



# 环路控制稳定性分析

---



# 内容简介

---

- 一.环路控制介绍
- 二.环路控制稳定性判断
- 三.**Buck**电路稳定性分析
- 四.**OP+MOS**稳定性分析

## 一. 环路控制介绍

环路控制一般分为开环控制与闭环控制

### 1. 开环控制

开环控制是指输出量的信号不能控制输入量.开环控制的模型为:

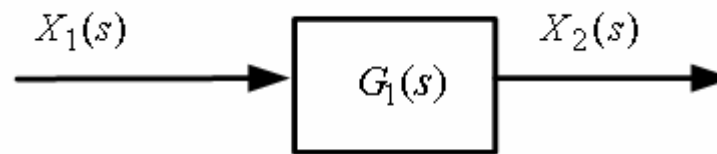
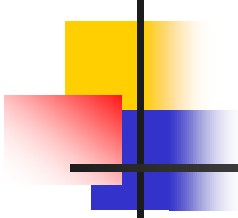


图1.1 开环控制模型

其中,  $X_1(s)$  为控制系统的输入变量,  $X_2(s)$  为控制系统的输出变量.



开环控制的传递函数为：

$$G_1(s) = \frac{X_2(s)}{X_1(s)}$$

两个环节串联：

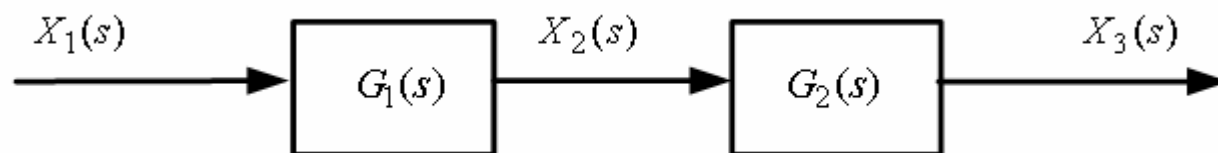


图1.2 两环节控制模型



可以得出：

---

$$G_1(s) = \frac{X_2(s)}{X_1(s)} \qquad G_2(s) = \frac{X_3(s)}{X_2(s)}$$

$$G(s) = \frac{X_3(s)}{X_1(s)} = \frac{X_2(s)}{X_1(s)} \cdot \frac{X_3(s)}{X_2(s)} = G_1(s) \cdot G_2(s)$$

**结论：**多个环节串联后总的传递函数等于每个环节传递函数的乘积。

实例：低通电路

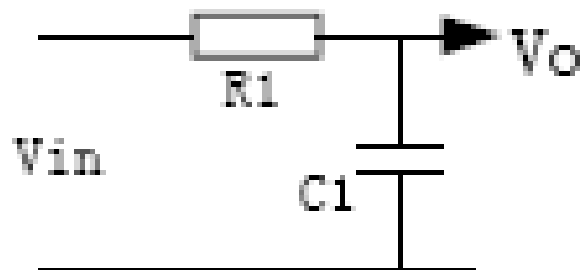


图1.3 低通电路

其传递函数为：

$$G(s) = \frac{X_2(s)}{X_1(s)} = \frac{1/sC}{R_1 + 1/sC} = \frac{1}{1 + sR_1C}$$

## 2. 闭环控制

闭环控制是指从输出量取出控制信号作为比较量反馈给输入端控制输入信号.一般这个取出量与输入量的相位相反,所以叫负反馈控制.

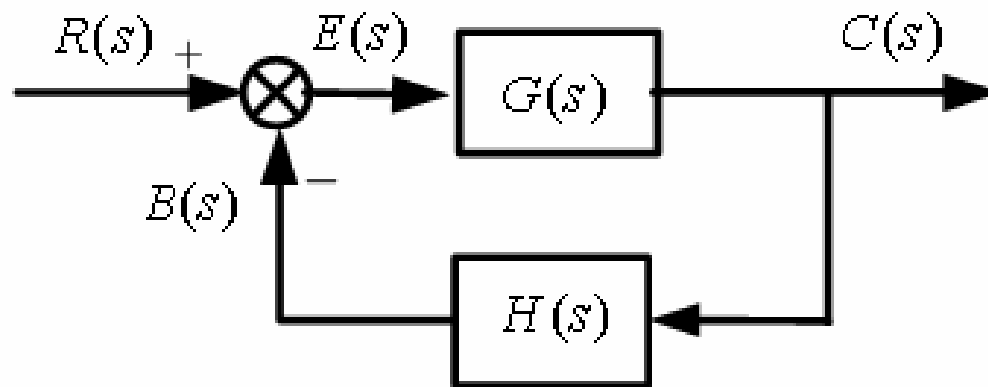
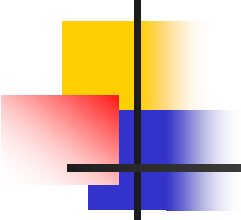


图1.4 闭环控制



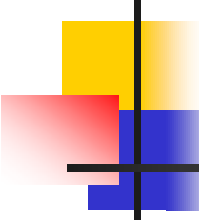
前向通道和反馈通道传递函数为 $G(s)$  与  $H(s)$

$$C(s) = G(s)E(s) = G(s)[R(s) - B(s)] = G(s)[R(s) - H(s)C(s)]$$

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{G(s)}{1 + G(s)H(s)}$$

结论:具有负反馈结构环节传递函数等于前向通道的传递函数除以**1**加(若正反馈为减)前向通道与反馈通道传递函数的乘积。





## 二. 环路控制稳定性判断

### 1. 波特图基础

幅度曲线的频率响应是电压增益改变与频率改变的关系,这种关系可以用波特图上一条以分贝(dB)来表示的电压增益比频率(Hz)曲线来描述.波特幅度图被绘成一种半对数曲线:**x**轴为采用对数刻度的频率(Hz),**y**轴则为采用线性刻度的电压增益(dB),波特图的另一半则是相位曲线(相移比频率),并被描述成以“度”来表示的相移比频率关系.波特相位曲线亦被绘成一种半对数曲线:**x**轴为采用对数刻度的频率(Hz),**y**轴为采用线性刻度的相移(度).

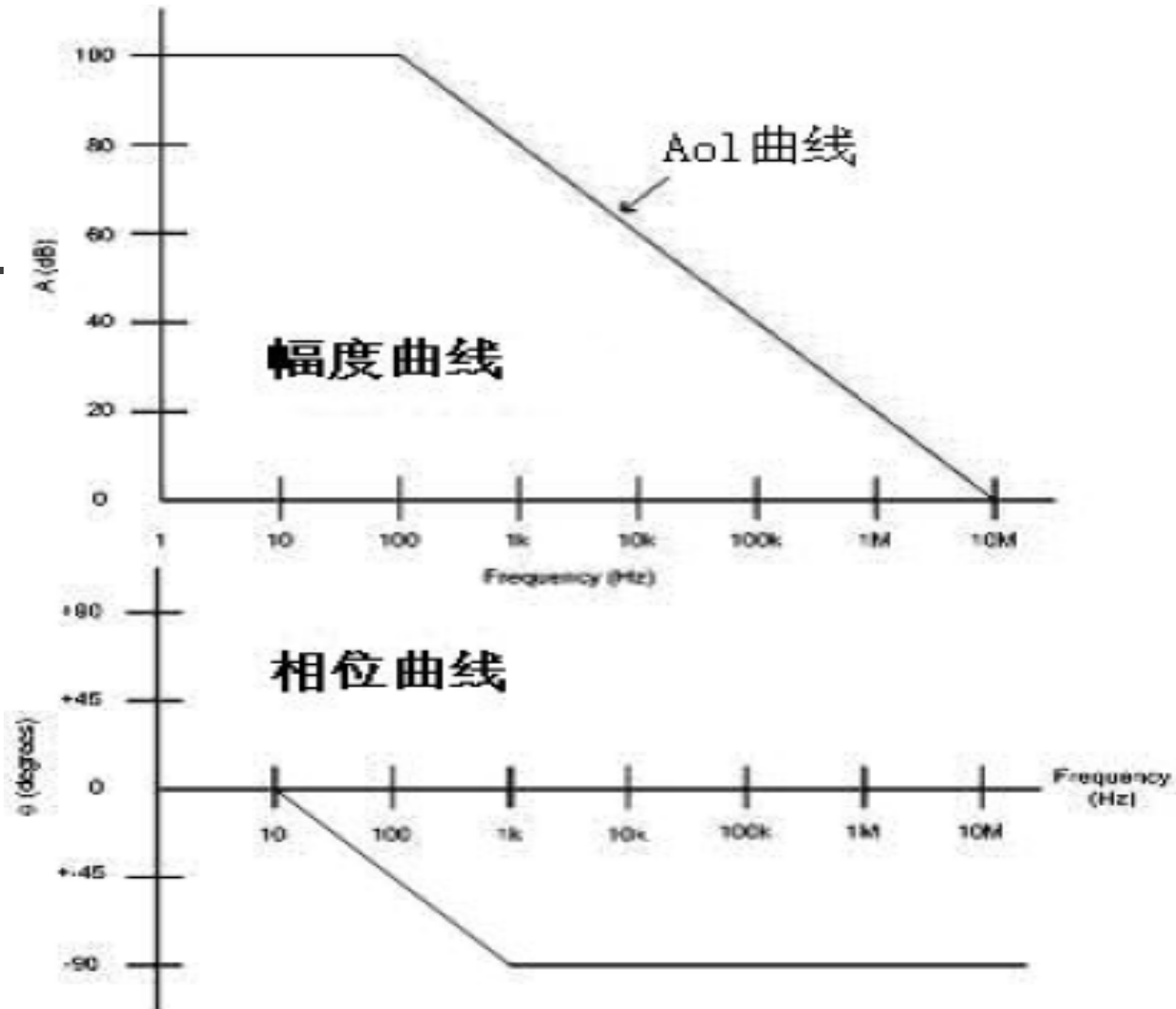
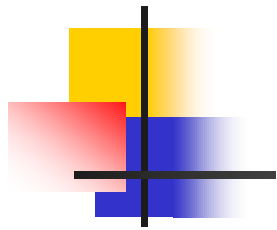
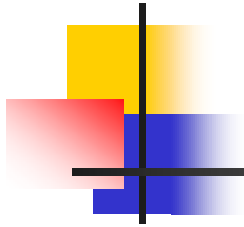


图2.1 幅度与相位波特曲线



从图中可以看出,幅度曲线的增益随频率减小,横坐标是以十倍频程变化(十倍频程是按  $\times 10$  增加或按  $\times 1/10$  减小,从 10Hz 到 100Hz 为一个十倍频程).

## 2. 零极点介绍

如果传递函数为:

$$G(s) = \frac{1 + sR_2 gC_1}{1 + sR_1 gC_2}$$

则零点位于  $F_z = \frac{1}{2\pi gR_2 gC_1}$ , 极点位于  $F_p = \frac{1}{2\pi gR_1 gC_2}$

单个零点响应在波特图(幅度增益曲线)上具有按斜率 $+20\text{dB}/\text{decade}$ 上升的特点,在零点位置,增益为直流增益加 $3\text{dB}$ ,在相位曲线上,零点在其频率  $f_z$  上具有  $+45^\circ$ 的相移.相位在  $f_z$  的两边以  $+45^\circ/\text{decade}$ 斜率变化为  $0^\circ$  与  $+90^\circ$ .

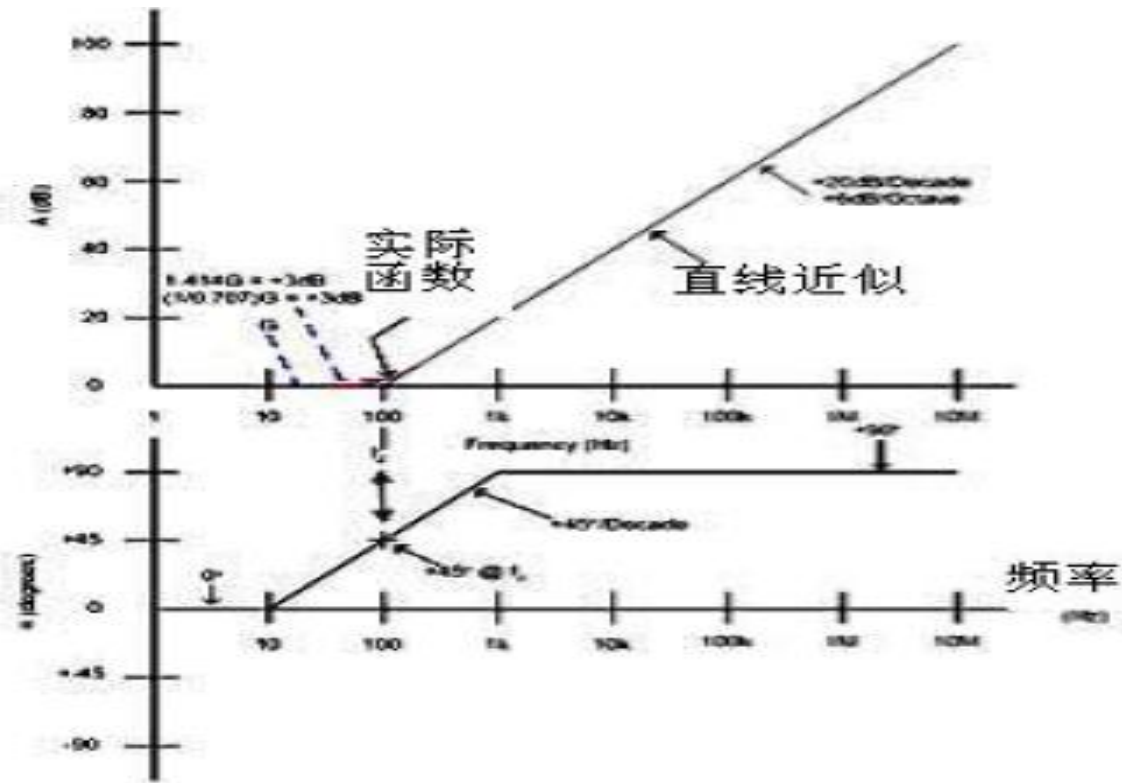


图2.2 零点波特曲线幅度与相位

单个极点响应在波特图(幅度增益曲线)上具有按斜率  $-20\text{dB}/\text{decade}$  下降的特点,在极点位置,增益为直流增益减 $3\text{dB}$ ,在相位曲线上,极点在其频率  $f_p$  上具有 $-45^\circ$  的相移.相位在  $f_p$  的两边以  $-45^\circ/\text{decade}$  斜率变化为  $0^\circ$  与  $-90^\circ$  .

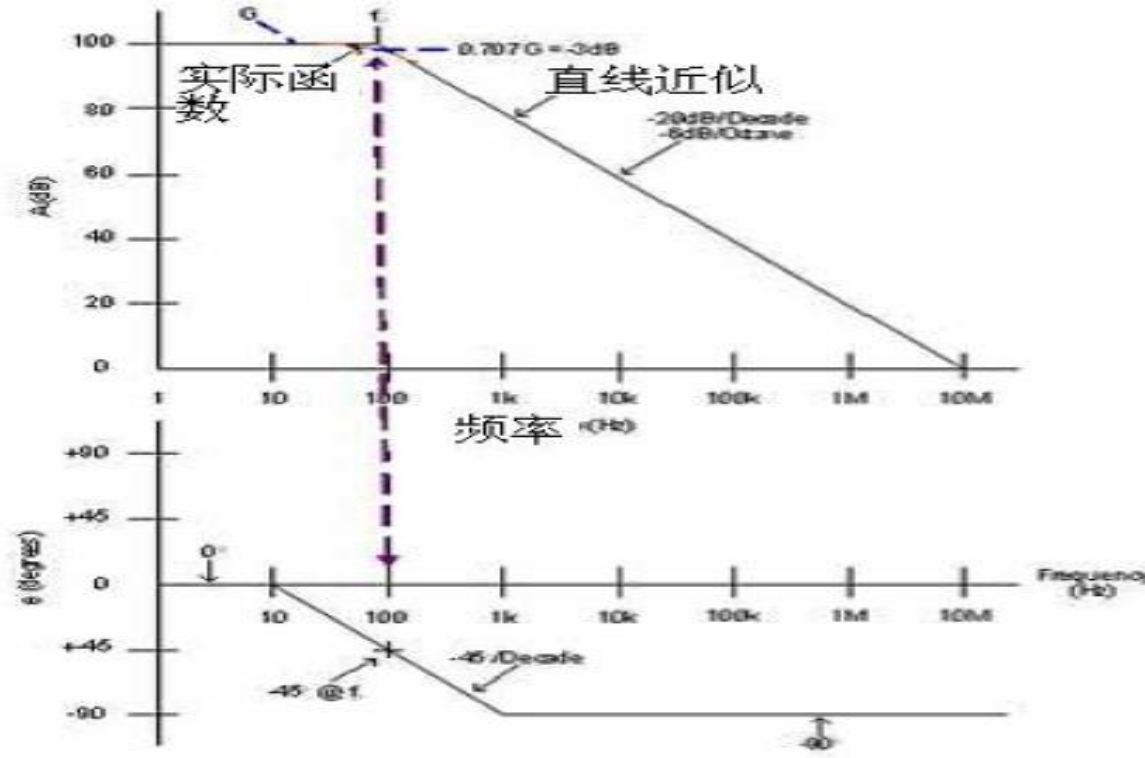


图2.3 极点波特曲线幅度与相位

### 3. 稳定性判据

第一个判据是交越频率(在此频率时,总的环路增益是1即0dB)的相移应当小于  $-180^\circ$ ,同时相位裕度(相位角度与  $-180^\circ$  的差)通常至取  $45^\circ$ .

第二个判据是避免幅频特性斜率以  $-40\text{dB}/\text{decade}$  电路的特性随频率陡峭变化,整个电路的开环幅频特性以斜率  $-20\text{dB}/\text{decade}$  交越.

不稳定电路:

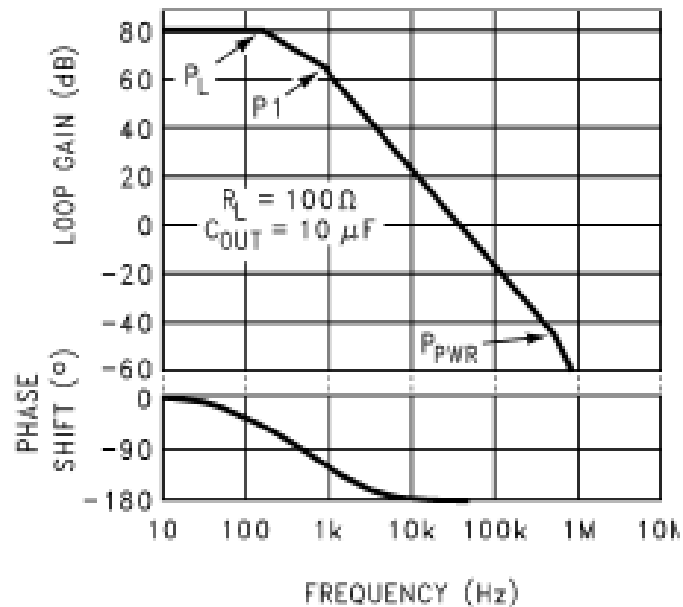


图2.4 不稳定环路

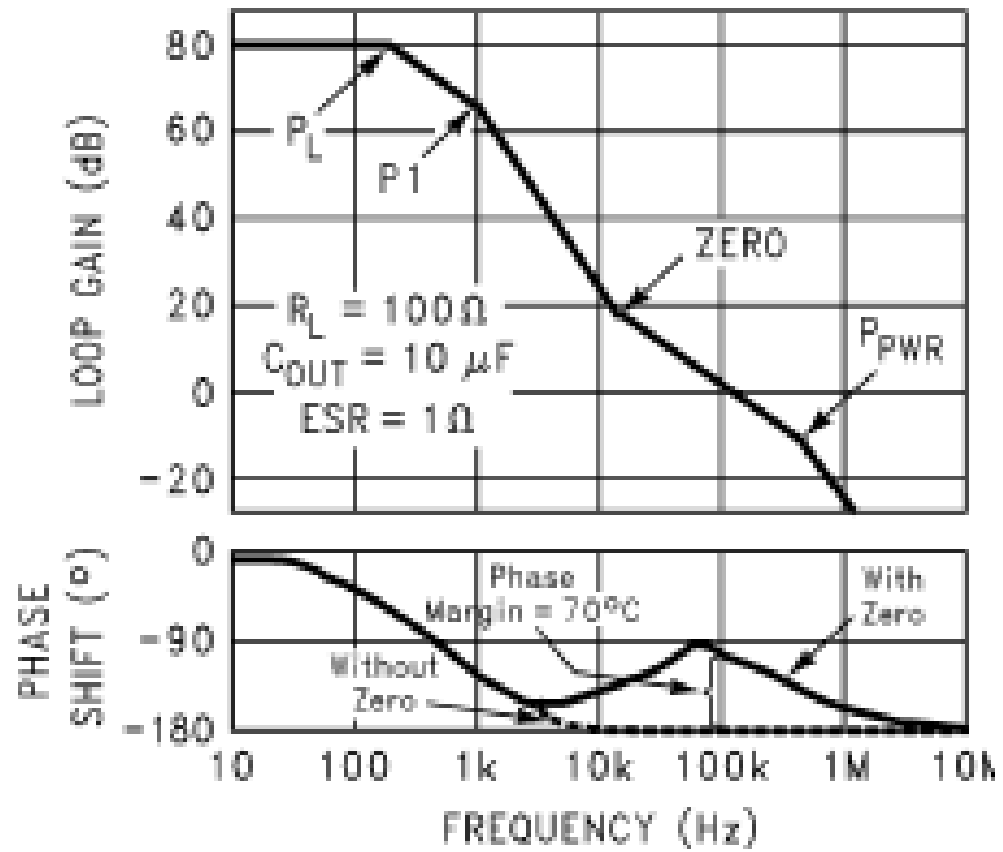
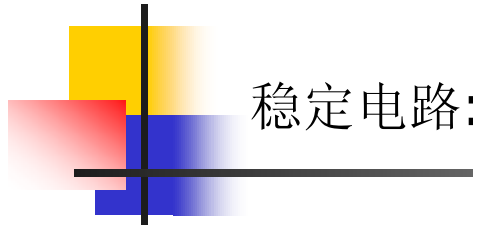


图2.5 稳定电路

### 三. Buck电路稳定性分析

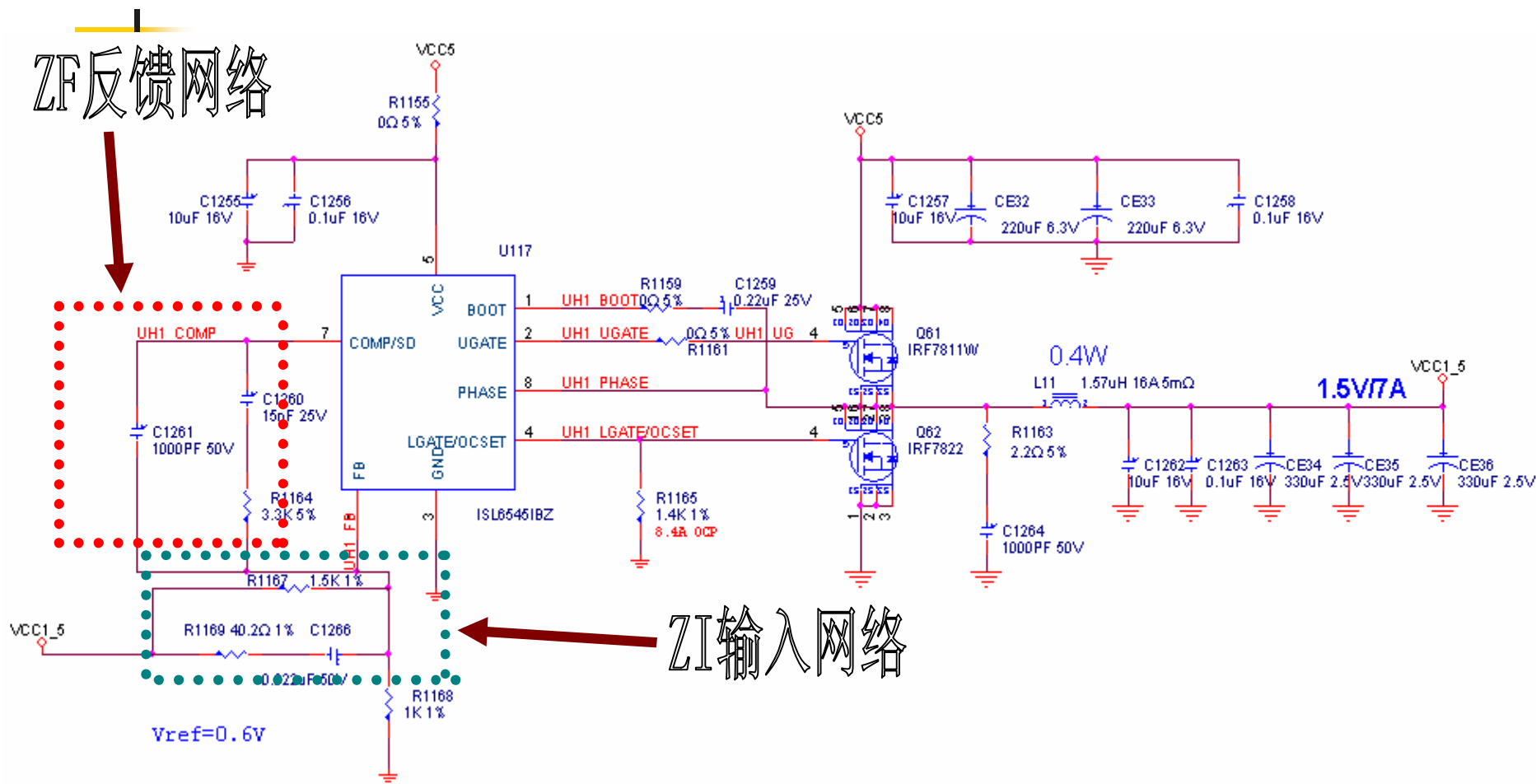


图3.1 ISL6545 IC芯片及外围电路图





## 2. Buck控制电路的组成

**Buck控制电路主要由调节器(Modulator),输出滤波器(Output Filter),补偿网络(Compensation Network)三部分组成.**

### (1) 调节器部分

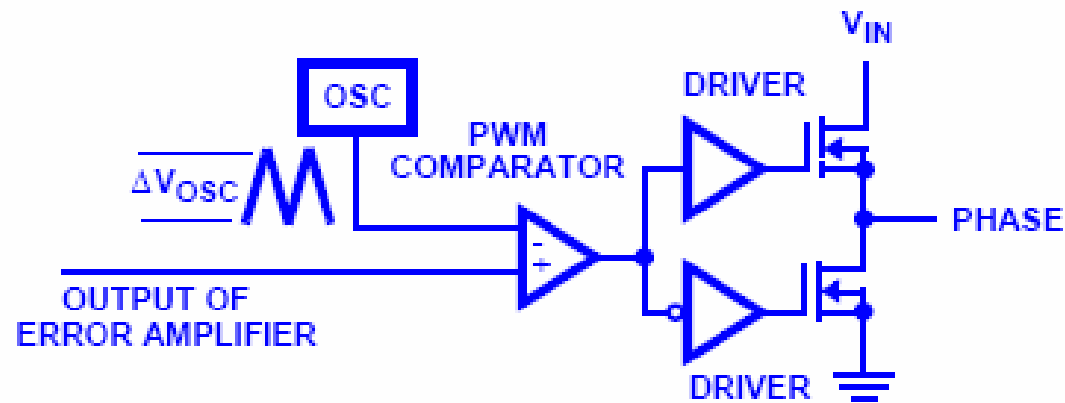


图3.3 调节器电路

调节器的输入信号即为与参考电压相比较的误差放大器的输出信号。

调节器的输出即为**PHASE**节点，调节器的增益可以简便地看成是入电压  $V_{IN}$  与IC 内部集成振荡器的峰峰值电压  $\Delta V_{OSC}$  的比值。

即为：

$$GAIN_{Modulator} = \frac{V_{IN}}{\Delta V_{OSC}}$$

## (2) 输出滤波器

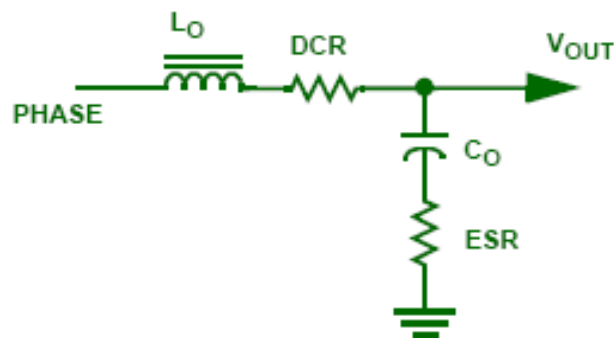
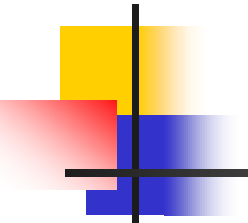


图3.4 输出滤波器电路



输出滤波器是由输出电感与输出电容所组成的。输出电感的DCR值与输出电容的ESR值对于环路的稳定性会起很重要的作用，但起主要作用的为输出电感的ESR值。

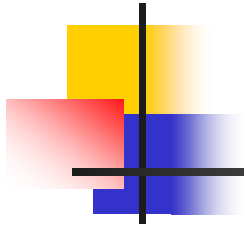
其增益为：

$$GAIN_{LC} = d_{MAX} \quad (d_{MAX} \text{ 也即为最大占空比})$$

其传递函数为：

$$H_{FILTER} = \frac{1 + s g ESR g C_{OUT}}{1 + s g (ESR + DCR) g C_{OUT} + s^2 g L_{OUT} g C_{OUT}}$$

由传递函数可以看出，输出滤波器会产生一个双极点  $F_{LC}$  与一个零点  $F_{CE}$ 。



其中：

$$F_{LC} = \frac{1}{2\pi g\sqrt{LgC}} \quad F_{CE} = \frac{1}{2\pi gC_{OUT}gESR}$$

调节器与输出滤波器组合图：

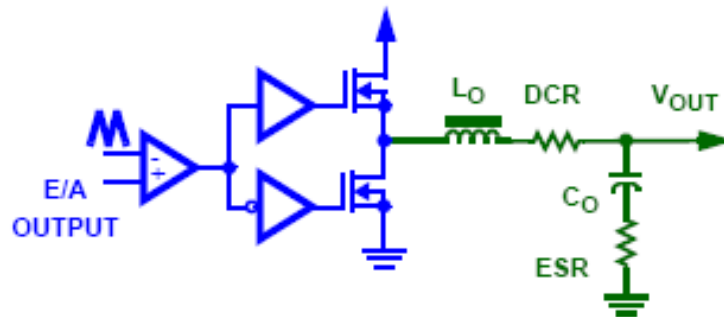
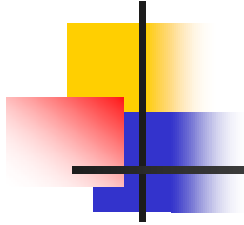


图3.5 调节器与输出滤波器组合图



其增益为:

$$GAIN = \frac{d_{MAX} g V_{IN}}{\Delta V_{OSC}}$$

传递函数为:

$$H_{FILTER} = \frac{1 + s g ESR g C_{OUT}}{1 + s g (ESR + DCR) g C_{OUT} + s^2 g L_{OUT} g C_{OUT}}$$

其波特图为：  

$$20 \log \frac{d_{MAX} V_{IN}}{\Delta V_{OSC}}$$

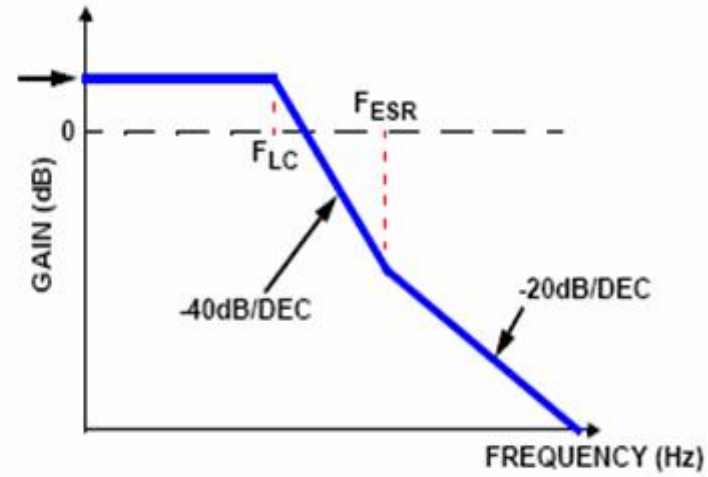


图3.6 调节器与输出滤波器波特图

在低频时  $X_C \gg X_L$ ，输入信号不衰减，增益为  $20 \log \frac{d_{MAX} V_{IN}}{\Delta V_{OSC}}$ ，在频率  $F_{LC}$  以上，随着电容阻抗的减少，电感阻抗的增加，使得增益变化率为  $-40\text{dB/decade}$  或斜率为  $-2$ ，由于大多数滤波电容具有ESR,因此，在  $F_{LC}$  以上的低频段，容抗远远

大于ESR,此时阻抗仅是容抗在起作用,斜率仍为  $-20dB/decade$ , 在更高频  $1/\omega C = ESR$  时,从输出端看的阻抗仅是ESR,在此频率范围内,电路变为LR滤波,而不是LC滤波。在  $F_{ESR}$  范围,感抗以  $20dB/decade$ 变化,而ESR保持常数,增益以  $-40dB/decade$ 下降。

### (3) 补偿网络部分

补偿网络根据结构形式,可以分为Type I, Type II型与TypeIII型, Type I 适合于电流模式控制(CMC)中, Type II型与TypeIII适合于电压模式控制(VMC)中。

1) Type I 型结构如图3.7所示。

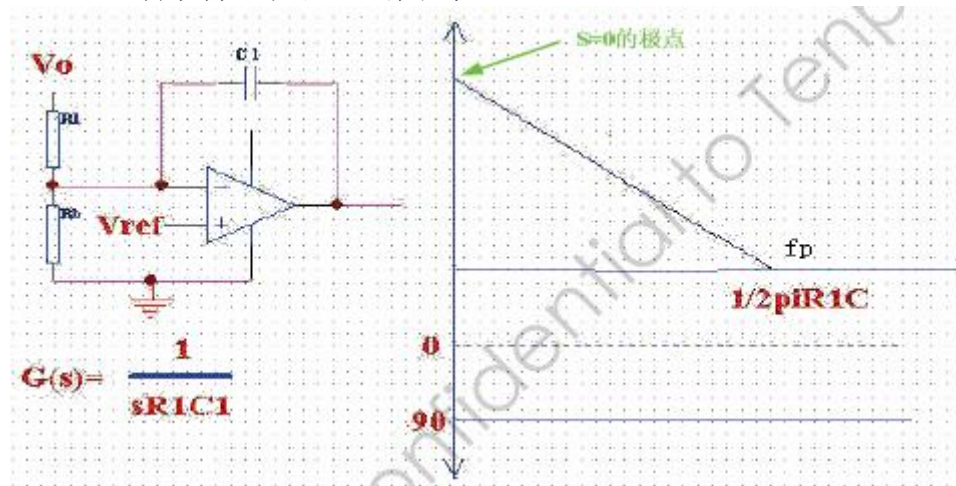


图3.7 Type I 型补偿网络结构图



Type I 型补偿网络产生一个初始极点, 能够把控制带宽拉低, 在功率部分或有其他补偿的部分相位达到**180度**以前使其增益降到**0dB**,其补偿所需器件少,但闭环带宽小,暂态响应慢,适合于电流模式控制(CMC)中.

2) Type II 型结构如图3.8所示

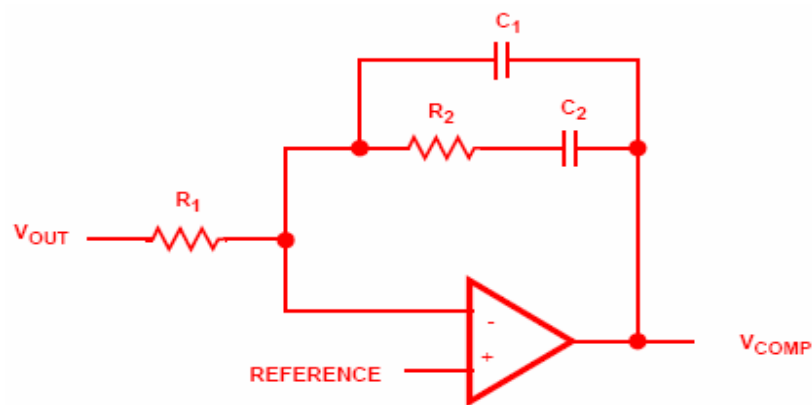


图3.8 Type II 型补偿网络结构图

传递函数为：

$$H_{comp} = \frac{1}{R_1 g C_1} g \frac{(s + \frac{1}{R_2 g C_2})}{s g (s + \frac{C_1 + C_2}{R_2 g C_1 g C_2})}$$

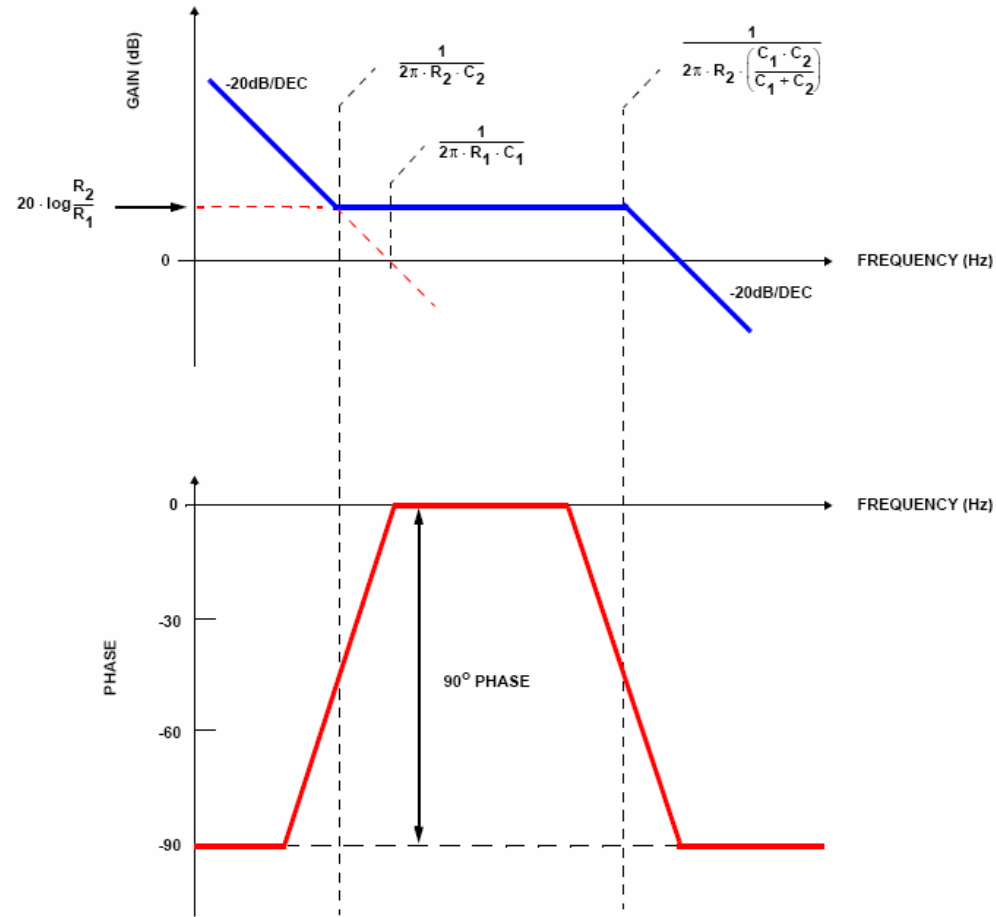


图3.9 Type II型补偿网络幅频及相频图

Type II 型闭环系统结构图如下图所示：

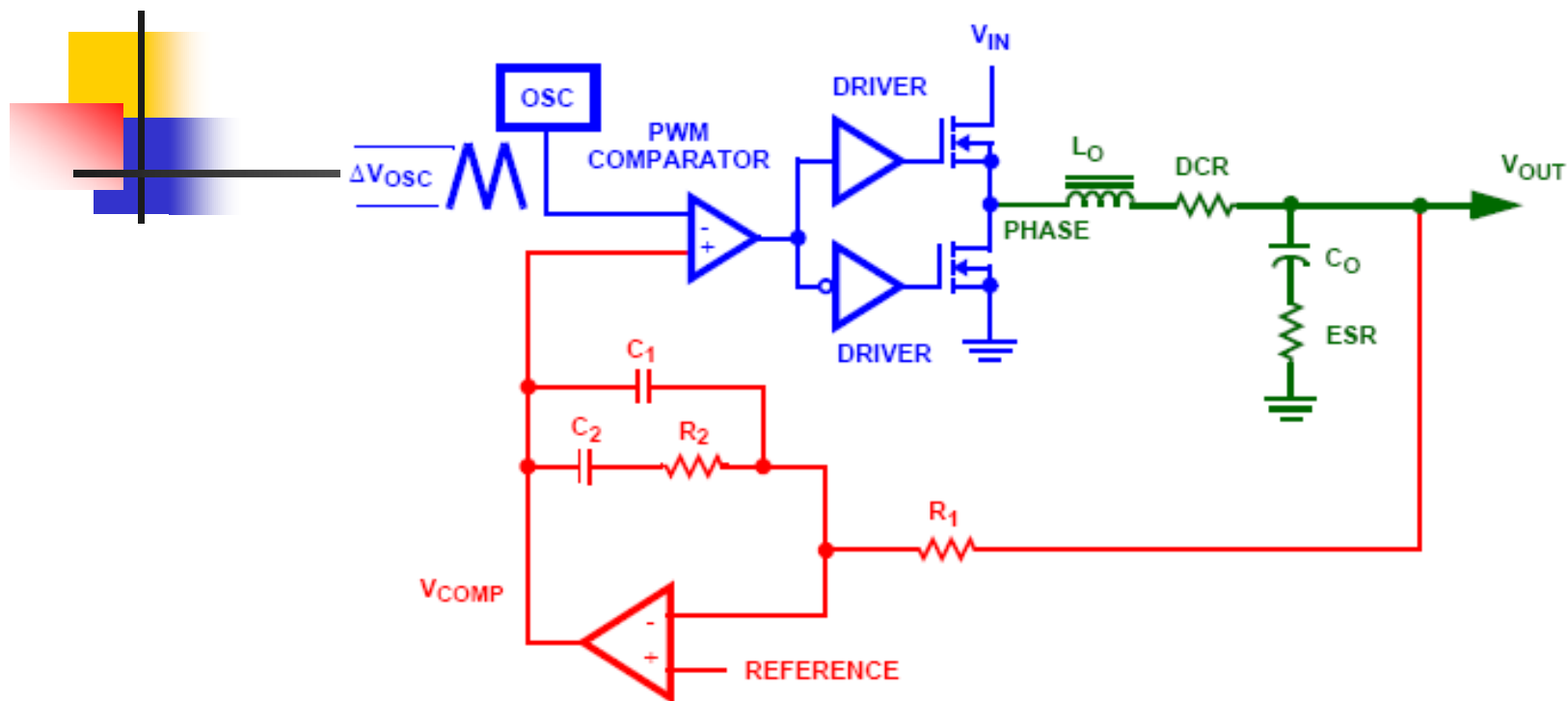
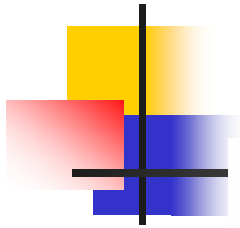


图3.10 Type II 型闭环系统结构图

系统传递函数为：

$$H = \frac{1}{R_1 g C_1} g \frac{\left(s + \frac{1}{R_2 g C_2}\right)}{s g \left(s + \frac{C_1 + C_2}{R_2 g C_1 g C_2}\right)} g \frac{V_{IN}}{\Delta V_{OSC}} g \frac{1 + s g ESR g C_{OUT}}{1 + s g (ESR + DCR) g C_{OUT} + s^2 g L_{OUT} g C_{OUT}}$$



系统波特效果图:

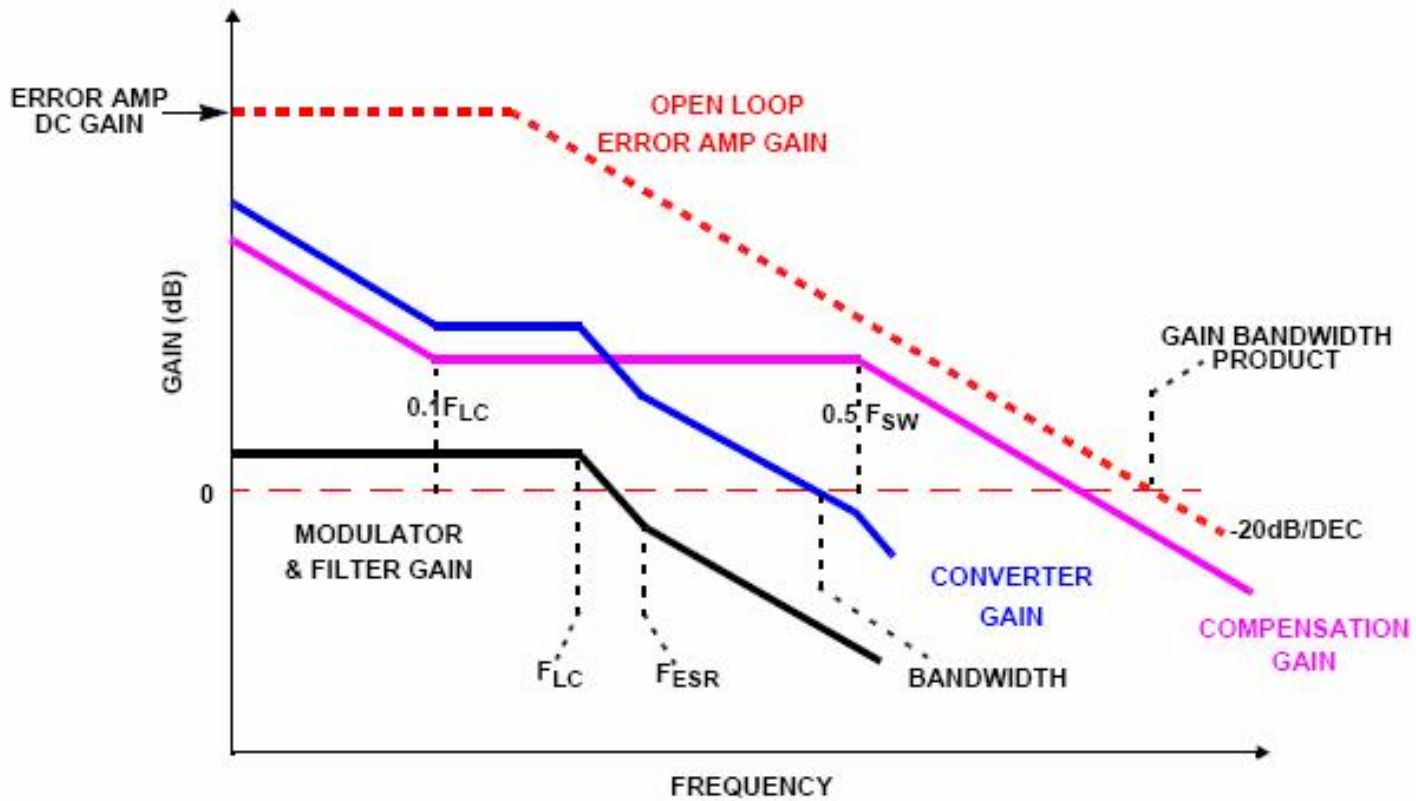


图3.11 系统波特效果图

2) TypeIII 型结构如图所示

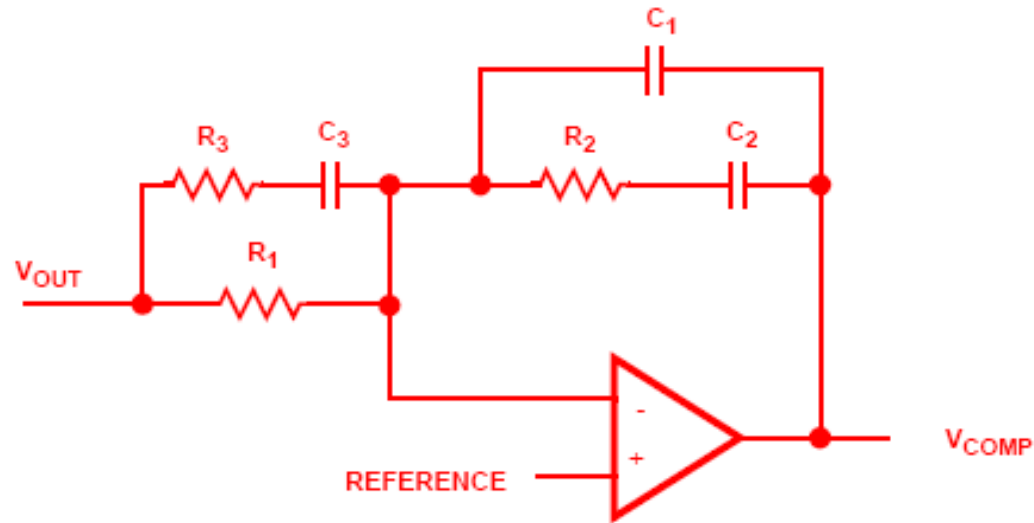


图3.12 TypeIII型补偿网络结构图

其传递函数为：

$$H_{comp} = \frac{R_1 + R_3}{R_1 g R_3 g C_1} g \frac{(s + \frac{1}{R_2 g C_2})(s + \frac{1}{(R_1 + R_3) g C_3})}{s g (s + \frac{C_1 + C_2}{R_2 g C_1 g C_2}) g (s + \frac{1}{R_3 g C_3})}$$

TypeIII补偿网络幅频及相频图为：

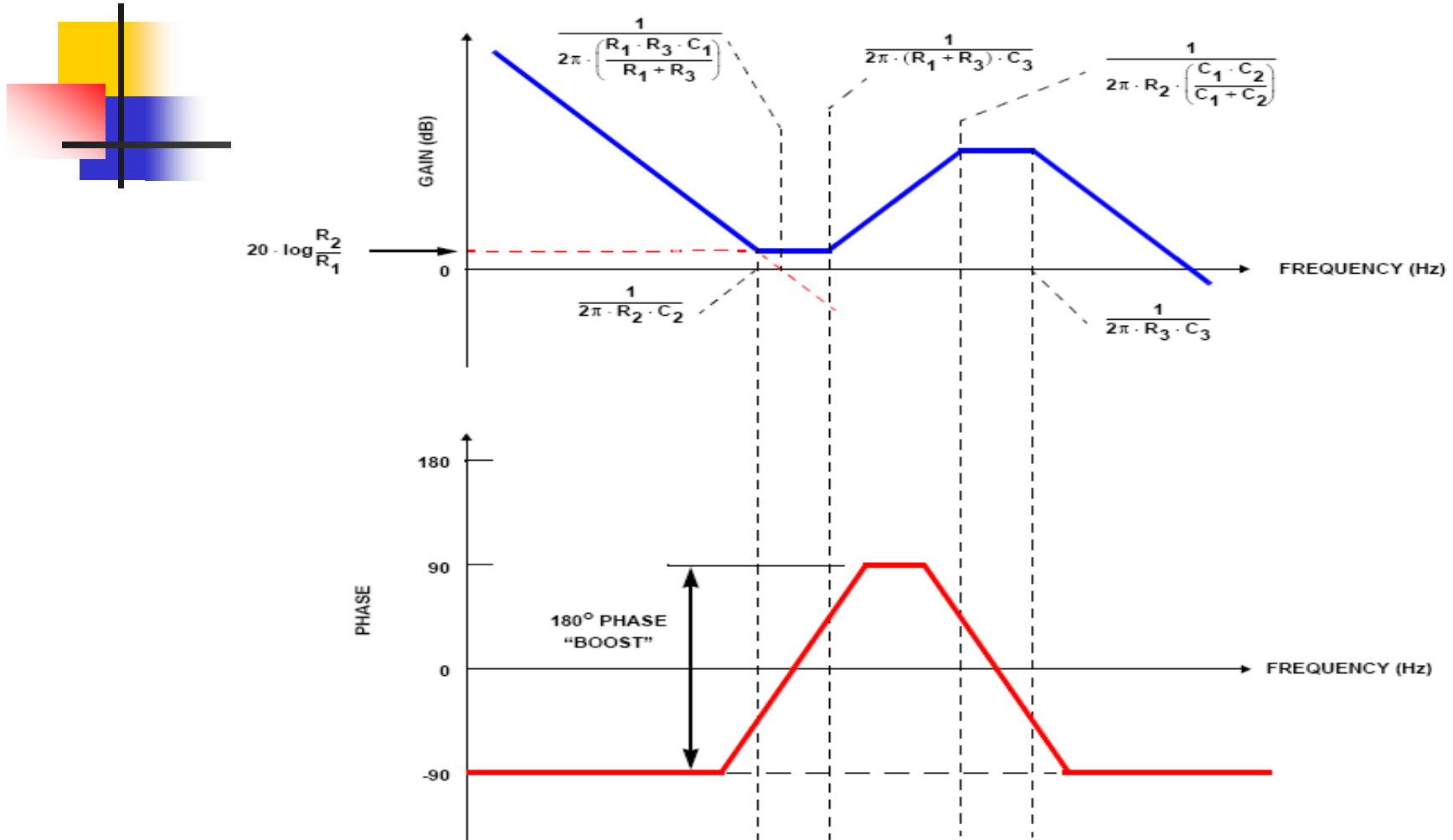


图3.13 TypeIII补偿网络幅频及相频图

Type III型闭环系统结构图如下图所示：

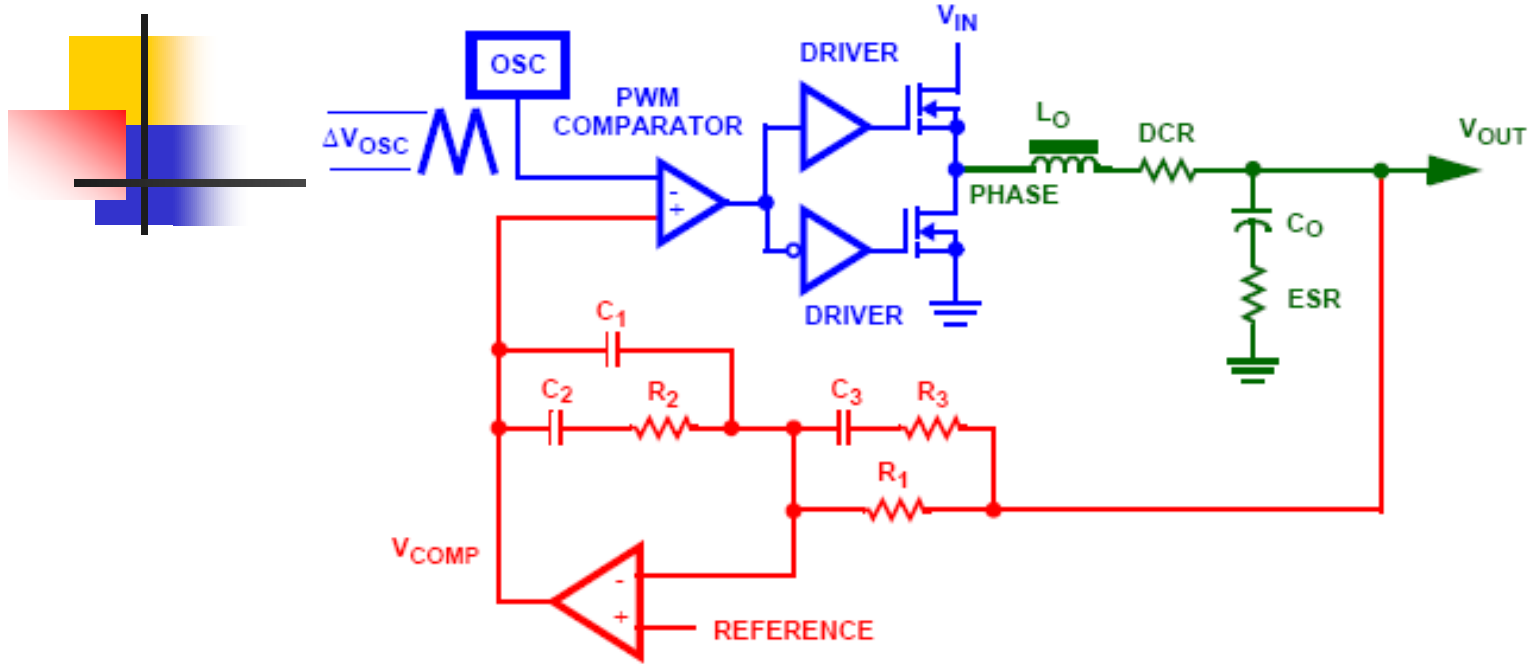
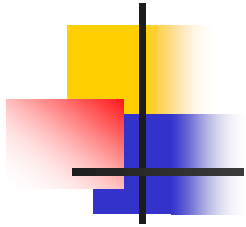


图3.14 Type III型闭环系统结构图

系统传递函数为：

$$H' = \frac{R_1 + R_3}{R_1 g R_3 g C_1} g \frac{(s + \frac{1}{R_2 g C_2}) g (s + \frac{1}{(R_1 + R_3) g C_3})}{s g (s + \frac{C_1 + C_2}{R_2 g C_1 g C_2}) g (s + \frac{1}{R_3 g C_3})} g \frac{V_{IN}}{\Delta V_{OSC}} g \frac{1 + s g ESR g C_{OUT}}{1 + s g (ESR + DCR) g C_{OUT} + s^2 g L_{OUT} g C_{OUT}}$$



系统波特效果图:

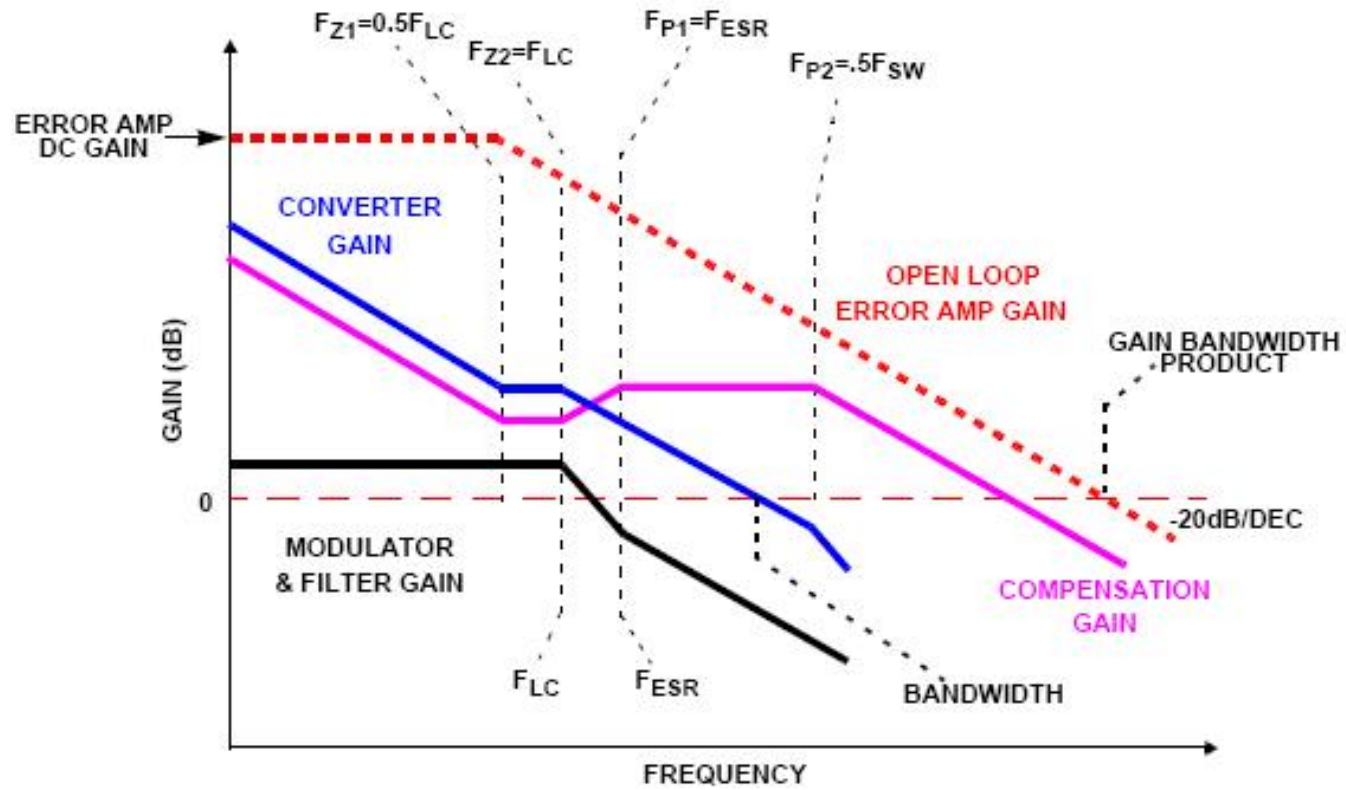
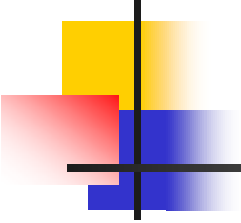


图3.15 系统波特效果图





下位分压电阻  $R_0$  只是直流偏置电阻,在交流环路分析中不起直接作用,但实际上,  $R_0$  会影响实际运算放大器的带宽,因为,可以通过改变  $R_0$  改变调节器的占空比,而占空比会影响调节器的传递函数,因此,  $R_0$  的影响是间接的.

### 3) 确定参数过程

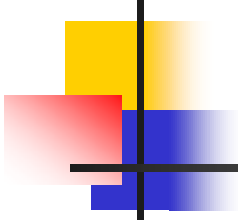
需要确定的参数主要为补偿网络中的  $C_1 : C_3$ ,  $R_1 : R_3$ , 系统穿越频率( $F_0$ , 一般为0.1~0.3的IC工作频率).

(一). 首先,选择  $R_1$  值(一般取1k  $\Omega$  到5k  $\Omega$  之间),对于期望的带宽下,求取  $R_2$  值.

$$R_2 = \frac{V_{OSC} gR_1 gF_0}{d_{MAX} gV_{IN} gF_{LC}}$$

(二). 第一个零点频率  $F_{z1}$  介于0.1~0.75  $F_{LC}$  之间, 为便于调整, 选0.5  $F_{LC}$ ,

$$C_2 = \frac{1}{2\pi gR_2 g0.5gF_{LC}}$$



(三).为了使交越频率以  $-20\text{dB}/\text{decade}$  穿越  $0\text{dB}$  线,需要将第一个极点设置在  $F_{CE}$  频点处,则  $C_1$  可按下式求得:

$$C_1 = \frac{C_2}{2\pi gR_2 gC_2 gF_{CE} - 1}$$

(四).第二个极点频率  $F_{P2}$  介于  $0.5\sim 1.0\text{IC}$  工作频率范围内,一般选择  $0.7$  倍因子.设置较低的  $F_{P2}$  能够有效降低补偿网络高频增益,从而降低接收高频尖峰噪声的干扰.  $R_3$ ,  $C_3$  通过下面两式可求得:

$$R_3 = \frac{R_1}{\frac{F_{SW}}{F_{LC}} - 1} \quad C_3 = \frac{1}{2\pi gR_3 g0.7gF_{SW}}$$

其中,  $F_{SW}$  为 IC 工作频率(也即为开关频率).

通过上面求得的电阻电容等参数数值需保证:

交越频率点需以  $-20\text{dB}/\text{decade}$  穿越  $0\text{dB}$  线,并且交越频率点所对应的相位裕度需大于  $45^\circ$ .

## 四.OP+MOS稳定性分析

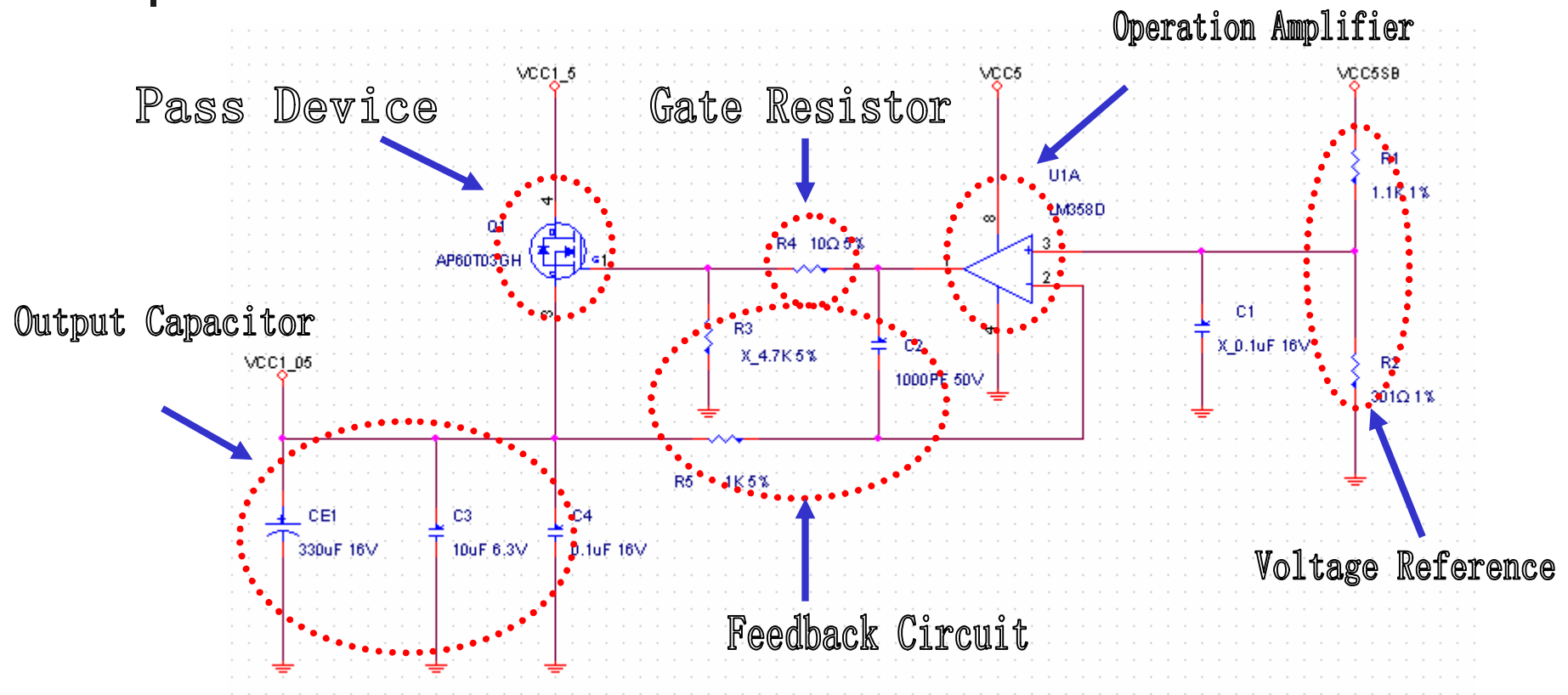


图4.1 OP+MOS完整结构图

输出阻抗  $Z_0$  为:

$$Z_0 = \left[ \frac{1}{SC_{gs}} // \frac{1}{SC_{gd}} + r_0 // R_p \right] // \left[ ESR + \frac{1}{SC_o} \right] // \left[ R_{ds} // \frac{1}{SC_{ds}} \right] // \left[ \frac{1}{SC} // R \right] // \left[ \frac{1}{SC_b} \right]$$

其中,存在的零极点分别为:

$$\text{初始极点: } P_0 = \frac{1}{2\pi gR gC}$$

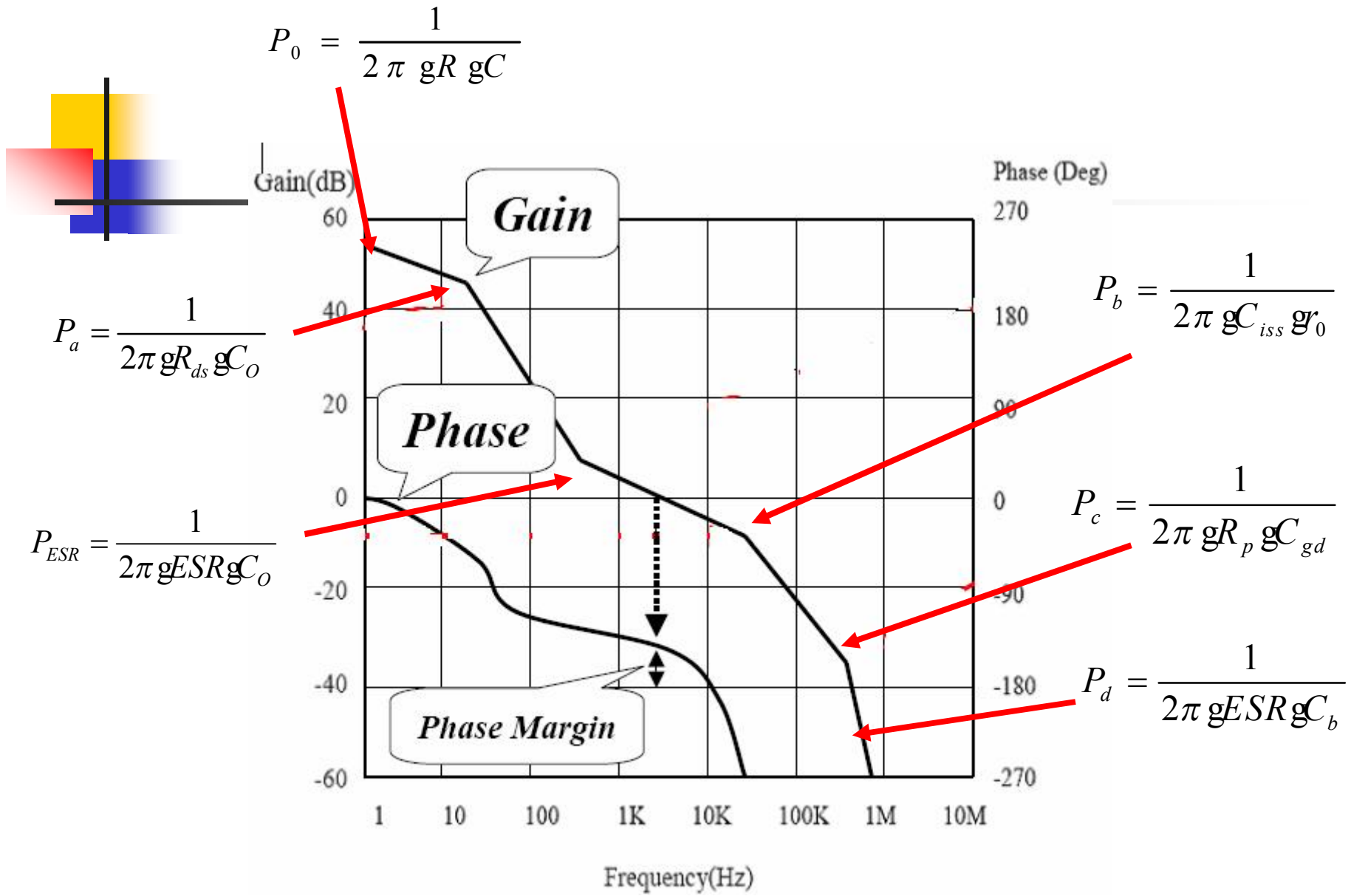
$$\text{第一极点: } P_a = \frac{1}{2\pi gR_{ds} gC_o}$$

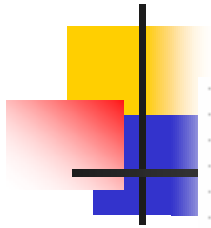
$$\text{第二极点: } P_b = \frac{1}{2\pi gC_{iss} g_0}$$

$$\text{第三极点: } P_c = \frac{1}{2\pi gR_p gC_{gd}}$$

$$\text{第四极点: } P_d = \frac{1}{2\pi gESR gC_b}$$

$$\text{零点为: } P_{ESR} = \frac{1}{2\pi gESR gC_o}$$





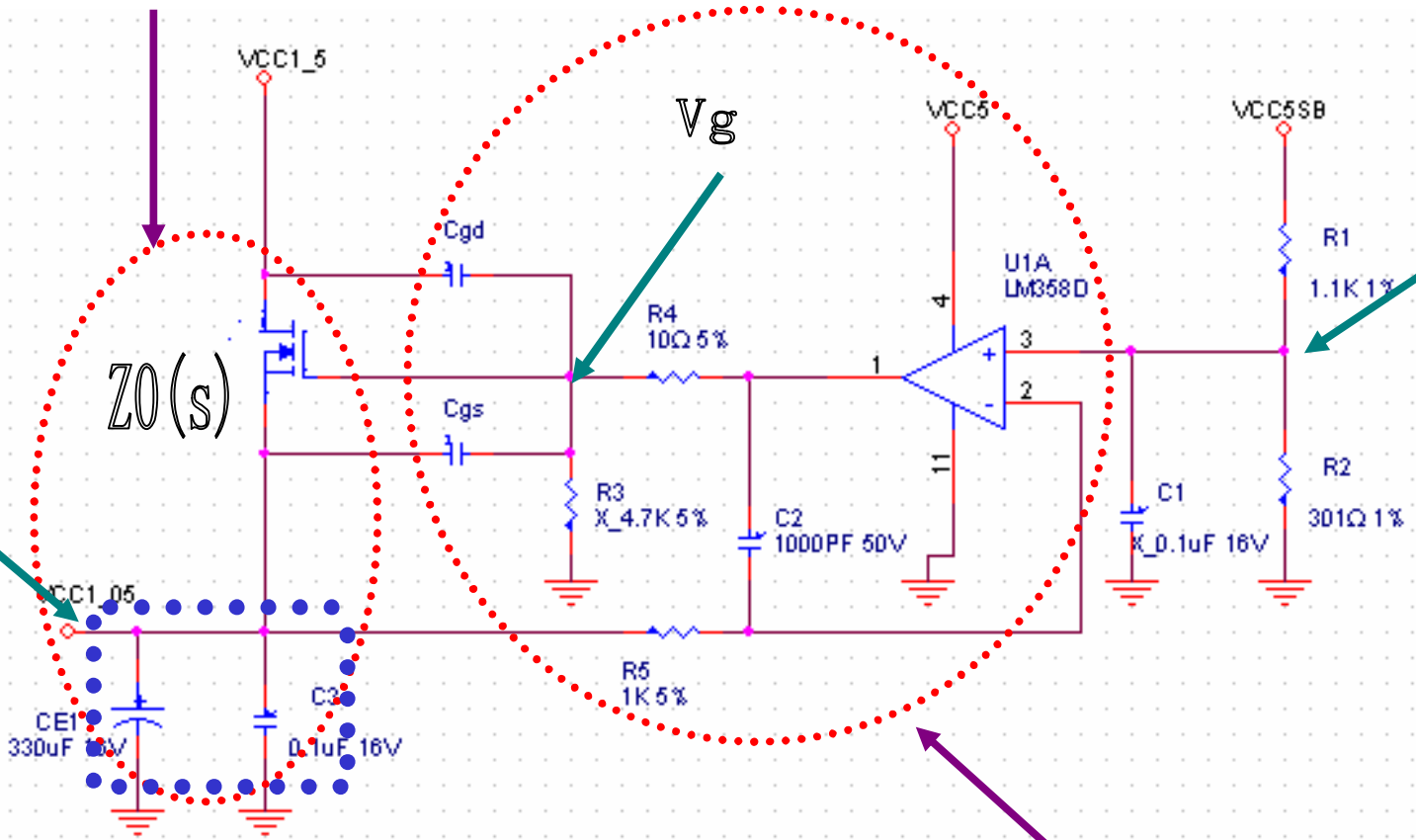
$A2(s)$

$V_{out}$

$Z0(s)$

$V_g$

$V_{in}$



$A1(s)$

可知:

增益:  $A_1 = \frac{V_g}{V_{in}}$        $A_2 = \frac{V_{out}}{V_g}$

输出阻抗:  $Z_0(s) = \frac{s g ESR g C_{out} + 1}{s [s g ESR g C_{out} C_b + C_b + C_{out}]}$

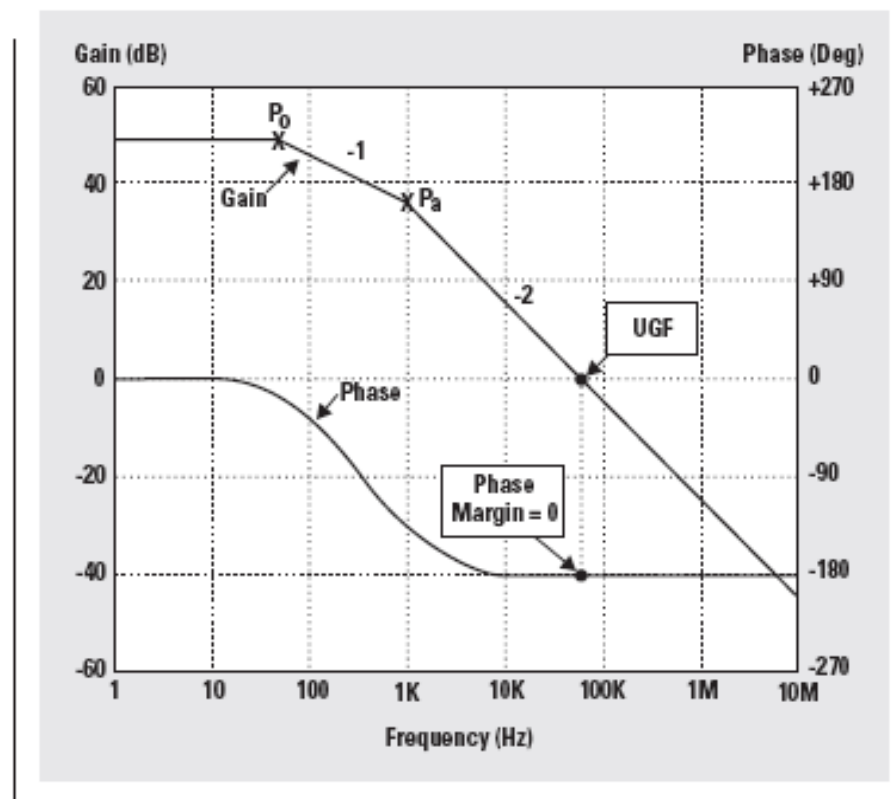
传递函数:  $A1(s) = \frac{\left( \frac{r_0 g C_1 g s - A}{1 + R_1 g C_1 g s} \right)}{\left[ 1 + \frac{r_0}{R_p} + r_0 g s g C_{gd} + (1 - A2(s)) g C_{gs} + C_1 \right] + \frac{R_1 g C_1 g s g A - r_0 g R_1 g C_1^2 g s^2}{1 + R_1 g C_1 g s}}$

$$A2(s) = \frac{g_m g Z_0(s)}{1 + g_m g Z_0(s)}$$

注: 公式中  $C_{out}$  对应为输出的电解电容容值,  $C_b$  对应为输出的MLCC瓷片电容容值,  $ESR$  对应为输出的电解电容的等效串联电阻,  $r_0$  为OP输出阻抗,  $C_1$  为跨接OP的电容,  $R_1$  为输出端与OP反相端连接的电阻,  $R_p$  为接地电阻,  $A$  为OP开环增益系数,  $C_{gs}$ 、 $C_{gd}$  为MOS内部电容,  $g_m$  为最大驱动传导增益,  $1/g_m$  即为稳压器的

输出阻抗。

就一个无初始极点的OP+MOS的波特图作以解释它的稳定性,未带任何补偿的波特图为图所示:





其中:

$$P_0 = \frac{1}{2\pi gR_{ds} gC_0} \quad P_a = \frac{1}{2\pi gC_{iss} g_0}$$

带有ESR补偿效果的波特效果图,如下图所示:

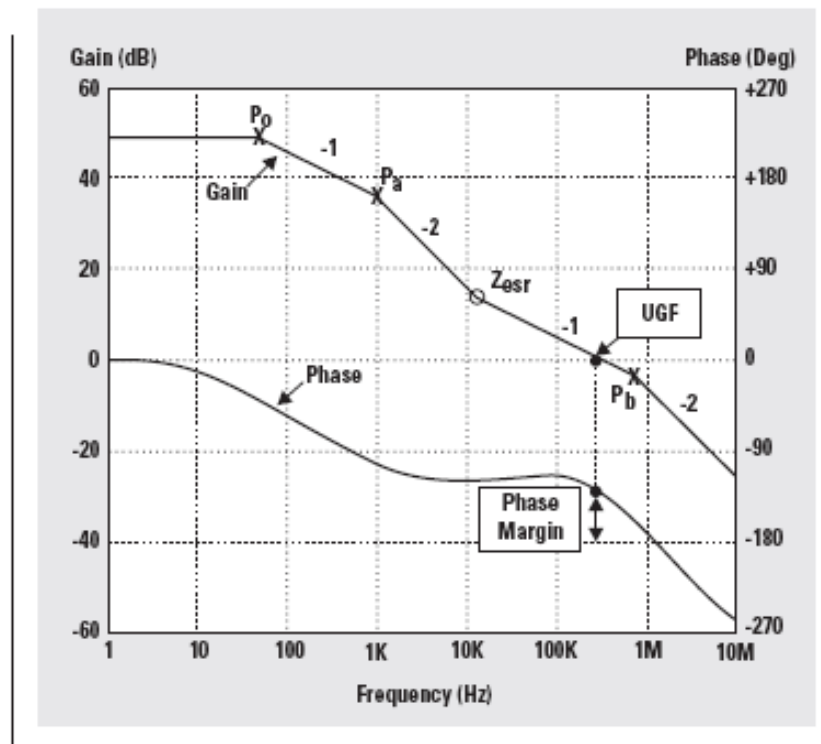


图 带有ESR补偿效果的波特效果图

其中:

$$Z_{ESR} = \frac{1}{2\pi gESRgC_o} \quad P_b = \frac{1}{2\pi gESRgC_b}$$

可见,未带任何补偿的OP+MOS是不稳定的,因为其两个极点  $P_0, P_a$  都在低频区域,在交越频率处,已经产生了  $-180^\circ$  的相位.需要添加一个零点,进而抵消两个极点产生的效果,通过输出电容的ESR,增加了一个零点  $Z_{ESR}$  和一个极点  $P_b$ ,补偿了其相位裕度,并相应地增加了系统的带宽.

除了以上考虑,还应具体选择ESR使系统稳定的范围,如果ESR选择得过高,则会产生如下波特效果图:

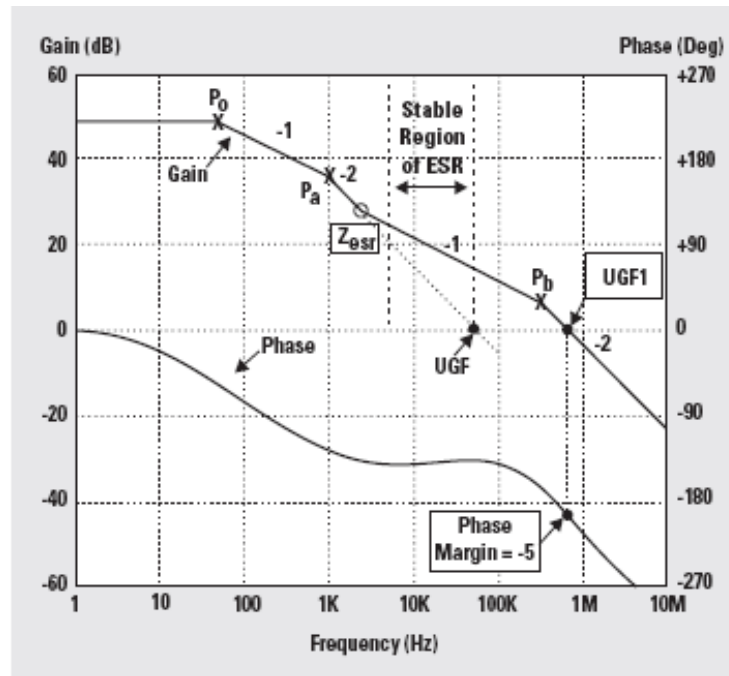


图 ESR过高产生的波特效果图

ESR过高使得极点  $P_b$  低于了交越频率,最终使波特曲线变为了以  $-40\text{dB}/\text{decade}$  穿越 $0\text{dB}$ 线,导致系统变为不稳定.

如果ESR选择过低,则会产生以下波特效果图:

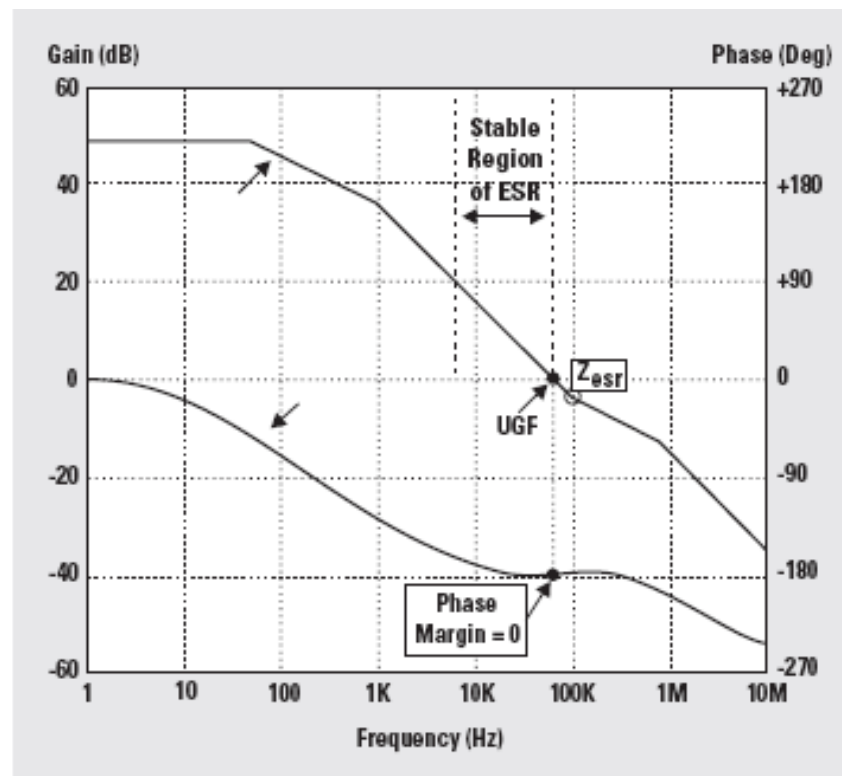
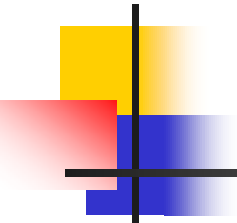
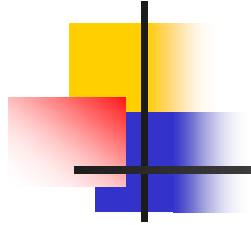


图 ESR过低产生的波特效果图



ESR过低则可能会导致零点  $Z_{ESR}$  对于交越频率的相位补偿不够,进而不能满足系统稳定的相位裕度,导致系统不稳定.

---



谢谢大家!