

## Topswitch 控制环路分析（实例）

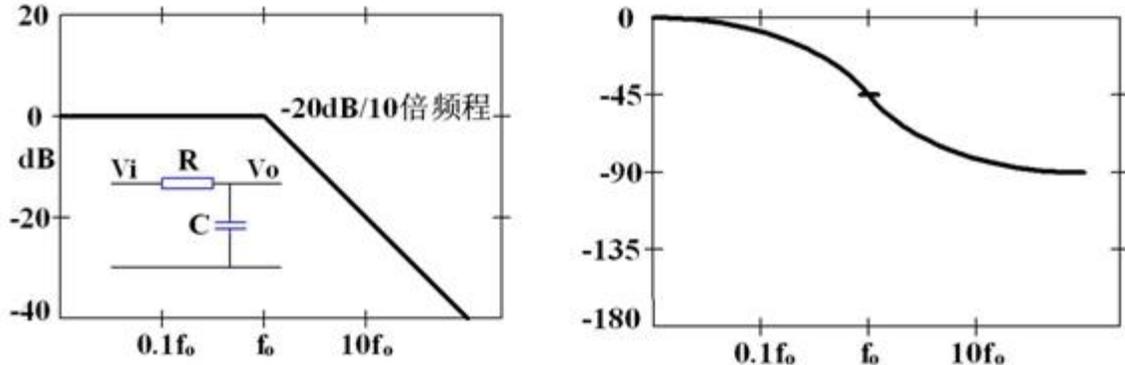
Powerint\_Cec

稳定的反馈环路对开关电源来说是非常重要的，如果没有足够的相位裕度和幅值裕度，电源的动态性能就会很差或者出现输出振荡。

下面先介绍了控制环路分析里面必须用到的各种零，极点的幅频和相频特性；然后对最常用的反馈调整器 TL431 的零，极点特性进行分析；TOPSWITCH 是市场上广泛应用的反激式电源的智能芯片，它的控制方式是比较复杂的电压型控制，为了方便一般使用者，内部集成了一部分补偿功能，所以很多工程师不清晰它的整个环路，最后运用上面的理论分析一个 TOPSWITCH 设计的电源，对它的环路的每一个部分进行了解剖，可以使工程师更好地应用 TOPSWITCH 及解决设计中遇到的环路问题。

波特图是分析开关电源控制环路的一个有力工具，它可以使复杂的幅频和相频响应的计算变成简单的加减法，特别是使用渐近线近似以后，只需要计算渐近线改变方向点的值。

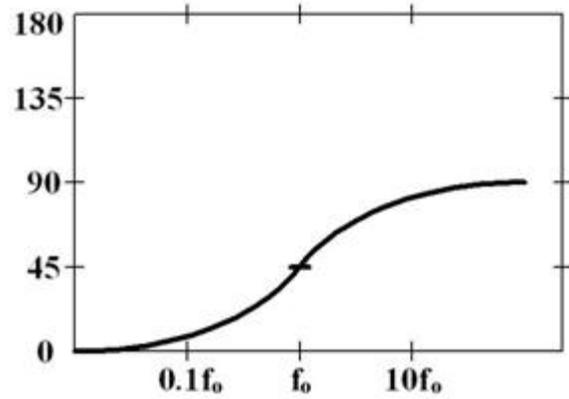
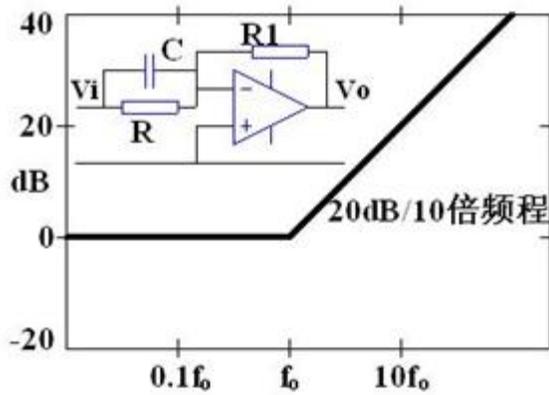
单极点响应：



$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1 + sRC} \quad f_o = \frac{1}{2\pi RC}$$

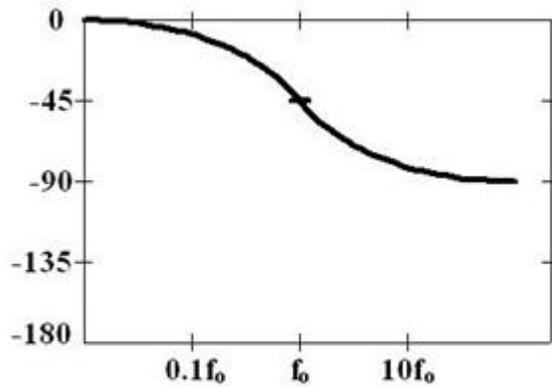
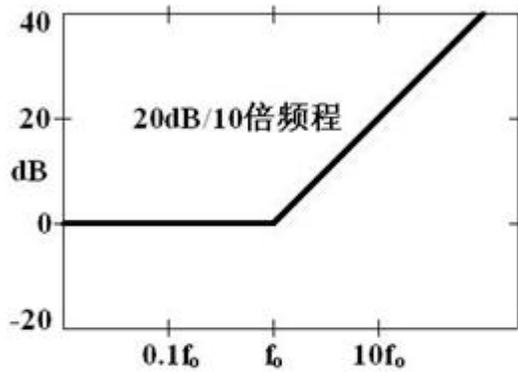
增益按-20dB/10 倍频程下降, 相位近似按-45°/10 倍频程下降。最大相移为-90°

单零点响应:



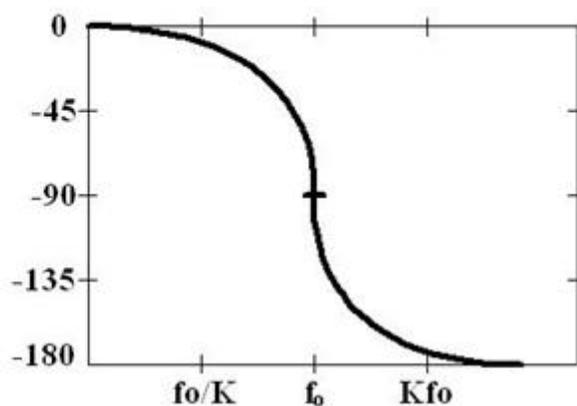
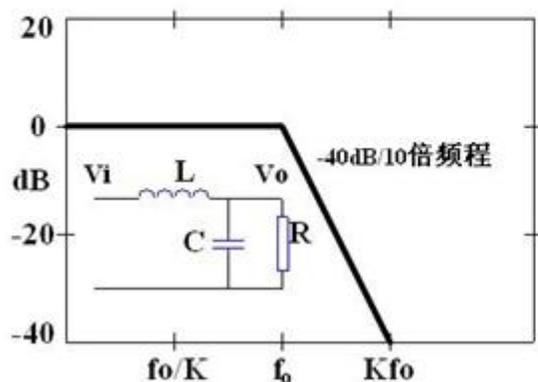
$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{R1(1 + sRC)}{R} \quad f_o = \frac{1}{2\pi RC}$$

增益按 20dB/10 倍频程上升,相位近似按 45°/10 倍频程上升,最大总相移为 90°  
右半平面零点:



$$\frac{V_o}{V_i} = 1 - \frac{s}{2\pi f_o}$$

双极点响应:

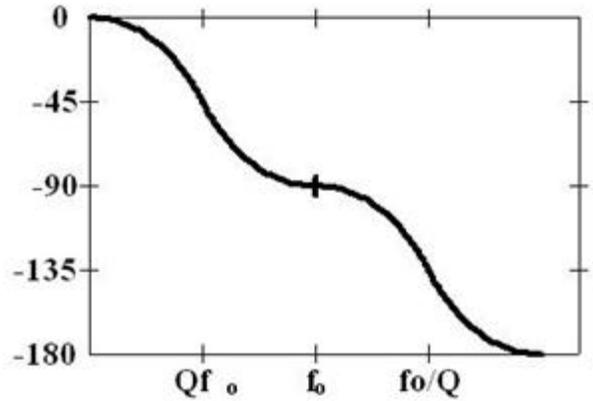
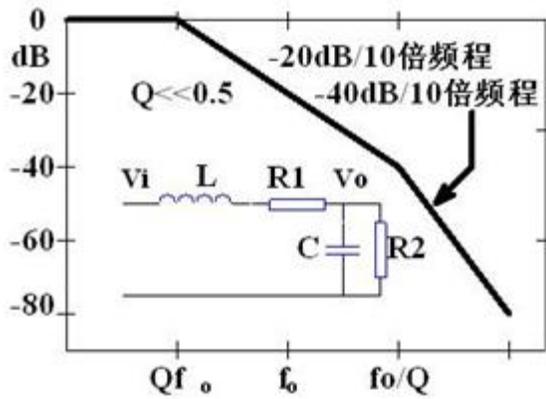


$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1 + s/(Q\omega) + (s/\omega)^2}$$

$$\omega_0 = 2\pi f_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad Q = R \cdot \sqrt{\frac{C}{L}} \quad K = 5^{\frac{1}{2Q}}$$

Q 值是电路的品质因数，过了谐振点后，增益按  $-40\text{dB}/10$  倍频程下降，相位依 Q 值的不同有不同的变化率，Q 值越大，相位变化越剧烈，在谐振点相位是  $-90^\circ$ ，最大总相移为  $-180^\circ$

## 低 Q 值的双极点响应<sup>[1]</sup>:

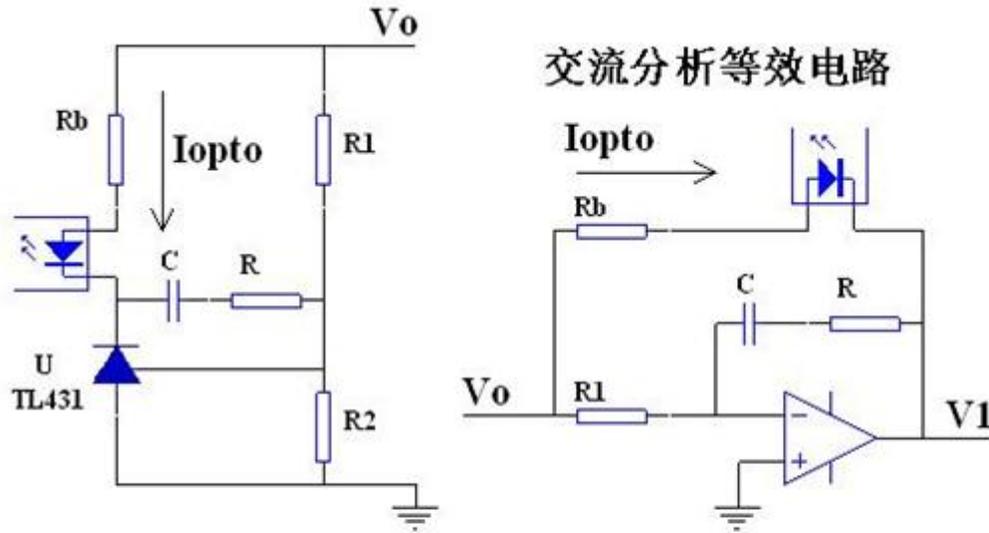


当  $Q \ll 0.5$  时

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{\left(1 + \frac{s}{\omega_1}\right)\left(1 + \frac{s}{\omega_2}\right)} \quad f_0 \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad Q \approx \frac{2\pi f_0 L}{R_1}$$

Q 值是电路的品质因数，R2 是负载电阻，R1 是电感的电阻，电容的 ESR, 整流管内阻，和代表磁心损耗和漏感损耗的合成电阻。大部分的 AC/DC 电源，由于损耗较高，一般 Q 值很难大于 3. 当 Q 值较低时 ( $Q \ll 0.5$ )，双极点响应会退化为两个单极点响应，如上图所示。

TL431 用输出供电时的零，极点特性



$$I_{opto} = \frac{V_o - V_1}{R_b} \quad V_1 = -\frac{R + 1/sC}{R_1} V_o$$

把  $V_1$  带入前面的公式:  $I_{opto} = \frac{1 + s(R + R_1)C}{sR_1R_bC} V_o$ ;  $\frac{I_{opto}}{V_o} = \frac{1 + s(R + R_1)C}{sR_1R_bC}$

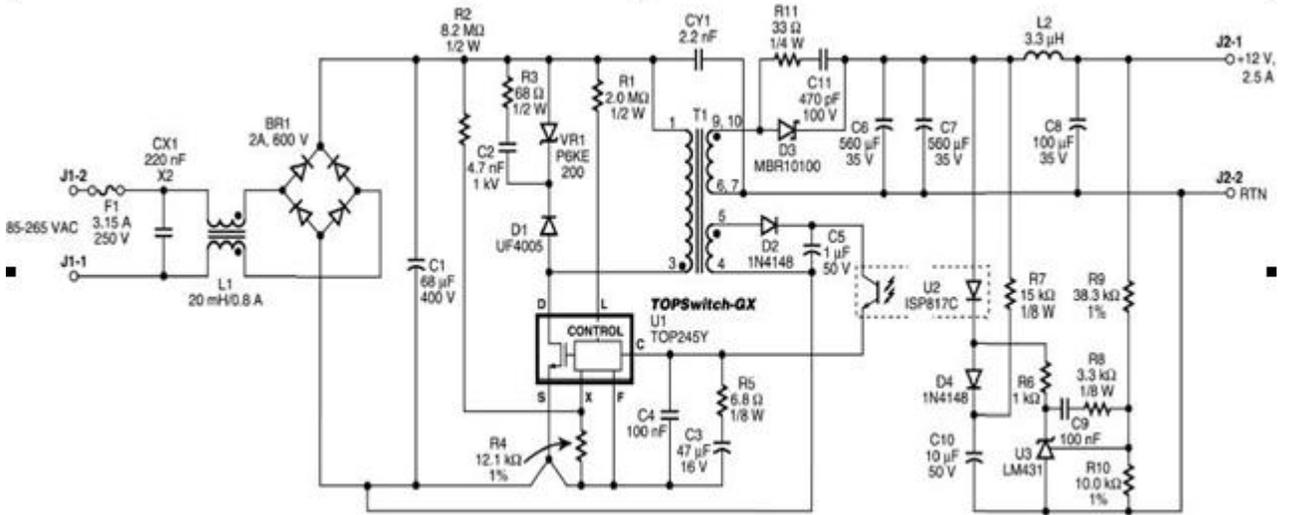
TL431 是开关电源次级反馈最常用的基准和误差放大器件，其供电方式不同对它的传递函数有很大的影响，而以前的分析资料常常忽略这一点。下面分析常见的供电和输出反馈接在一起时的传递函数。

从上面的公式可以看到，在输出直接给 431 供电的情况下，零点的位置在

$\frac{1}{2\pi(R + R_1)C}$ ，而不是  $\frac{1}{2\pi RC}$ ，即使没有  $R$ ，只接一个  $C$  的情况下，零点还是存在，如果  $R_1$  远大于  $R$ ，零点的位置主要有反馈网络的上分压电阻决定。为了抑制输出的开关纹波，有时在后面加一个 LC 滤波，如下面 TOP245Y 电源的 L2,C8，其谐振频率一般大约为开关频率的 1/10—1/20 左右，这个频率通常远大于反馈回路的带宽，其影响可以忽略。

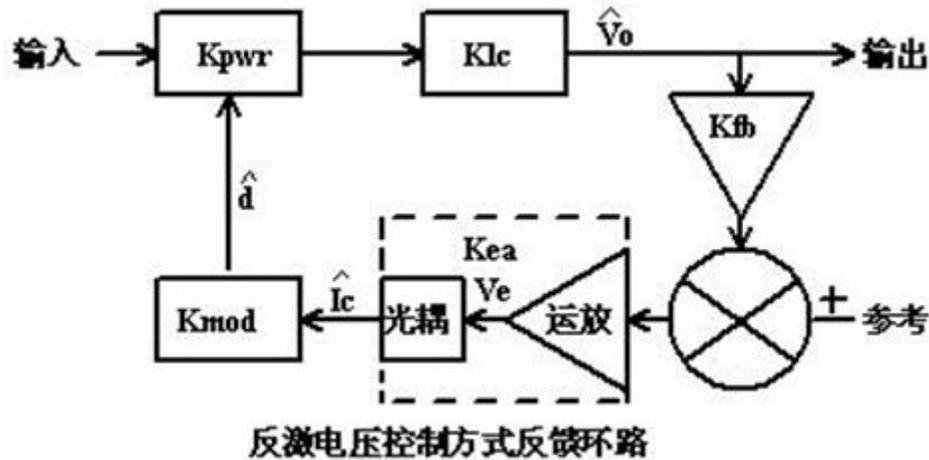
（只计算交流部分，二极管的压降在小信号范围内可以认为是不变的，看做恒压源，对交流不产生影响。）

下面我们将用上面的基础知识来分析一个典型的 TOPSWITH 电源的控制环路，这是一个宽范围输入，12V/2.5A 输出的一个反激电源，原理图如下：



PI-3465-042103

下面为反激电压方式的反馈环路图：



其开环传递函数为  $K=(K_{mod} * K_{pwr} * K_{lfc} * K_{fb}) * K_{ea} = K_1 * K_{ea}$

$K_{pwr}$  是功率部分， $K_{lfc}$  是输出 LC 滤波部分， $K_{fb}$  是反馈分压部分， $K_{ea}$  是反馈补偿部分和光耦部分， $K_{mod}$  是调制器部分，在做补偿设计以前，先计算出除  $K_{ea}$  外各自部分的频率特性，然后计算出  $K_1 = K_{mod} * K_{pwr} * K_{lfc} * K_{fb}$  的频率特性，根据实际情况确定出需要的设计目标  $K_{ea}$ ，然后通过设计 TL431 的相应补偿来完成  $K_{ea}$  的要求。

结合上面的原理图我们来计算在 115VAC 输入时各个部分的数值。

已知数值： $V_{in}=135V$ ， $V_{out}=12V$ ， $C_6, C_7$  ESR=50mΩ，负载  $R=4.8Ω$ ， $\eta=81\%$

由[2]可知： $N_p=58T$ ， $N_s=6T$ ， $L_p=827\mu H$ ， $V_{or}=120V$ ， $V_{ds}=5.2V$

则：
$$L_s = \left( \frac{N_s}{N_p} \right)^2 * L_p = 8.85\mu H, D = \frac{V_{or}}{V_{in} + V_{or} - V_{ds}} = 0.48$$

$V_{or}$  是次级反射到初级的电压， $L_p$  为初级绕组电感， $L_s$  为次级绕组电感， $D$  为占空比。

功率部分和输出 LC 滤波部分小信号传递函数[3]

$$\underline{K_{pwr}} * \underline{K_{lc}} = \frac{\hat{V}_o}{\hat{d}} = \left\{ \frac{V_{in}}{(1-D)^2} * \frac{N_s}{N_p} \right\} * \left\{ \frac{(1 + \frac{s}{\omega_{z1}})(1 - \frac{s}{\omega_{z2}})}{1 + \frac{s}{\omega_o * Q} + \frac{s^2}{\omega_o^2}} \right\} \quad (1)$$

$$\omega_{z1} = \frac{1}{R_c C} = \frac{1}{0.05 * 560} = 35.7k; \quad f_{z1} = \omega_{z1} / (2\pi) = 5.68kHz$$

$f_{z1}$  是电容自身的 ESR 形成的零点的频率。

$$\omega_{z2} = \frac{(1-D)^2 * R}{D * L_s} = 303k; \quad f_{z2} = \omega_{z2} / (2\pi) = 48kHz$$

$f_{z2}$  是右半平面零点的频率，此频率随负载 R，电感  $L_s$  和占空比 D 而变化，在此设计中频率是 48k, 高压时频率更高，AC/DC

反激的带宽通常只有几 k, 远小于此频率的 1/4, 不会对控制带宽设计产生影响。

$$\omega_o = \frac{1-D}{\sqrt{L_s C}} = 4920; \quad f_o = \omega_o / (2\pi) = 783Hz$$

Q 值的确定，在开关电源里面要经过试验来确定。由于次级绕组的损耗，漏感的损耗，电容 ESR 的损耗及整流管内阻的损耗等，一般 AC/DC 电源，Q 值相当低，在此电源中约 0.15，由于  $Q=0.15 \ll 0.5$ , LC 振荡转变为两个双极点：

$$\omega_{P1} = Q * \omega_o = 0.15 * 4920 = 738; \quad f_{o1} = \omega_{P1} / (2\pi) = 117Hz$$

$$\omega_{P2} = \omega_o / Q = 4920 / 0.15 = 32800; \quad f_{o2} = \omega_{P2} / (2\pi) = 5.22kHz$$

把上述各个值带入公式(1)得到

$$\underline{K_{pwr}} * \underline{K_{lc}} = 50 * \frac{(1 + \frac{s}{35700})(1 - \frac{s}{303000})}{(1 + \frac{s}{738})(1 + \frac{s}{32800})}$$

的带宽通常只有几 k, 远小于此频率的 1/4, 不会对控制带宽设计产生影响。

$$\omega_o = \frac{1-D}{\sqrt{L_s C}} = 4920; \quad f_o = \omega_o / (2\pi) = 783Hz$$

Q 值的确定，在开关电源里面要经过试验来确定。由于次级绕组的损耗，漏感的损耗，电容 ESR 的损耗及整流管内阻的损耗等，一般 AC/DC 电源，Q 值相当低，在此电源中约 0.15，由于  $Q=0.15 \ll 0.5$ , LC 振荡转变为两个双极点：

$$\omega_{P1} = Q * \omega_o = 0.15 * 4920 = 738; \quad f_{o1} = \omega_{P1} / (2\pi) = 117Hz$$

$$\omega_{P2} = \omega_o / Q = 4920 / 0.15 = 32800; \quad f_{o2} = \omega_{P2} / (2\pi) = 5.22kHz$$

把上述各个值带入公式(1)得到

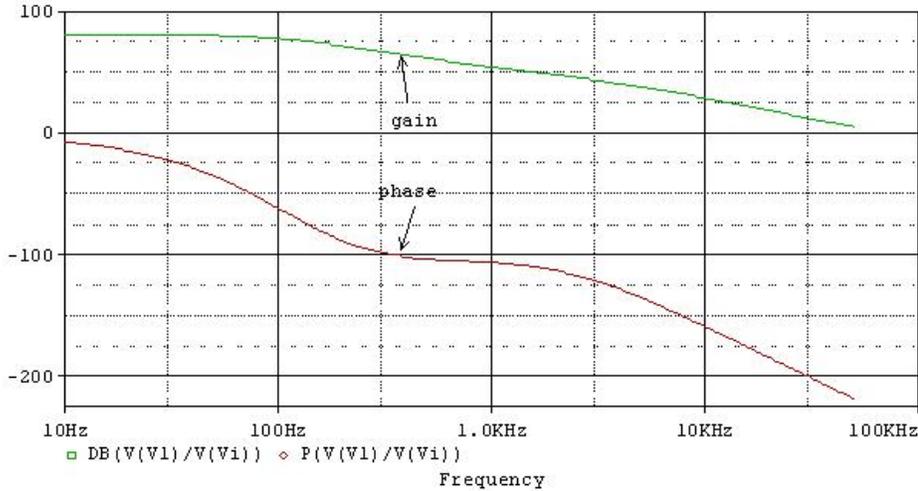
$$K_{pwr} * K_{lc} = 50 * \frac{(1 + \frac{s}{35700})(1 - \frac{s}{303000})}{(1 + \frac{s}{738})(1 + \frac{s}{32800})}$$

除补偿部分外的小信号传递函数 K1:

在此设计中，由于上分压电阻直接接到 431 基准端，所以  $K_{fb}=1$

$$K1 = K_{mod} * K_{pwr} * K_{lc} * K_{fb} = 11500 * \frac{(1 + \frac{s}{35700})(1 - \frac{s}{303000})}{(1 + \frac{s}{738})(1 + \frac{s}{32800})} * \frac{1 + \frac{s}{2417}}{(1 + \frac{s}{894})(1 + \frac{s}{43960})}$$

这是除补偿部分外的传递函数，画出其波特图：



如果要设计补偿部分，可以先确定目标带宽，然后再设计补偿部分，使在目标带宽时的相位裕量大于  $45^\circ$ ，在用 TOPSWITCH 设计的反激电源中，目标带宽除受到一般反激电源的几个限制外（带宽要小于开关频率的  $1/2$ ；右半平面零点的  $1/4$ ；运放增益限制，输出电容类型的选择等），还受到内部 7KHz 极点的限制，一般不能太高，约 1-2KHz，对一般应用来说，已足够了。本文是对一个实际电源的分析，所以略过这一步，如果需要了解这个过程，可以从结果反推出来运放的补偿部分。

TL431 部分小信号传递函数：

由于 TL431 用输出供电，按第 3 部分所述，其传递函数为：

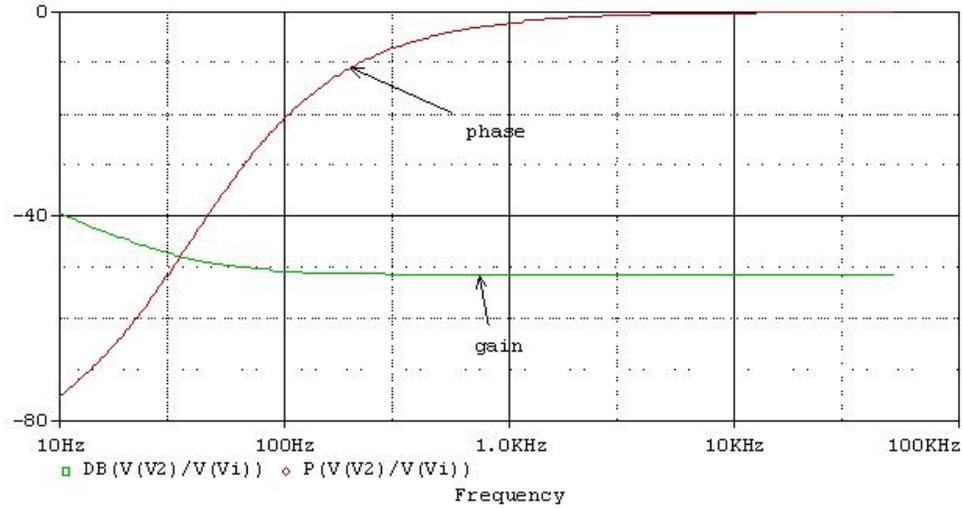
$$K_{ea} = CTR * \frac{1 + s(R8 + R9)C}{sR6R9C} = 2.5 * \frac{1 + \frac{s}{240}}{\frac{s}{0.261}}$$

函数有一个在原点的极点，还有一个零点：

$$\omega_z = \frac{1}{(R8 + R9)C} = 240, f_z = \omega_z / (2\pi) = 38\text{Hz}$$

$R6, R9$  大小决定了增益，由于  $R9$  由零点的位置而决定，所以整个增益的大小由调

整 R6 来确定。CTR 为光耦 PC817C 的实测电流传输比。  
 补偿部分的波特图如下：



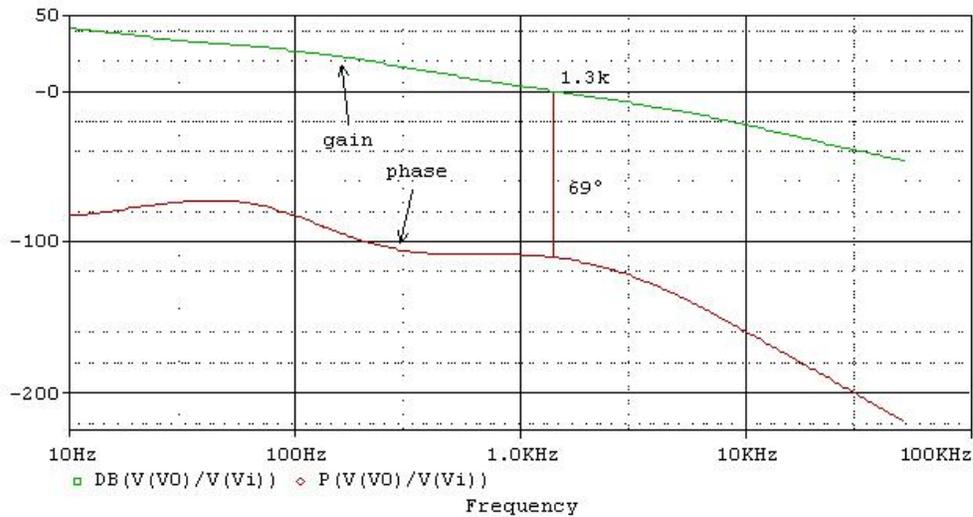
从图上看补偿部分只有一个极点和零点，它们和 TOPSWITCH 里面的 7KHz 极点共同组成了一个 II 型补偿网络。7KHz 极点用来抵消输出滤波电容零点，衰减噪音和开关纹波的干扰。

总开环响应：

整个环路的开环增益为 K1 和 Kea 的乘积，在波特图上是两部分的增益和相位的代数和。

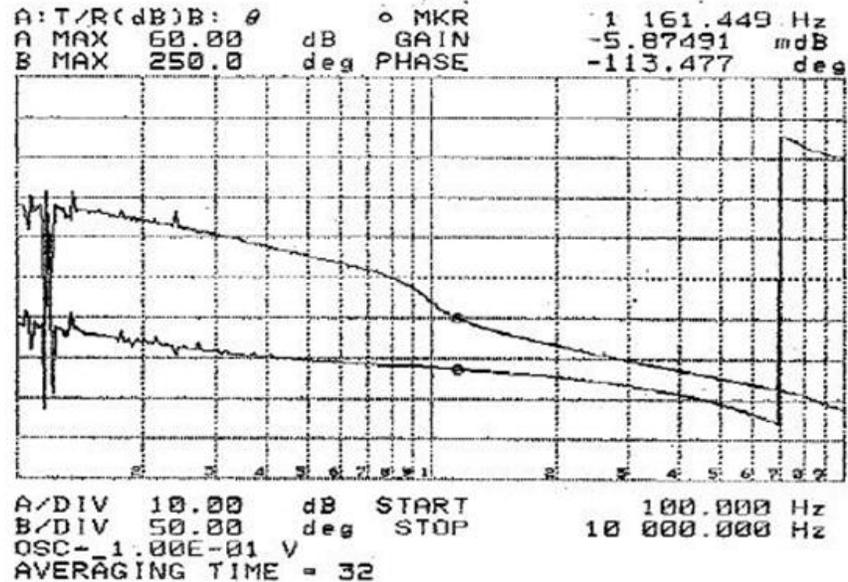
$$K=K1 * Kea = 28750 * \frac{(1 + \frac{s}{35700})(1 - \frac{s}{303000})}{(1 + \frac{s}{738})(1 + \frac{s}{32800})} * \frac{1 + \frac{s}{2417}}{(1 + \frac{s}{894})(1 + \frac{s}{43960})} * \frac{1 + \frac{s}{240}}{\frac{s}{0.261}}$$

整个环路的开环波特图：



实测波特图：

## 115 VAC Maximum Load



交越频率 1.16KHz, 相位裕量 66.5°, 两者基本温和。

### 总结

介绍了环路的一些基本概念和基本设计方法，分析了 TL431 在输出供电时的小信号特性，分析了一个具体的 TOPSWITCH 反激应用的控制环路，同样可以把这些方法来运用到其他拓扑的分析中，在次级用运算放大器做反馈控制时，如果光耦接在运放输出和电源输出之间，TL431 的分析方法同样是使用的。

### 参考文献：

- 1) Erickson, Robert W. , second version
- 2) PI Engineer Prototype Report: EPR34
- 3) TI Application Report: SLUA059A — Understanding Buck-Boost Power Stages in Switch Mode Power Supplies
- 4) PI datasheet: TOP242-250
- 5) L.H. Dixon, Closing the Feedback Loop
- 6) Dan Mitchell, Bob Mammano, Designing Stable Control Loops