

TL431 Type III s domain

有一个 TL431 的补偿网络如图 1 所示，其中使用到了 III 型网络。

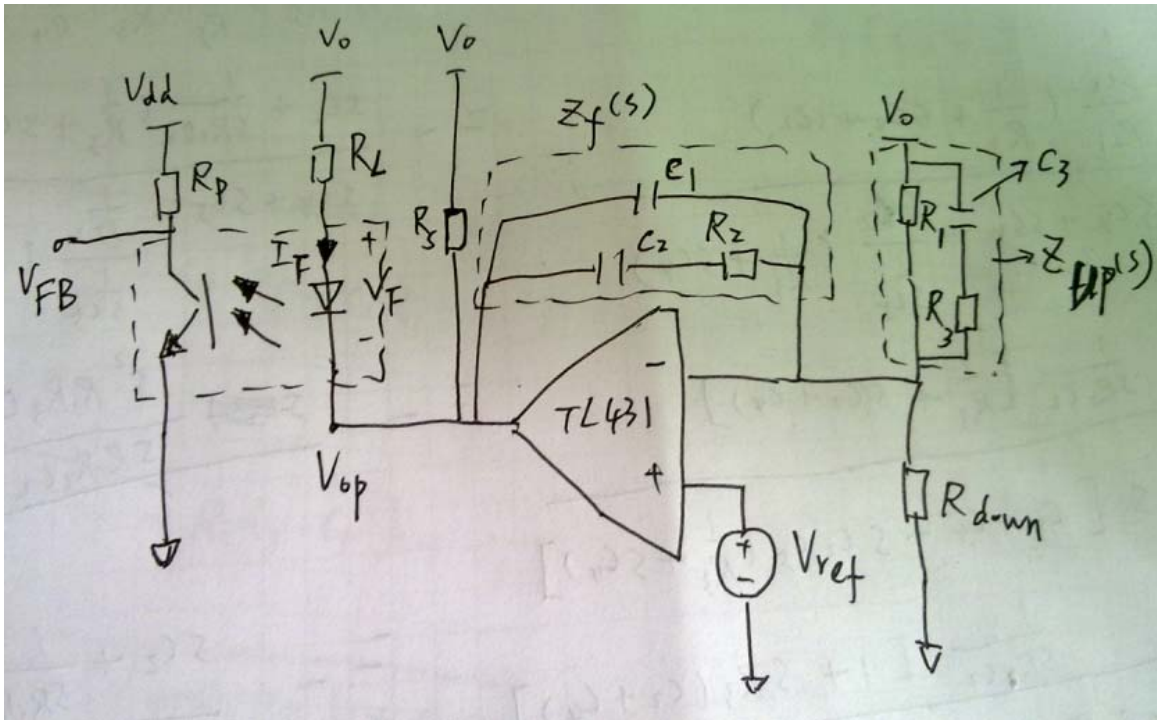


图 1 TL431 Type III 的补偿网络

图 1 的传输函数的推导见《TL431 Type II s domain.docx》，其一般形式如公式(1)

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

而

$$Z_f(s) = \frac{1 + sR_2C_2}{s(C_1 + C_2)(1 + s\frac{C_1C_2}{C_1 + C_2}R_2)} \quad \text{----- (2)}$$

$$Z_{up}(s) = R_1 \frac{1 + sC_3R_3}{1 + sC_3(R_1 + R_3)} \quad \text{----- (3)}$$

把式(2)和式(3)代入式(1)得：

$$G_{of}(s) = -CTR \frac{R_p}{R_L} \frac{[1 + sR_2C_2]}{[s(C_1 + C_2)R_1 \frac{1 + sC_3R_3}{1 + sC_3(R_1 + R_3)}][1 + s\frac{C_1C_2}{C_1 + C_2}R_2]} \quad \text{----- (4)}$$

化简式(4)，得：

$$G_{of}(s) = -CTR \frac{R_p}{R_L} \frac{(1 + sR_2C_2)[1 + s(R_1 + R_3)C_3]}{sR_1(C_1 + C_2)(1 + sR_2\frac{C_1C_2}{C_1 + C_2})(1 + sR_3C_3)} \quad \text{----- (5)}$$

令:

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

$$\omega_{z1} = \frac{1}{R_2 C_2}$$

$$\omega_{z2} = \frac{1}{(R_1 + R_3) C_3}$$

$$\omega_{p0} = \frac{1}{R_1 (C_1 + C_2)}$$

$$\omega_{p1} = \frac{1}{R_2 \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}}$$

$$\omega_{p2} = \frac{1}{R_3 C_3} \quad \text{----- (6)}$$

因此式(11)可以写成:

$$G_{of}(s) = G_{of0} \frac{(1 + \frac{s}{\omega_{z1}})(1 + \frac{s}{\omega_{z2}})}{\frac{s}{\omega_{p0}}(1 + \frac{s}{\omega_{p1}})(1 + \frac{s}{\omega_{p2}})} \quad \text{----- (7)}$$

可以看出 $G_{of}(s)$ 有两个零点、三个极点，其中的一个极点为原始极点。在实际应用当中，

往往要求 $G_{of}(s)$ 有如图 2 的波形特性:

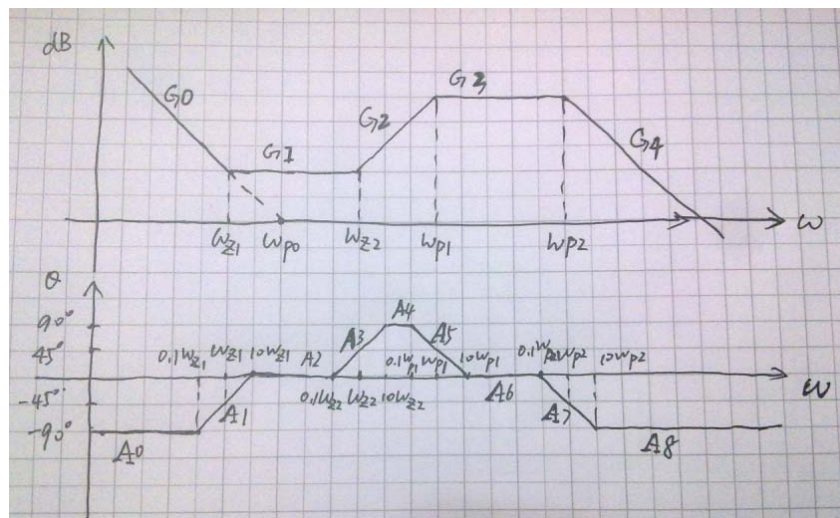


图 2 $G_{of}(s)$ 的幅频和相频

先不考虑 R_1 、 R_2 、 R_3 、 C_1 、 C_2 和 C_3 的取值问题，让我们来考察一下这些零点和极点的关系。为了让 $G_{of}(s)$ 能有如图 2 的幅频和相频特性，有如下不等式关系：

$$\omega_{p2} > \omega_{p1} > \omega_{z2} > \omega_{p0} > \omega_{z1} \quad \text{----- (8)}$$

但是零点和极点符合了式(8)的情况下， $G_{of}(s)$ 的幅频和相频有时候并不能满足图 2 要求。

比如我们假设 $\omega_{z1} = 10^3$ ， $\omega_{p0} = 2 \times 10^3$ ， $\omega_{z2} = 4 \times 10^3$ ， $\omega_{p1} = 6 \times 10^3$ ， $\omega_{p2} = 10 \times 10^3$ 时，

$G_{of}(s)$ 的幅频和相频曲线如图 3 所示：

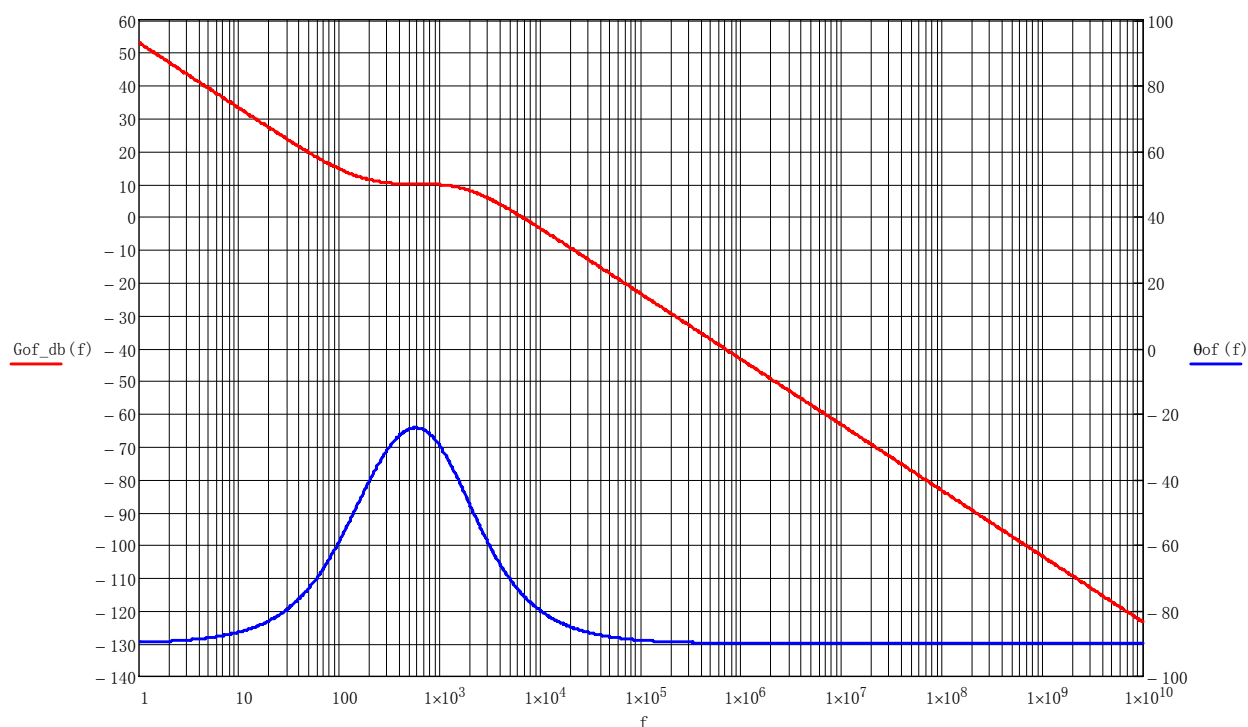


图 3 当零点和极点稍微满足式(8)时的 $G_{of}(s)$ 的幅频和相频曲线

从图 3 可以看出，此时的 $G_{of}(s)$ 类似于 Type II 型的传输函数，提升的相位最大为 54° 。之

所以出现这种情况是由于 ω_{z1} 、 ω_{p0} 、 ω_{z2} 、 ω_{p1} 、 ω_{p2} 靠得太近了，它们几乎粘在一起。

为了满足图 2 的波形，我们应该尽量把它们分散开；但是分得越开，就会对 R_1 、 R_2 、 R_3 、

C_1 、 C_2 和 C_3 的取值带来问题。参照图 2 的相频曲线，我们应至少这样做：

$$0.1\omega_{z2} \geq 10\omega_{z1} \quad \text{----- (9)}$$

$$0.1\omega_{p1} \geq 10\omega_{z2} \quad \text{----- (10)}$$

$$0.1\omega_{p2} \geq 10\omega_{p1} \text{ ----- (11)}$$

我们先假设

$$\omega_{z1} = 10^3 \text{ ----- (12)}$$

为了满足式(9)、式(10)和式(11)，那么至少有：

$$\omega_{z2} = 10^2 \omega_{z1} = 10^5 \text{ ----- (13)}$$

$$\omega_{p1} = 10^4 \omega_{z1} = 10^7 \text{ ----- (14)}$$

$$\omega_{p2} = 10^6 \omega_{z1} = 10^9 \text{ ----- (15)}$$

至于 ω_{p0} ，让它满足 $10\omega_{z1} \leq \omega_{p0} \leq 0.1\omega_{z2}$ 就好了。在这里选

$$\omega_{p0} = 10^4 \text{ ----- (16)}$$

现在根据上面的参数重新画出 $G_{of}(s)$ 的幅频和相频曲线，如图 4 所示：

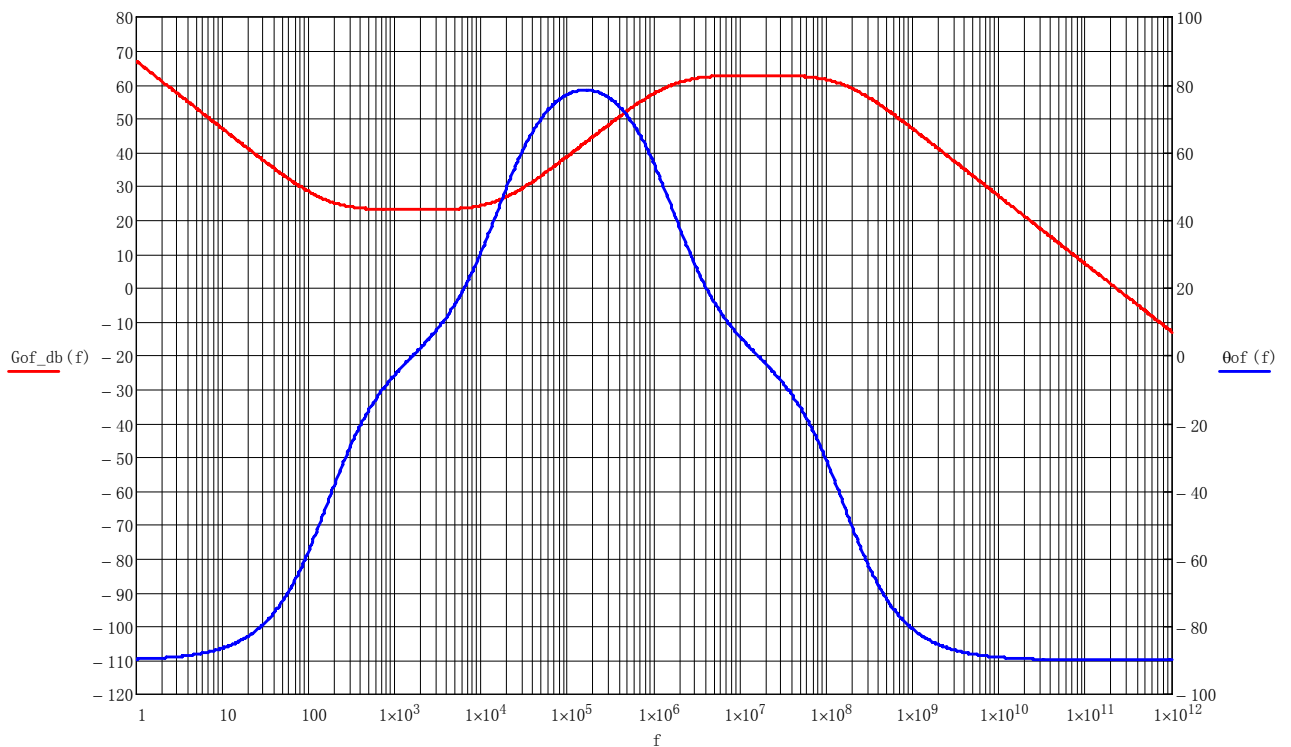


图 4 重新画出的 $G_{of}(s)$ 的幅频和相频

可以看到图 4 与图 2 的波形十分相像。以下的讨论都是基于式(12)到式(16)的参数和图 4 的波形来进行对比。

从图 2 中可以看出， $G_{of}(s)$ 的相位补偿最大值位于 ω_{z2} 和 ω_{p1} 之间。为了使得 Type III 的相位补偿取得最大值，那么就必须选择截止频率位于 ω_{z2} 和 ω_{p1} 之间。根据环路稳定原理，截

止频率处的增益曲线必须是-20dB/dec，但是 ω_{z2} 和 ω_{p1} 之间的增益曲线是+20dB/dec。因此就要求 Power Stage 的传输函数在截止频率处的增益曲线为-40dB/dec。但是往往有些情况并不能满足这个条件，比如某一个 Flyback 工作在 CCM 模式下，其开关频率 $f_s = 100\text{KHz}$ ，

一般选取的截止频率 $f_c = \frac{1}{10} f_s \sim \frac{1}{5} f_s = 10\text{KHz} \sim 20\text{KHz}$ 之间，由于其固有的右半平面零

点所带来的零点频率 f_{z_RHP} 往往小于 10KHz，并且此零点频率还会随着负载电流以及网侧输入电压波动而变动，何况还没有考虑到输出电解电容所带来的左半平面零点。对于 $f_{z_RHP} < 10\text{KHz}$ 所造成的影响就是使得 Power Stage 的传输函数在 10KHz 频率以上的增益曲线为-20dB/dec，因此上述的情况并不能使用 Type III 的 ω_{z2} 和 ω_{p1} 之间的曲线来进行补偿。

除非截止频率 f_c 选得足够低，低到把右半平面零点频率以及电解电容的左半平面零点频率往外面推移到很远的地方，确保在任何工作条件下右半平面零点频率不会落入到截止频率范围之内，这种情况下才能使用 Type III 的 ω_{z2} 和 ω_{p1} 之间的曲线来进行补偿，但是 f_c 降低了，

ω_{z2} 和 ω_{p1} 必定也会跟着降低。因为 f_c 足够低， ω_{z2} 和 ω_{p1} 也足够低，从式(6)来看， R_1 、 R_2 、

R_3 、 C_1 、 C_2 和 C_3 必定会出现大阻值电阻和大容值电容等情况。

以上的这些情况似乎使得 Type III 型补偿网络成为一个缺点，但是对 Forward 电源来说，由于没有右半平面的零点存在，因此 Type III 型补偿网络非常适用于 Forward 电源。既然选择 ω_{z2} 和 ω_{p1} 之间对 Flyback CCM 进行补偿会产生一些小问题，那么我可以选择其他的频率段呀。

a. 选择图 2 的 G1 处，也就是 ω_{z1} 和 ω_{z2} 之间。由于 G1 段属于低频处，必定出现几个问题：

1. 相位没有得到明显的提升。
2. 开关频率太低，对变压器和电解电容的体积不利。
3. 选择了 G1 处，还不如选择 Type II 补偿网络的中频处来补偿。
4. 高频处 G3 的干扰信号得不到有效的抑制，因为截至频率之后必须设定一条-20dB/dec 曲线，使得高频处的干扰得到抑制。

b. 选择图 2 的 G3 处，也就是 ω_{p1} 和 ω_{p2} 之间。由于 G3 段属于高频处，必定出现几个问题：

1. 相位没有得到明显的提升。
2. 开关频率太高，对 EMI 不利。
3. 同样，选择了 G3 处，还不如选择 Type II 补偿网络的中频处来补偿。

似乎 Type III 型补偿网络对 Flyback CCM 模式来说是个鸡肋，但是不管怎么样，很有必要对它进行更进一步的研究，因为某些场合还需要用到它。

Q1: 第一个问题是相位补偿最大值 θ_{\max} 与 ω_{z1} 、 ω_{p0} 、 ω_{z2} 、 ω_{p1} 、 ω_{p2} 到底存在什么样

的关系？换句话说就是， θ_{\max} 由谁来决定？逐一改变 ω_{z1} 、 ω_{p0} 、 ω_{z2} 、 ω_{p1} 、 ω_{p2} 的值，看看图 4 的波形是否有变化。

1. 当 ω_{z1} 发生变化，变得更低或者更高，其他参数不变时，此时的波形如图 5 所示：

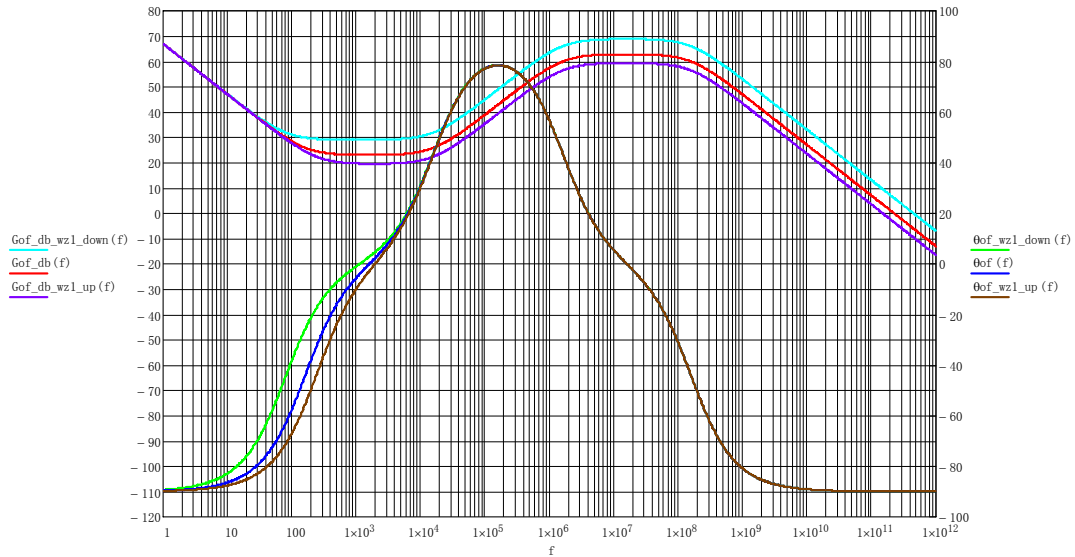


图 5 ω_{z1} 变大或者变小时 $G_{of}(s)$ 的幅频和相频

其中中间红色和绿色曲线与图 4 相同，以下同

可以看出 ω_{z1} 发生变化并不会对 θ_{\max} 有影响，只会对低频段以上的幅频曲线产生平移和对低频段以下的相频曲线产生影响。

3. 当 ω_{p0} 发生变化，变得更低或者更高，其他参数不变时，此时的波形如图 6 所示：

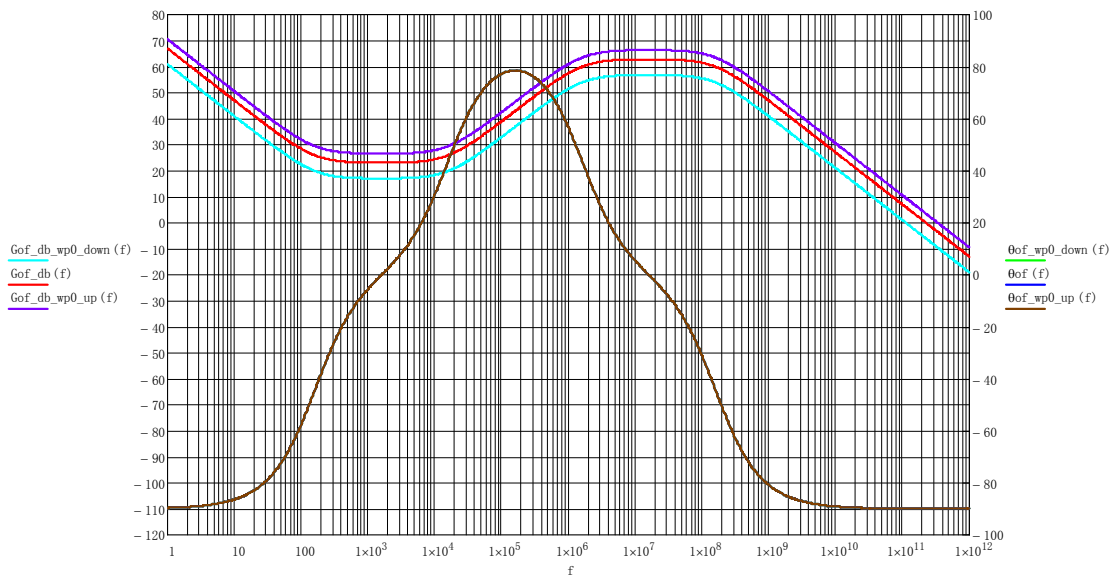


图 6 ω_{p0} 变大或者变小时 $G_{of}(s)$ 的幅频和相频

可以看出 ω_{z1} 发生变化并不会对 θ_{\max} 有影响，只对整个频段的幅频曲线产生影响。

4. 当 ω_{z2} 发生变化，变得更低或者更高，其他参数不变时，此时的波形如图 7 所示：

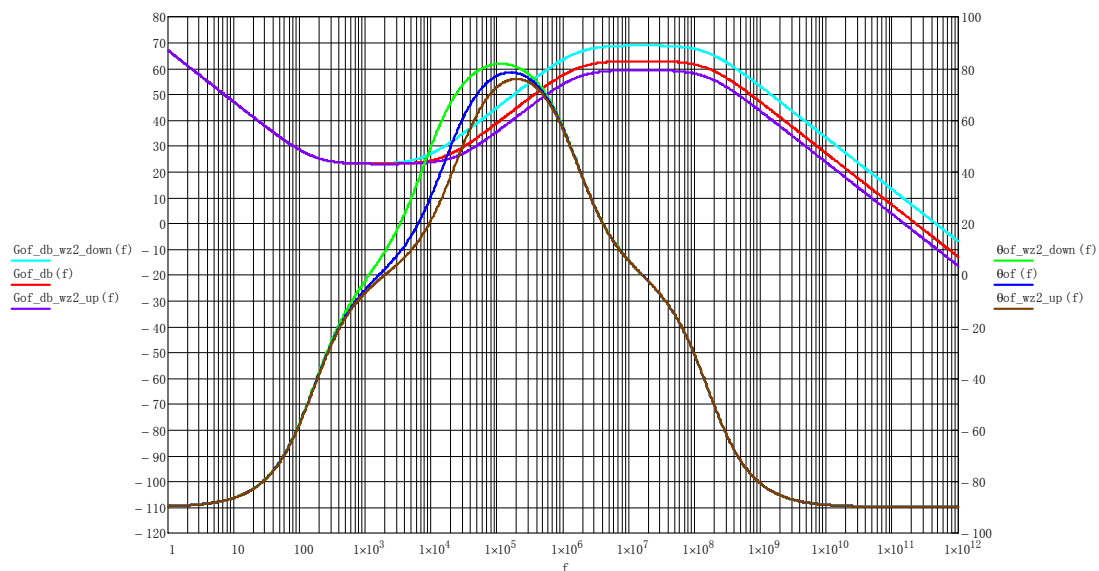


图 7 ω_{z2} 变大或者变小时 $G_{of}(s)$ 的幅频和相频

可以看出 ω_{z2} 变低时， θ_{\max} 变大； ω_{z2} 变高时， θ_{\max} 变小。

5. 当 ω_{p1} 发生变化，变得更低或者更高，其他参数不变时，此时的波形如图 8 所示：

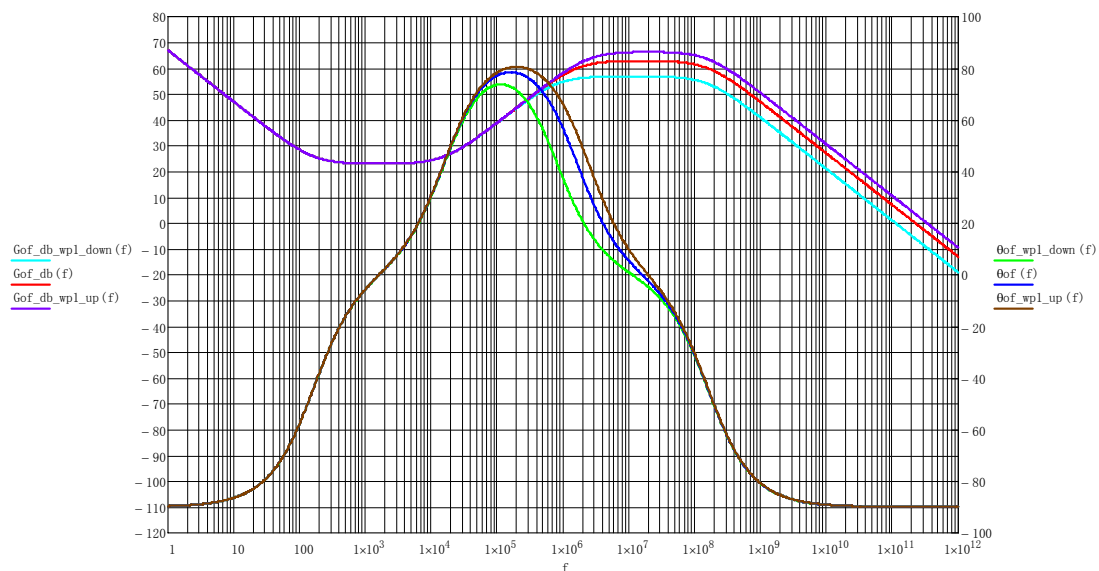


图 8 ω_{p1} 变大或者变小时 $G_{of}(s)$ 的幅频和相频

可以看出 ω_{p1} 变低时， θ_{\max} 变小； ω_{z2} 变高时， θ_{\max} 变大。

6. 当 ω_{p2} 发生变化，变得更低或者更高，其他参数不变时，此时的波形如图 9 所示：

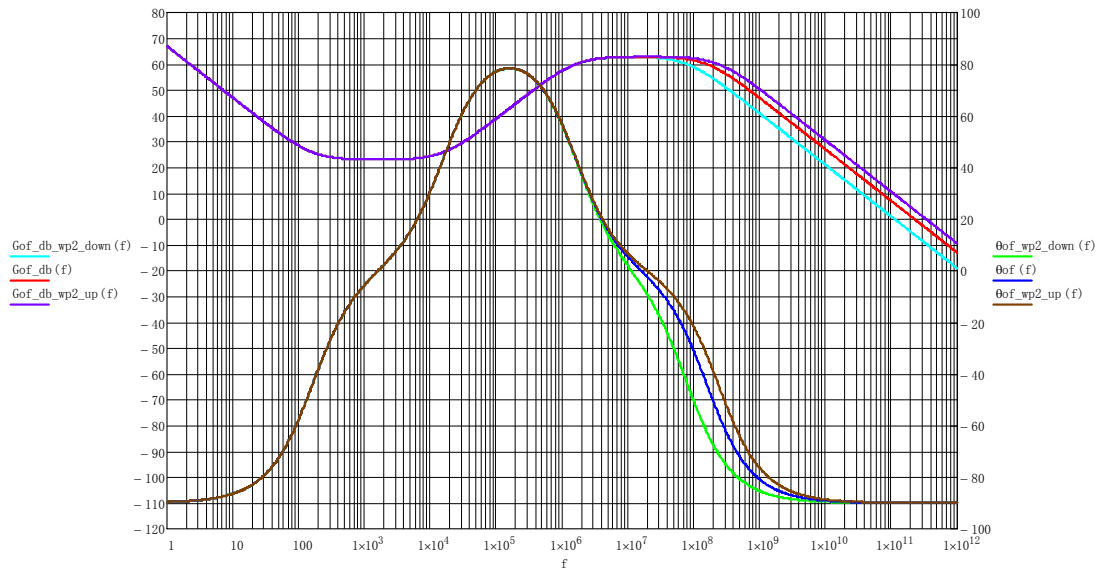


图 9 ω_{p2} 变大或者变小时 $G_{of}(s)$ 的幅频和相频

可以看出 ω_{p2} 发生变化并不会对 θ_{max} 有影响，只会对高频段以上的幅频曲线产生平移和对高频段以上的相频曲线产生影响。

从上面的 1-6 点看出，对 θ_{max} 产生影响的只有 ω_{z2} 和 ω_{p1} ，并且 ω_{z2} 和 ω_{p1} 相差越大， θ_{max} 的值也就越大，在 ω_{z2} 和 ω_{p1} 之间的某一个频率 ω 处， θ_{max} 肯定会取得一个极大值。现在来求

θ_{max} 与 ω_{z2} 和 ω_{p1} 的关系。从式(7)来看

$$G_{of}(s) = G_{of0} \frac{(1 + \frac{s}{\omega_{z1}})(1 + \frac{s}{\omega_{z2}})}{\frac{s}{\omega_{p0}}(1 + \frac{s}{\omega_{p1}})(1 + \frac{s}{\omega_{p2}})}$$

1. ω_{z1} 零点在频率 ω 处给 $G_{of}(s)$ 带来的相位差为

$$\theta_{z1} = \tan^{-1}\left(\frac{\omega}{\omega_{z1}}\right) \quad \text{----- (17)}$$

因为 $\omega > \omega_{z2} \gg \omega_{z1}$ ，即使 $\omega = \omega_{z2}$ ，等于其最小值。根据式(13)，式(17)等于：

$$\theta_{z1} = \tan^{-1}\left(\frac{\omega_{z2}}{\omega_{z1}}\right) = \tan^{-1}\left(\frac{10^5}{10^3}\right) = \tan^{-1}(100) = 89.427^\circ \quad \text{----- (18)}$$

接近 90° ，因此 ω_{z1} 零点在频率 ω 处给 $G_{of}(s)$ 带来的相位差恒定为 90° 。

2. ω_{p0} 原始极点在任何一个频率处给 $G_{of}(s)$ 带来的相位差恒定为 -90°

3. ω_{p2} 极点在频率 ω 处给 $G_{of}(s)$ 带来的相位差为

$$\theta_{p2} = \tan^{-1}\left(-\frac{\omega}{\omega_{p2}}\right) \quad \text{----- (19)}$$

因为 $\omega_{p2} \gg \omega_{p1} > \omega$ ，即使 $\omega = \omega_{p1}$ ，等于其最大值。根据式(14)和式(15)，式(19)等于：

$$\theta_{p2} = \tan^{-1}\left(-\frac{\omega_{p1}}{\omega_{p2}}\right) = \tan^{-1}\left(-\frac{10^7}{10^9}\right) = \tan^{-1}\left(-\frac{1}{100}\right) = -0.573^\circ \quad \text{----- (20)}$$

接近 0° ，因此 ω_{p2} 极点在频率 ω 处给 $G_{of}(s)$ 带来的相位差恒定为 0° 。

4. ω_{z2} 零点和 ω_{p1} 极点在频率 ω 处给 $G_{of}(s)$ 带来的相位差为：

$$\theta_{z2+p1} = \tan^{-1}\left(\frac{\omega}{\omega_{z2}}\right) + \tan^{-1}\left(-\frac{\omega}{\omega_{p1}}\right) \quad \text{----- (21)}$$

现在来求 ω 在区间 $[\omega_{z2}, \omega_{p1}]$ 内取什么值时，式(21)取得最大值。对式(21)求导有：

$$\left[\tan^{-1}\left(\frac{\omega}{\omega_{z2}}\right) + \tan^{-1}\left(-\frac{\omega}{\omega_{p1}}\right)\right]' = \frac{2\pi}{\omega_{z2}} \frac{1}{1+\left(\frac{\omega}{\omega_{z2}}\right)^2} - \frac{2\pi}{\omega_{p1}} \frac{1}{1+\left(\frac{\omega}{\omega_{p1}}\right)^2} \quad \text{----- (22)}$$

使式(22)等于零，求出 ω ：

$$\omega = \sqrt{\omega_{z2}\omega_{p1}} \quad \text{----- (23)}$$

因此当 $\omega = \sqrt{\omega_{z2}\omega_{p1}}$ 时，式(21)取得最大值，为

$$\theta_{z2+p1_max} = \tan^{-1}\left(\sqrt{\frac{\omega_{p1}}{\omega_{z2}}}\right) + \tan^{-1}\left(-\sqrt{\frac{\omega_{z2}}{\omega_{p1}}}\right) \quad \text{----- (24)}$$

把式(13)和式(14)的数值代入式(24)，得：

$$\theta_{z2+p1_max} = \tan^{-1}(10) + \tan^{-1}\left(\frac{1}{10}\right) = 78.579^\circ \text{ 与图 4 的值相等。}$$

因此，通过上面 1-4 点的分析，Type III 网络补偿器的相位补偿最大值只和 ω_{z2} 和 ω_{p1} 的值有关，并且由式(23)和式(24)给出。但是其最大值不会超过 90° ，也就是说 Type III 网络补偿器最大能提升 180° 的相位。