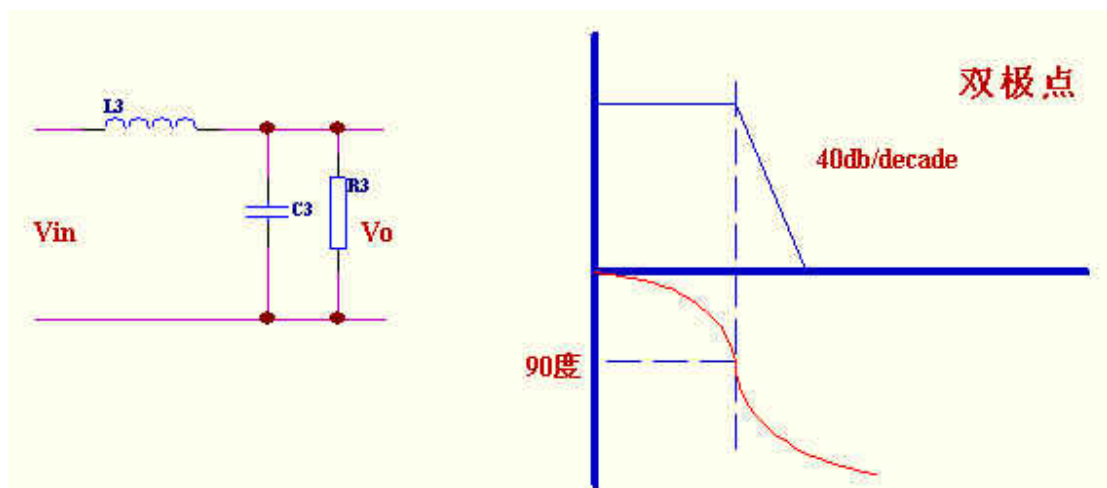
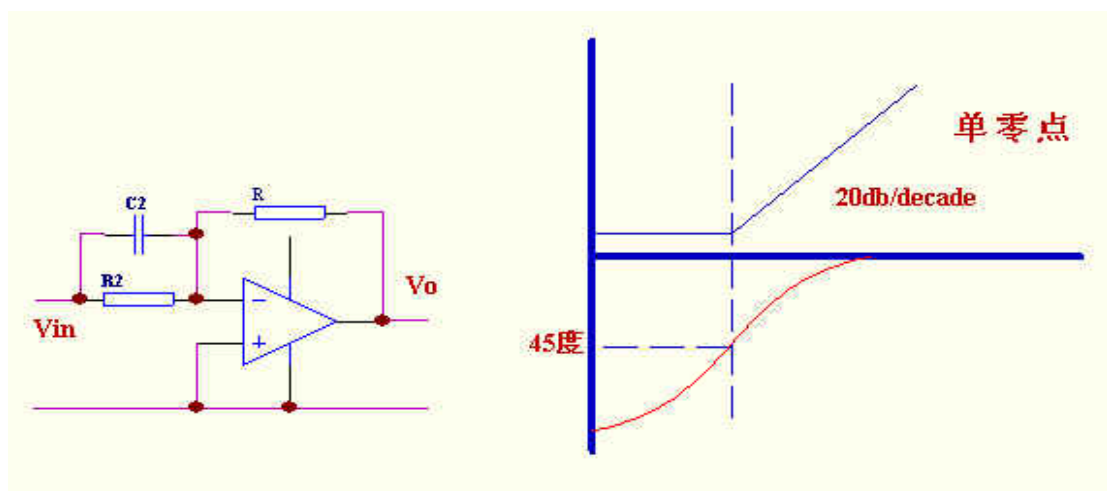
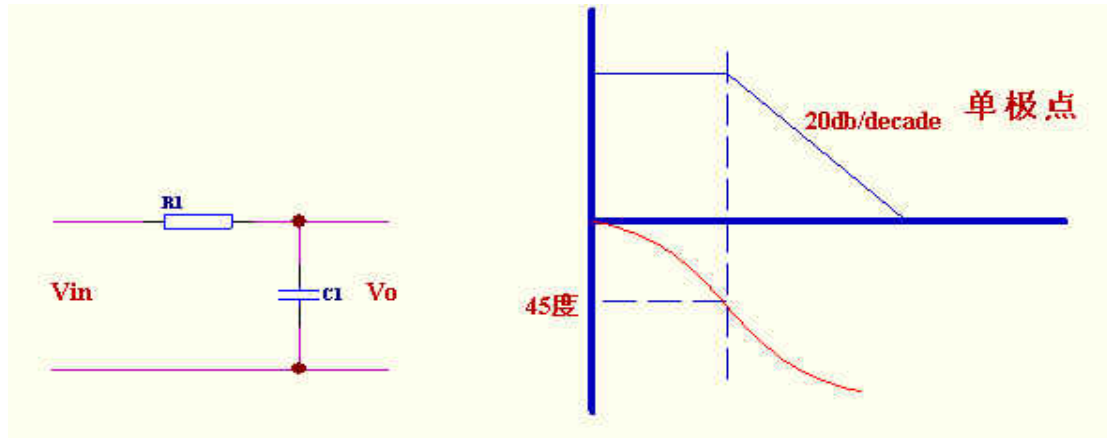
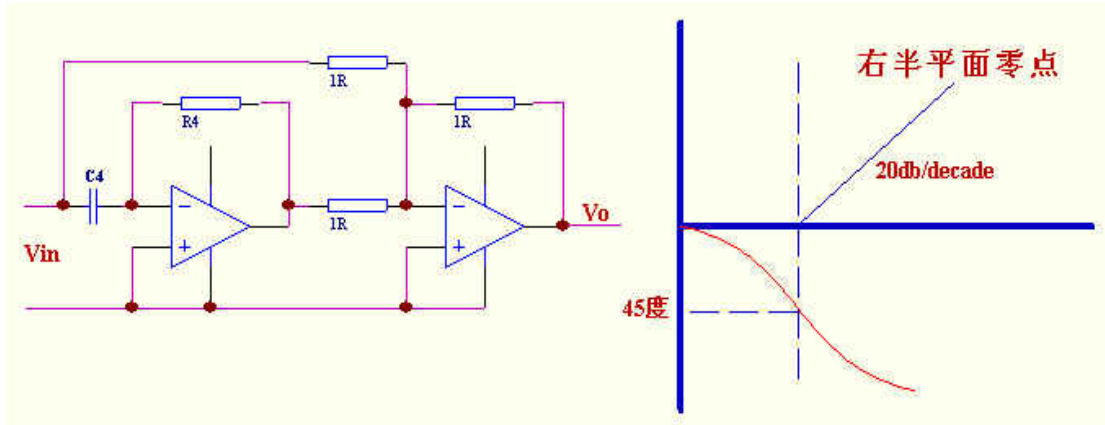
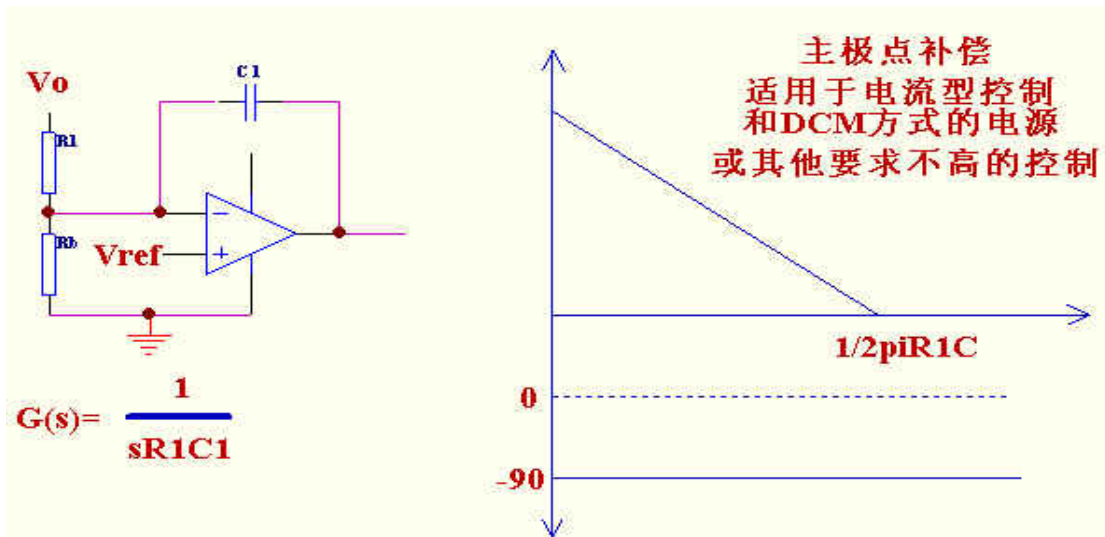


一些基本知识,零,极点的概念示意图:

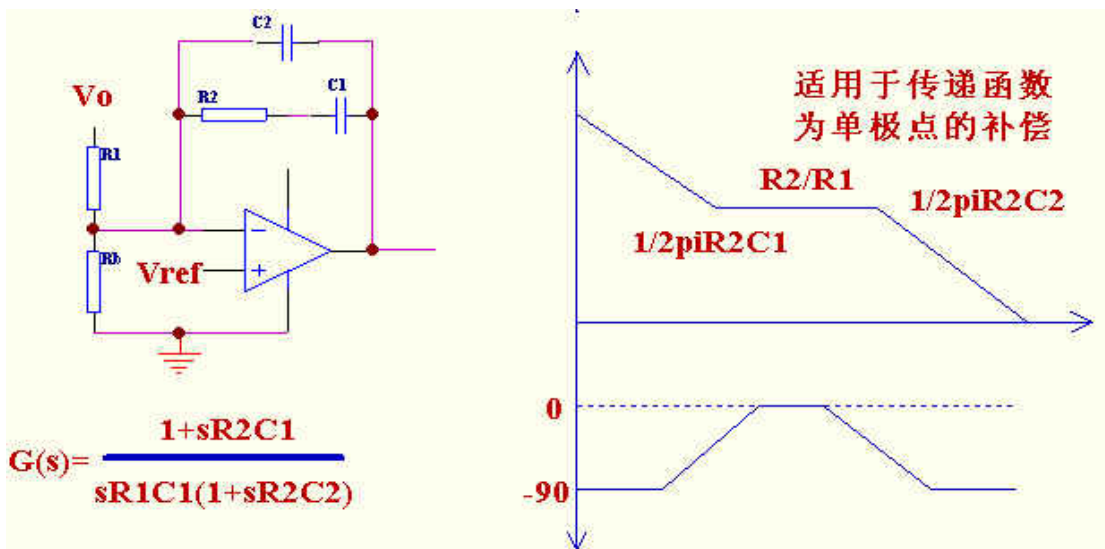




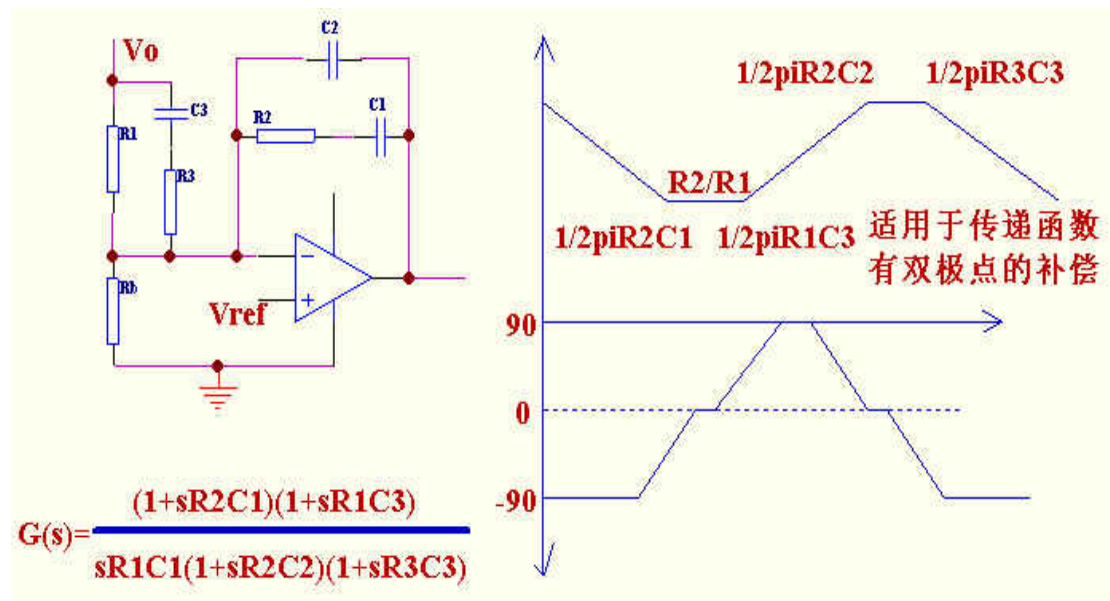
这里给出了右半平面零点的原理表示,这对用 PSPICE 做仿真很有用,可以直接套用此图.



单极点补偿,适用于电流型控制和工作在 DCM 方式并且滤波电容的 ESR 零点频率较低的电源.其主要作用原理是把控制带宽拉低,在功率部分或加有其他补偿的部分的相位达到 180 度以前使其增益降到 0dB. 也叫主极点补偿.

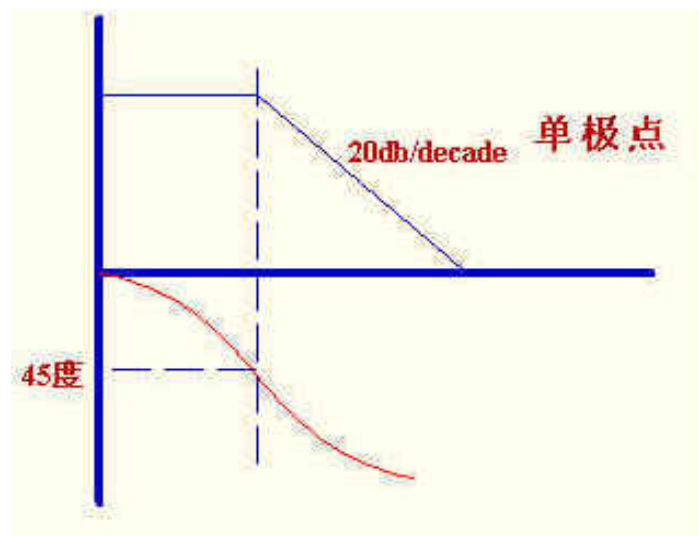


双极点,单零点补偿,适用于功率部分只有一个极点的补偿.如:所有电流型控制和非连续方式电压型控制.



三极点,双零点补偿.适用于输出带 LC 谐振的拓扑,如所有没有用电流型控制的电感电流连续方式拓扑.

注: 2,3 中公式里面根据实际情况有些简化.一般 $C_2 \ll C_1$.



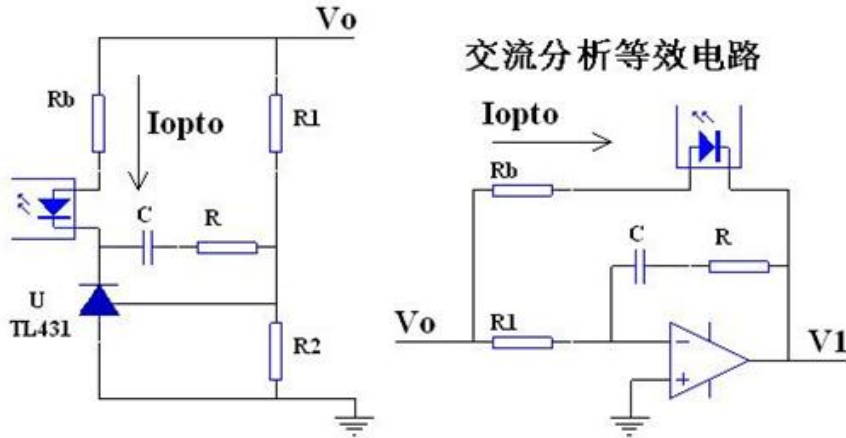
首先,没有笔误存在. $1/R_1C_1$ 确实一个在原点的极点.

看上图,横轴是频率轴,竖轴是增益轴,从横轴往左时(低频),增益安 20DB 升高,往右时(高频),安 20DB 减少.

C_1 的主要作用是和 R_2 提升相位的.当然提高了低频增益.在保证稳定的情况下是越小越好.

C_2 增加了一个高频极点,降低开关噪声干扰.

补偿部分的输出我觉得应该是电流,我认为下面的这种传递函数推倒更能理解

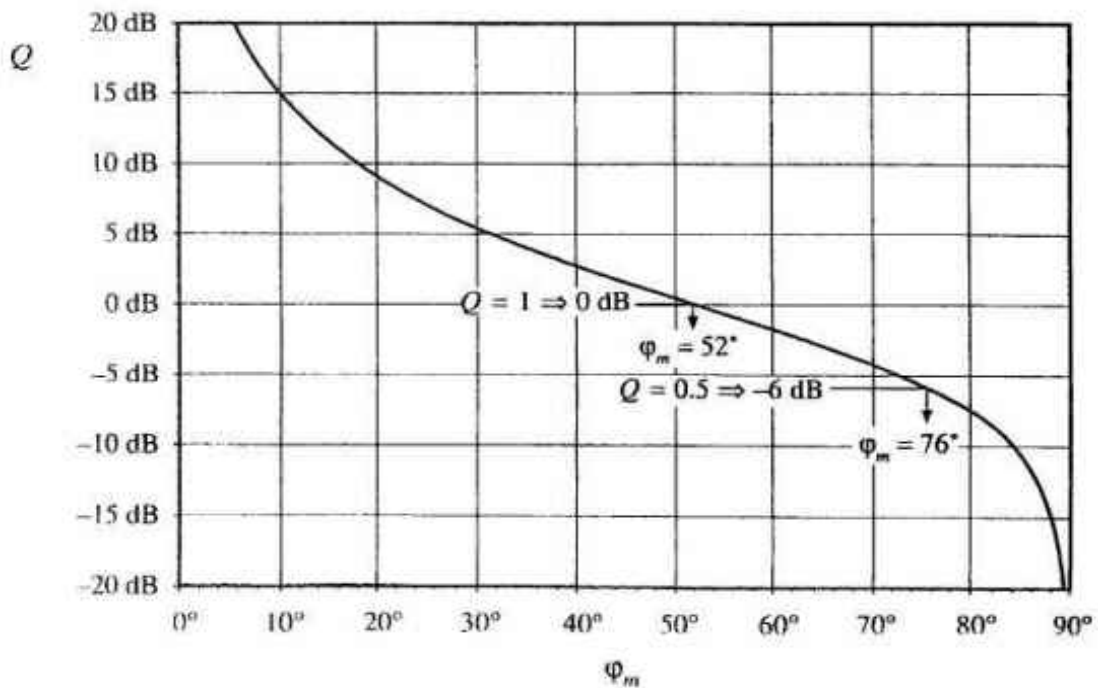


$$I_{opto} = \frac{V_o - V_1}{R_b} \quad V_1 = -\frac{R + 1/sC}{R_1} V_o$$

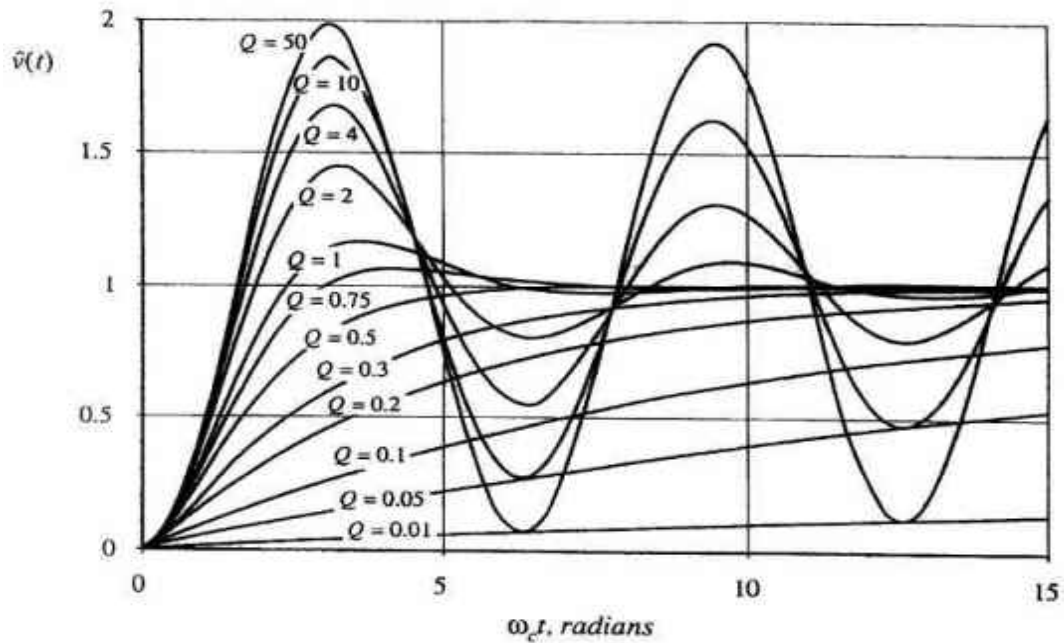
把 V1 带入前面的公式: $I_{opto} = \frac{1 + s(R + R_1)C}{sR_1R_bC} V_o$; $\frac{I_{opto}}{V_o} = \frac{1 + s(R + R_1)C}{sR_1R_bC}$

这样推导出来的零点就同你上面推导的有差别了.
环路稳定的标准.

只要在增益为 1 时(0dB)整个环路的相移小于 360 度,环路就是稳定的.
但如果相移接近 360 度,会产生两个问题: 1)相移可能因为温度,负载及分布参数的变化而达到 360 度而产生震荡; 2)接近 360 度,电源的阶跃响应(瞬时加减载)表现为强烈震荡,使输出达到稳定的时间加长,超调量增加.如下图所示具体关系.

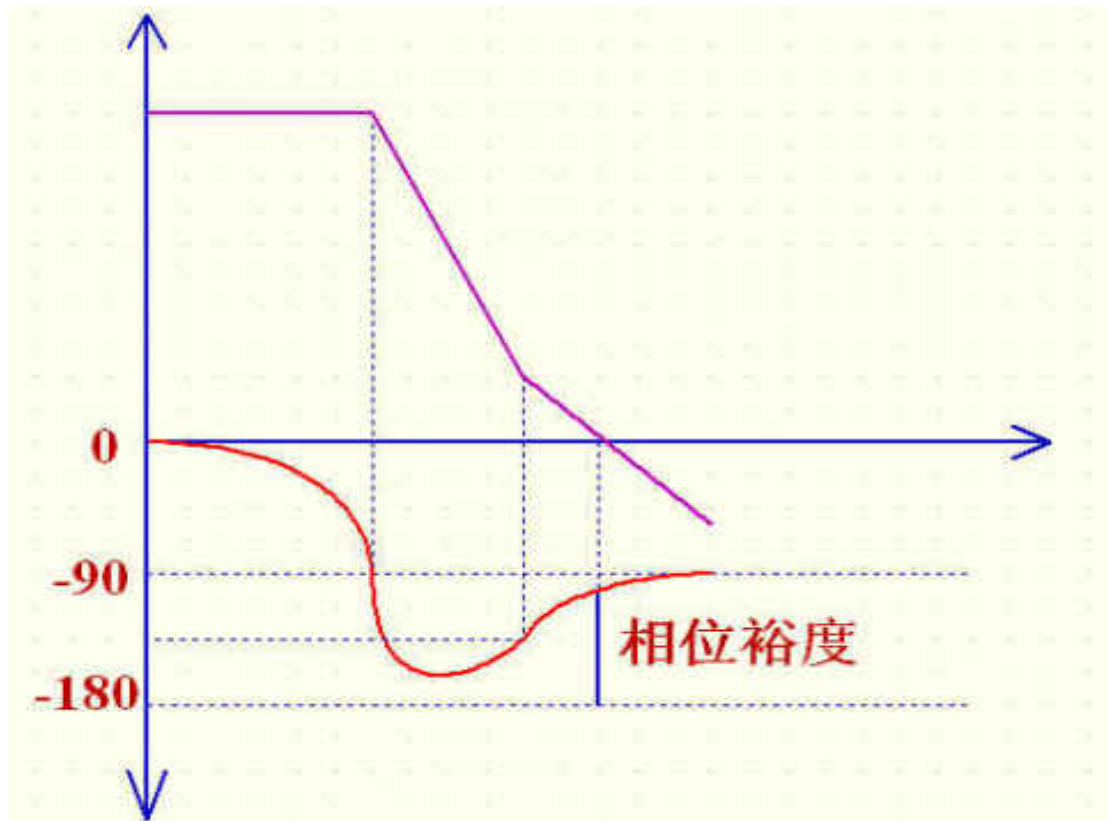


Relation between loop gain phase margin ϕ_m and closed-loop peaking factor Q .



Unit-step response of the second-order system, Eqs. (9.26) and (9.27), for various values of Q

所以环路要留一定的相位裕量,如图 $Q=1$ 时输出是表现最好的,所以相位裕量的最佳值为 52 度左右,工程上一般取 45 度以上.如下图所示:



这里要注意一点,就是补偿放大器工作在负反馈状态,本身就有 180 度相移,所以留给功率部分和补偿网络的只有 180 度.幅值裕度不管用上面哪种补偿方式都是自动满足的,所以设计时一般不用特别考虑.由于增益曲线为 -20dB/decade 时,

此曲线引起的最大相移为 90 度,尚有 90 度裕量,所以一般最后合成的整个增益曲线应该为-20dB/decade 部分穿过 0dB.在低于 0dB 带宽后,曲线最好为-40dB/decade,这样增益会迅速上升,低频部分增益很高,使电源输出的直流部分误差非常小,既电源有很好的负载和线路调整率.

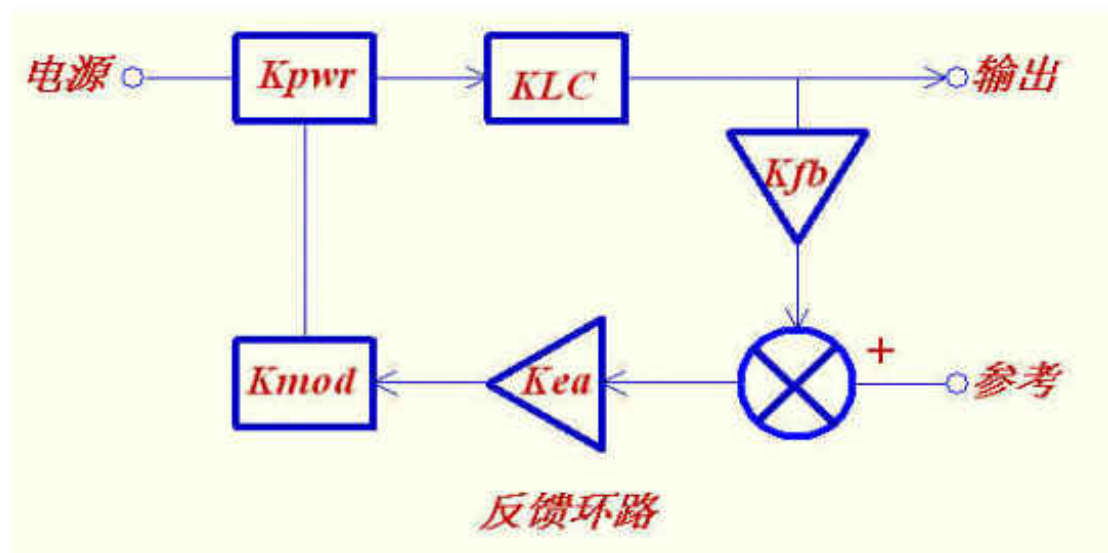
四, 如何设计控制环路?

经常主电路是根据应用要求设计的,设计时一般不会提前考虑控制环路的设计.我们的前提就是假设主功率部分已经全部设计完成,然后来探讨环路设计.环路设计一般由下面几过程组成:

- 1) 画出已知部分的频响曲线.
- 2) 根据实际要求和各限制条件确定带宽频率,既增益曲线的 0dB 频率.
- 3) 根据步骤 2)确定的带宽频率决定补偿放大器的类型和各频率点.使带宽处的曲线斜率为 20dB/decade,画出整个电路的频响曲线.

上述过程也可利用相关软件来设计:如 pspice, POWER-4-5-6.

一些解释:



已知部分的频响曲线是指除 K_{ea} (补偿放大器)外的所有部分的乘积,在波得图上是相加.

环路带宽当然希望越高越好,但受到几方面的限制: a) 香农采样定理决定了不可能大于 $1/2 F_s$; b) 右半平面零点(RHZ)的影响,RHZ 随输入电压,负载,电感量大小而变化,几乎无法补偿,我们只有把带宽设计的远离它,一般取其 $1/4-1/5$; c) 补偿放大器的带宽不是无穷大,当把环路带宽设的很高时会受到补偿放大器无法提供增益的限制,及电容零点受温度影响等.所以一般实际带宽取开关频率的 $1/6-1/10$

五,反激设计实例.

条件: 输入 85-265V 交流,整流后直流 100-375V

输出 12V/5A

初级电感量 370uH

初级匝数: 40T,次级: 5T

次级滤波电容 1000uF X 3=3000uF

震荡三角波幅度.2.5V

开关频率 100K

电流型控制时,取样电阻取 0.33 欧姆

下面分电压型和峰值电流型控制来设计此电源环路.所有设计取样点在输出小 LC 前面.

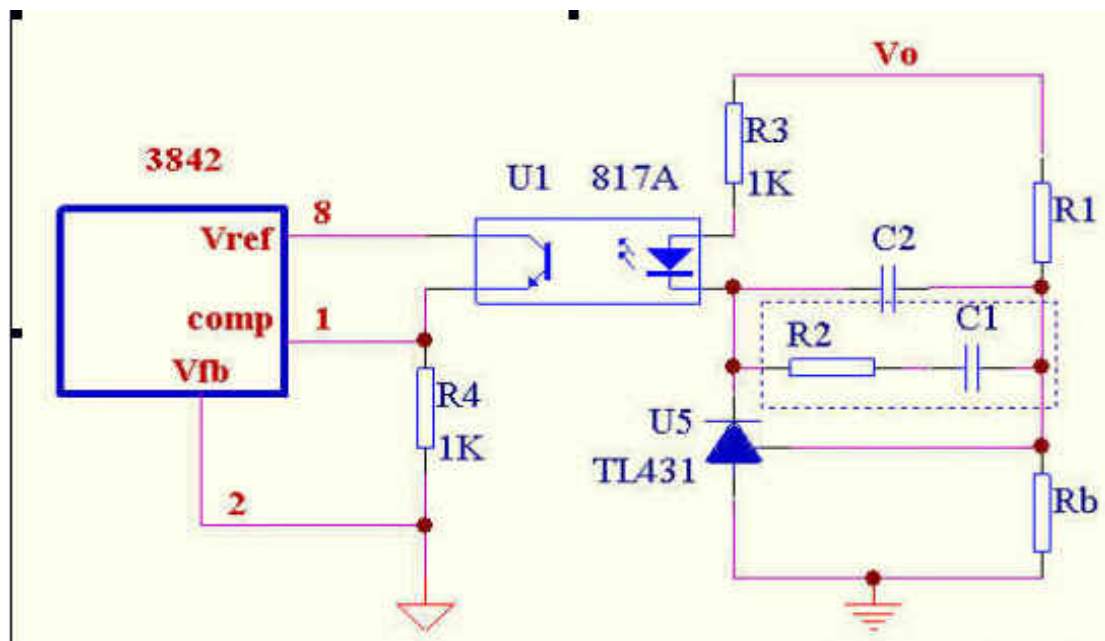
如果取样点在小 LC 后面,由于受 LC 谐振频率限制,带宽不能很高.

1) 电流型控制

假设用 3842,传递函数如下

$$G(s) = K_{mod} * (K_{pwr} * K_{lc}) * K_{fb} = 1 * \frac{N * R_o * (1-D)}{R_{sense} * (1+D)} * \frac{(1+sCR_c) * [1 - \frac{sL_p D}{N * N * R_o * (1-D)(1-D)}]}{1 + \frac{sCR_o}{1+D}}$$

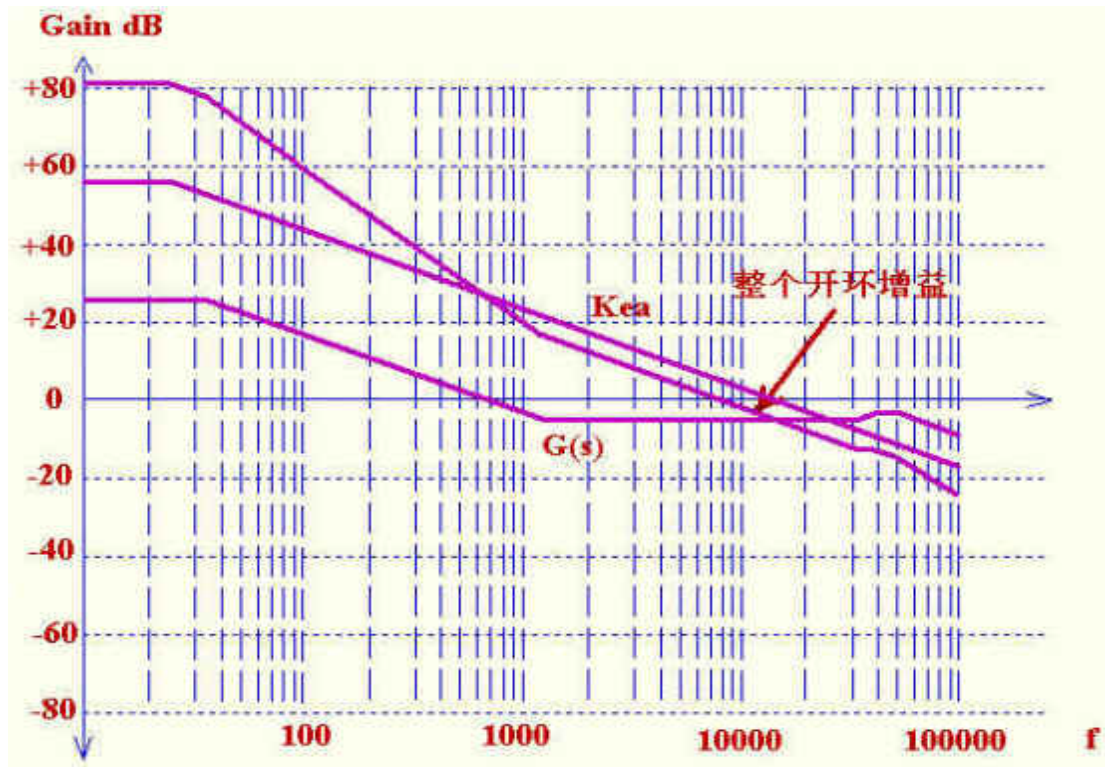
$D = NV_o / (V_{in} + NV_o)$ C 为输出电容 R_o 为负载电阻



此图为补偿放大部分原理图.RHZ 的频率为 33K,为了避免其引起过多的相移,一般取带宽为其频率的 1/4-1/5,我们取 1/4 为 8K.

分两种情况:

A) 输出电容 ESR 较大



$$G(s) = 19.4 \frac{(1+s/1225)(1-s/33K)}{1+s/33}$$

1000uF/16V ESR=130m欧姆

输出滤波电容的内阻比较大,自

身阻容形成的零点比较低,这样在 8K 处的相位滞后比较小.

Phase angle = $\arctan(8/1.225) - \arctan(8/0.033) - \arctan(8/33) = -22$ 度.

另外可看到在 8K 处增益曲线为水平,所以可以直接用单极点补偿,这样可满足 -20dB/decade 的曲线形状.省掉补偿部分的 R2,C1.

设 Rb 为 5.1K, 则 $R1 = [(12-2.5)/2.5] * Rb = 19.4K$.

8K 处功率部分的增益为 $-20 * \log(1225/33) + 20 * \log 19.4 = -5.7dB$

因为带宽 8K,即 8K 处 0dB

所以 8K 处补偿放大器增益应为 5.7dB, $5.7 - 20 * \log(Fo/8) = 0$

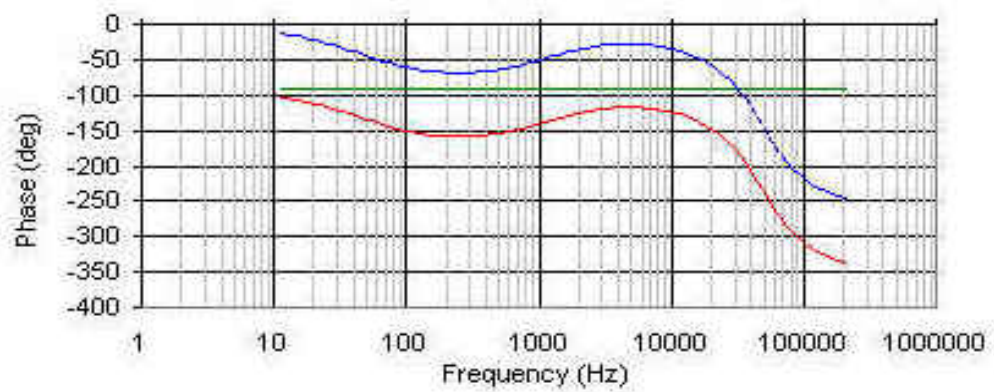
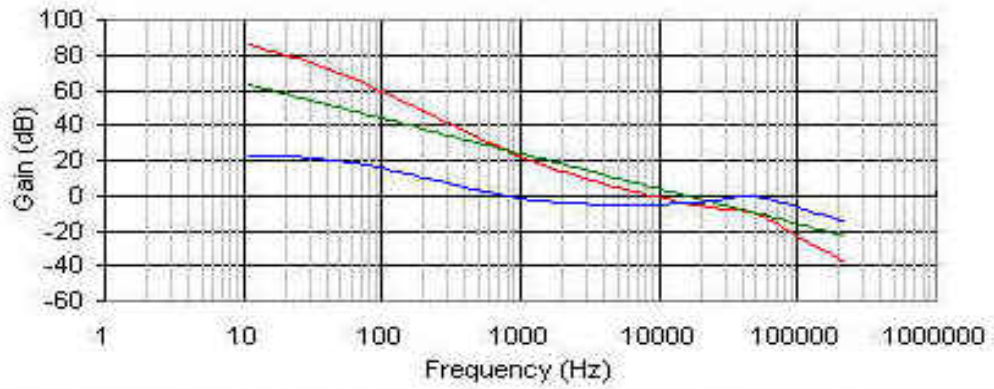
Fo 为补偿放大器 0dB 增益频率

$Fo = 1/(2 * \pi * R1 * C2) = 15.42$

$C2 = 1/(2 * \pi * R1 * 15.42) = 1/(2 * 3.14 * 19.4 * 15.42) = 0.53nF$

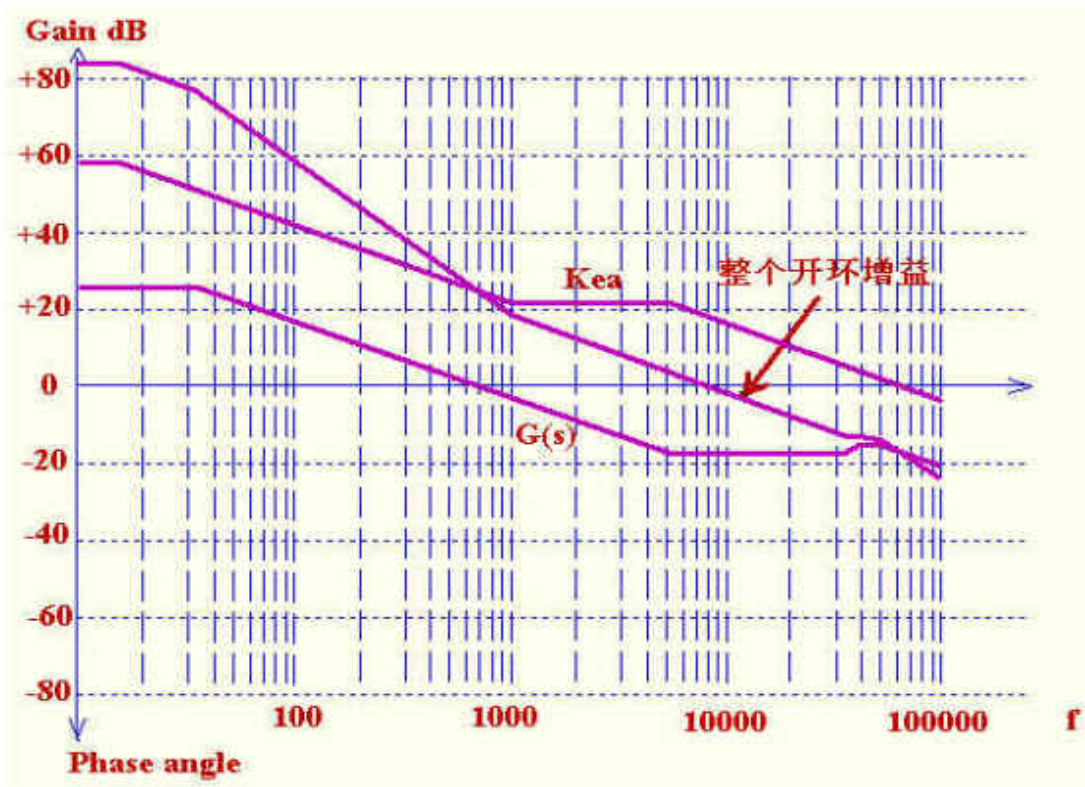
相位裕度: $180 - 22 - 90 = 68$ 度

仿真图：↵



蓝色为功率部分，绿色为补偿部分，红色为整个开环增益。↵

B) 输出电容 ESR 较小。



$$G(s) = 19.4 * \frac{(1+s/5.3K) * (1-s/33K)}{1+s/33}$$

1000uF/25V ESR=30m欧姆

输出滤波电容的内阻比较大,自身阻容形成的零点比较高,这样在 8K 处的相位滞后比较大.

Phase angle = $\arctan(8/5.3) - \arctan(8/0.033) - \arctan(8/33) = -47$ 度.
如果还用单极点补偿,则带宽处相位裕量为 $180 - 90 - 47 = 43$ 度.偏小.用 2 型补偿来提升.

三个点的选取,第一个极点在原点,第一的零点一般取在带宽的 1/5 左右,这样在带宽处提升相位 78 度左右,此零点越低,相位提升越明显,但太低了就降低了低频增益,使输出调整率降低,此处我们取 1.6K.第二个极点的选取一般是用来抵消 ESR 零点或 RHZ 零点引起的增益升高,保证增益裕度.我们用它来抵消 ESR 零点,使带宽处保持 -20db/10 decade 的形状,我们取 ESR 零点频率 5.3K
数值计算:

8K 处功率部分的增益为 $-20 * \log(5300/33) + 20 * \log 19.4 = -18$ dB

因为带宽 8K,即最后合成增益曲线 8K 处 0dB

所以 8K 处补偿放大器增益应为 18dB, 5.3K 处增益 = $18 + 20 \log(8/5.3) = 21.6$ dB

水平部分增益 = $20 \log R2/R1 = 21.6$ 推出 $R2 = 12 * R1 = 233K$

$f_{p2} = 1/2 * \pi * R2C2$ 推出 $C2 = 1/(2 * 3.14 * 233K * 5.4K) = 127$ pF.

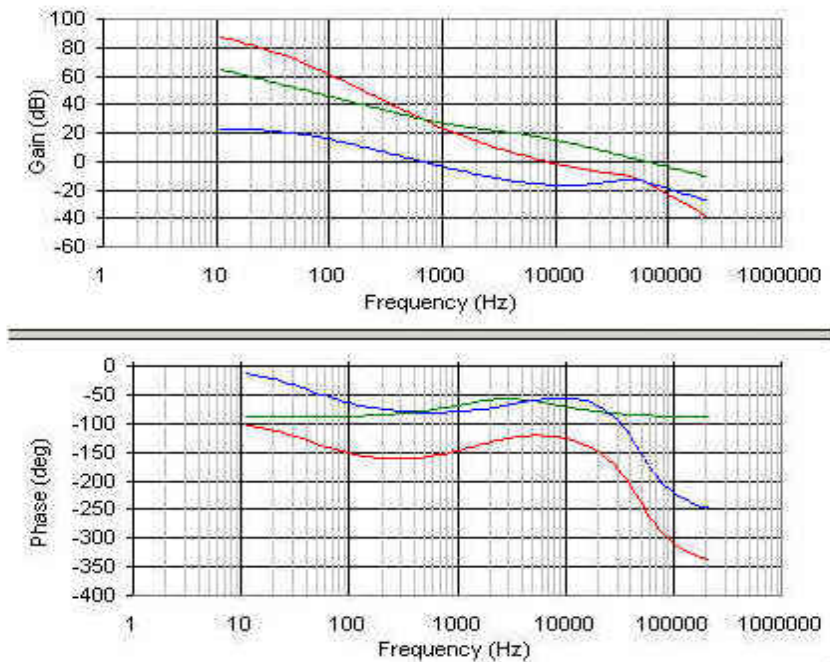
$f_{z1} = 1/2 * \pi * R2C1$ 推出 $C1 = 1/(2 * 3.14 * 233K * 1.6K) = 0.427$ nF.

相位

Phase angle = $-47 - 90 + \arctan(8/1.6) - \arctan(8/5.3) = -115$ 度

相位裕度: $180 - 115 = 65$ 度

仿真图:



蓝色为功率部分, 绿色为补偿部分, 红色为整个开环增益。

假设光耦 CTR=1, 由于 R3 和 R4 相等, 其增益为 $R4/R3=1$, 所以不影响补偿部分。

2. 电压型控制。

我们同样设计带宽为 8K, 传递函数如下:

$$G(s) = V_o/V_c = K_{mod} * (K_{pwr} * K_{lc}) * K_{fb} = \frac{1}{V_{ea}} * \frac{V_{in}}{N^2(1-D)^2} * \frac{(1+sCR_c)^2 \left[1 - \frac{sL_p D}{N^2 R_o + (1-D)^2} \right]}{1 + \frac{s}{\omega_o Q} + \frac{s^2}{\omega_o^2}}$$

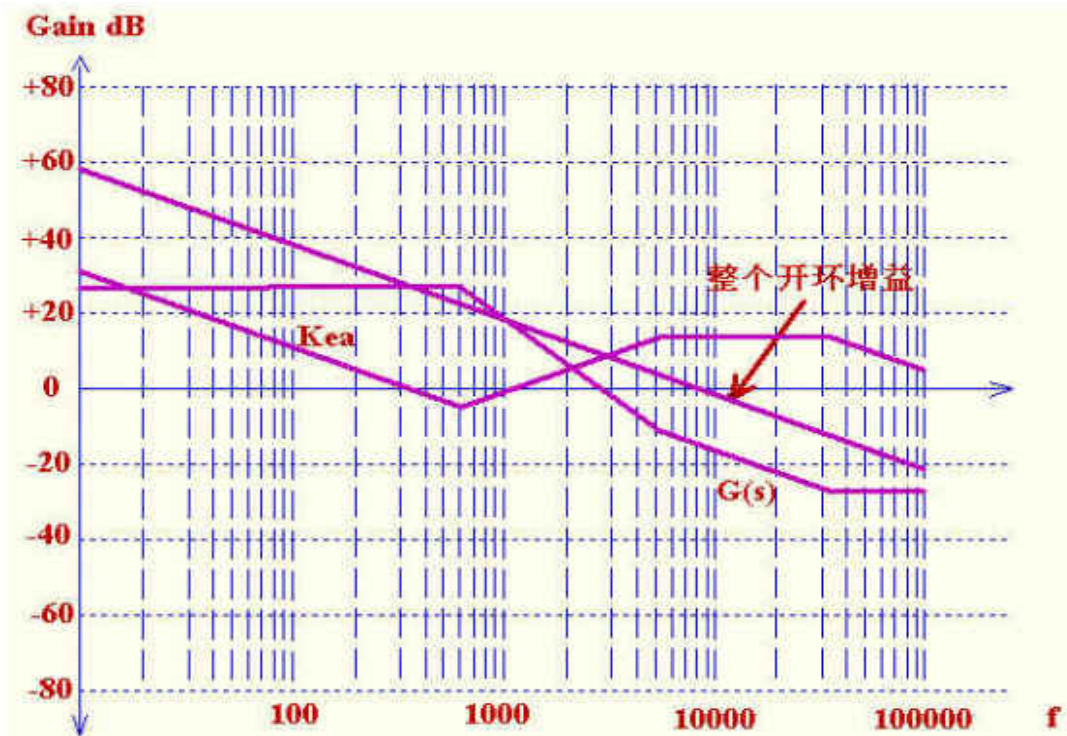
$D = NV_o / (V_{in} + NV_o)$
 C 为输出电容
 R_o 为负载电阻
 R_c 为电容 ESR
 $\omega_o = \frac{N(1-D)}{\text{sqr}(L_p * C)}$
 $Q = \frac{(1-D) * N R_o}{\text{sqr}(L_p / C)}$

高频 1000uF 电容的 ESR: $R_c = 30\text{m}$ 欧姆。

$$G(s) = V_o/V_c = 26 * \frac{(1+s/5.3K) * (1-s/33K)}{1 + \frac{s}{4 * 3799} + \left[\frac{s}{3799} \right]^2} \quad f_o = 3799 / (2 * \pi) = 605\text{Hz}$$

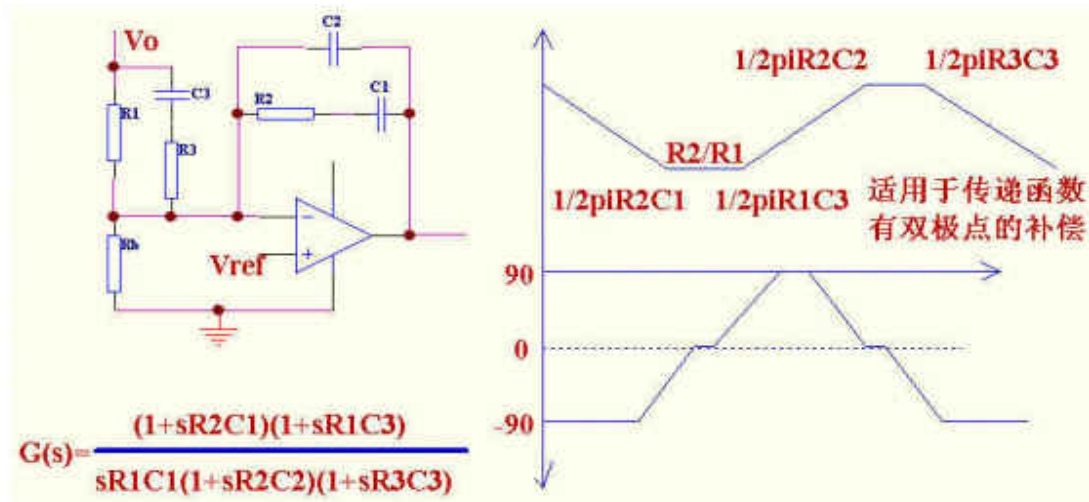
f_o 为 LC 谐振频率, 注意 Q 值并不是用的计算值, 而是经验值, 因为计算的 Q 无法考虑 LC 串联回路的损耗 (相当于电阻), 包括电容 ESR, 二极管等效内阻, 漏感和

绕组电阻及趋附效应等.在实际电路中 Q 值几乎不可能大于 4—5.



由于输出有 LC 谐振,在谐振点相位变动很剧烈,会很快接近 180 度,所以需要 3 型补偿放大器来提升相位.其零,极点放置原则是这样的,在原点有一极点来提升低频增益,在双极点处放置两个零点,这样在谐振点的相位为 $-90 + (-90) + 45 + 45 = -90$.在输出电容的 ESR 处放一极点,来抵消 ESR 的影响,在 RHZ 处放一极点来抵消 RHZ 引起的高频增益上升.

元件数值计算,为方便我们把 3 型补偿的图在重画一下.



先计算功率部分 8K 处的增益: $R_b=5.1K, R_1=19.4K$

$$26 - 40\log(5.3/0.605) - 20\log(8/5.3) = -15.3\text{dB}$$

要得到 8K 带宽,补偿放大器在 8K 处,既平顶部分的增益应为 15.3dB.双零点处增益为:

$$15.3 - 20\log(5.3/0.605) = -3.6\text{dB}$$

从补偿图上可知,此处增益为 $20\log(R_2/R_1) = -3.6$, 得出: $R_2 = 1.51 * R_1 = 29.3K$

$$1/(2\pi R_1 C_3) = 605 \quad C_3 = 13.6 \text{ nF}$$

$$1/(2\pi R_3 C_3) = 33\text{K} \quad R_3 = 355 \text{ 欧姆}$$

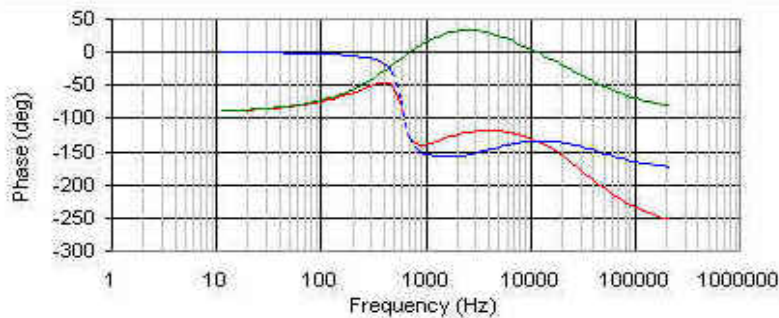
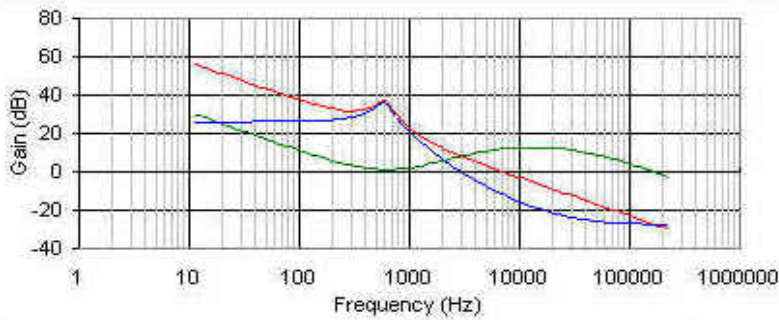
$$1/(2\pi R_2 C_1) = 605 \quad C_1 = 9 \text{ nF}$$

$$1/(2\pi R_2 C_2) = 5.3\text{K} \quad C_2 = 1 \text{ nF}$$

$$\text{核算 } 8\text{K 处的相位: } [-180 + \arctan(8/5.3) - \arctan(8/33)] + [-90 + 2 \cdot \arctan(8/0.605) - \arctan(8/5.3) - \arctan(8/33)] = -126$$

$$\text{相位裕量: } 180 - 126 = 54 \text{ 度}$$

仿真结果如下:



蓝色为功率部分,绿色为补偿部分,红色为整个开环增益.

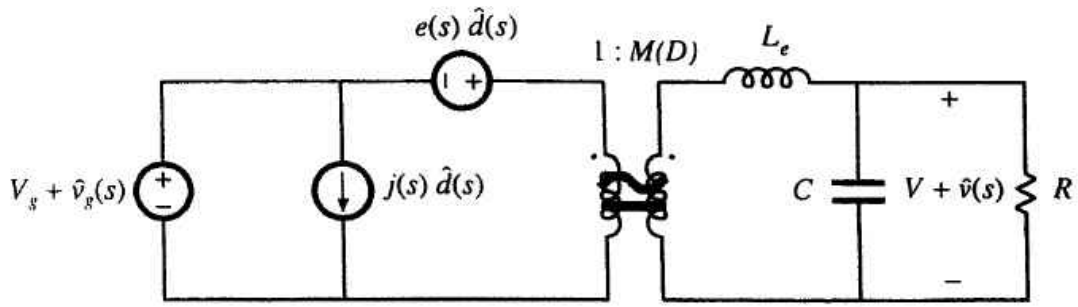
如果相位裕量不够时,可适当把两个零点位置提前,也可把第一可极点位置放后一点.

同样假设光耦 $CTR=1$,如果用 CTR 大的光耦,或加有其他放大时,如同时用 IC 的内部运放,只需要在波特图上加一个直流增益后,再设计补偿部分即可.这时要求把 IC 内部运放配置为比例放大器,如果再在内部运放加补偿,就稍微麻烦一点,在图上再加一条补偿线

结束.我想大家看完后即使不会计算,出问题时也应该知道改哪里.

我的图是用 POWER-4-5-6 仿真的,它里面含有简化版本的 PSPICE.你可以用 ORCAD 来仿真,用行为模型库 (ABM) 里面的 ELAPLACE 把传递函数填进去就行了.

电路仿真稍微麻烦一点.下面是归一化的电压型控制功率部分的小信号模型,据此加上控制部分就全了.

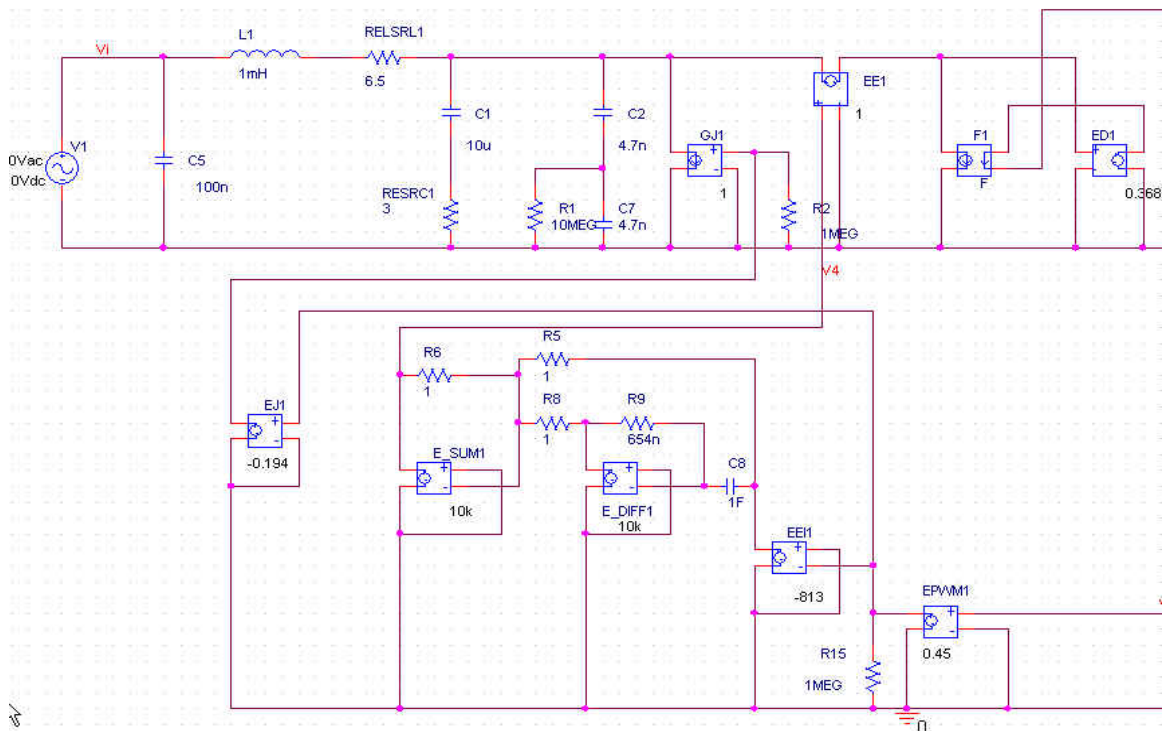


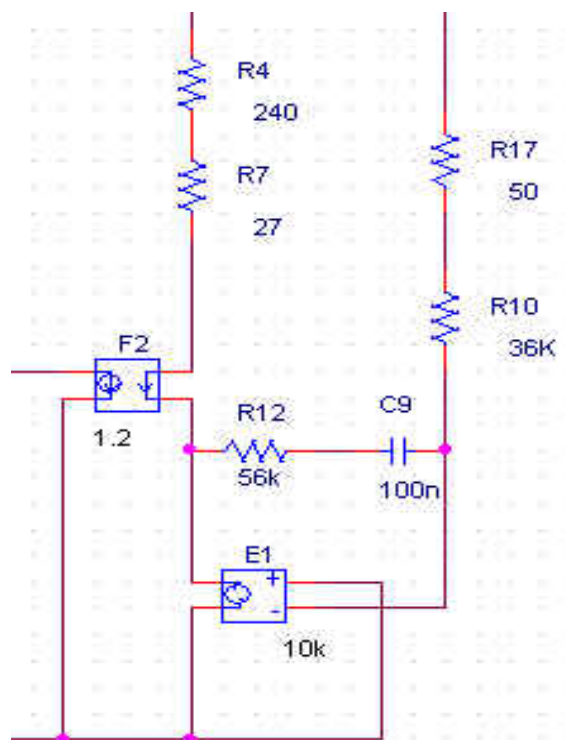
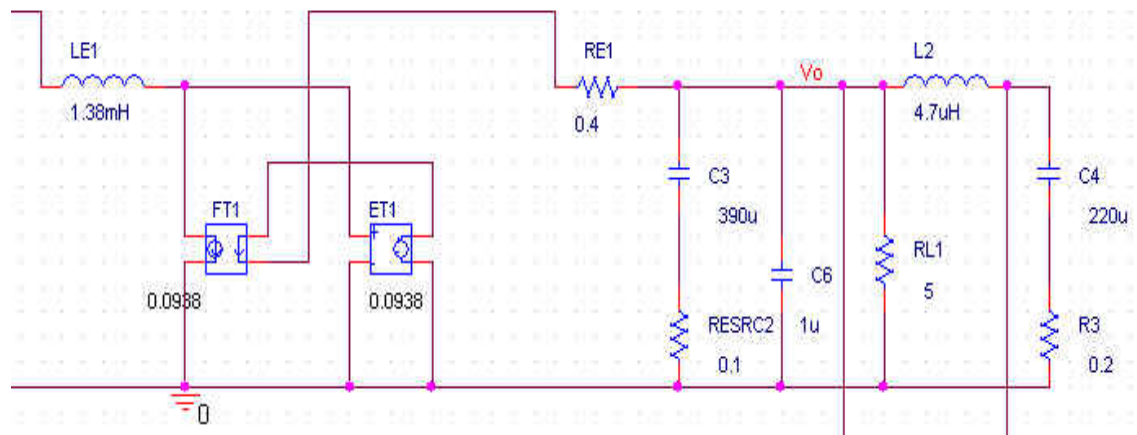
The canonical model, for ideal CCM converters containing a single inductor and capacitor.

Converter	$M(D)$	L_e	$e(s)$	$j(s)$
Buck	D	L	$\frac{V}{D^2}$	$\frac{V}{R}$
Boost	$\frac{1}{D'}$	$\frac{L}{D'^2}$	$V \left(1 - \frac{sL}{D'^2 R}\right)$	$\frac{V}{D'^2 R}$
Buck-boost	$-\frac{D}{D'}$	$\frac{L}{D'^2}$	$-\frac{V}{D^2} \left(1 - \frac{sDL}{D'^2 R}\right)$	$-\frac{V}{D'^2 R}$

如果不明白就去再学习了,我不可能从头讲起.

下面是根据上面的图建立的一个实际仿真图,由于一点地方不方便说,所以省略掉了,可以根据具体的电路去补一下.把三部分拼接起来,如果我一起放上来,就看不清了.从这个图,可以看到 PSPICE 里面仿真变压器的另外一种方法.





电流型的小信号模型就更简单了(当然是用的简单模型,复杂模型会很复杂),把控制电压到输出滤波的部分用一个压控电流源代替就行了,其增益为 N_s/R_{sense} , N_s 为电流互感器的变比, R_{sense} 为电流采样电阻,如果直接用电阻采样, N_s 等于 1.