

设计稳定的 DC/DC 控制回路

作者: Mark Ziegenfuss
高级应用工程师
Micrel

如果既不知道误差信号放大器极点和零点的适当位置,也不知道其所需增益的大小,在这种情况下设计一个 DC/DC 变压器的补偿网络很悬。通常都是通过反复试验来使 DC/DC 变压器的控制回路得到稳定。本文中,一个系统化的近似方法可以解决这个问题。

概述

随着开关频率的增加,反馈信号带宽也会增加。反馈信号的带宽通常为开关频率的五分之一至十分之一。反馈信号带宽通过测量开环传递函数的交越频率来确定。开环传递函数的单位增益所在的频点就是交越频率。当使用 MHz 区域的开关频率,使开环增益的交越频率(f_{co})达到几百 KHz 并不困难。不管 DC/DC 变压器的操作频率,用我们的方法都会得到非常好的结果。

调节开关电源通过负反馈系统具有一个受控的输出,而反馈回路本质上具有震荡的可能性(不稳定),某些带反馈的系统在特定条件下会振荡,所以我们首要的任务就是要知道何时以及何种条件下系统才能保持稳定。

反馈理论

知道反馈系统维持稳定的约束条件是非常重要的事,因此我们需要熟悉一下反馈理论。图一描述了一个负反馈系统。

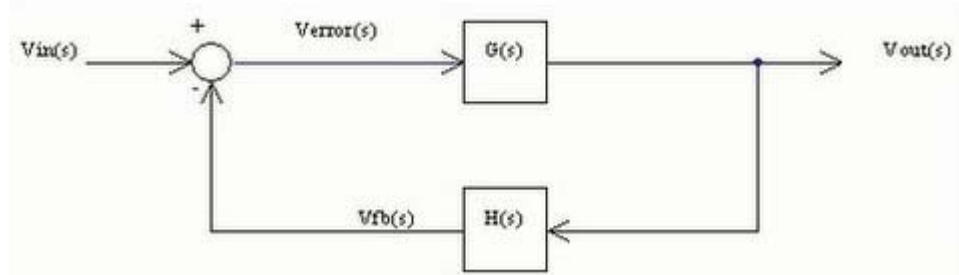


图 1: 具有负反馈的系统

其闭环传递函数为:

$$\frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{G(s)}{1+G(s)H(s)} = \frac{G(s)}{1+T(s)}$$

当 $1 + G(s)H(s) = 0$ 时，系统明显不稳定，因此 $G(s)H(s) \neq -1$ 是一个稳定性的约束条件。 $G(s)H(s) = T(s)$ 称为开环传递函数， $T(s)$ 的大小为开环增益，有时也称为回路增益，而 $T_0(s)$ 为开环增益的相位，或者简单的说就是回路相位。故此，当 $|T(s)| = 1$ ，而 $T_0(s) = -180$ 度，系统将失去稳定。

开环增益和相位决定了系统的稳定性。当描述的系统是闭环系统时，把 $T(s)$ 称为开环增益似乎容易产生混淆。我们称 $G(s)H(s)$ 为环绕回路上的正向增益和反向增益的乘积。当 $H(s)$ 不为零，系统明显具有反馈增益，因此也就是一个闭环系统。

另一个稳定系统的约束为当 $|T(s)| = 1$ ，而相位 $T_0(s) \geq -180$ 。

DC/DC 变压器反馈系统

图 2 是电压模式同步 DC/DC 变压器的简单示意图，比如 Micrel's MIC2130/1。内部的跨导误差放大器被用来补偿电压反馈回路，通过电容 C1 串联电阻 R1 再与另一个电容 C2 并联，从放大器的 COMP 口接地。（注：陶瓷输出电容可能需要第三类补偿，这将是另一篇文章关注的主题）。DC/DC 变压器被表示为图 3 中的增益单元。

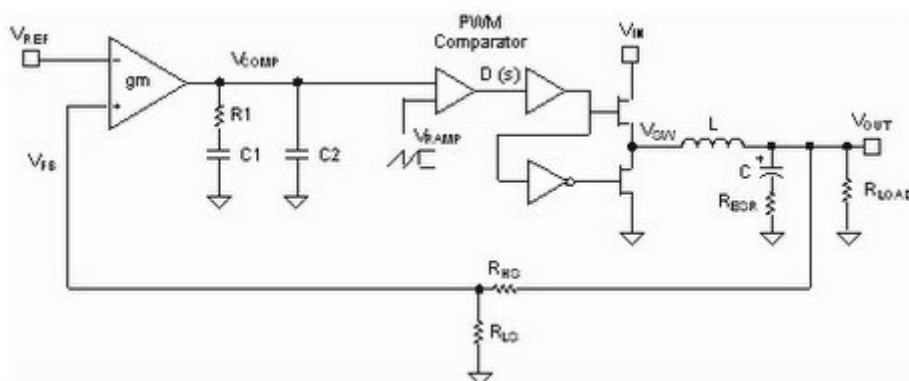


图 2：简化的系统结构示意图

从反馈理论，稳定性约束其中的一个为当开环增益 $T(s) = 1$ (即 0db)，而开环相位 $T_0(s) \geq -180$ 度，即相位须大于(负的较少)-180 度。相位大于-180 度部分的量称为相位裕量，(译者注：系统由稳定变为不稳定的相移附加量)，典型值在 30 至 60 度之间。当预测系统的稳定性，以及在跃变的瞬间上冲和下冲的量有多少时，相位裕量是一个关键参数。

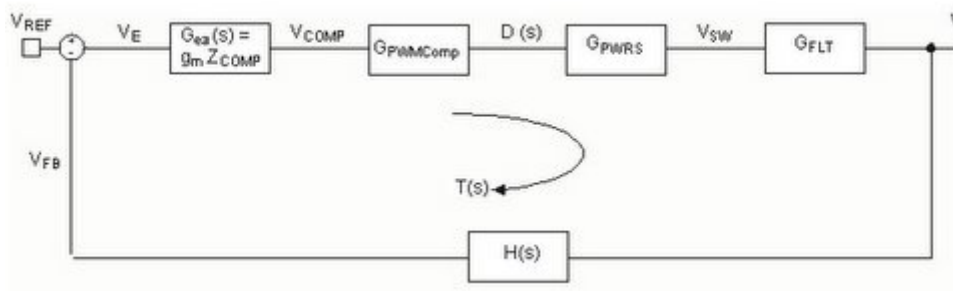


图 3: DC/DC 变压器，增益分块表示法

开环传递函数的幅值和相位由下式给出：

$$T(s) = G_{ea} * G_{PWMcomp}(s) * G_{PWRs}(s) * G_{flt}(s) * H_{fb}(s),$$

其中幅值为：

$$|T(s)| = |G_{ea}(s)| + |G_{PWMcomp}(s)| + |G_{PWRs}(s)| + |G_{flt}(s)| + |H_{fb}(s)|$$

相位为：

$$T_{\theta}(s) = \theta_{ea} + \theta_{PWMcomp} + \theta_{flt} + \theta_{fb}$$

图 3 中跨导类型误差放大器的增益由下式给出：

$$G_{ea}(s) = \frac{\Delta V_{comp}}{\Delta V_{error}} = g_m * Z_{comp}$$

相应于 Micrel's MIC2130 系列控制器， $g_m = 1.5ms$ ，且

$$Z_{comp} = \left(R1 + \frac{1}{sC_1} \right) \parallel \left(\frac{1}{sC_2} \right)$$

$$G_{PWMcomp}(s) = \frac{\Delta D}{\Delta V_{cmp}} = \frac{D_{Max}}{\Delta V_{ramp}} = \frac{0.85}{2.1 - 1.1} = 0.85$$

即，MIC2130/1 的占空系数最大至 85%。此外，

$$G_{PwrS}(s) = \frac{\Delta V_{SW}}{\Delta d(s)} = \frac{V_{Out}}{\Delta d(s) * D} = \frac{V_{Out}}{D_{Max} * D}$$

$$G_{Filt}(s) = \frac{\Delta V_{out}}{\Delta V_{SW}} = \frac{1 + sR_{esr}C_{out}}{1 + \frac{s}{Q\omega_0} + \frac{s^2}{\omega_0^2}}$$

其中：

$$Q = \frac{E_{stored}}{E_{Lost}} = \frac{R_{Load}}{\sqrt{L/C_{out}}}$$

$$\text{and } \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC_{out}}} \quad F_{esr} = \frac{1}{2\pi R_{esr}C_{out}}$$

$$H(s) = \frac{R_{LS}}{R_{LS} + R_{HS}} = \frac{V_{ref}}{V_{out}}$$

简单的说，我们把 PWN 比较器增益和功率级增益结合在一起，并称之为调制增益。由此：

$$G_{Mod}(s) = G_{PWMcomp}(s) * G_{PWRsw}(s) = \frac{D_{Max}}{\Delta V_{ramp}} * \frac{V_{out}}{D * D_{Max}} = \frac{V_{out}}{\Delta V_{ramp} * D}$$

$$T(s) = G_{ea}(s) * G_{Mod}(s) * G_{filt}(s) * H_{fb}(s)$$

$$\text{and } \angle T(s) = \theta_T(s) = \theta_{ea} + \theta_{Mod} + \theta_{filt} + \theta_{fb}$$

$$\text{where } \theta_{ea} = -\theta_{pole0} + \theta_{Zero1} - \theta_{pole1}$$

$$\theta_{pole0} = \text{phase lag due to the pole at the origin}$$

$$\theta_{Zero1} = \text{phase lead due to Zero1}$$

$$\theta_{pole1} = \text{phase lag due to pole1}$$

$$\theta_{PWMcomp} = 0^\circ, \quad \theta_{PwrS} = 0^\circ \quad \theta_{fb} = 0^\circ$$

其中 T(s) 的幅值为 $|T(s)| = |G_{ea}(s)| + |G_{MOD}(s)| + |G_{filt}(s)| + |H_{fb}(s)|$ 。则 $\theta_{MOD} = 0$ ，输出滤波器的相位包括电感 L 和输出电容 C_{OUT} 的复极点。且在高频段，有一个相位提升，这是由 C_{OUT} 的等效串联电阻 (ESR) 产生的零点导致的。因此滤波

器在 F_o 有两个极点，同时在 F_{esr} 有一个零点。此外， $\theta_{flt} = -180$ 度在 F_o ，和 $+90$ 度在 F_{esr} 。

设计稳定的 DC/DC 变压器的步骤

1. 使用一个网络分析工具测量和绘制调制器和滤波器的增益，图 2 中的 $(V_{out}/V_{in}) = G_{MOD}(s) * G_{flt}(s)$ 。
2. 从绘制中，发现交越频率点的增益， f_{co} 。（选择一个频率，为开关频率的 1/5 至 1/10）
3. 给出已知的 $G_{MOD}(s) * G_{flt}(s)$ 和反馈增益 $H(s)$ ，确定跨导误差放大器 (Eq. 2) 所需的增益，能使 f_{co} 频点处的开环增益为 0dB。故

$|T(2\pi f_{co})| = 0 = |G_{ea}(2\pi f_{co})| + |G_{MOD}(2\pi f_{co})| + |G_{flt}(2\pi f_{co})| + |H_{fb}(2\pi f_{co})|$
以及：

$$|G_{ea}(2\pi f_{co})| = - |G_{MOD}(2\pi f_{co})| - |G_{flt}(2\pi f_{co})| - |H_{fb}(2\pi f_{co})|$$

4. 设计有足够增益的设计误差放大器，让在 f_{co} 频点的开环增益为 0dB。
5. 针对希望的相位裕度设置误差放大器的极点和零点

设计实例

作为一个例子，让我们考虑一下 MIC2130 控制器家族，具有： $V_{in} = 24V$ ； $V_{out} = 3.3V$ ； $I_{out} = 10 A$ ； $L = 7.3 mH$ ， $C = 670 mF$ ； $R_{esr} = 40 milliohms$ ； $F_{sw} = 150 kHz$ 。调制器和滤波器的增益和相位为 $V_{out}/V_{comp} = G_{MOD}(s) * G_{flt}(s)$ (见图 2)。一个由计算机模拟的 $V_{out}(s)/V_{comp}(s)$ 输出如图 4 所示。

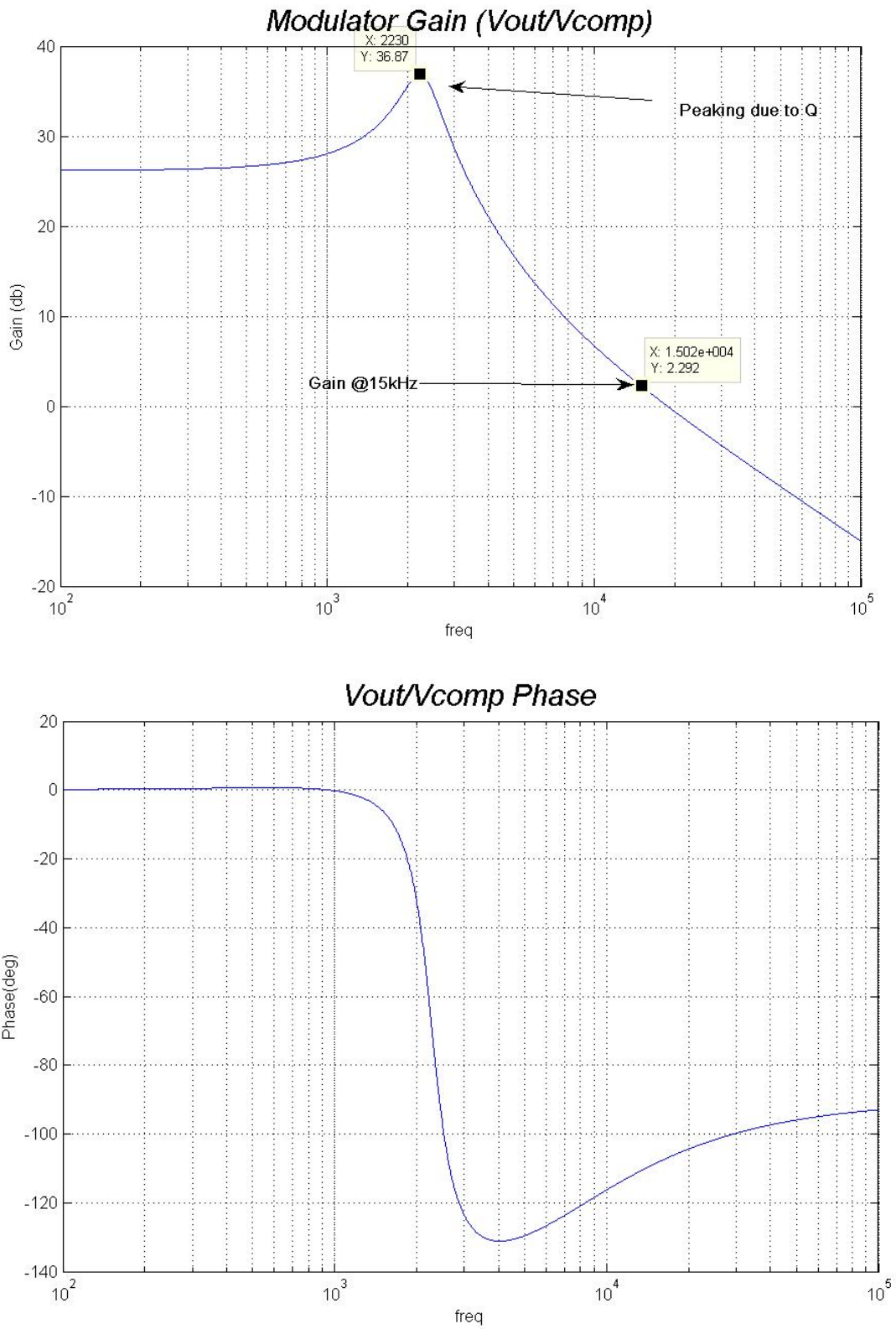


图 4: 调制器的相位和增益

在频率 F_0 有一个 -180 度的相位转换。当大于 F_0 ，由于零点在 F_{esr} 的原因，相位向 -90 度方向增加。极点和零点对相位的影响由低于 10 度开始，到高于 10 度结束。因此，在零点或极点的频率处，相位效应为最终结果的一半。在 2.3kHz 处的复极点，相位为 -90 度，同时在 23kHz 时，如果没有 6kHz 附近的 90 度相位超前，相位将为 -180 度。相位超前是由于滤波电容器的等效串联电阻造成的。（实际上，此相位增益图达到了其渐进终值）。由图 4，我们发现直流和低频区域的增益为：

$$G_{\text{Mod}}(0) = \frac{V_{\text{out}}}{\Delta V_{\text{ramp}} * D} = \frac{3.3}{1 * 3.3/24} = 24 \Rightarrow 27.6\text{dB}$$

$$F_0 = 2.3\text{ kHz}; F_{esr} = 6\text{ kHz and } Q = 10$$

增益的峰值大约为低频增益加上 Q ，为 $27+10 \approx 37\text{ dB}$ 。我们希望 $T(s)$ 的交越频率为开关频率的 $1/10$ (约 15kHz)。由此，我们要求 $T_\theta(j2\pi f_{co})$ 大于 -180 度，至少能达到相位裕度。由 $G_{\text{Mod}}(s) * G_{\text{flt}}(s)$ 的增益曲线可见，在 15kHz ，增益大约为 2.3dB ，从而使 $T_\theta(2\pi f_{co}) = 1$ (0 dB)，

$$T(s) = G_{ea}(s) * G_{\text{MOD}}(s) * G_{\text{flt}}(s) * H_{fb}(s) = 1 \text{ at } F_{co}$$

此外，当 $H_{fb} = V_{\text{ref}}/V_{\text{out}} = 0.7/3.3 = 0.212$ (or -13.5 dB)。从而， $|G_{ea}| = |T| - |G_{\text{MOD}}| - |H_{fb}| = 0 - 2.3 - (-13.5)\text{ dB} = 11.2\text{ dB} \rightarrow 3.63$ 。因此误差放大器在 F_{co} 频点时会需要 11.2dB 的增益。因此在 15 kHz 处， $g_m * Z_{\text{comp}} = 3.63$ 。（译者注：这里是倍数关系，而不是 dB 值）。

误差放大器频带的中部(即平坦的部分)，其中心应该位于所希望的交越频率处(见图 5)，因此会得到最大的相移促进。为了能得到 $T(s)$ 函数所希望的相位裕度，选择误差放大器的极点和零点的位置。为了能使在交越频点 (F_{co}) 的相位提升达到最大，设置误差放大器的第一个零点在 $F_{co}/10$ 处，由于相位提升造成的影响，在 F_{co} 处能达到最大值。同样的，把误差放大器的极点设在至少 F_{co} 的 10 倍处，由此其相位迟滞的影响在 F_{co} 处能够最小，同时频带中部的增益为 11.2dB 。因此，使用标准值 $R1 = 2.43\text{k 欧}$ ； $C1 = 0.047\text{ 微法}$ ，and $C2 = 470\text{ 皮法}$ 。

跨导误差放大器

通常不希望在高频处的误差放大器的增益过高，因为这会在输出端产生较强的高频噪声尖峰，所以高频处的增益应该被衰落。在低频处，我们希望具有高的开环增益，以致能得到良好的整流特性来削弱功率的起伏。因此，误差放大器的增益在低频处应该被迅速的增加。内部的 g_m 误差放大器，其传递函数配合着 comp 管脚的 $R1$ ， $C1$ 和 $C2$ ，由下式给出：

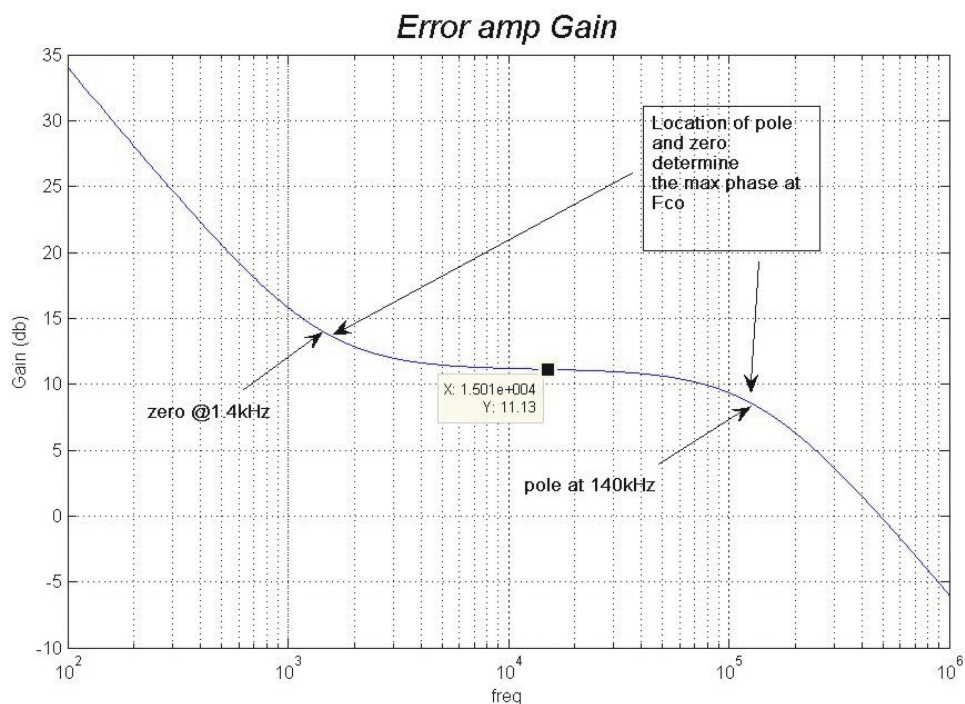
闭环传递函数为：

$$G_{ea}(s) = g_m \cdot \left[\frac{1 + sR_1C_1}{s(C_1 + C_2) \cdot \left(1 + R_1 \cdot \frac{sC_1C_2}{C_1C_2} \right)} \right]$$

若设 C_2 远小于 C_1 ，上面的闭环传递函数的公式可被简化为：

$$G_{ea}(s) = g_m \cdot \left[\frac{1 + sR_1C_1}{s(C_1) \cdot (1 + sR_1C_2)} \right]$$

从上述的传递函数可看出， R_1 和 C_1 引入了一个零点，而 R_1 和 C_2 引入了一个极点。零点和极点所处的频率分别为 $F_{zero1} = 1/(2\pi R_1 \cdot C_1)$ ， $F_{pole1} = 1/(2\pi R_1 \cdot C_2)$ ，且 $F_{pole, origin} = 1/(2\pi C_1)$ 。



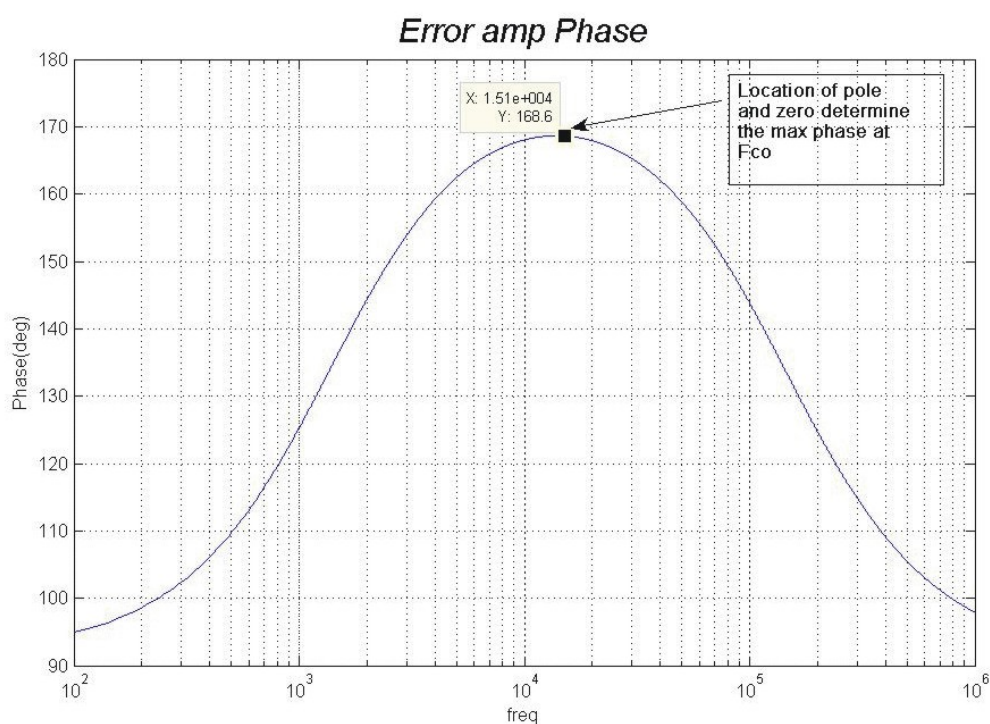
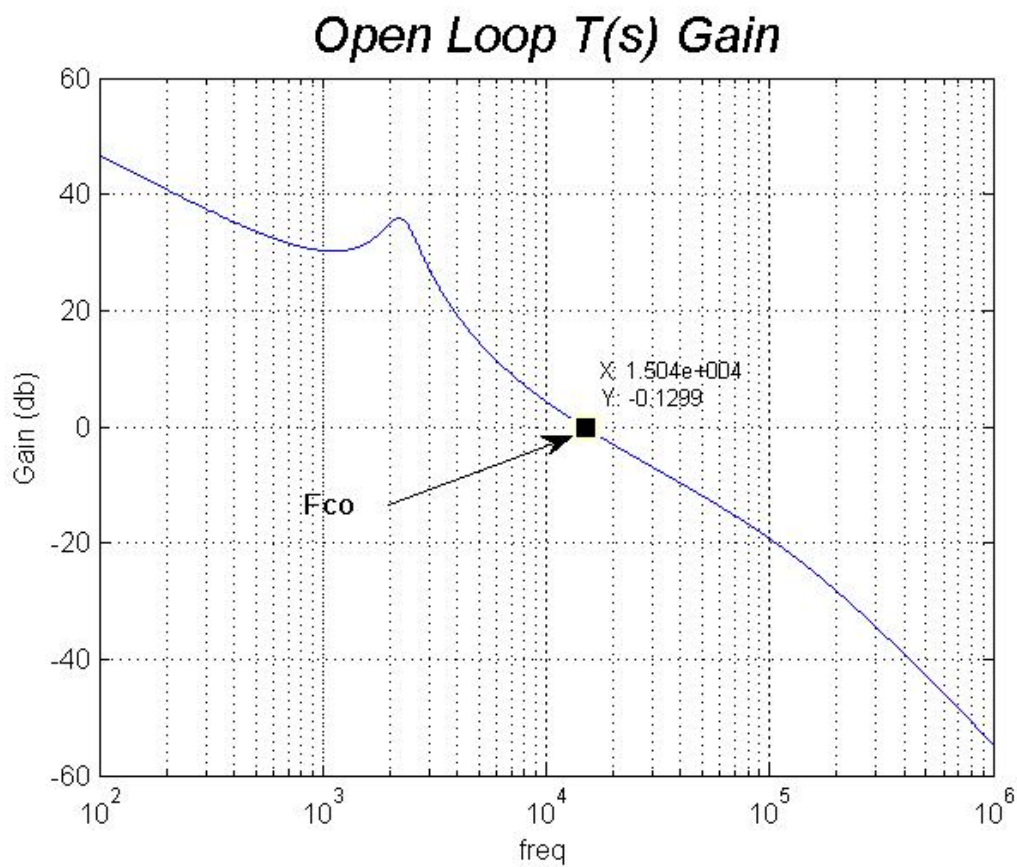


图 5：误差放大器的增益和相位

上述传递函数的增益和相位曲线由图 5 所示，其中 $R1 = 2.43\text{k}$ 欧， $C1 = 0.047$ 微法， $C2 = 470$ 皮法，and $g_m = 0.0015$ 西门子。由图中可见，在 15KHz，误差放大器的增益大约为 11.2dB，而相位为 170 度。

图 6 显示了具有相同元件的开环传递函数曲线，它的交越频点在 15kHz，且相位裕度为 60 度。



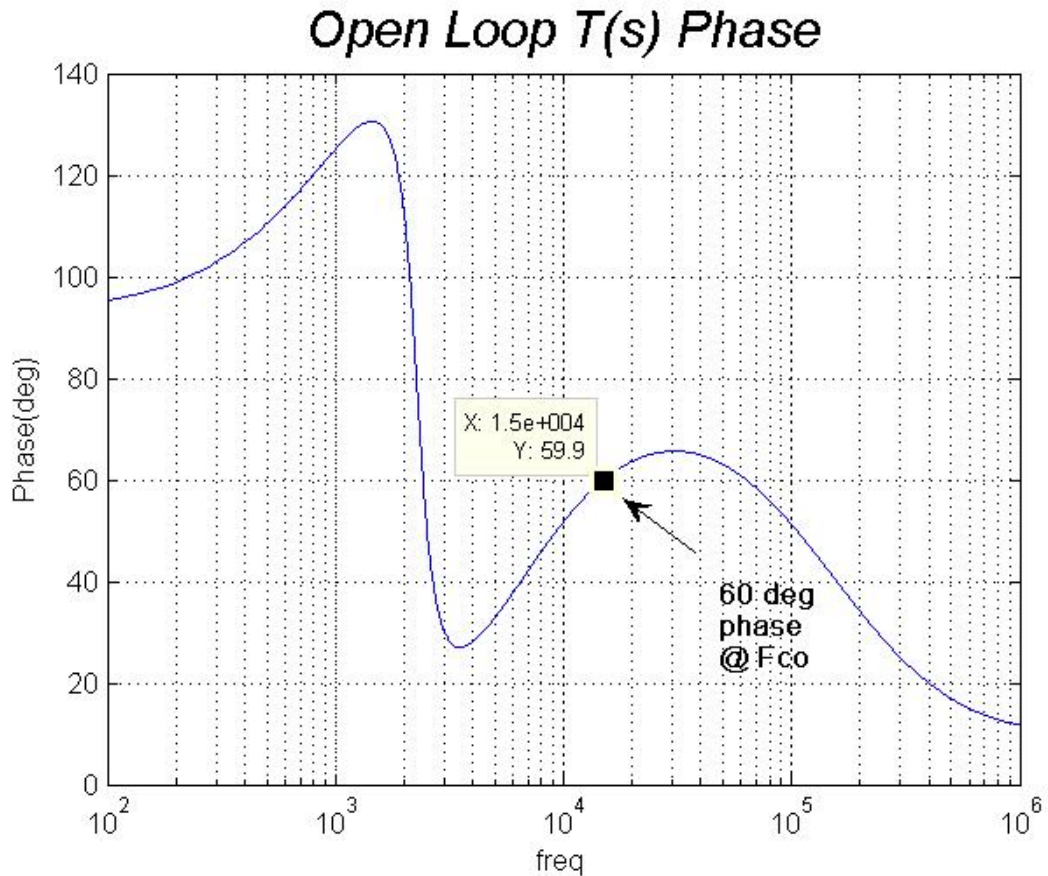


图 6：开环传递函数 T(s) 的增益和相位

图 7 综合了所有的曲线，正如我们所见的， $T(s) = G_{ea}(s) * G_{MOD}(s) * G_{flt}(s) * H_{fb}(s)$ 。另外，开环传递函数的幅度等于环路连接的各个方块增益幅度的总和。同时，开环传递函数的相位等于环路连接的各个方块增益相位的总和，即 $|T(s)| = |G_{ea}(s)| + |G_{MOD}(s)| + |G_{flt}(s)| + |H_{fb}(s)|$ 且 $T_{\theta}(s) = \theta_T(s) = \theta_{ea} + \theta_{MOD} + \theta_{flt} + \theta_{fb}$ 。

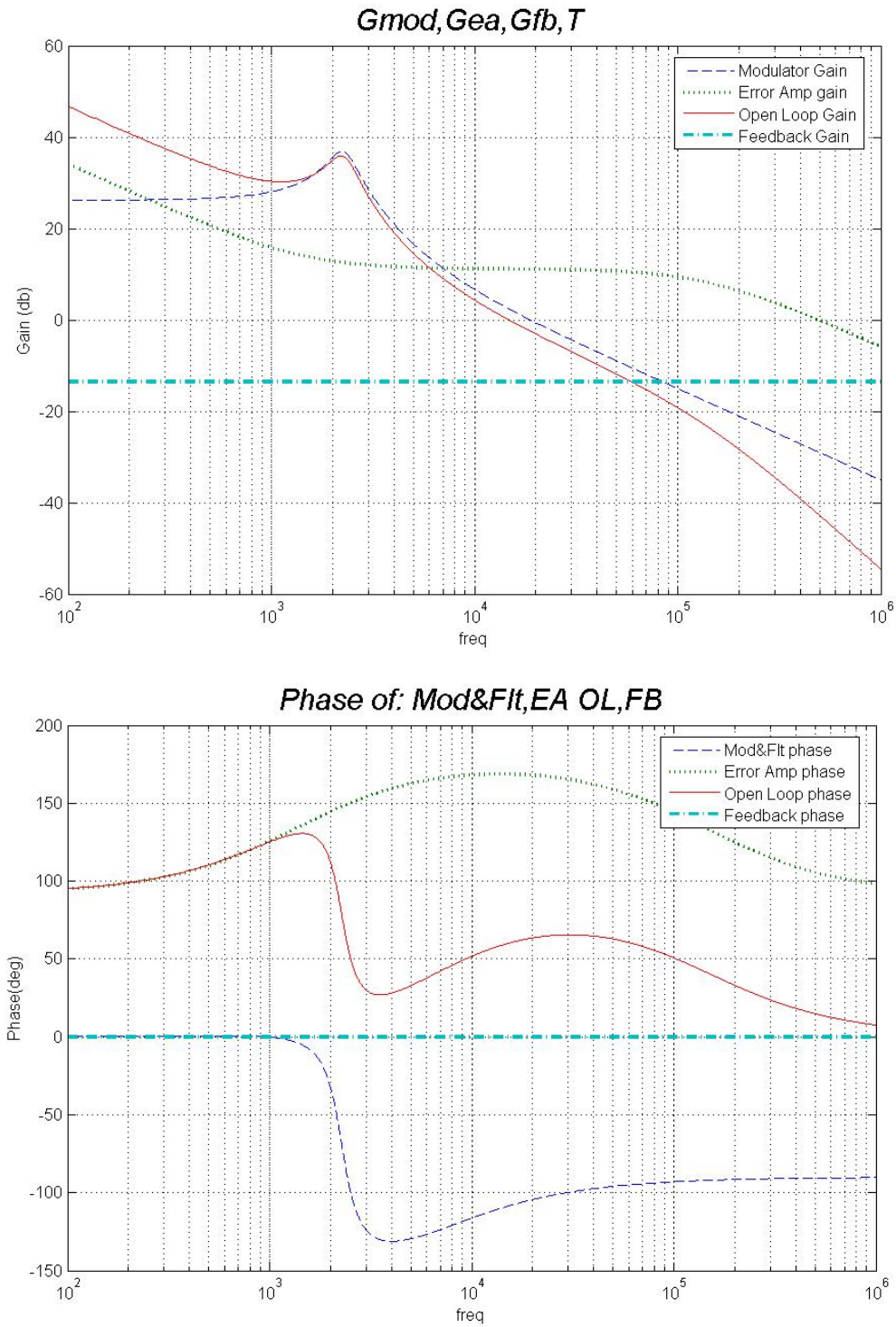


图 7：增益方块表示法中各方块的增益和相位