

TL431 Type II s domain

有一个 TL431 的补偿网络如图 1 所示，其中使用到了 II 型网络。

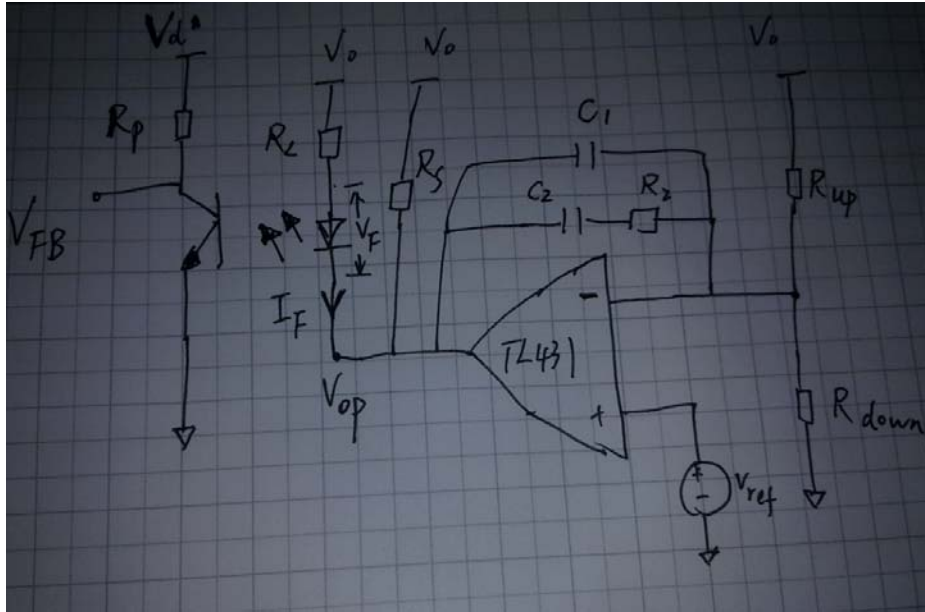


图 1 TL431 的补偿网络

我们试着推导它的 s 域表达式：

$$I_F = \frac{V_o - V_F - V_{op}}{R_L} \quad \text{----- (1)}$$

$$V_{op} = -\frac{Z_f}{R_{up}} V_o \quad \text{----- (2)}$$

$$V_{FB} = V_d - CTR \times I_F R_p \quad \text{----- (3)}$$

式(1),(2),(3)中

CTR 表示光耦的传输比

Z_f 表示反馈网络的阻抗

V_{op} 表示 TL431 的输出电压。

我们令：

$$I_F(t) = I_F + \hat{i}_F(t)$$

$$V_{op}(t) = V_{op} + \hat{v}_{op}(t)$$

$$V_o(t) = V_o + \hat{v}_o(t)$$

$$V_{FB}(t) = V_{FB} + \hat{v}_{FB}(t) \quad \text{其中上标号代表干扰信号} \quad \text{----- (4)}$$

把式(4)分别带入式(1),(2),(3)中，得到小信号表达式：

$$\hat{i}_F(t) = -\frac{\hat{v}_{op}(t)}{R_L} \quad \text{----- (5)}$$

$$\hat{v}_{op}(t) = -\frac{Z_f}{R_{up}} \hat{v}_o(t) \quad \text{----- (6)}$$

$$\hat{v}_{FB}(t) = -CTR \times R_p \hat{i}_F(t) \quad \text{----- (7)}$$

整理式(5),(6),(7)得:

$$\frac{\hat{v}_{FB}(t)}{\hat{v}_o(t)} = -CTR \frac{R_p}{R_L} \frac{Z_f}{R_{up}} \quad \text{----- (8)}$$

式(8)取拉氏变换得:

$$G_{of}(s) = \frac{v_{FB}(s)}{v_o(s)} = -CTR \frac{R_p}{R_L} \frac{1}{R_{up}} Z_f(s) \quad \text{----- (9)}$$

而

$$Z_f(s) = \frac{1 + sR_2C_2}{s(C_1 + C_2)(1 + s\frac{C_1C_2}{C_1 + C_2}R_2)} \quad \text{----- (10)}$$

把式(10)代入式(9)得:

$$G_{of}(s) = -CTR \frac{R_p}{R_L} \frac{[1 + sR_2C_2]}{[s(C_1 + C_2)R_{up}][1 + s\frac{C_1C_2}{C_1 + C_2}R_2]} \quad \text{----- (11)}$$

令:

$$G_{of0} = -CTR \frac{R_p}{R_L}$$

$$\omega_z = \frac{1}{R_2C_2}$$

$$\omega_{p0} = \frac{1}{R_{up}(C_1 + C_2)}$$

$$\omega_{p1} = \frac{1}{R_2 \frac{C_1C_2}{C_1 + C_2}} \quad \text{----- (12)}$$

因此式(11)可以写成:

$$G_{of}(s) = G_{of0} \frac{1 + \frac{s}{\omega_z}}{\frac{s}{\omega_{p0}} (1 + \frac{s}{\omega_{p1}})} \quad \text{----- (13)}$$

可以看出 $G_{of}(s)$ 有一个零点，两个极点，其中一个极点为原始极点。在实际应用中往往要求 $G_{of}(s)$ 有如图 2 的幅频和相频特性：

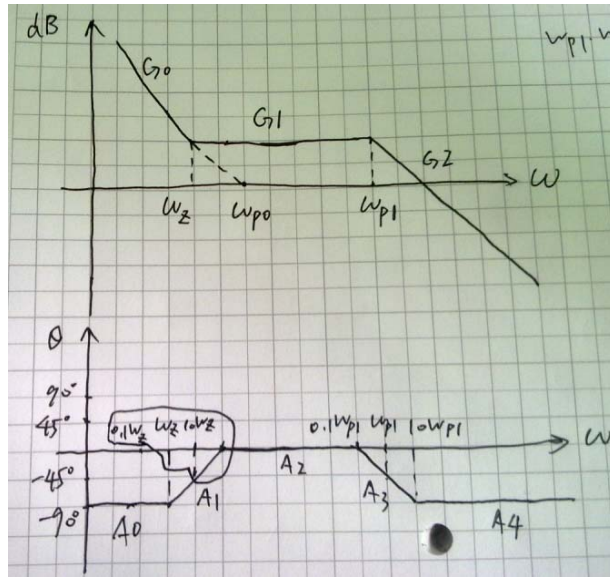


图 2 $G_{of}(s)$ 的幅频和相频特性曲线

先不用考虑 R_{up} 、 R_2 、 C_1 和 C_2 如何取值，让我们来考察一下这些零点和极点的关系。为了满足图 2 要求的幅频和相频特性，那么 ω_z 和 ω_{p1} 必须满足以下要求：

$$10\omega_z < 0.1\omega_{p1} \quad \text{----- (14)}$$

也就是说 ω_{p1} 必须至少要大于 100 倍的 ω_z ，我们不妨假设

$$\omega_z = 10^3 \quad \text{----- (15)}$$

$$\omega_{p1} = 100\omega_z = 10^5 \quad \text{----- (16)}$$

至于 ω_{p0} ，只要让它满足 $10\omega_z \leq \omega_{p0} \leq 0.1\omega_{p1}$ 就好了，在这里选取

$$\omega_{p0} = 10^4 \quad \text{----- (17)}$$

根据上面的参数画出 $G_{of}(s)$ 的幅频和相频曲线，如图 3 所示：

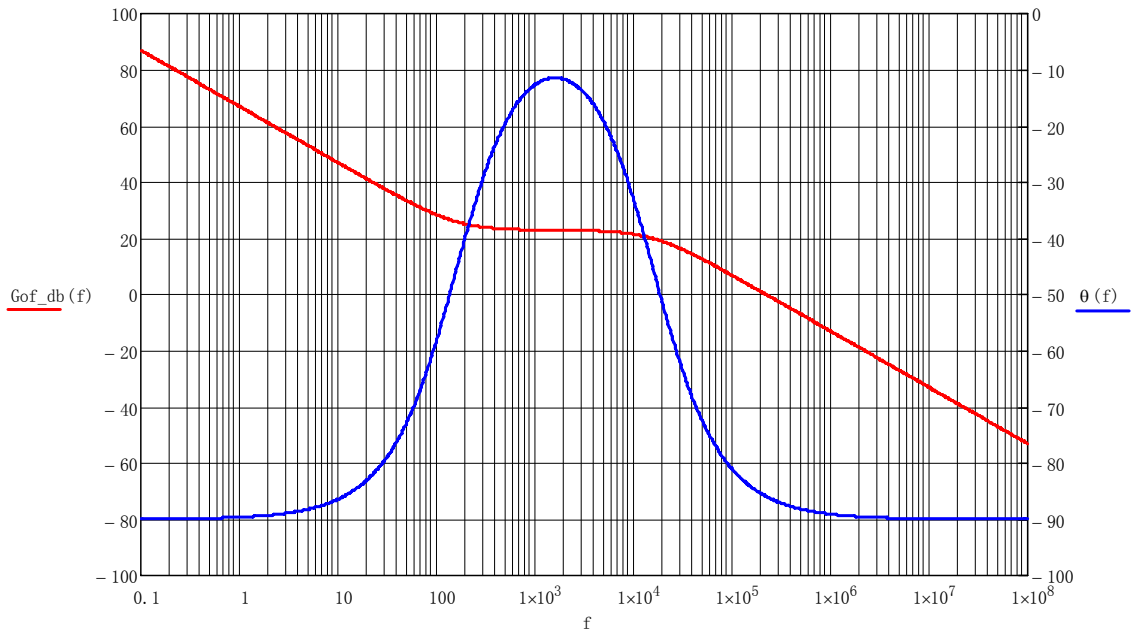


图 3 满足式(15)、式(16)、式(17)的 $G_{of}(s)$ 幅频和相频特性曲线

可以看到， $G_{of}(s)$ 在图 2 的 G1 段的某一处取得最大相位补偿值 θ_{\max} ，而 G1 处的范围是 $\omega_z < \omega < \omega_{p1}$ 。 θ_{\max} 跟什么有关呢？我们先来看看式(13)

$$G_{of}(s) = G_{of0} \frac{1 + \frac{s}{\omega_z}}{\frac{s}{\omega_{p0}} \left(1 + \frac{s}{\omega_{p1}}\right)}$$

由于 $G_{of}(s)$ 有一个原始极点，而原始极点在整体频率范围之内给 $G_{of}(s)$ 带来的相位差恒定为 90° ，因此 θ_{\max} 跟 ω_{p0} 没有任何关系，只跟 ω_z 和 ω_{p1} 有关系。 ω 在 ω_z 和 ω_{p1} 之间给 $G_{of}(s)$ 带来的相位差为：

$$\theta(\omega) = \tan^{-1}\left(\frac{\omega}{\omega_z}\right) + \tan^{-1}\left(-\frac{\omega}{\omega_{p1}}\right) \quad \text{----- (18)}$$

式(18)求导数得：

$$\frac{d\theta(\omega)}{d\omega} = \frac{1}{\omega_z} \frac{1}{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_z}\right)^2} - \frac{1}{\omega_{p1}} \frac{1}{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_{p1}}\right)^2} \quad \text{----- (19)}$$

令式(19)等于 0，求出 ω ：

$$\omega = \sqrt{\omega_z \omega_{p1}} \quad \text{----- (20)}$$

因此当 $\omega = \sqrt{\omega_z \omega_{p1}}$ 时, $\theta(\omega)$ 取得最大值, 为:

$$\theta_{\max} = \tan^{-1}\left(\sqrt{\frac{\omega_{p1}}{\omega_z}}\right) - \tan^{-1}\left(\sqrt{\frac{\omega_z}{\omega_{p1}}}\right) \quad \text{----- (21)}$$

把式(15)和式(16)的参数代入式(21), 得 $\theta_{\max} = 78.579^\circ$, 但是 θ_{\max} 的值绝对不会超过 90° 。

而 G1 处的增益为:

$$G1 = 20 \log(|G_{of0}|) + 20 \log\left(\frac{\omega_{p0}}{\omega_z}\right) \quad \text{----- (22)}$$

实际应用之中, 如果要求取得相位补偿最大值, 往往由式(21)和式(22)来确定 ω_{p0} 、 ω_z 和 ω_{p1} 之间的关系。

下面举个例子来说明如何使用 Type II 进行环路补偿。

已知某一个 Power Stage 的传输函数为:

$$G_{pd}(s) = G_{pd0} \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{z1}}\right)}{1 + \frac{s}{Q\omega_p} + \left(\frac{s}{\omega_p}\right)^2} \quad \text{----- (23)}$$

其中:

$$G_{pd0} = 53.333$$

$$\omega_{z1} = 2\pi \times 9000$$

$$\omega_p = 2\pi \times 700$$

$$Q = 2$$

又已知 UC3842 在这个 Power Stage 的条件下, 第一脚电位 $v_{FB}(s)$ 对占空比 $d(s)$ 的传输函数为:

$$G_{fb-d}(s) = \frac{f_s L}{3V_g R_s} = 0.938 \quad \text{----- (24)}$$

其中

$$f_s = 100\text{kHz} \text{ 为开关频率}$$

$$L = 2.813\text{mH} \text{ 为原边励磁电感量}$$

$$V_g = 300\text{V} \text{ 为母线电压}$$

$$R_s = \frac{1}{3} \Omega \text{ 为电流采样电阻值}$$

分别画出 $G_{pd}(s)$ 和 $G_{fb-d}(s)$ 的幅频和相频图，如图 4:

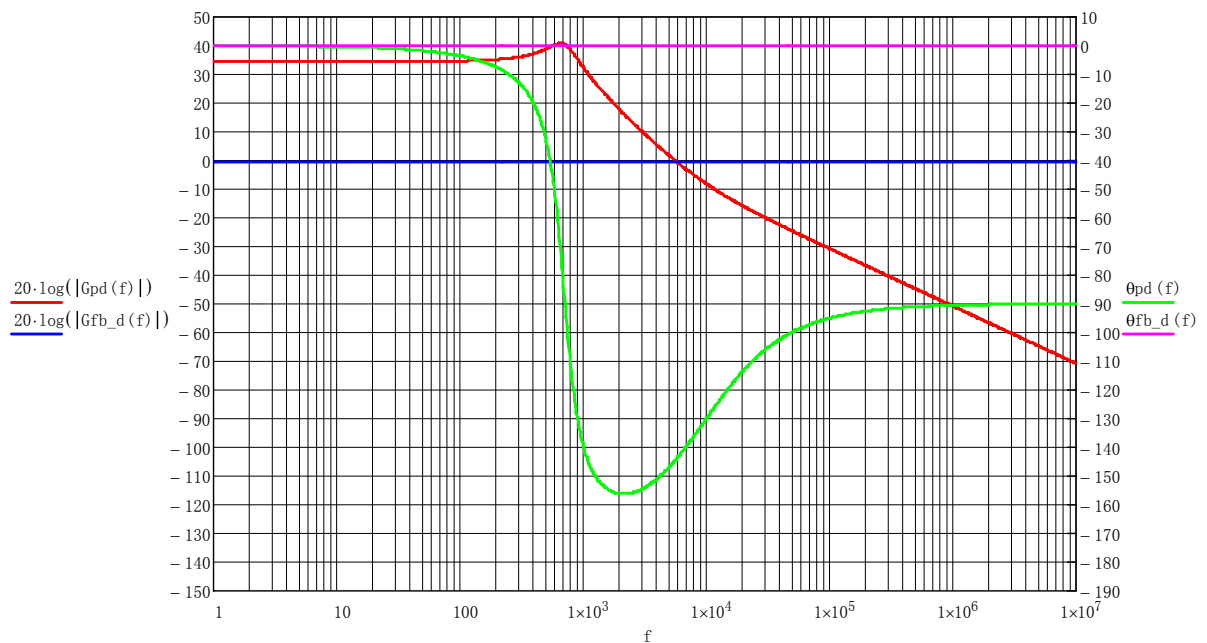


图 4 $G_{pd}(s)$ 和 $G_{fb-d}(s)$ 的幅频和相频图

一般选取截止频率 f_c 为 $\frac{1}{10} f_s \sim \frac{1}{5} f_s$ ，不妨选取 $f_c = \frac{1}{10} f_s = 10kHz$ 。

在 f_c 处， $G_{pd}(s)$ 的增益和相移为：

$$G_{pd_fc} = 20 \log[G_{pd}(f_c)] = -8.127 dB$$

$$\theta_{pd_fc} = \frac{\arg[G_{pd}(f_c)]}{\pi} \times 180 = -130^\circ$$

在 f_c 处， $G_{fb-d}(s)$ 的增益和相移为：

$$G_{fb_d_fc} = 20 \log[G_{fb-d}(f_c)] = -0.56 dB$$

$$\theta_{fb_d_fc} = \frac{\arg[G_{fb-d}(f_c)]}{\pi} \times 180 = 0^\circ$$

由于在 f_c 处， $G_{pd}(s)$ 的增益曲线为 $-20dB/Dec$ ， $G_{fb-d}(s)$ 增益曲线为 $0 dB/Dec$ ，根据环路稳定判定原理，Loop Gain 增益曲线必须以 $-20dB/Dec$ 的曲线穿过 f_c 处，并且在 f_c 处的相位余量至少要大于 45° ，因此 Type II 补偿器的 G1 处即中频处符合补偿要求。

根据上面的条件，在 f_c 处，所需要补偿的增益和相位为：

$$A_c = -(G_{pd_fc} + G_{fb_d_fc}) = 8.687dB \quad \text{----- (25)}$$

$$\theta_c = 180^\circ - 45^\circ - 130^\circ = 5^\circ \quad \text{----- (26)}$$

现在根据式(25)和式(26)的条件求出 Type II 补偿器，即式(13)的直流增益 G_{of0} 以及各个零极点 ω_z 、 ω_{p0} 以及 ω_{p1} 关系。

从式(12)可以看出直流增益 G_{of0} 只跟 R_p 、 R_L 以及 CTR 有关。

在这里不妨假设：

$$R_p = 2.1K$$

$$R_L = 0.75K$$

$$CTR=0.5$$

那么直流增益 $G_{of0} = 2.92dB$ 。

则 G1 处所需要补偿的增益为：

$$G1 = A_c - G_{of0} = 8.687 - 2.92 = 5.767dB \quad \text{----- (27)}$$

G1 处所需要补偿的最大相位角为：

$$\theta_{max} = 90^\circ - \theta_c = 85^\circ \quad \text{----- (28)}$$

联合式(20)、式(21)、式(22)、式(27)和式(28)，有：

$$\omega_c = \sqrt{\omega_z \omega_{p1}} = \frac{10^4}{2\pi}$$

$$\theta_{max} = \tan^{-1}\left(\sqrt{\frac{\omega_{p1}}{\omega_z}}\right) - \tan^{-1}\left(\sqrt{\frac{\omega_z}{\omega_{p1}}}\right) = \frac{85}{180}\pi$$

$$G1 = 20\log\left(\frac{\omega_{p0}}{\omega_z}\right) = 5.767dB \quad \text{----- (29)}$$

解式(29)方程(三个方程、三个未知数)，有：

$$\omega_z = 2743$$

$$\omega_{p1} = 1.439 \times 10^6$$

$$\omega_{p0} = 5.328 \times 10^3 \quad \text{----- (30)}$$

把式(30)参数代入式(13)，重新画出 Type II 补偿器 $G_{of}(s)$ 的幅频和相频曲线，如图 5

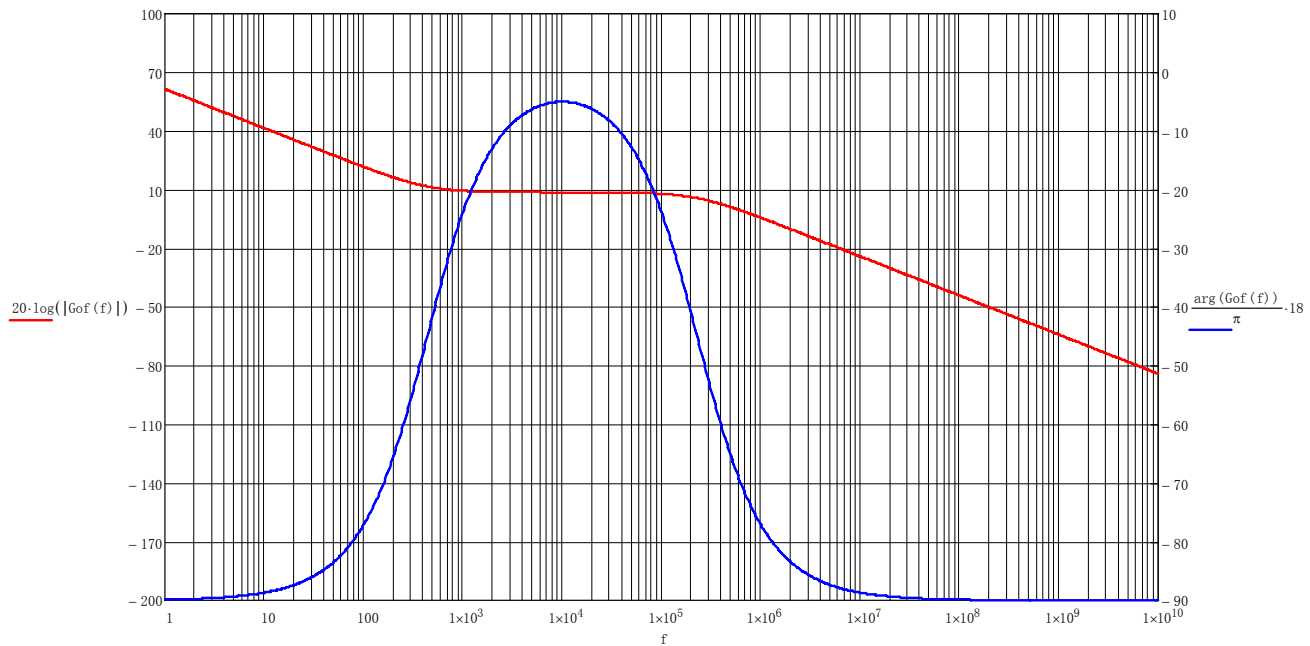


图 5 待求 Type II 补偿器的幅频和相频图

为了进行验证，有必要画出 Loop Gain 的幅频和相频曲线，如图 6。其中 Loop Gain 定义为：

$$G_{loop}(s) = G_{pd}(s)G_{fb-d}(s)G_{of}(s) \quad \text{----- (31)}$$

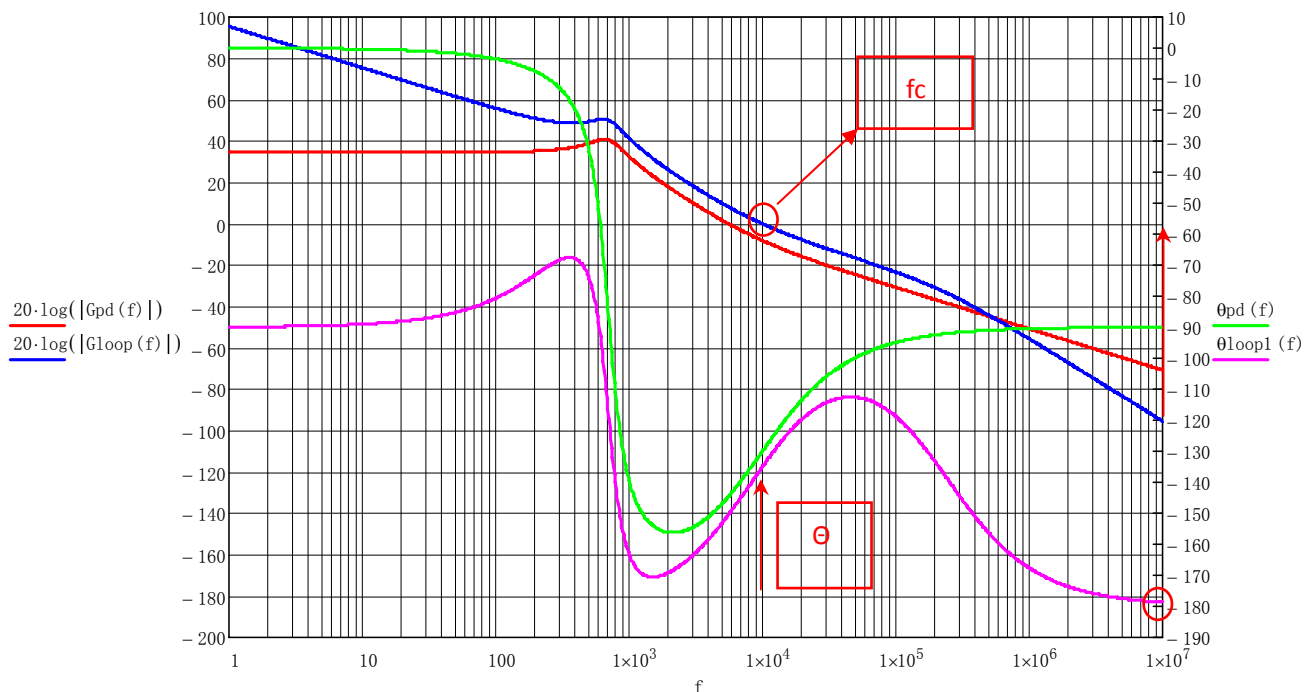


图 6 Loop Gain 的幅频和相频图

其中红色和绿色曲线是 Power Stage $G_{pd}(s)$ 幅频和相频

蓝色和紫色曲线是 Loop Gain $G_{loop}(s)$ 幅频和相频

可以看到图 6 的 Loop Gain 在 f_c 处的相位余量为 45° ，正是前面我们所要求的。

至此，Type II 补偿器的参数已全部求出，如式(30)：有一个低频零点，一个原始极点和一个高频极点。根据这些参数，分别求出 R_{up} 、 R_2 、 C_1 和 C_2 的值。因为电容的标称值比电阻的标称值少，所以在对 R_{up} 、 R_2 、 C_1 和 C_2 取值时，一般都是先设定电容的值，这里先设定：

$$C_2 = 10nF$$

那么根据式(12)可以分别算出 R_{up} 、 R_2 和 C_1 的值，如下：

$$R_2 = 36.46k\Omega \quad \text{取 } 36.5k\Omega / 1\%$$

$$R_{up} = 18.77k\Omega \quad \text{取 } 18.7k\Omega / 1\%$$

$$C_1 = 19.06pF \quad \text{取 } 22pF$$

把以上取值代入式(12)，重新计算出 ω_z 、 ω_{p0} 和 ω_{p1} ，如下：

$$\omega_z = 2740$$

$$\omega_{p1} = 1.248 \times 10^6$$

$$\omega_{p0} = 5.3359 \times 10^3 \quad \text{----- (31)}$$

根据式(31)，重新画出 Loop Gain 的幅频和相频曲线，如图 7：

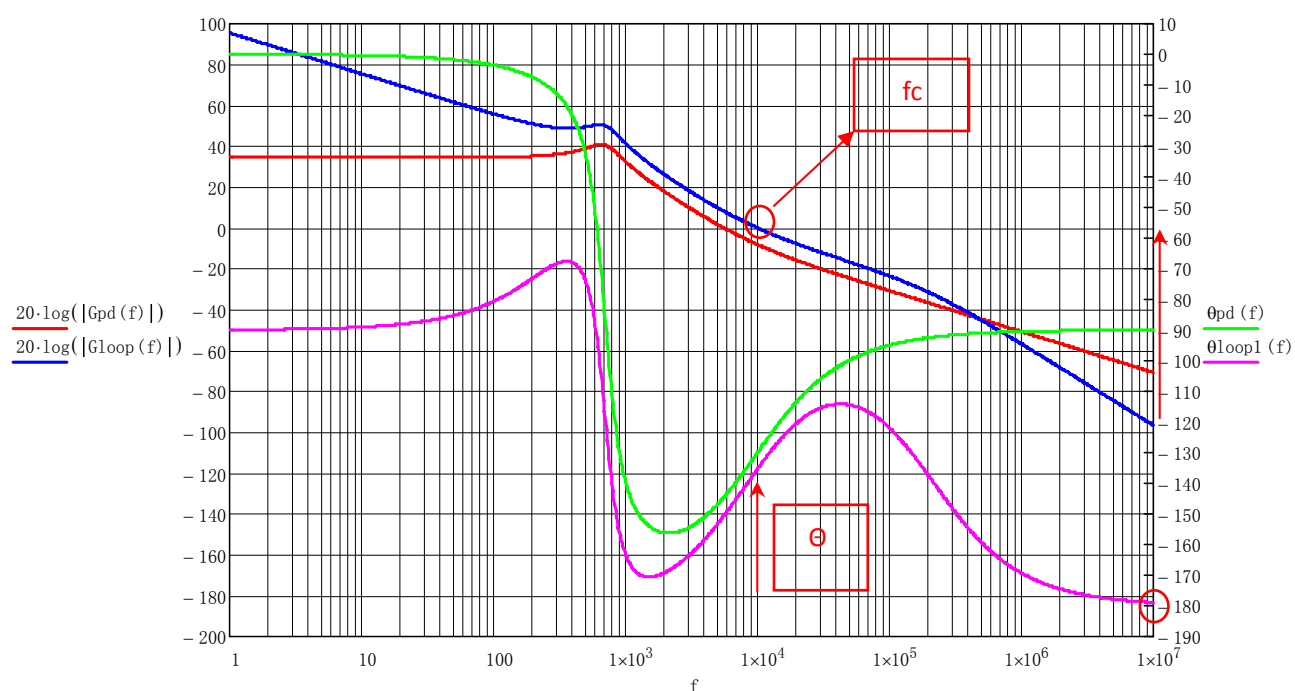


图 7 重新画出的 Loop Gain 幅频和相频曲线

到现在为止已经完成了 Type II 网络补偿器的设计。各位同事如有什么问题和想法请积极与我交流。

Summarize:

Advantage:

- 1、Type II 补偿器参数设定并不复杂。
- 2、Type II 补偿器在没有右半平面零点的拓扑结构中比如 Buck 电路、Flyback DCM 模式电路找到了生存空间。
- 3、Type II 补偿器的中频带很有用处，经常与输出电解电容 ESR 造成的 LHP 零点配合使用。

Disadvantage:

- 1、在某些应用场合，Type II 补偿器相位提升能力不足。
- 2、Type II 补偿器在有右半平面零点的拓扑结构中感到很吃力。
- 3、.....?????

谢谢！

Thank you !