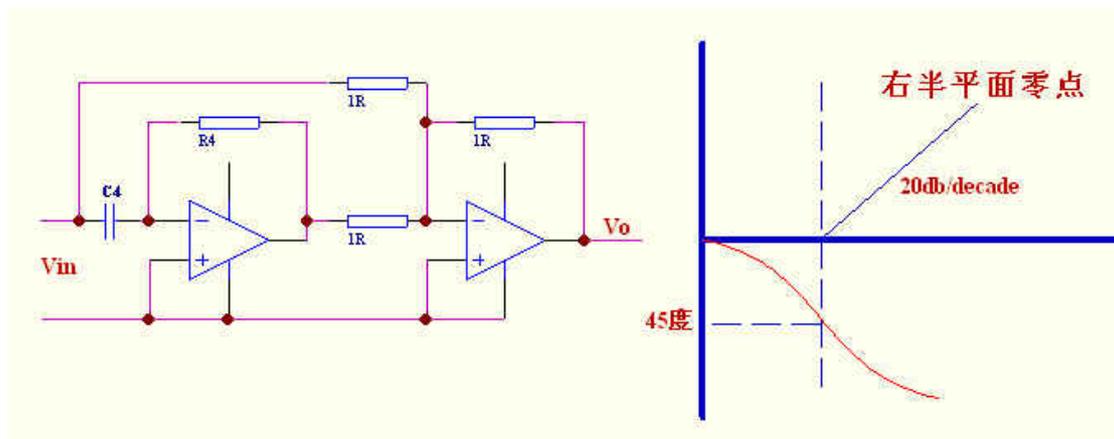
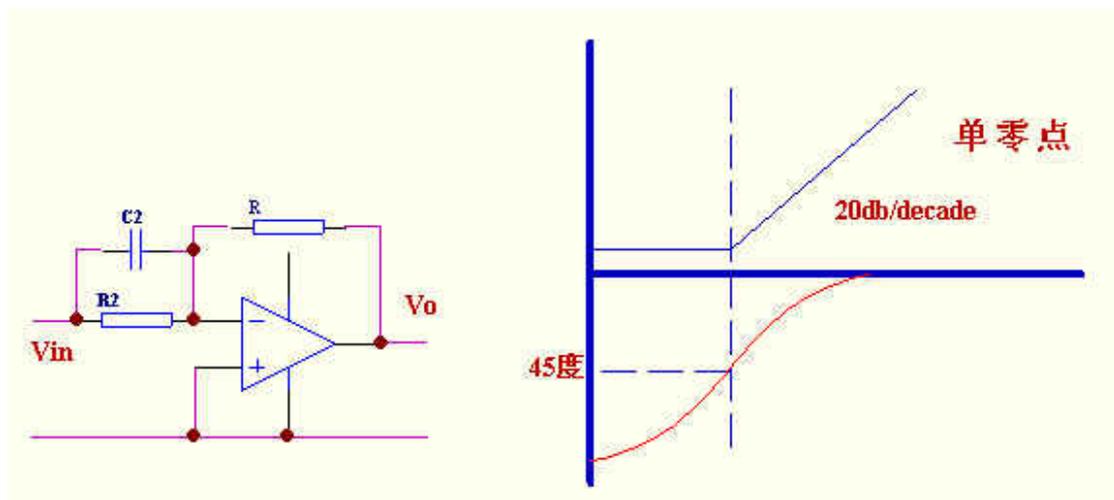
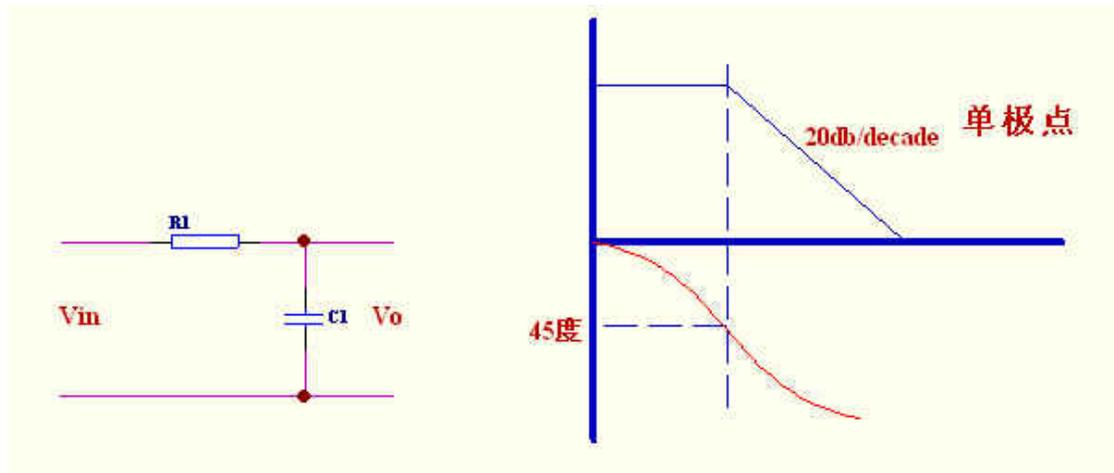
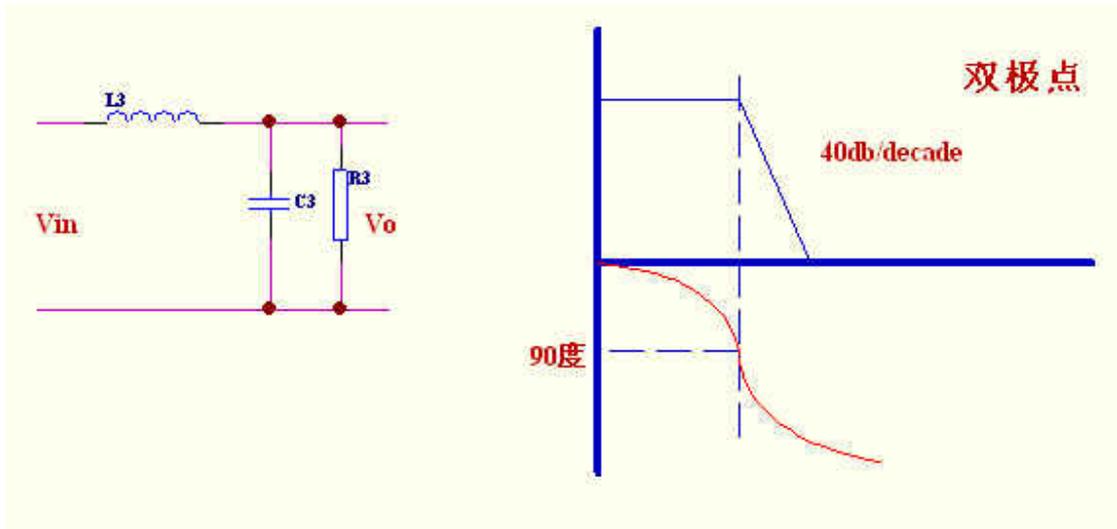


反激电源的控制环路设计

一 环路设计用到的一些基本知识。

电源中遇到的零极点。

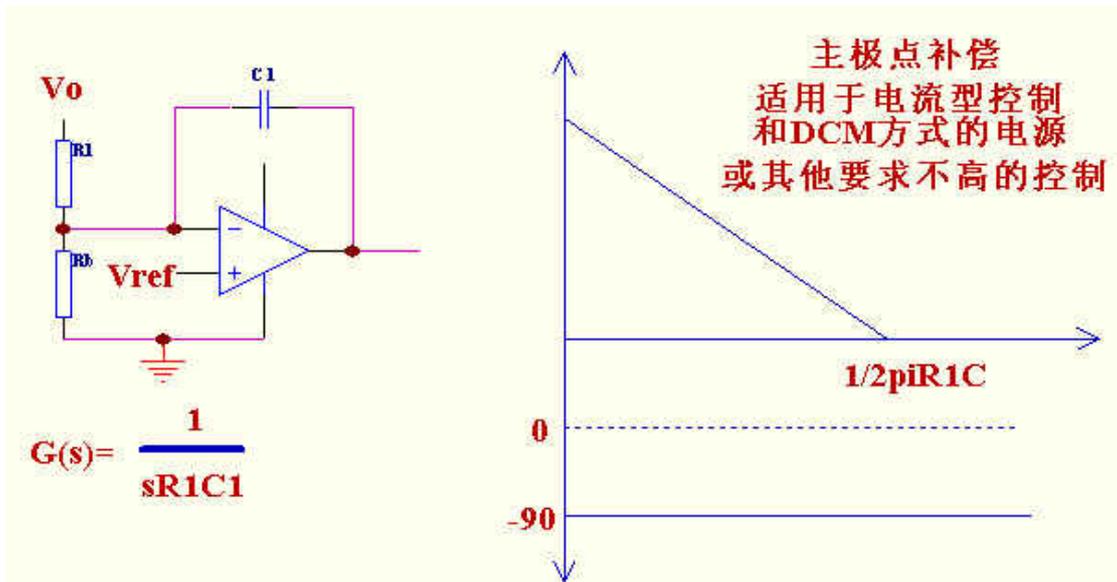




注：上面的图为示意图，主要说明不同零极点的概念，不代表实际位置。

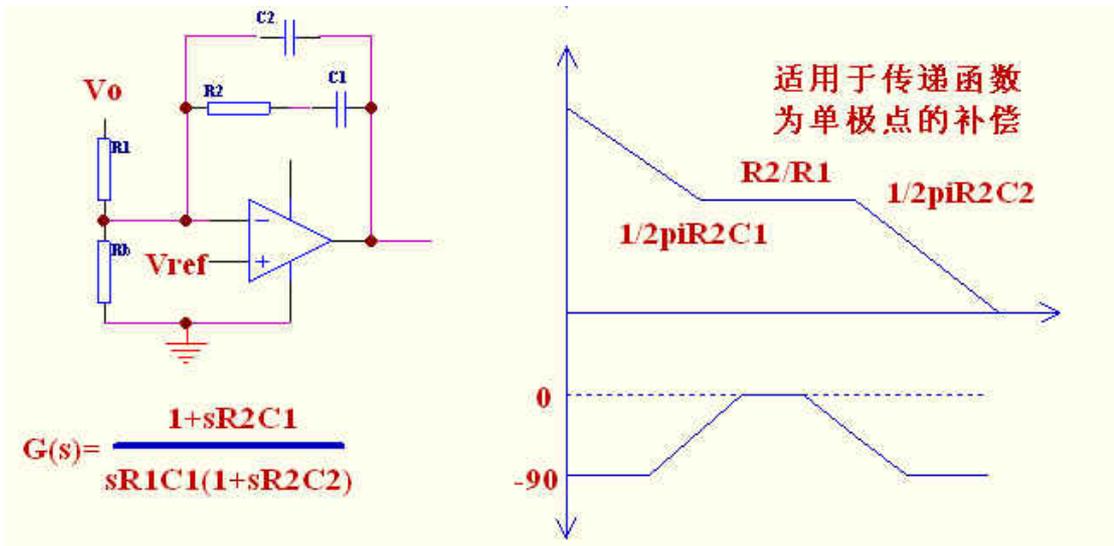
二 电源控制环路常用的 3 种补偿方式。

(1)



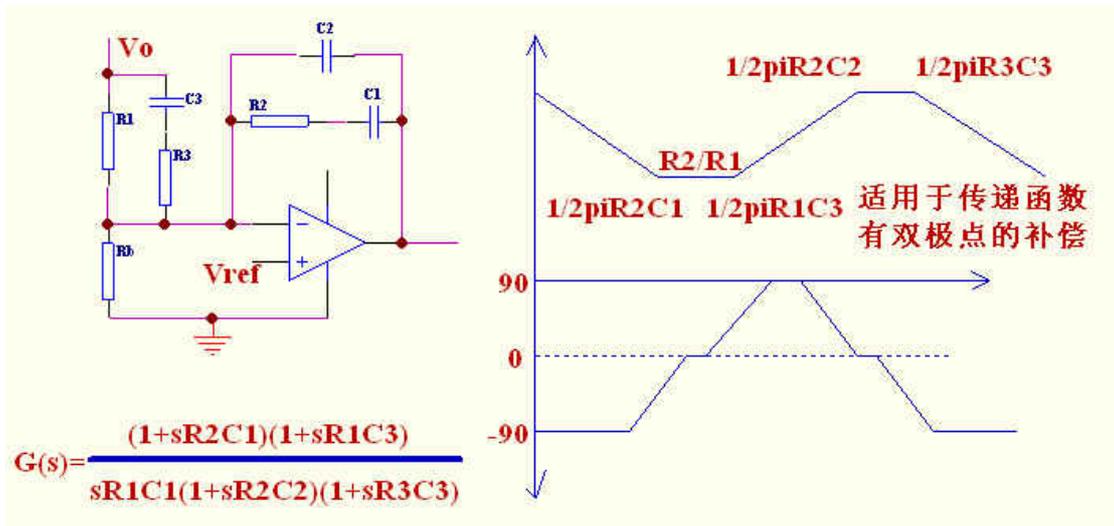
单极点补偿，适用于电流型控制和工作在 DCM 方式并且滤波电容的 ESR 零点频率较低的电源。其主要作用原理是把控制带宽拉低，在功率部分或加有其他补偿的部分的相位达到 180 度以前使其增益降到 0dB。也叫主极点补偿。

(2)



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。

(3)

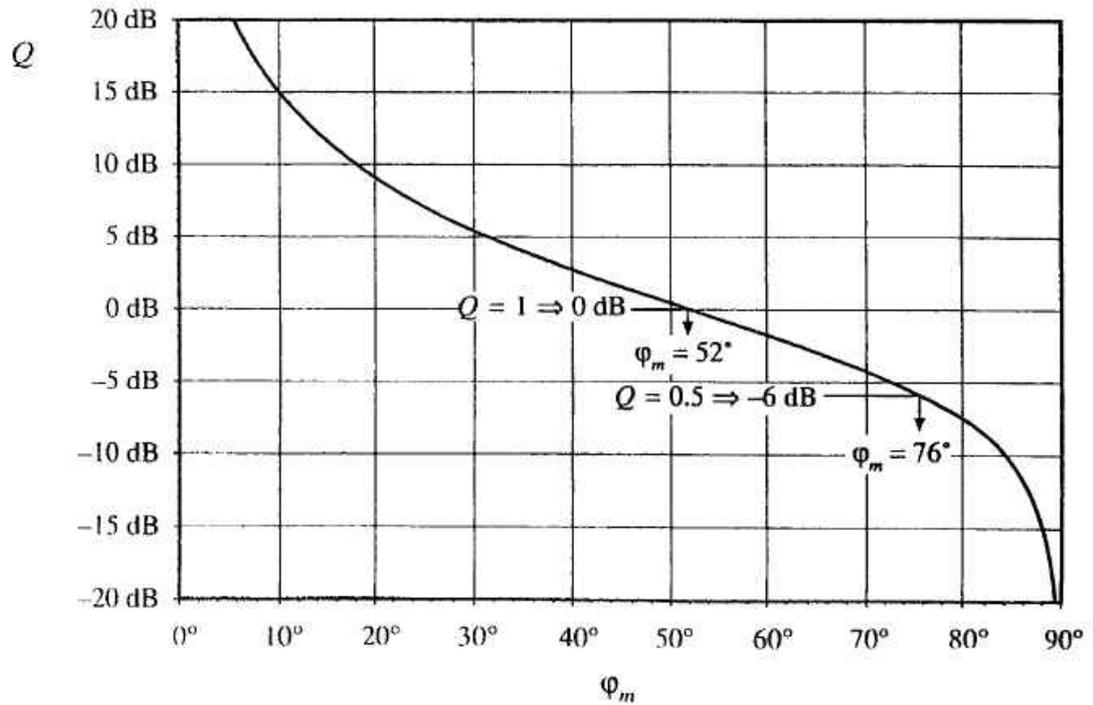


三极点，双零点补偿。适用于输出带 LC 谐振的拓扑，如所有没有用电流型控制的电感电流连续方式拓扑。以上公式中假设 $C_2 \ll C_1$ 。

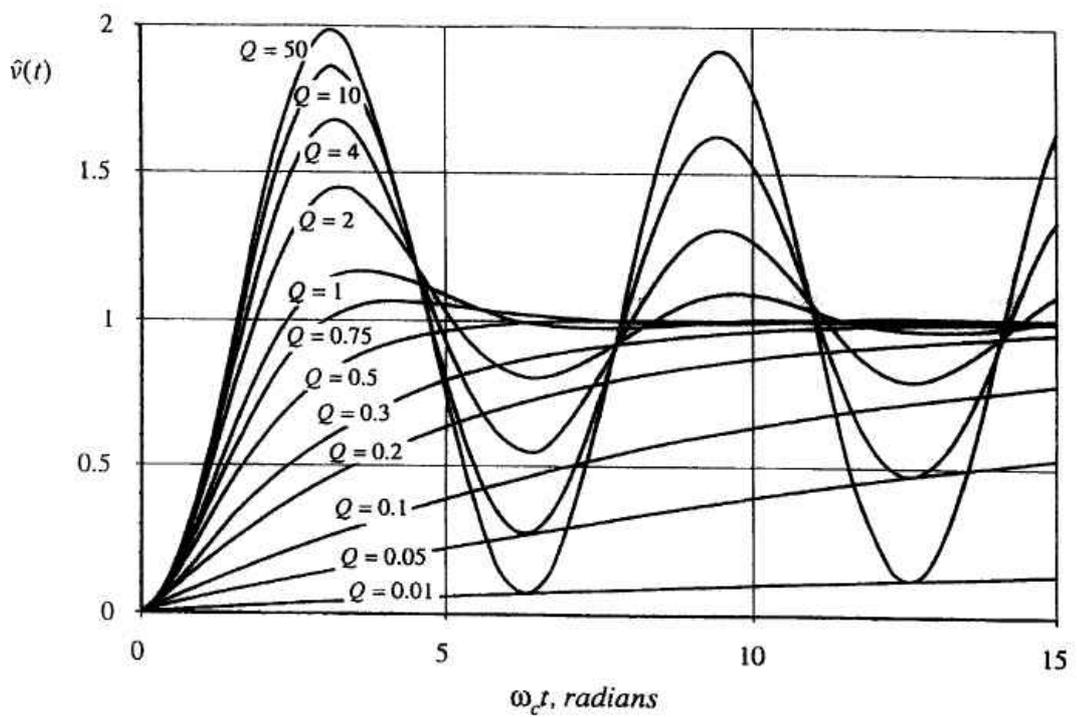
三，环路稳定的标准。

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。

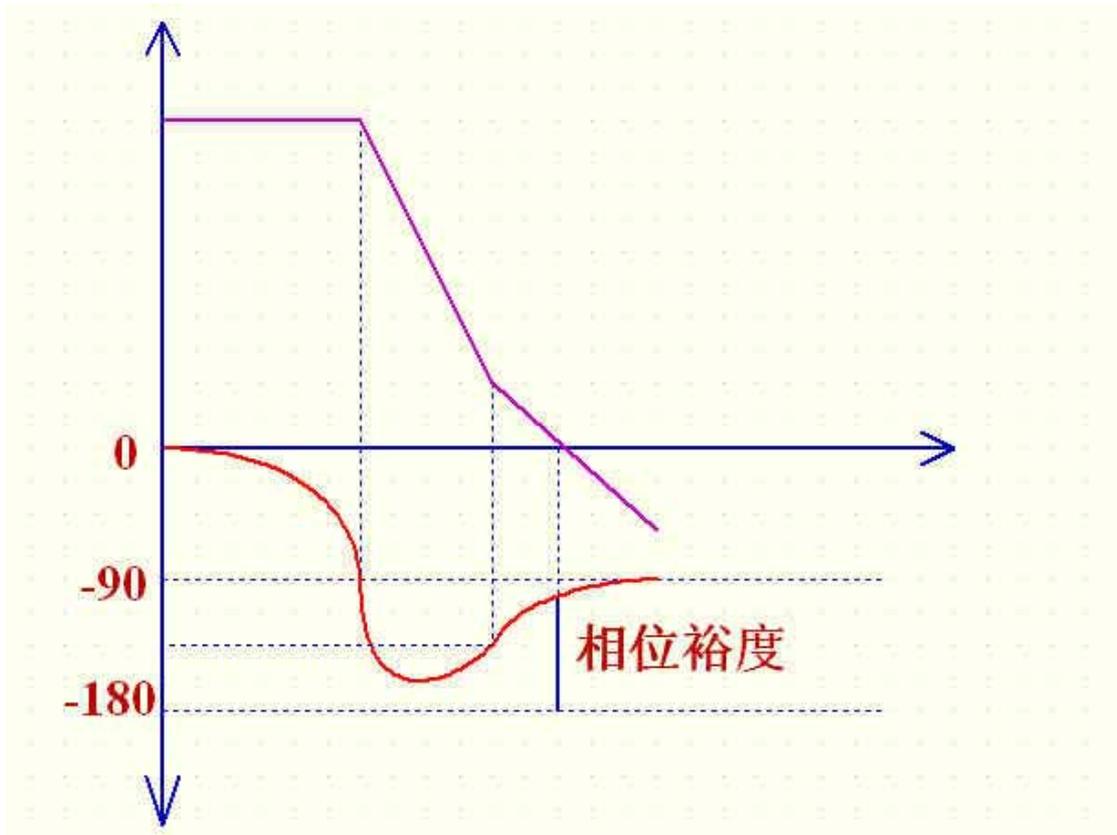
但如果相移接近 360 度，会产生两个问题：1) 相移可能因为温度，负载及分布参数的变化而达到 360 度而产生震荡；2) 接近 360 度，电源的阶跃响应 (瞬时加减载) 表现为强烈震荡，使输出达到稳定的时间加长，超调量增加。如下图所示具体关系。



f 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。

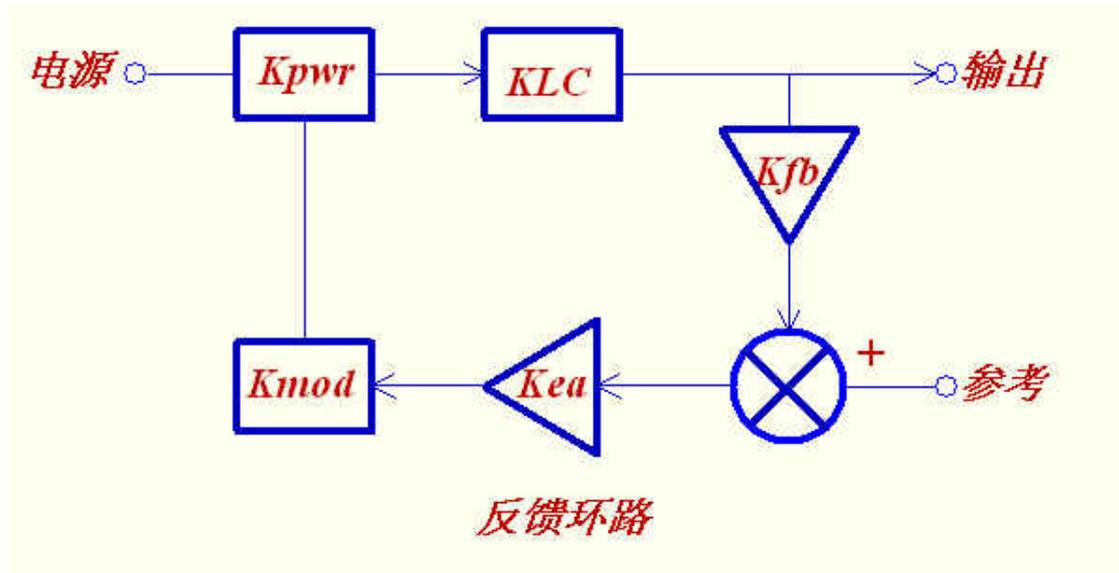
四， 如何设计控制环路？

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

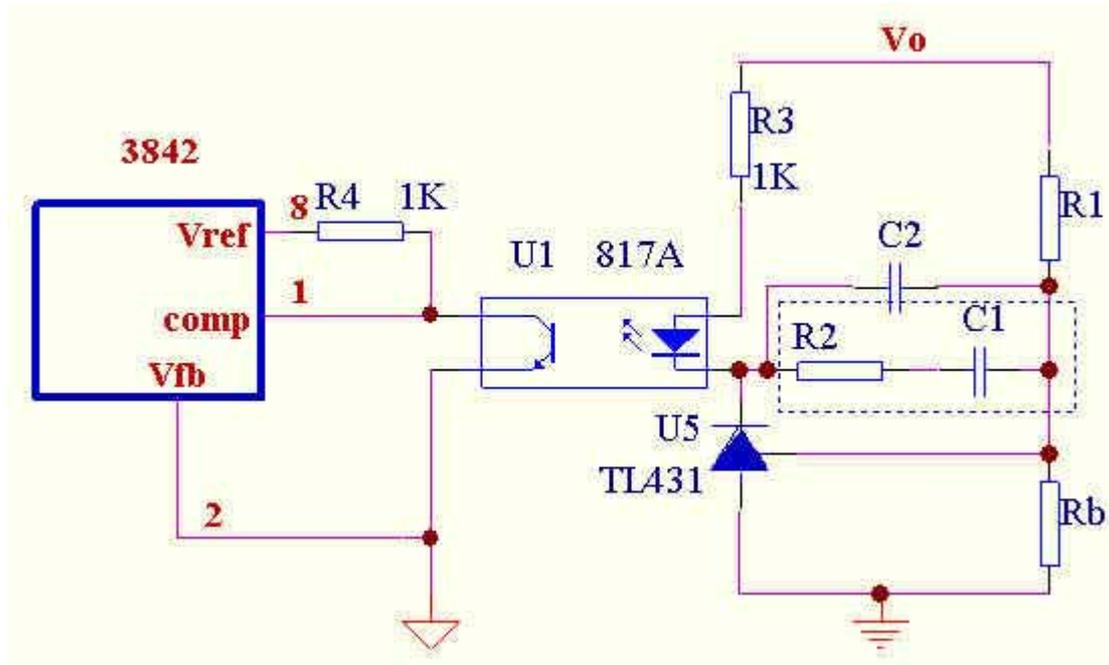
下面分电压型和峰值电流型控制来设计此电源环路。**所有设计取样点在输出小 LC 前面。**如果取样点在小 LC 后面, 由于受 LC 谐振频率限制, 带宽不能很高。

1) 电流型控制

假设用 3842, 传递函数如下:

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

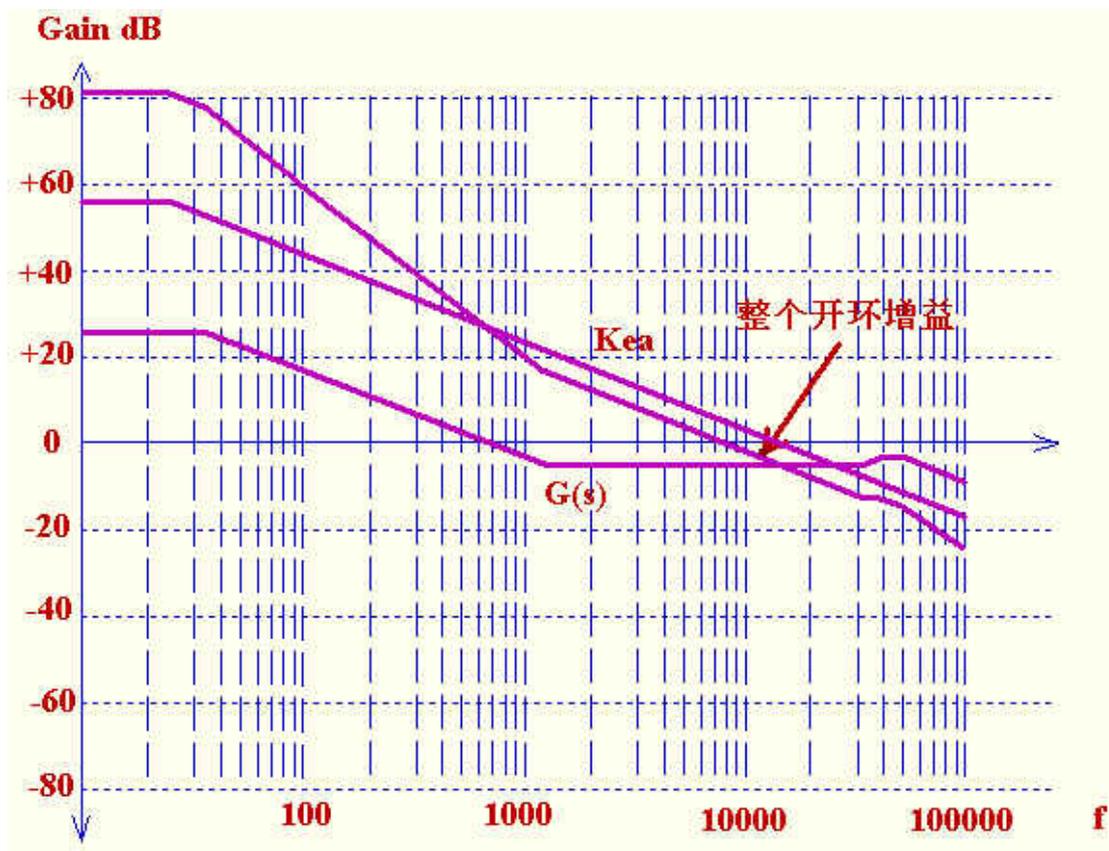
$D = NV_o / (V_{in} + NV_o)$ C 为输出电容 R_o 为负载电阻



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

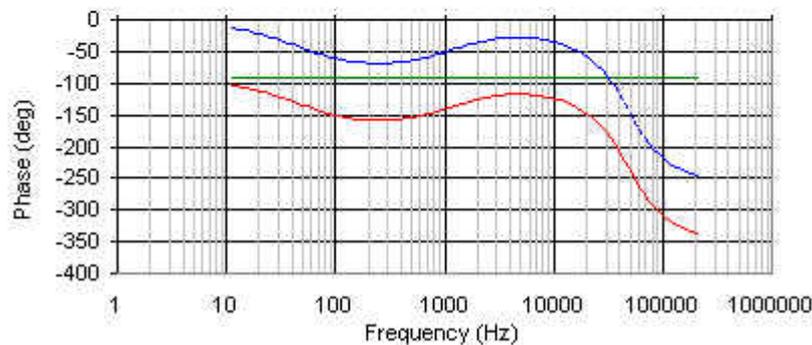
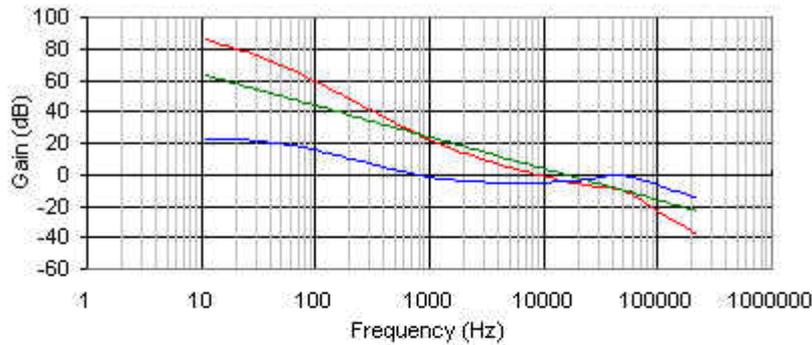
$$Fo = 1/(2 * \pi * R1 * C2) = 15.42$$

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

相位裕度:

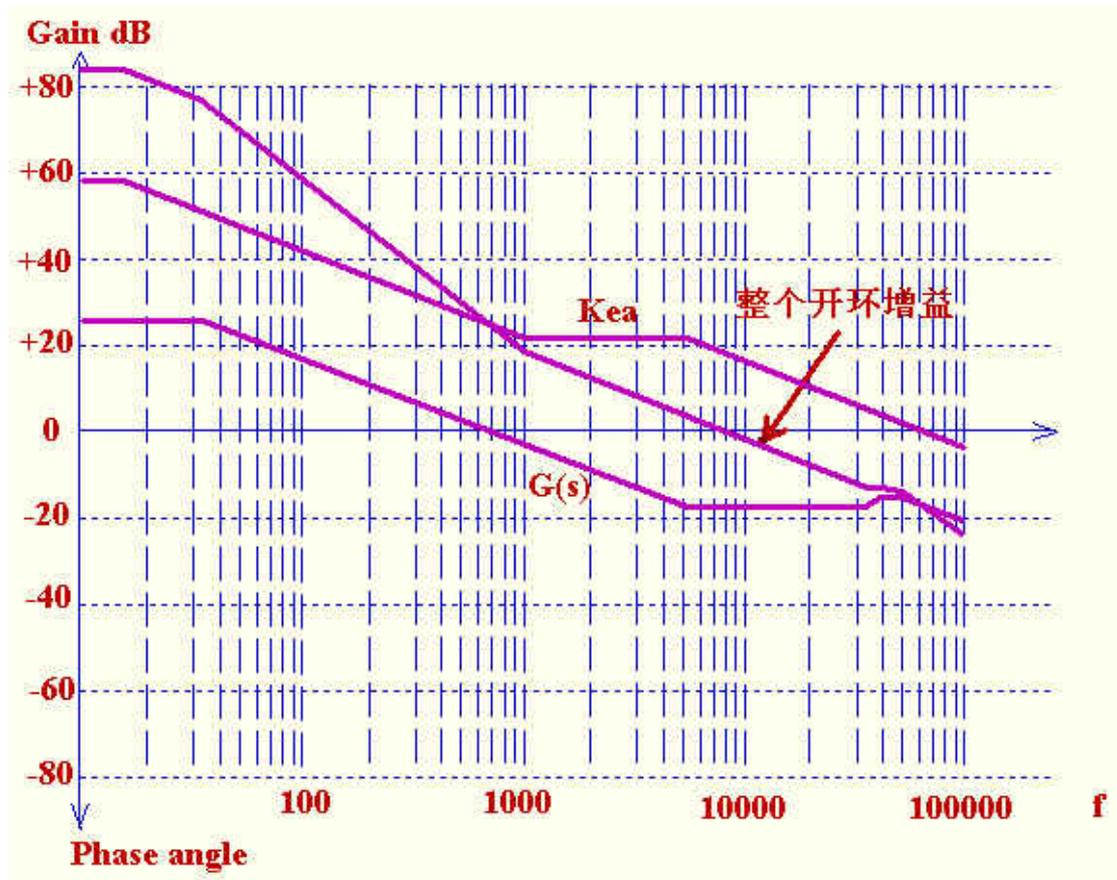
$$180 - 22 - 90 = 68 \text{ 度}$$

仿真图:



兰色为功率部分,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 $-20 * \log(5300/33) + 20 * \log 19.4 = -18\text{dB}$

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+20log(8/5.3)=21.6 dB

水平部分增益= 20logR2/R1=21.6 推出 R2=12*R1=233K

$fp2 = 1/2 * \pi * R2C2$ 推出 $C2 = 1 / (2 * 3.14 * 233K * 5.4K) = 127\text{pF}$

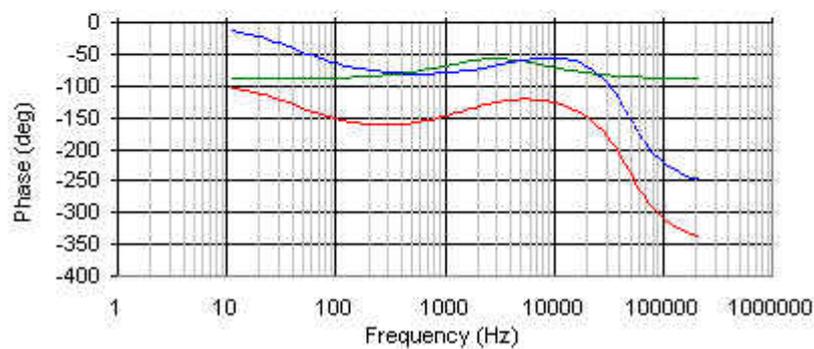
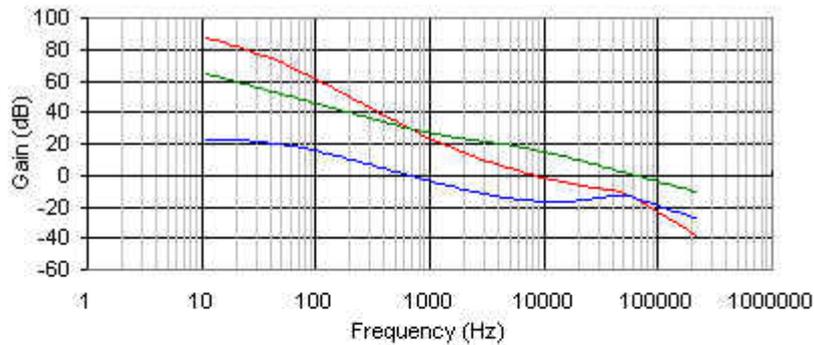
$fz1 = 1/2 * \pi * R2C1$ 推出 $C1 = 1 / (2 * 3.14 * 233K * 1.6K) = 0.427\text{nF}$

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：

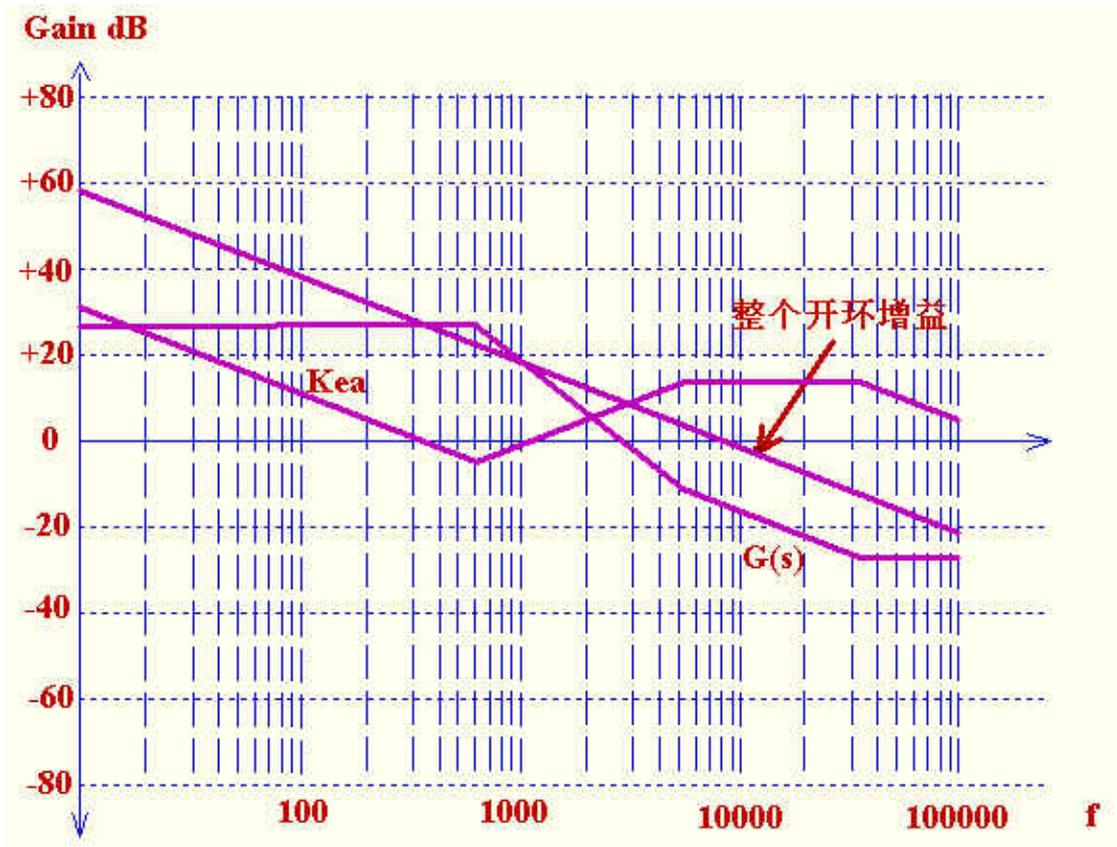
$$G(s) = V_o/V_c = K_{mod} * (K_{pwr} * K_{lc}) * K_{fb} = \frac{1}{V_{ea}} * \frac{V_{in}}{N * (1-D)^2} * \frac{(1+sCR_c) * [1 - \frac{sL_p D}{N^2 * R_o * (1-D)^2}]}{1 + \frac{s}{\omega_o * Q} + \frac{s^2}{\omega_o^2}} * 1$$

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

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

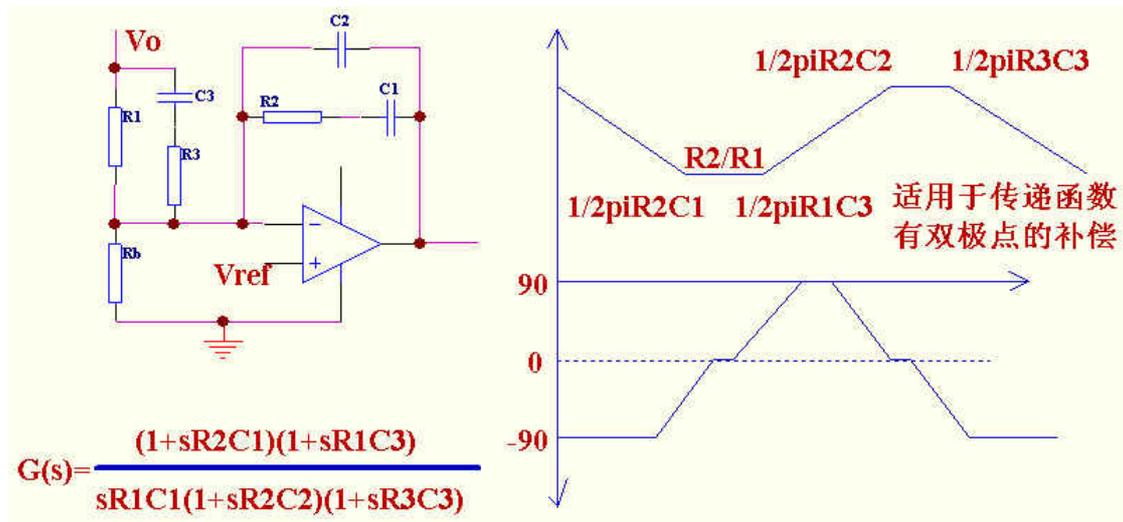
$$G(s) = V_o/V_c = 26 * \frac{(1+s/5.3K) * (1-s/33K)}{1 + \frac{s}{4 * 3799} + [\frac{s}{3799}]^2} \quad f_o = 3799 / (2 * \pi) = 605\text{Hz}$$

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： $R_b=5.1K; R_1=19.4K$

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

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：

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

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

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

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

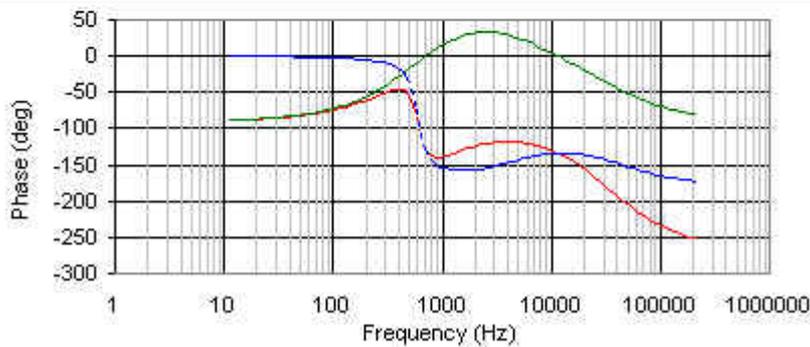
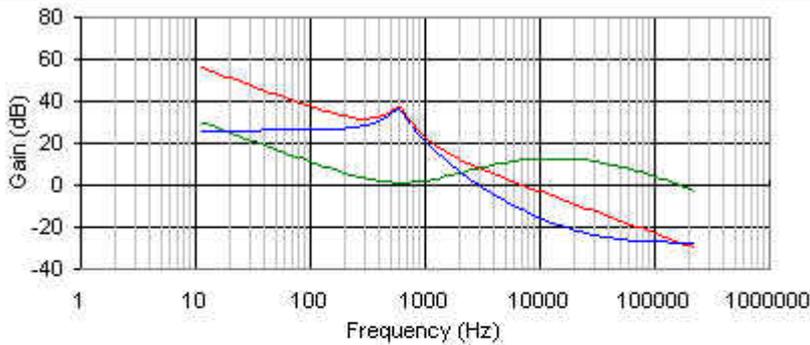
$$1/(2\pi R_2 C_1)=605 \quad C_1=9\text{nF.}$$

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

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

相位裕量： $180-126=54$ 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

参考资料

1. 《自动控制原理》南航 胡寿松主编
2. <<switch mode power supply handbook>> KELTH BILLINGS
3. <<Power intergrations circuit data book>> Power Intergrations (PI)
4. <<Fundamentals of Power Electronics>> Robert W. Erickson
5. <<switching power supply design>> Abraham I. Pressman
6. <Control loop design> Lloyd H. Dixon
7. <A More Accurate current-Mode Control Model> Ray Ridley
8. <Designing Stable Control Loop> Dan Mitchell
9. Infineon Application Note: AN-SMPS-16822CCM-1
10. CS3842AAN/D

11. PI Application Note: AN-11

12. AS3842 Application Note 5