

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

通过极点和零点创建相位提升

环路补偿的原理,在于当转换器工作在闭环时,确保所有工作条件下都有安全的相位和增益裕量。相位增益意指在交越频率 f_c 下环路增益 $T(s)$ 的总相位旋转小于 -360° ,相反,总相位旋转是 -360° 时,相位增益容许环路增益模块与0dB轴之间存在距离。为确保顾及这些设计条件,必须插入一个补偿电路 $G(s)$,其任务是在选定频率下改变环路增益,使其穿越0dB轴,以及在所考虑到的频率下具备足够的相位和增益裕量。应该如何选择交越频率呢?举例来说,有的设计人员武断地选择开关频率的1/5作为交越频率。更好的方法是根据规范表中列出的最大下冲值来分析获得0dB轴上的交越点。参考文献1中介绍了获得0dB交越点的一个合适方法。为方便起见,可假定交越频率为1kHz,并以此为例展开讨论。

重要的第一步从电源段波特图开始,这就是记作 $H(s)$ 的函数,如图1所示。它是具有斜坡补偿特性的隔离型电流模式CCM反激转换器的响应。这个波特图可以采用基准测试数据、解析性分析或使用SPICE仿真器来获得。从图中可以发现,增益缺额为-22dB,相位旋

摘要:上一期的文章探讨了流行的三端可调分流稳压器TL431的内部工作原理,阐述了为什么需要足够高的偏置电流来从这种三引脚器件中获得最佳输出。本文将重点讨论TL431在补偿环路中的实际应用。即便大多数理论书籍中谈到基于运算放大器(简称“运放”)的补偿电路,也很少看到这些电路采用TL431的描述。本文将详细讨论如何对采用2类配置的TL431进行接线,以及为反激或正激等电流模式工作的转换器构建补偿方案。

关键词: TL431; 反激式转换器; 正激式转换器; 二类补偿器

转为 -63° ,这两个值都是在选定的1kHz交越频率读取的。为获得良好的输入抑制,需要较小的输出静态误差、低的输出阻抗和大的直流增益。原点处的极点可以满足这

个要求。就数学等式而言,原点处的极点表述为下述形式:

$$G(s) = -\frac{1}{s \omega_p} \quad (1)$$

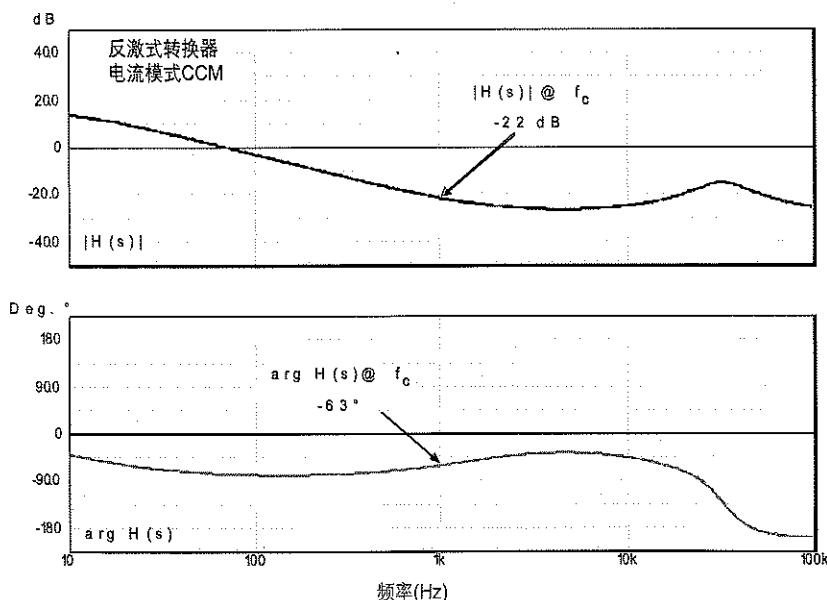


图1 采用电流模式工作的反激转换器的典型电源转换段

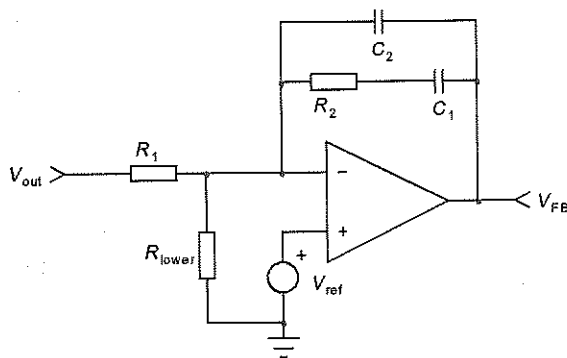


图2 2类补偿器汇集了原极点、零点及第二个极点

遗憾的是，将极点恰当置于原点会导致永久的相位旋转。而且，由于使用运放或采用反向配置接线的TL431，总相位旋转将达到 -270° 。

$$\arg G(s) = \arg(1) - \arg\left(\frac{s}{s_{p0}}\right) - \pi = -\arctan(\infty) - \pi$$

$$= -\frac{\pi}{2} - \pi = -\frac{3\pi}{2} \quad (2)$$

因此，如果将这 -270° 的相位旋转与电源段 -63° 的相位旋转相加，最后会得到 -333° 的总环路相位旋转。这就为设计提供了 27° 的裕量，避免冲击到 -360° 的限制。这个距离就是所谓的相位裕量，记作 φ_m 。从环路控制理论可知，相位裕量应大于 45° ，以获得快速的非振铃系统。实际上，参考文献3建议 70° 裕量的设计，在恢复速度和缺乏过冲之间提供了最佳折衷。为了将现有的 27° 裕量扩展至 70° ，需要创建交越频率处的相位提升。这个相位提升的确切数字是 43° 。相位提升 $=\varphi_m - \arg H(f_c) - 90^\circ$

$$= 70^\circ + 63^\circ - 90^\circ = 43^\circ \quad (3)$$

可以在补偿器传递函数 $G(s)$ 中结合极点和零点在一起来提升相位。如果结合在一起的极点和零点各出现在不同频率，传递函数就像下述等式：

$$G(s) = \left(\frac{1 + \frac{s}{s_{z1}}}{1 + \frac{s}{s_{p1}}} \right) \quad (4)$$

由于单纯的一阶零点可将相位从 0° 旋转到 $+90^\circ$ ，而第一阶极点可使相位从 0° 旋转至 -90° 。可以说零点提升相位，而极点延迟相位。因此，如果根据放置零点和极点的频率来结合零点和极点，就有办法调节所期望的确切相位提升。可在频域计算等式(4)的幅角来评估相位提升。

$$\arg G(f) = \arctan\left(\frac{f}{f_{z1}}\right) - \arctan\left(\frac{f}{f_{p1}}\right) \quad (5)$$

应当在何处放置与交越频率相关的极点和零点呢？要得出一个概念，可计算等式(5)中幅角达到峰值，也就是相位提升最大时的频率。

$$\frac{d\left(\arctan\left(\frac{f}{f_{z1}}\right) - \arctan\left(\frac{f}{f_{p1}}\right)\right)}{df} = 0 \quad (6)$$

解答这个等式，可得：

$$f = \sqrt{f_{z1} f_{p1}} \quad (7)$$

将交越频率放在极点和零点位置的几何平均值处，将获得所期望的最大相位提升。但这是放置极点和零点的唯一途径吗？当然不是！

举例来说，可以将零点放置在旨在

在抵御由输出电容等效串联电阻(ESR)导致的零点的位置。例如，可将零点进一步放到频率轴之下。但是，根据等式(7)来放置极点和零点才是最便于设计起步的途径。现在，回到本文的例子，需要在 1kHz 的交越频率 f_c 处将相位提升 43° 。在哪里放置极点和零点呢？通过结合等式(5)和等式(7)，可以得出它们的各自位置。

$$f_p = \left[\tan(\text{boost}) + \sqrt{\tan^2(\text{boost}) + 1} \right] f_c = 2.3 \text{ kHz} \quad (8)$$

$$f_z = \frac{f_c^2}{f_p} \approx 435 \text{ Hz} \quad (9)$$

那么，如何确保在 1kHz 频率时交越呢？答案就是通过确保频率为 1kHz 时补偿器恰好呈现 $+22\text{dB}$ 的增益。这个增益称作中频带增益，通常记作 G_0 。

总结一下，需要创建实现下述规范的补偿器链：1个原点处的极点(即原极点)、1个零点、1个极点、交越频率处的中频带增益 G_0 。

采用运算放大器构建的2类补偿器

前文所述类型的补偿器称作2类补偿器，通常采用运算放大器来构建，如图2所示。

这种配置的传递函数可以下面的简化形式来表述：

$$G(s) \approx -\frac{R_2}{R_1} \frac{1 + \frac{s}{s_z}}{1 + \frac{s}{s_p}} \quad (10)$$

使用这种配置，并假定 C_2 比 C_1 小，极点和零点的旋转就如下述两个公式所示：

$$f_{p0} = f_z = \frac{1}{2\pi R_2 C_1} \quad (11)$$

$$f_p = \frac{1}{2\pi R_2 C_2} \quad (12)$$

$$G_0 = \frac{R_2}{R_1} \quad (13)$$

如果将这些公式运用到1kHz交越频率时相位提升为43°、以及相同频率时增益为22dB等条件,就可获得如下所示的元件量值,其中电阻 R_1 的阻值假定为10kΩ: $C_1=2.35\text{nF}$, $C_2=550\text{pF}$, $R_1=10\text{k}\Omega$, $R_2=155\text{k}\Omega$ 。

在图2所示的原理图上进行交流仿真即可得到图3中所示的波特图。这个图确认了所期望的增益和相位幅度。

当今的电子系统中已经广泛采用运放,它可被成本和易用性具有优势的TL431所取代。然而,由于结构方面的原因,要采用TL431来实现真正的2类补偿器,需要注意一些问题。

采用TL431构建的2类补偿器

参考文献2中详细介绍了快通道和慢通道,而在应用TL431时可能会显得比较麻烦。而经验显示,

在有利条件下使用这些通道时,实际上会使2类配置变得简单,如图4所示。这里的主要问题来自光耦合器的存在,它将表征输出电压变异的隔离次级端LED电流传输到直接电气链路中的初级部分,直至到达主电源。用于汇集LED所发射光子的双极晶体管充当与光耦合器电流传输比(CTR)直接成正比的内部集电极电容。由于米勒效应,这个电

容乘以晶体管 β 值(集电极电流与基极电流之比 $\beta=I_c/I_b$)即体现在集电极上,并与连接到它的上拉或下拉电阻直接相互作用。在某些案例中,它可能干扰传递函数,必须特别注意它的存在。电流传输比越大,寄生电容就越大,而光耦合器的速度就越慢。最后的传递函数如等式(14)所示,从中可以确定下述极点和零点。

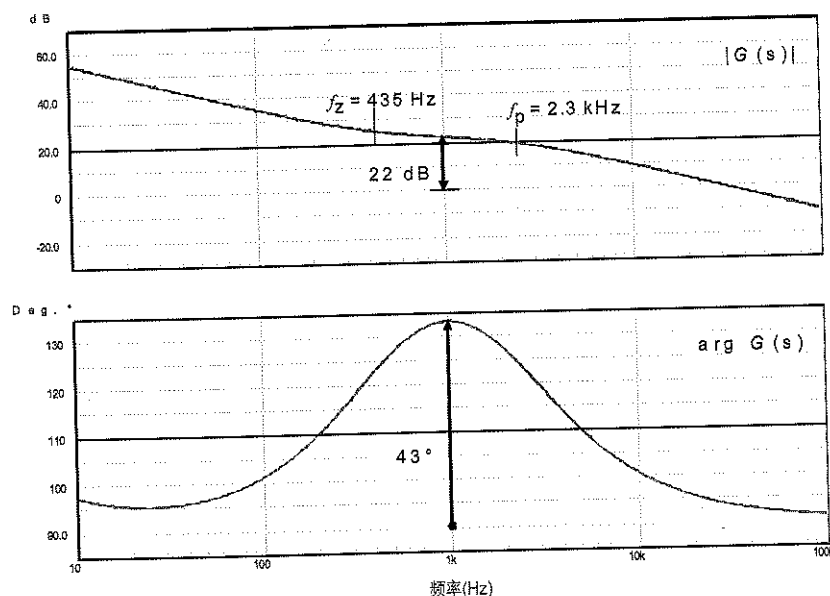


图3 所期望的恰当增益和相位提升

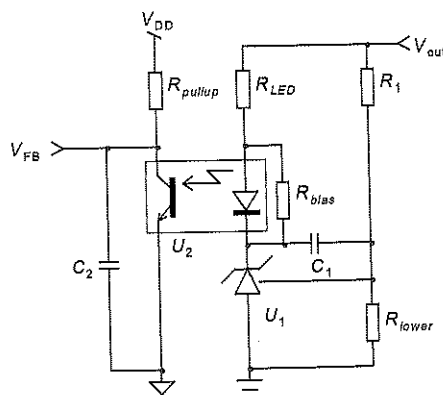


图4 基于TL431和光耦合器的完整反馈链

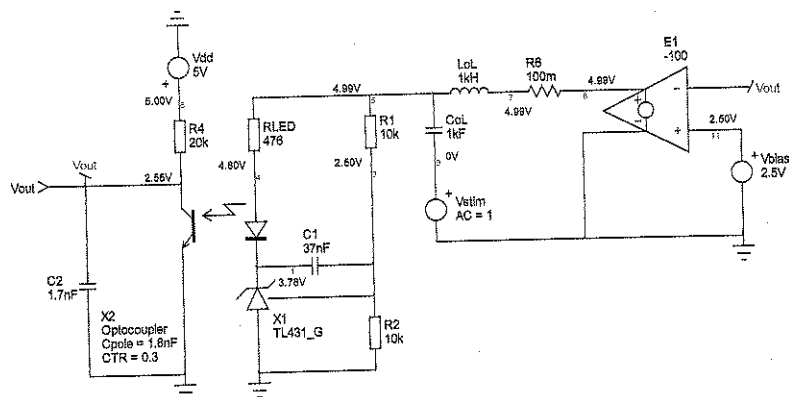


图5 简单的仿真工具可以帮助测试采用TL431构建的2类放大器

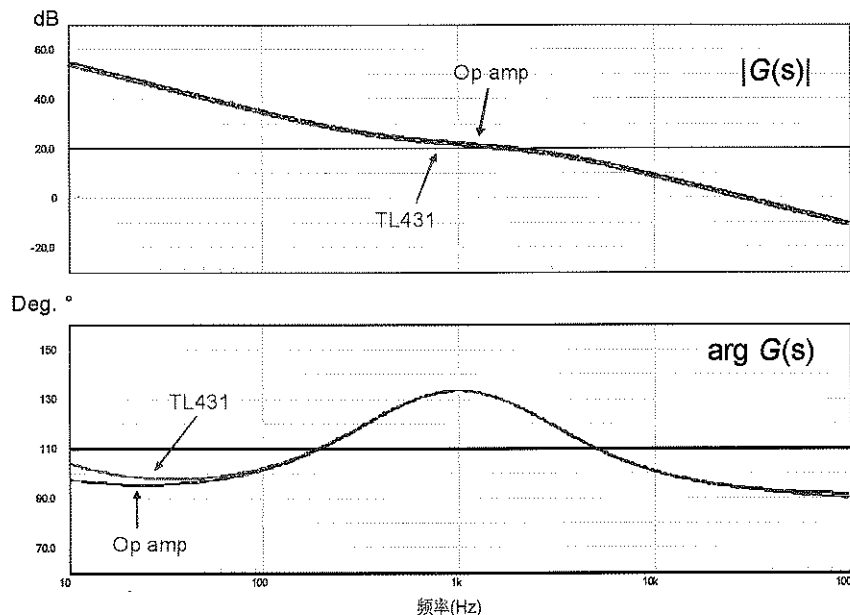


图6 这种TL431设置(即消除偏置电阻)所提供的交流测试结果与基于运放的2类参考非常匹配

$$G(s) = - \left(\frac{sR_1C_1 + 1}{sR_1C_1} \right) \left(\frac{1}{1 + sR_{pullup}(C_2 \parallel C_{opto})} \right) \frac{R_{pullup} \cdot CTR}{R_{LED}} \quad (14)$$

$$f_z = f_{po} = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} \quad (15)$$

$$f_p = \frac{1}{2\pi R_{pullup}(C_2 \parallel C_{opto})} \quad (16)$$

$$G_0 = \frac{R_{pullup}}{R_{LED}} \cdot CTR \quad (17)$$

等式(14)中的 C_{opto} 是从晶体管集电极上可见的等效光耦合器极点,它与图4中的 C_2 并联。可看到,如果 C_{opto} 足够小,意即光耦合器带宽较宽,它的效应相对于 C_2 来说可忽略不计,而且, C_2 将单独主导极点位置。相反,根据交越频率的选择,可能会出现光耦合器寄生电容强加一个比等式(8)计算得到的更低的极点。在这种情况下, C_2 没有理由存在,光耦合器支配着极点位置。在这种特殊情况下,要么选择带宽更宽的光耦合器,要么降

低交越频率,直至最终的组合电容需要至少100pF的 C_2 电容值。这个电容的位置将紧邻脉宽调制(PWM)控制器,并改善噪声免疫性能。

在进行2类配置的元件计算之前,必须知道光耦合器的极点位置。既可以自己使用光耦合器数据表中推荐的文本夹具对其进行特征化,也可查看通常由负载电阻决定的频率响应曲线。作为与安森美半导体NCP1027开关稳压器相关的一种光耦合器——SFH615A-2,当连接至控制器的上拉电阻为20k Ω 时,其截止频率为4.5kHz,电流传输比为较低的30%。因此,等效集电极-射极电容为:

$$C_{opto} = \frac{1}{2\pi \times 4.5k \times 20k} \approx 1.8 \text{ nF} \quad (18)$$

从前面的例子可知,零点必须出现在435Hz频率时出现,而极点必

须出现在2.3kHz时出现。仍假定 R_1 为10k Ω ,运用等式(15)~等式(17),计算元件的量值。

$$C_1 = \frac{1}{2\pi R_1 f_z} = \frac{1}{6.28 \times 10k \times 435} \approx 37 \text{ nF} \quad (19)$$

$$C_{pole} = \frac{1}{2\pi f_p R_{pullup}} = \frac{1}{6.28 \times 2.3k \times 20k} \approx 3.5 \text{ nF} \quad (20)$$

然而, C_{pole} 由 C_2 结合 C_{opto} 构成。由于 C_{opto} 为1.8nF,可简单计算出 C_2 的值:

$$C_2 = C_{pole} - C_{opto} = 3.5n - 1.8n = 1.7 \text{ nF} \quad (21)$$

最后,LED串联电阻表征出在所选1kHz频率处交越所需的中频带增益。通过等式(17),计算得出:

$$R_{LED} = \frac{R_{pullup} \cdot CTR}{G_0} = \frac{20k \times 0.3}{\frac{22}{10^{20}}} = 476 \Omega \quad (22)$$

额外电阻 R_{bias} 确保计算出TL431中一定量的电流。采纳1k Ω 电阻值将使这可调节参考按照数据表中的建议工作,即最小偏置电流为1mA。

对TL431网络进行仿真

在构建基准试验板之前,首先在计算机上测试频率响应是很好的举措。这就是图5所示的示意图,使用的是诸如Intusoft的IsSpice这样的SPICE仿真器。在这个特别案例中,已增加自动偏置控制来迫使光耦合器集电极工作在2.5V电压,换句话说,就是工作在动态漂移的中间地带。假定TL431具有高增益,调节其输入直流偏置(实际上是真实应用中的稳压输出电压 V_{out})来手动设置偏置点,将肯定会使得设计任务复杂化。这个功能由 E_1 和诸如 C_{oL} 及 L_{oL} 等环路开路元件来执行,

其中, L_{oL} 在偏置点计算(直流分析)期间短路, 而 C_{oL} 开路。在交流条件下, L_{oL} 极大, 被视作开路, 因此, 所有交流信号都能流经 C_{oL} 而不会受到 E_1 的干扰。举例来说, 类似的配置能够被用于测量运算放大器的直流增益。

由于使用的 TL431 SPICE 模型对其偏置电流值并不敏感, 所以可摒弃偏置电阻。最终的结果如图 6 所示。

这种 TL431 的交流响应与基于运放的 2 类补偿器的交流响应非常匹配。但也可发现一处细微差别, 体现在 1kHz 交越频率处所推导出的增益。这 1dB 的增益差额要归因于与 R_{LED} 串联的 LED 动态电阻 R_d 。这个动态电阻取决于 LED 直接电流 I_F , 而 I_F 与集电极上拉电阻并不直接关联。就所举例子中约为 300μA 的低偏置电流而言, 动态电阻可轻易达到 150Ω; 而当工作在如 1mA 这样的较高电流时, 这动态电阻降至 40Ω。因此, 根据 LED 串联电阻条件, 动态电阻可能对中频带增益只有极小的影响。如果现在增加与光耦合器 LED 并联的 1kΩ 偏置电阻, 会发现进一步的增益下降, 这同样要归因于高 R_d 值, 而偏置电阻通过 R_d “盗取了” 反馈电流。LED 正向电流较大时, 即光耦合器工作电流邻近 1mA 或更高时, 这些效应几乎无法看到。作为临时结论, 选择阻值在 1kΩ~5kΩ 范围的上拉电阻有助于拓宽光耦合器带宽, 消除 LED 动态

电阻的影响, 改善光耦合器的电流传输比。除这些好处, 也有不利之处, 主要体现在空载工作条件下消耗的功率, 因为当光耦合器强加低 V_{CE} 电压时, 内部上拉电阻会消耗电流。如果对每 10mW 的功率消耗都在意, 在 230V_{rms} 输入线路下的功率消耗要低于 100mW, 这些细微的功率消耗降低都有其重要性。

观测 LED 串联电阻值

在串联电阻 R_{LED} 方面, 还要指出另一个重要问题。如等式 (22) 所示, 它在中频带增益中充当一个角色, 必须仔细计算(请不要反复试错)。然而, 单纯这个等式并不足以完成设计阶段。串联电阻也会限制光耦合器 LED 中的电流漂移。在本文的案例中, 这个 476Ω 电阻接受的最大电流将为:

$$I_{LED,max} = \frac{V_{out} - V_f - V_{TL431,min}}{R_{LED}} = 3.15 \text{ mA} \quad (23)$$

这个电流通过其电流传输比 (CTR) 反射至光耦合器集电极, 帮

助得到下面的集电极最大电流值:

$$I_{C,max} = I_{LED,max} CTR_{min} = 3.15 \times 0.3 = 945 \mu A \quad (24)$$

假定上拉电阻阻值为 20kΩ, 这个电流就大到足以在轻载条件下按照反馈环路的指令下拉集电极电压。如果尝试对提供低于 5V 电压(如 3.3V)的转换器进行补偿, 这个状况明显还会恶化。在这种情况下, TL431 可能是更好的选择, 因为它的电压可以低至 1.24V。基于这些观察, 可得到另一个等式, 为 R_{LED} 选择施加限制。

$$R_{LED,max} \leq \frac{V_{out} - V_f - V_{TL431,min}}{V_{dd} - V_{CE,sat}} R_{pullup} CTR_{min} \leq \frac{5 - 1 - 2.5}{5 - 0.3} \times 0.3 \times 20k \leq 1.91 k\Omega \quad (25)$$

如果决定通过为光耦合器 LED 并联 1 个 1kΩ 电阻来为 TL431 提供额外的 1mA 偏置, 必须对上述等式进行修改, 因为这个电流也会通过 LED 串联电阻。

$$R_{LED,max} \leq \frac{V_{out} - V_f - V_{TL431,min}}{V_{dd} - V_{CE,sat} + I_{bias} CTR_{min} R_{pullup}} R_{pullup} CTR_{min} \leq \frac{5 - 1 - 2.5}{5 - 0.3 + 1m \times 0.3 \times 20k} \times 0.3 \times 20k \leq 841 \Omega \quad (26)$$

在上述等式中, 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(≈1V), CTR_{min} 为光耦合器的最小电流传输比(CTR), $V_{CE,sat}$ 为光耦合器饱和电压(≈300mV@1mA 集电极电流), V_{dd} 为上拉电阻的内部偏置电压。

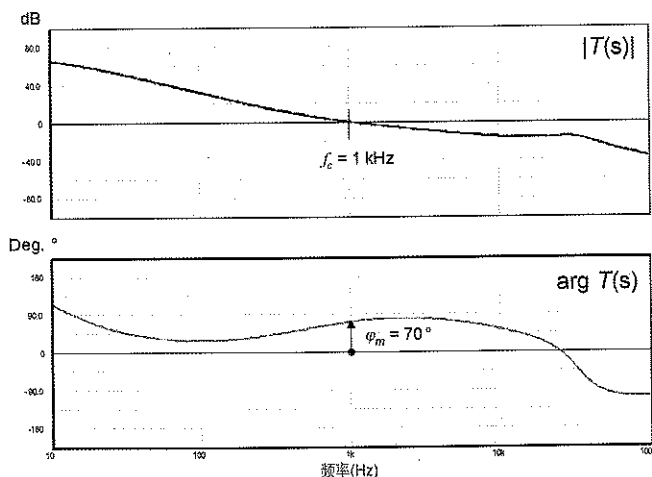


图7 CCM反激转换器环路增益证明了1kHz交越频率及足够的相位裕量

因此, 在使用电流传输比为30%的光耦合器的基于TL431的反馈网络中, 由20kΩ上拉电阻带来的最小增益为:

$$G_0 \geq \frac{R_{pullup}}{R_{LED,max}} CTR_{min} \geq \frac{V_{dd} - V_{CE,sat}}{V_{out} - V_f - V_{TL431,min}} \geq 3.13 \text{ or } \approx 10 \text{ dB} \quad (27)$$

如果考虑等式(26), 这个增益就会进一步增加到17dB。这是采用TL431工作于2类配置的反馈控制网络的主要不足之处。相对于中频带增益可调节在任意值的传统基于运放的2类补偿器而言, 这种反馈控制网络的灵活性自然更低。假定图1中显示出1kHz时的增益缺额为-5dB, 就可以不采用这种配置——采用20kΩ上拉电阻来在1kHz(交越频率)处创建+5dB的中频

带增益。这是因为原极点与1个由CTR、上拉电阻和LED电阻构成的系数相关联。唯一的解决方案是选择不同的交越频率, 相应的增益差额与等式(25)和等式(27)中描述的限制相符合, 或者是在不需要相位提升的情况下选择1类补偿器。

最终结果

TL431补偿器已经被安设在CCM反激拓扑结构中, 环路增益T(s)的波特图如图7所示。可以看到, 交越频率为1kHz, 表现出的相位裕量正好是所期望的70°。这些属于仿真结果, 下一个步骤是构建原型, 并确保通过基准测量, 即通过实验来证明所作的选择。

结语

TL431非常适合于2类配置。但重要的是了解这种配置的局限。例如, 在中频带区域需要减低增益的情况中, 设计人员可能被迫选择增益条件更有利的不同交越频率。尽管TL431具有这些微小的不足之处, 采用TL431实现的反馈环路仍然是消费类电源最普遍的选择。



参考文献

1. C. Basso. Eliminate the guesswork in crossover frequency selection. Power Electronics and Technology, August 2008
2. C. Basso. Switch Mode Power Supplies: SPICE Simulations and Practical Designs. McGraw-Hill, 2008
3. C. Basso. Transient response counts when choosing phase margin. Power Electronics and Technology, November 2008