11)$$

现在, 必须选择原极点位置, 使交越频率 $f_c$ 处的衰减 $G_c$ 精确地补偿电源段波特图中读得的增益超额或缺额。原极点转换功能如等式(13)所示, 其中 $\omega_{po}$ 代表原极点:

$$G(s) = \frac{1}{s} \frac{1}{\omega_{po}} \quad (12)$$

可从上述等式计算出交越频率处 $G(s)$ 的幅度:

$$|G(f_c)| = \frac{f_{po}}{f_c} \quad (13)$$

现在可解析出原极点位置, 并代入等式(11)来得到 $C_{pole}$ :

$$f_{po} = G_c f_c \quad (14)$$

一旦知道了 $C_{pole}$ , 就可以使用等式(10)来得到 $C_1$ 。

### 应用示例

为展示1类补偿器的设计, 本文选择使用反激式结构、提供12V

输出电压的单段式PFC。这一电路采用了诸如MC33262这样的边界线控制器。这种控制器工作在峰值电流模式, 但应用电压模式架构的安森美半导体NCP1606则会产生这样的效果: 两者都可工作在固定导通时间。图3所示为采用参考文献中研究的自动跳变流模式构建的应用示意图。峰值电流设定点的确定, 实际上是以光耦合器集电极上出现的误差信号来对电阻 $R_i$ 上面部份端子处存在的整流全波信号的幅度进行调制来实现的。输出电压为预计的12V, 它以100V<sub>rms</sub>输入电压提供100W功率。所显示的偏置点可确定直流点的计算。

可从图4中所示的电源段波特图开始研究环路的稳定性。这个图既能通过分析方式来手动产生, 也可以像此前所做的一样以SPICE仿真器来产生(见本杂志2009年4月刊第76页的《开关电源环路中的TL431》一文)。由于现在处理的是1类补偿器, 交越点没有增加的相



位提升。将相位裕量保持在大于或等于 $45^\circ$ ，自然会限制交越频率约为15Hz，而正是在这个频率电源段相位旋转开始超过 $45^\circ$ 。在10Hz频率时，旋转为 $-36^\circ$ ，而超额相位达到12.2dB。而在传统2类配置中使用等式(8)，则无法将增益降低到低于-5dB，但此处需要将波特图的幅度10Hz时降低-12.2dB，因此，在本案例中1类补偿器是强制性要求。现列举一下计算步骤：

1. 计算容许的最大LED电阻：

$$R_{LED,max} \leq \frac{12-1-2.5}{5-0.3+1m \times 0.3 \times 20k} \times 0.3 \times 20k \leq 4.76 k\Omega \quad (15)$$

采用2.2k $\Omega$ 电阻值，可以得到适宜的安全裕量。

2. 计算10Hz交越频率时所需的衰减：

$$G_f = 10^{\frac{-12.2}{20}} = 0.245 \quad (16)$$

3. 确定原极点位置：

$$f_{po} = f_c G_{fc} = 2.45 \text{Hz} \quad (17)$$

4. 采用250 $\mu$ A分流桥电流 $I_{bias}$ (该电流在噪声免疫性和待机能

耗性能方面提供极佳折衷)，计算出上面及下面的电阻值：

$$R_{lower} = \frac{2.5}{250u} = 10 k\Omega \quad (18)$$

$$R_1 = \frac{V_{out} - V_{ref}}{I_{bias}} = \frac{12-2.5}{250u} = 38 k\Omega \quad (19)$$

其中采用TL431内部参考电压 $V_{ref0}$

5. 计算所需的极点电容值：

$$C_{pole} = \frac{CTR}{2\pi f_{po} R_{LED}} = 8.86 \mu F \quad (20)$$

知道光耦合器寄生电容 $C_{opto}$ (假定已确定/解析出它为2nF)，就可以计算增加的电容值 $C_2$ 。结合等式(20)提供的结果，就可知道在这个特别案例中光耦合器极点没有影响：

$$C_2 = C_{pole} - C_{opto} \approx 8.86 \mu F \quad (21)$$

出于这个目的，将使用10 $\mu$ F电解电容。

6. 通过上述值来计算零电容值：

$$C_1 = C_{pole} \frac{R_{pullup}}{R_1} = 10u \frac{20k}{38k} \approx 5.2 \mu F \quad (22)$$

将选择4.7 $\mu$ F电解电容。

将这些值应用到图3的元件

中，就会获得如图5所示的环路增益图 $T(s)$ 。这里考虑10Hz的交越频率以及 $55^\circ$ 的相位裕量。得益于平均模型仿真速度，很快就可以仿真出启动序列，并在输出稳定时检测输入电流。两个波形都显示在图6中。输出并没有过冲，并展现出等式中定义的相当大的纹波：

$$\Delta V = \frac{P_{out}}{2\pi f_{line} V_{out} C_{out}} \approx 2.6 V_{pp} \quad (23)$$

然而，这仿真显示了略低的纹波幅度。功率因数测得为0.963，也是这种架构下的典型功率因数。

## 结语

2类配置补偿器中采用的TL431会将可达到的最小增益向下钳位，不能应用在超额增益需要补偿的情况。在不需要相位提升的情况下，TL431补偿器可重新排置，以用于原极点能够被布设为任意频率处交越的1类应用中。EAW

## 参考文献

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

被关闭，并会启动计时器。假如功率在1秒内回复，输出方波工作周期便会缩短，同时调光水平也会被降低一级。若调光水平已经是最低水平，那么就会循环至最高水平。如果AC线被移除超过1秒，调光水平就不会改变。VDD放电至低于IC2的最低运行电压之后，微控制器便会关闭。

图6所示为每个调光水平的微型控制器PWM输出，以及相关的电灯电压和电流。

## 结语

IRS2530D调光控制IC是一种简单、低成本的解决方案，能够用于多种调光应用。IC包含全面的镇流器控制、调光反馈回路和故障保护，使设计只需非常少量的外部元

件。这使设计的创意焦点更集中在每种新应用所需的不同调光接口上。全新的4级转换调光电路是唯一的应用，能让照明系统在毋需额外布线的情况下进行调光。这个解决方案还有许多适用于不同终端照明用途的调光应用，设计师只要根据需要改变接口电路设计，产生正确的DC参考电压至IC便可。EAW