

TOPSWITCH 反激电源控制环路设计

(PI 公司深圳代表处, 广东 深圳 518031)

摘要: 控制环路设计一直是电源设计的一个难点, 本文介绍了环路设计的一些基本概念和环路设计的基本方法, 分析了广泛使用的 TOPSWITCH 反激应用时的控制环路。

Abstract: Control loop design has always been the difficult part in power supply design. This article introduces the basic concept and methodologies of control loop design. In addition to that, it also gives an example of the control loop analysis in the popular used TopSwitch flyback application.

关键词: 零点, 极点, 右半平面零点, 相位裕度, 幅值裕度, TOPSWITCH
Key words: zero, pole, right-half-plane-zero (RHZ), phase margin, gain margin

1. 内容简介

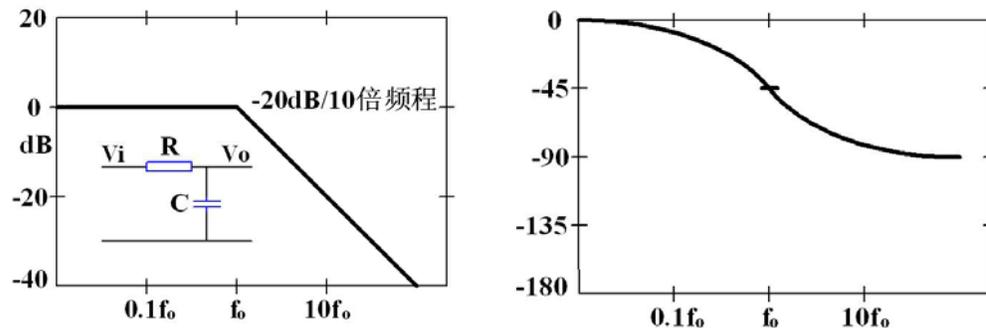
稳定的反馈环路对开关电源来说是非常重要的, 如果没有足够的相位裕度和幅值裕度, 电源的动态性能就会很差或者出现输出振荡。

本文首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; 对最常用的反馈调整器 TL431 的零, 极点特性进行了分析; 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, 论文最后运用上面的理论分析了一个 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。

2. 电源中遇到的零, 极点的波特图

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。下面的图中幅值响应用渐进线代表。

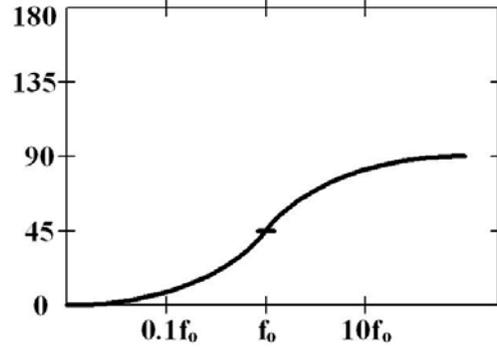
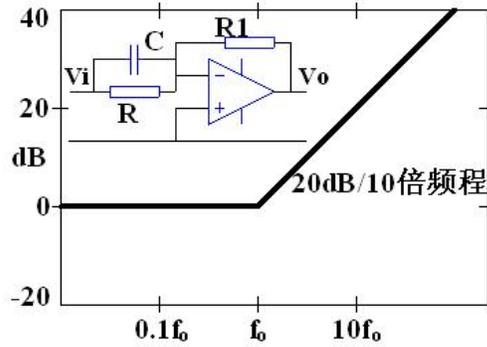
单极点响应:



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

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°

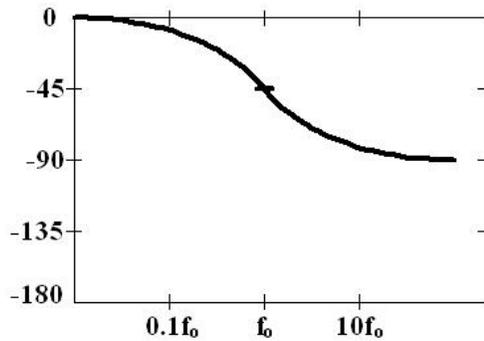
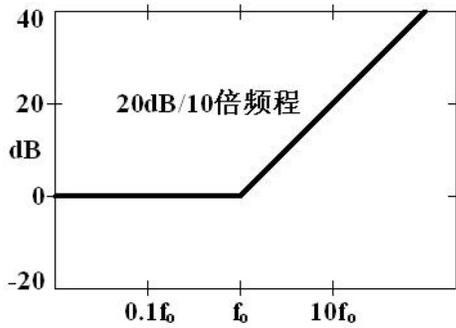
单零点响应:



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

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°

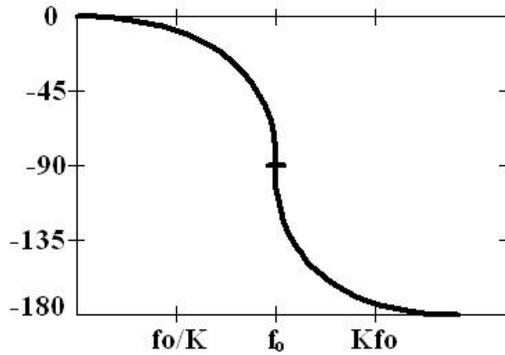
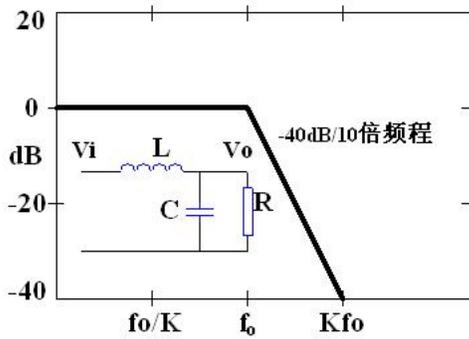
右半平面零点:



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

右半平面零点是反激和 BOOST 电路里面特有的现象。增益按 20dB/10 倍频程上升,相位近似按-45°/10 倍频程下降,总相移为-90°,右半平面零点是几乎无法补偿的,做设计时尽量把其频率提升或降低带宽。

双极点响应:

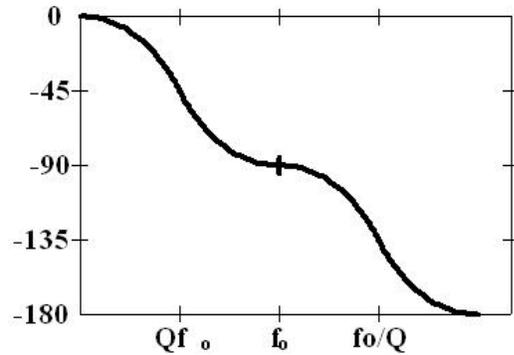
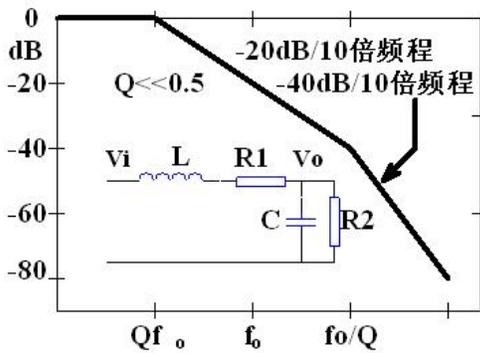


$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1 + s/(Q\omega_0) + (s/\omega_0)^2}$$

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

Q值是电路的品质因数, 过了谐振点后, 增益按-40dB/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°, 最大总相移为-180°

低 Q 值的双极点响应^[1]:



当 $Q \ll 0.5$ 时

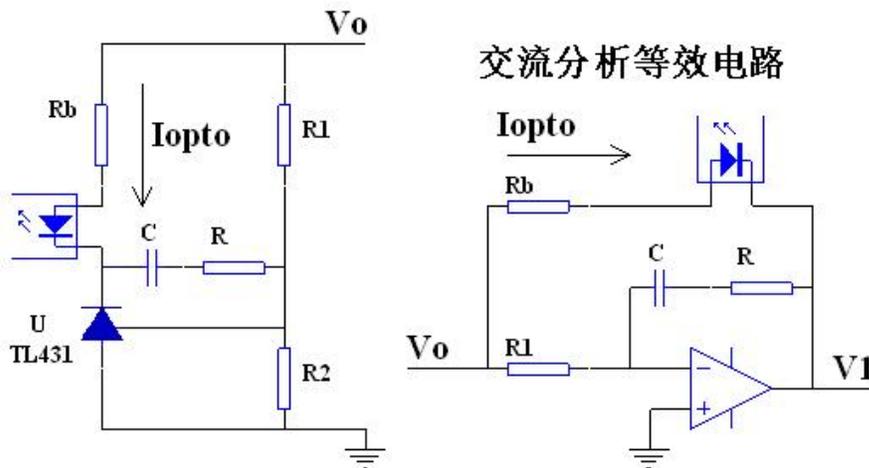
$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{(1 + \frac{s}{\omega_1})(1 + \frac{s}{\omega_2})} \quad f_0 \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad Q \approx \frac{2\pi f_0 L}{R_1}$$

$$\omega_1 \approx 2\pi * Qf_o \quad \omega_2 \approx 2\pi * \frac{f_o}{Q}$$

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<<0.5)，双极点响应会退化为两个单极点响应，如上图所示。

3. TL431用输出供电时的零，极点特性

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。



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

把V1带入前面的公式：
$$I_{opto} = \frac{1 + s(R + R_1)C}{sR_1R_bC} V_o; \quad \frac{I_{opto}}{V_o} = \frac{1 + s(R + R_1)C}{sR_1R_bC}$$

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

$$\frac{1}{2\pi(R + R_1)C}, \text{ 而不是 } \frac{1}{2\pi RC}$$

，即使没有R，只接一个C的情况下，零点还是存在，如果R1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 $\frac{1}{10} - \frac{1}{20}$ 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。

4. TOPSWITCH控制环路分析

下面我们将用上面的基础知识来分析一个典型的TOPSWITCH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：

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

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

f_{z1} 是电容自身的 ESR 形成的零点的频率。

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

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。

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

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：

$$\omega_{p1} = Q * \omega_o = 0.15 * 4920 = 738; f_{o1} = \omega_{p1} / (2\pi) = 117Hz$$

$$\omega_{p2} = \omega_o / Q = 4920 / 0.15 = 32800; f_{o2} = \omega_{p2} / (2\pi) = 5.22kHz$$

把上述各个值带入公式(1)得到

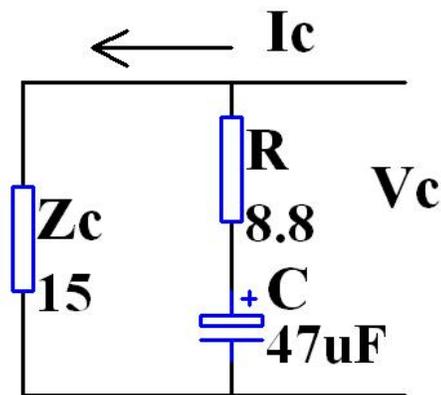
$$K_{pwr} * K_{lc} = 50 * \frac{(1 + \frac{s}{35700})(1 - \frac{s}{303000})}{(1 + \frac{s}{738})(1 + \frac{s}{32800})}$$

4.2 Kmod 部分小信号传递函数

K_{mod} 是 PWM 部分的传递函数，TOPSWITCH 是个高度集成的功率芯片，除了传统的 PWM 比较器外，芯片还外接启动用的电容和电阻，其必然对环路有影响，另外内部集成了一个 7K 的极点。 K_{mod} ，即 TOPSWITCH 部分的传递函数为：

$$K_{mod} = \frac{\hat{d}}{\hat{I}_c} = DC_{reg} \frac{1 + \frac{s}{\omega_z}}{(1 + \frac{s}{\omega_p})(1 + \frac{s}{\omega_{TOPSWITCH}})} \quad (2)$$

DC_{reg} 是 PWM 部分的直流增益，由^[4]查出典型值是 230， $\omega_{TOPSWITCH}$ 是 7K。下面来确定 ω_z 和 ω_p 。右图是 C 脚的等效图，C 为外接启动电容，在原理图上是 C3, R 为外接电阻 R5 和电容 C3 内阻(2 欧姆)之和， Z_c 为 C 脚动态内阻，由^[4]查处为 15 欧姆，C4 做抗干扰用，由于值很小，在几 KHz 的有效带宽内不足以对



环路造成影响。C 脚总阻抗为： $\frac{Z_c(1+sRC)}{1+s(Z_c+R)C}$

$\omega_z=1/RC=2417$; $f_z=\omega_z/(2\pi)=385\text{Hz}$; $\omega_p=1/(Z_c+R)C=894$, $f_p=\omega_p/(2\pi)=142\text{Hz}$

把上述各个值带入公式(2)

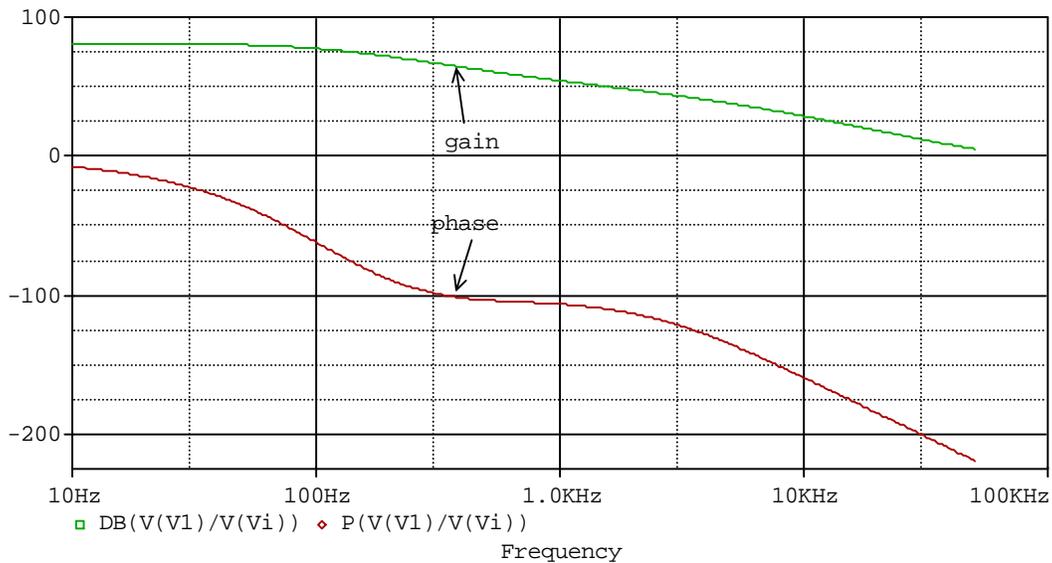
$$K_{\text{mod}} = 230 \frac{1 + \frac{s}{2417}}{\left(1 + \frac{s}{894}\right)\left(1 + \frac{s}{43960}\right)}$$

4.3 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 $K_{\text{fb}}=1$

$$K_1 = K_{\text{mod}} * K_{\text{pwr}} * K_{\text{lc}} * K_{\text{fb}} = 11500 * \frac{\left(1 + \frac{s}{35700}\right)\left(1 - \frac{s}{303000}\right)}{\left(1 + \frac{s}{738}\right)\left(1 + \frac{s}{32800}\right)} * \frac{1 + \frac{s}{2417}}{\left(1 + \frac{s}{894}\right)\left(1 + \frac{s}{43960}\right)}$$

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° 。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 $1\text{-}2\text{KHz}$ ，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。

4.4 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：

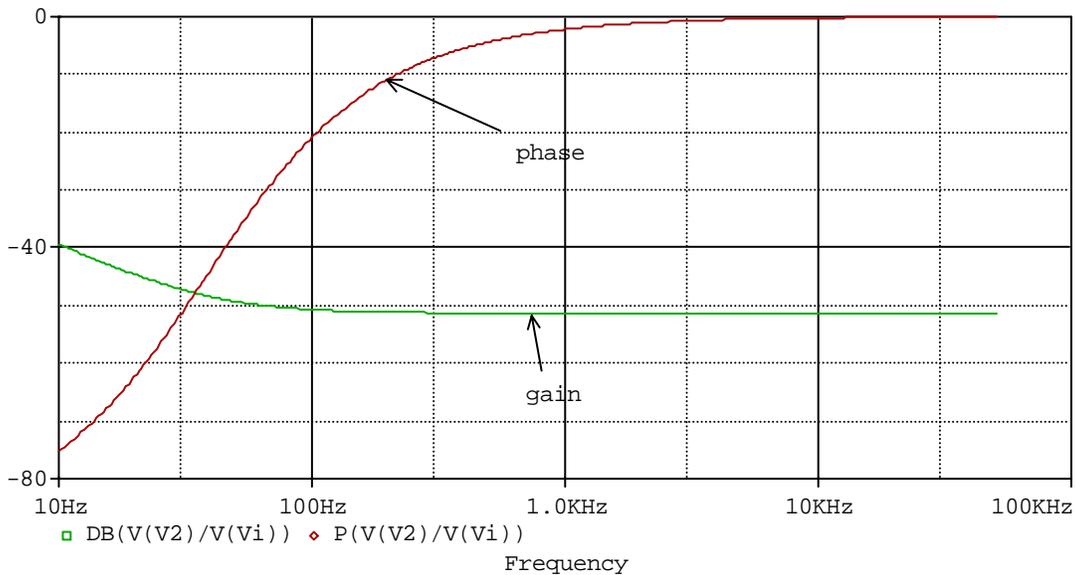
$$K_{ea} = CTR * \frac{1 + s(R8 + R9)C}{sR6R9C} = 2.5 * \frac{1 + \frac{s}{240}}{\frac{s}{0.261}}$$

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：



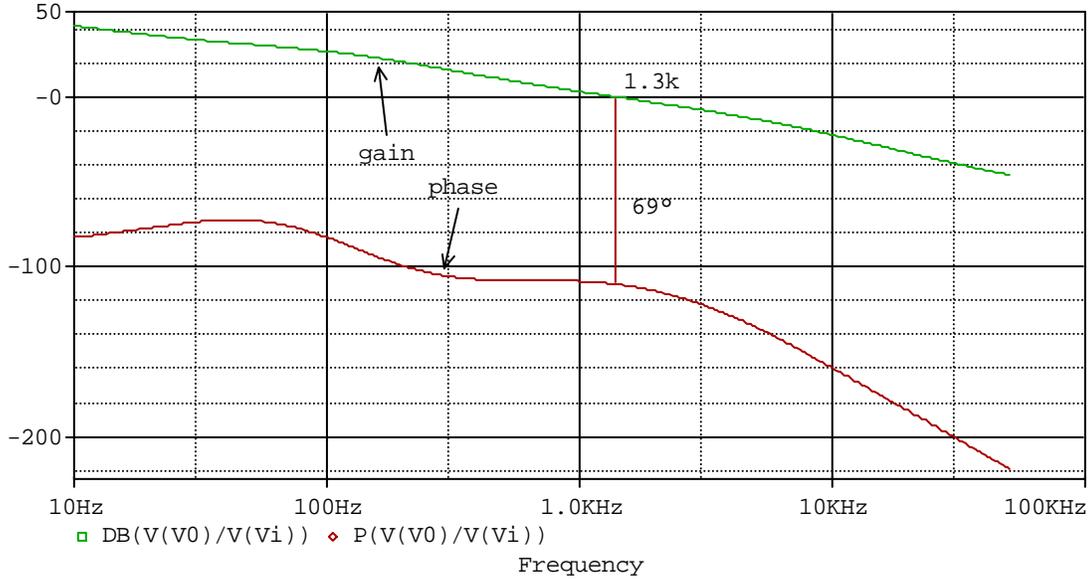
从图上看补偿部分只有一个极点和零点，它们和 TOPSWITCH 里面的 7KHz 极点共同组成了一个 II 型补偿网络。7KHz 极点用来抵消输出滤波电容零点，衰减噪音和开关纹波的干扰。

4.5 总开环响应

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

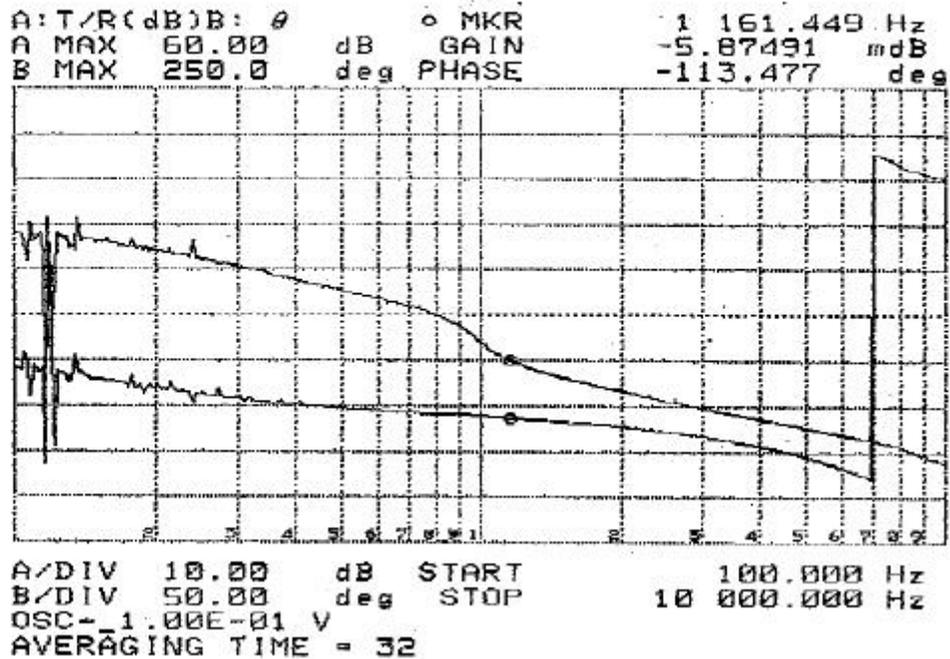
$$K = K1 * K_{ea} = 28750 * \frac{(1 + \frac{s}{35700})(1 - \frac{s}{303000})}{(1 + \frac{s}{738})(1 + \frac{s}{32800})} * \frac{1 + \frac{s}{2417}}{(1 + \frac{s}{894})(1 + \frac{s}{43960})} * \frac{1 + \frac{s}{240}}{\frac{s}{0.261}}$$

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。

5 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. <Fundamentals of Power Electronics> , 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