

# 第11章 闭环反馈电路设计

---

11.1 常见电路的频率响应

11.2 开关电源的稳定性判定

11.3 控制到输出特性的增益

11.3.1 带有和没有ESR的LC输出滤波器的增益

11.3.2 PWM脉宽调制器的增益

11.3.3 占空比到输出级的增益

11.3.4 采样电路的增益

11.3.5 控制到采样的总增益

11.4 误差放大器幅频特性的设计

11.5 误差放大器的传递函数、零点和极点

11.6 零、极点频率引起的增益斜率变化规则

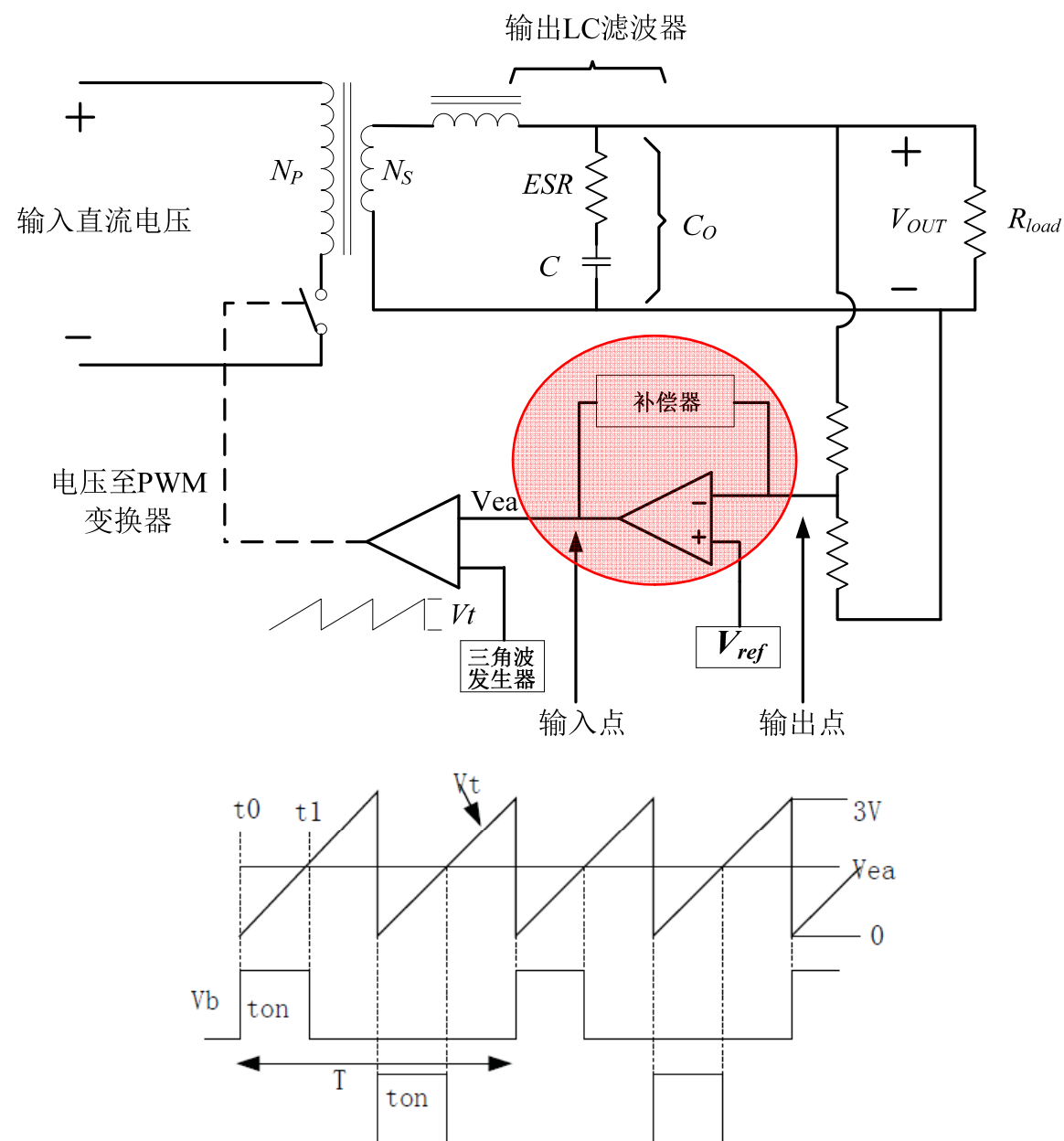
11.7 含有单一零点和极点的误差放大器传递函数的推导

11.8 II型误差放大器引起的相位延迟

11.9 输出电容有ESR的LC滤波器的相位延迟

11.10 II型误差放大器设计举例

# 第11章 闭环反馈电路设计



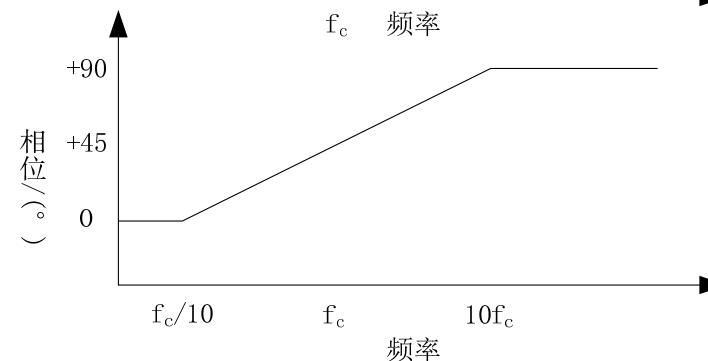
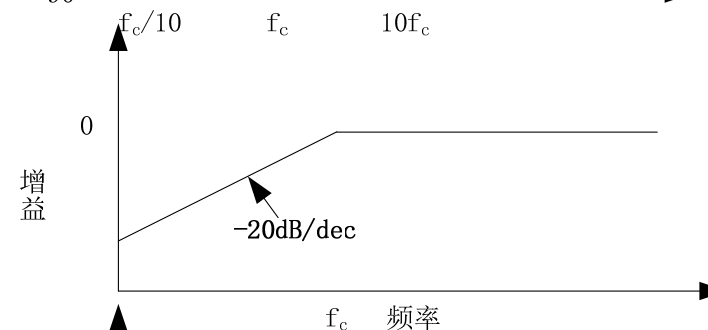
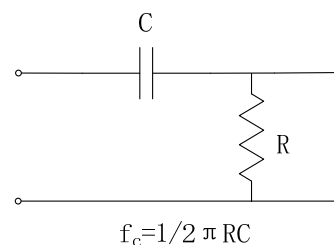
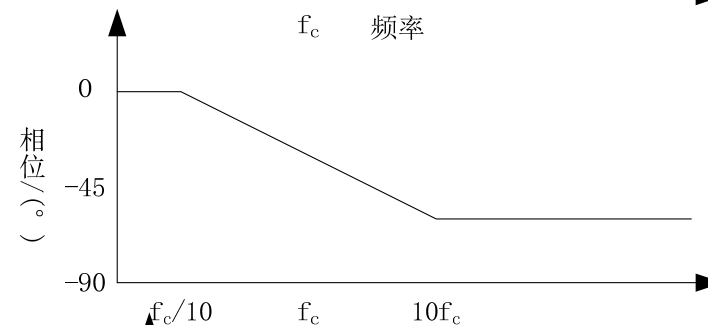
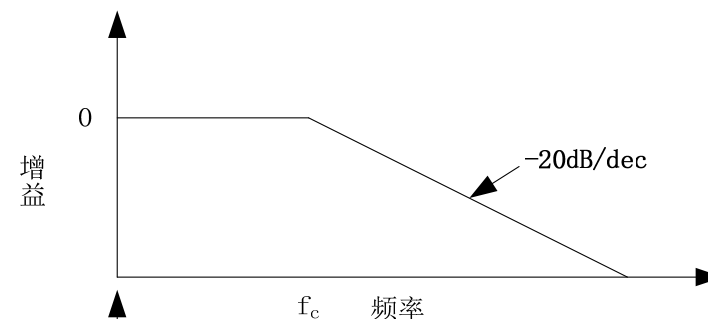
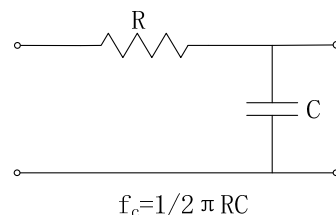
# 第11章 闭环反馈电路设计

## 11.1 常见电路的频率响应

±20dB/10倍频程增益变化，

用±1斜率表示

当频率增加十倍或减少十倍时，  
容抗也增加或减少十倍，但电阻  
保持不变，所以增益变化为  
**20dB/10倍频程**



# 第11章 闭环反馈电路设计

## 11.1 常见电路的频率响应

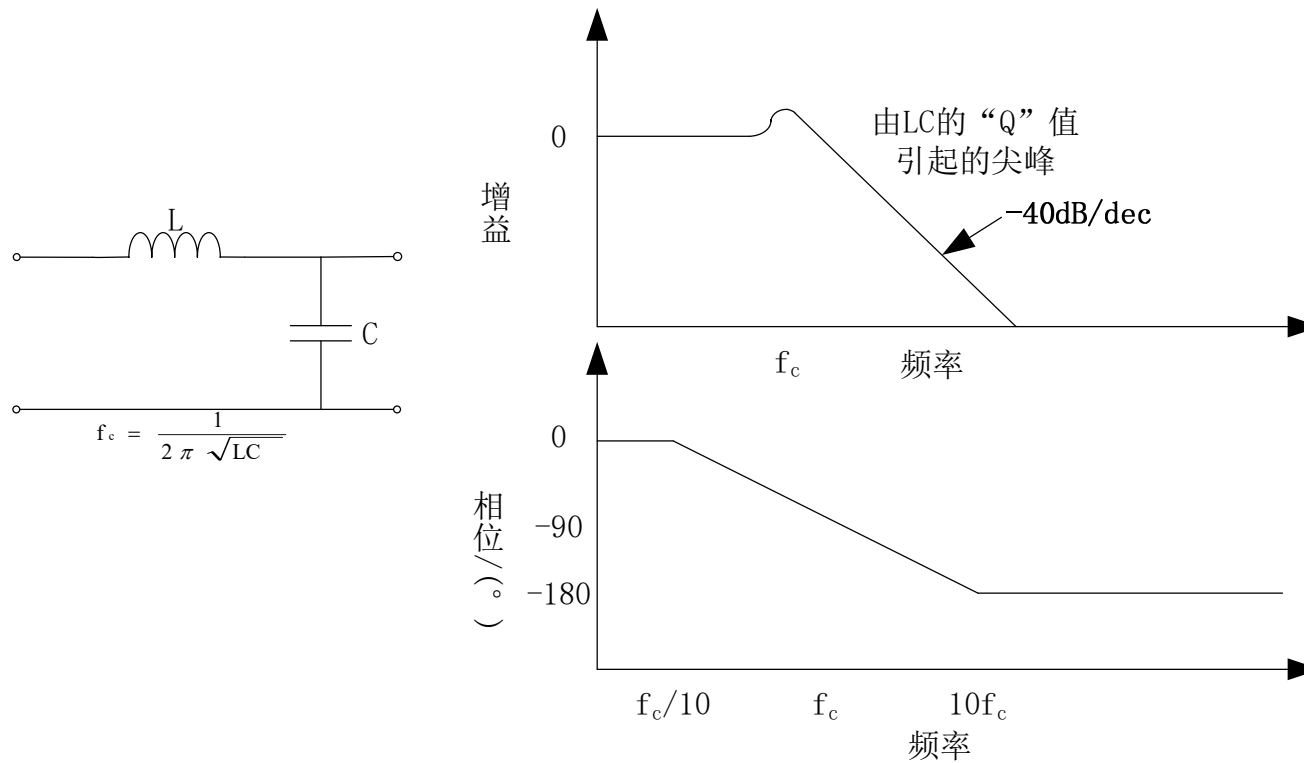


图11.4 双极点滤波器：输出LC滤波器

不同输出阻抗**R**值，**LC**滤波器的幅频特性和相频特性

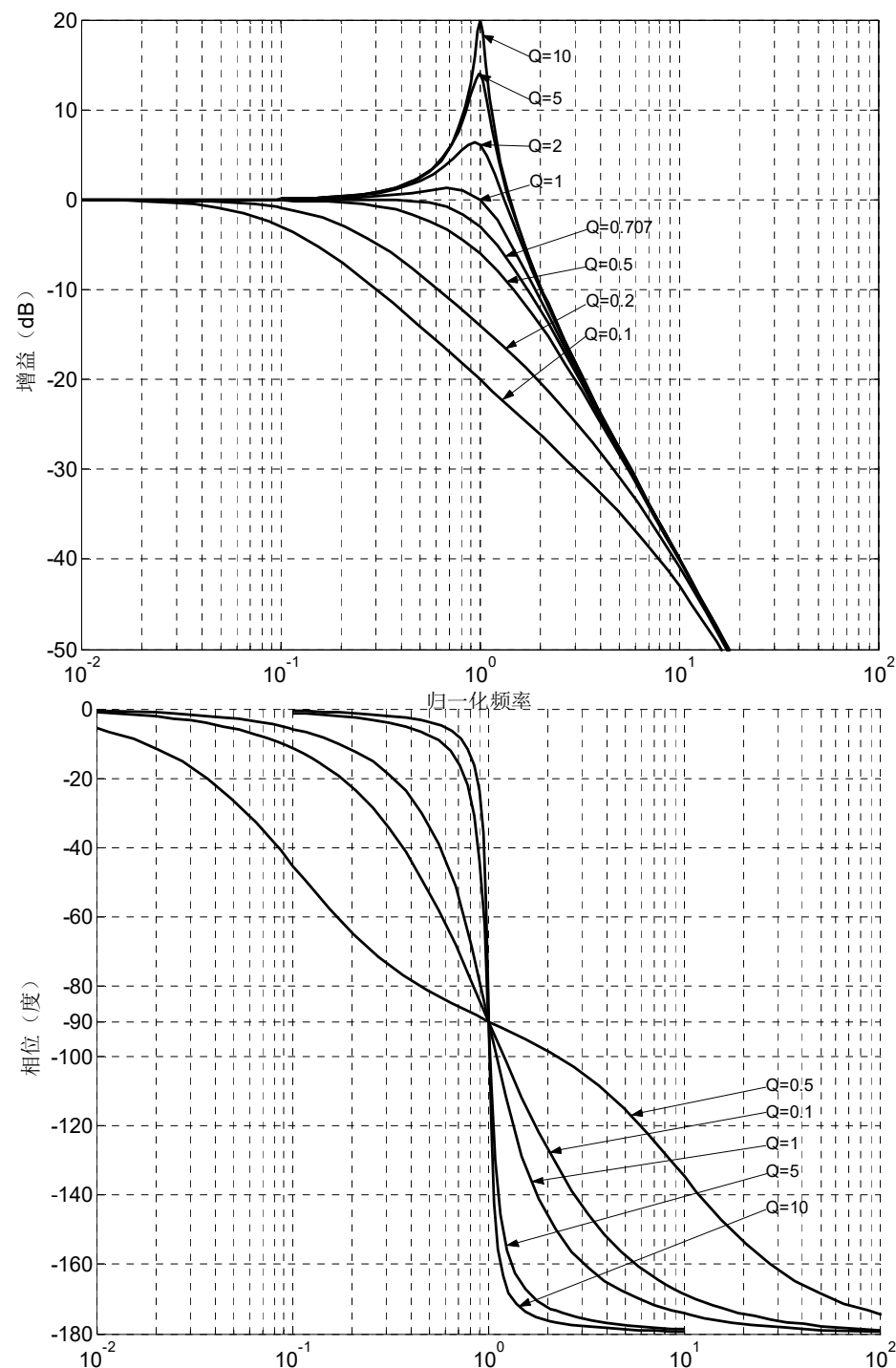
$$Q = R\sqrt{C/L}$$

- Q=1** 临界阻尼电路
- Q>1** 欠阻尼电路
- Q<1** 过阻尼电路

在转折频率处的相移均为**90度**

欠阻尼滤波器的相位延迟随频率变化很快

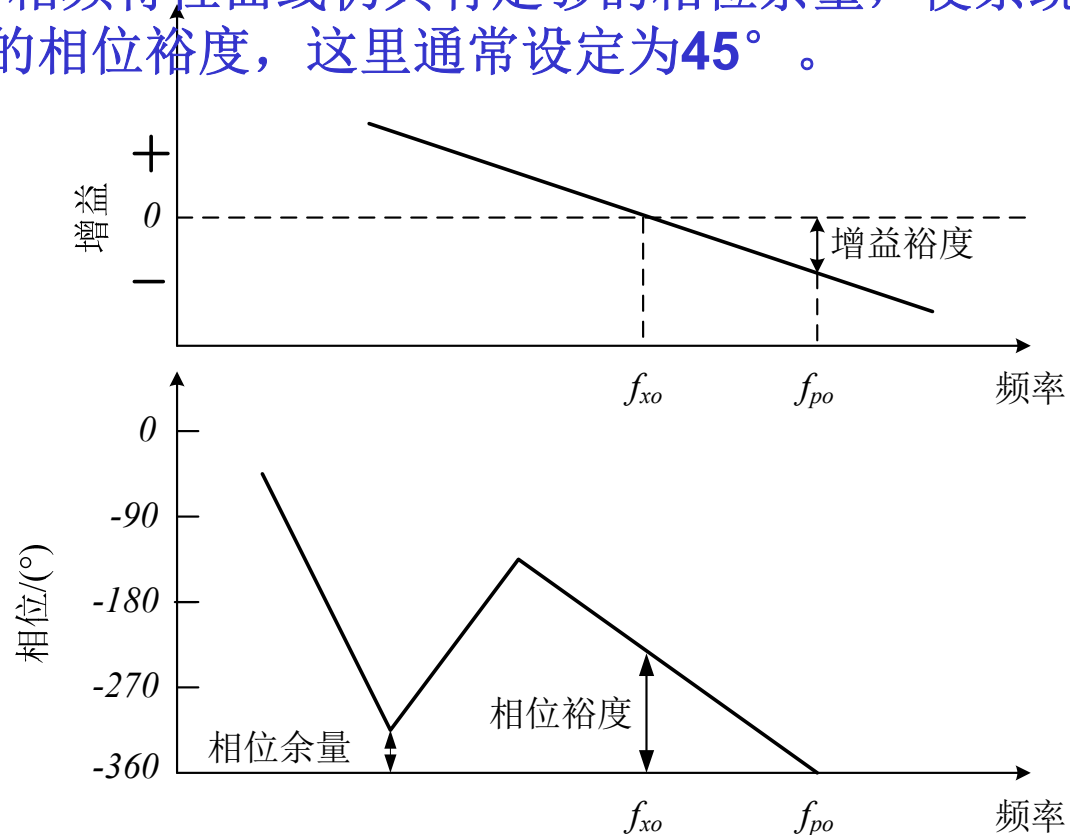
具有**-1**增益斜率的电路，相位延迟不会超过**90度**



# 开关电源的稳定性判定

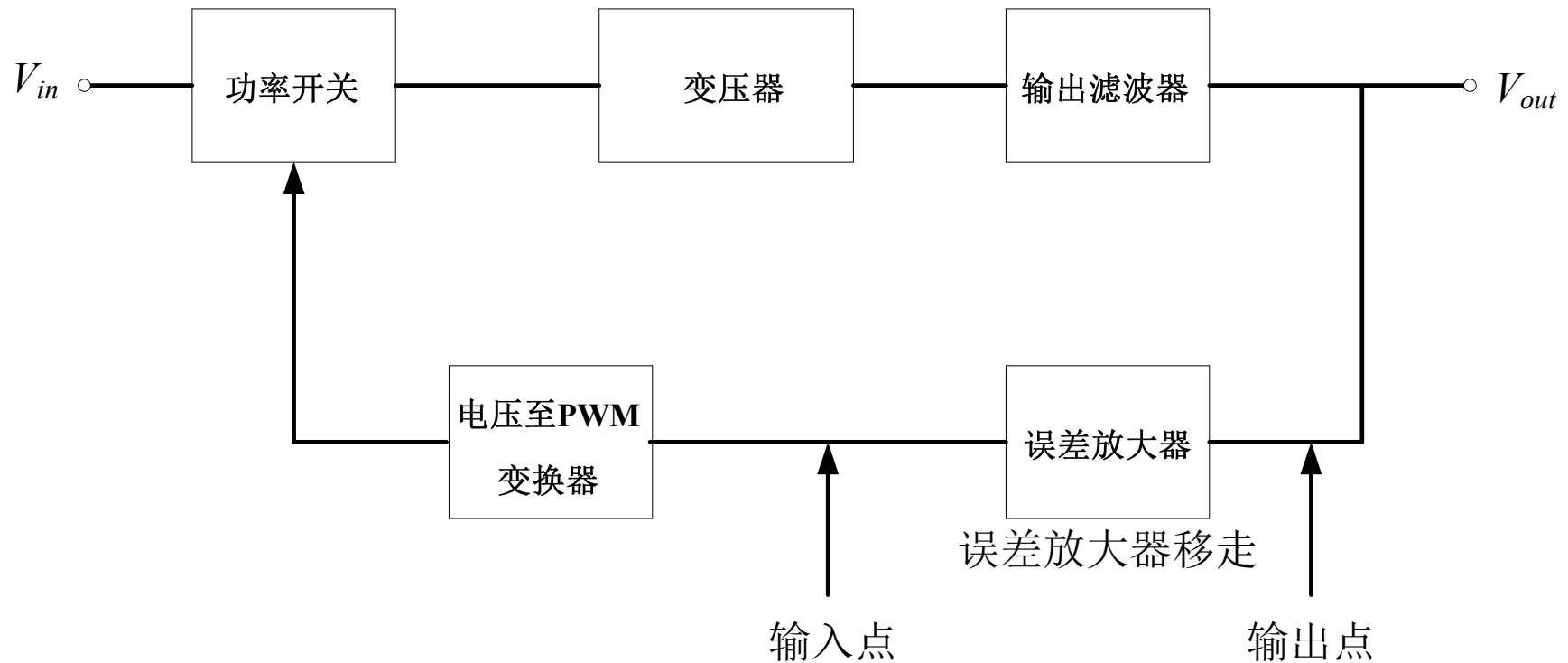
## 系统稳定的基本规则:

- 1、在系统开环增益为1的频率（通常称为交越频率、剪切频率）处，系统所有环节的开环相位延迟必须小于低于 $360^\circ$ 。
- 2、为防止-2斜率电路的相位随频率陡峭变化，整个电路的开环幅频特性（包括回路所有环节增益曲线的代数和）以-1斜率交越。总的开环幅频特性以-1斜率交越不是系统稳定必须的，但它能保证即使某些环节的相位变化被忽略时，相频特性曲线仍具有足够的相位余量，使系统保持稳定。
- 3、提供希望的相位裕度，这里通常设定为 $45^\circ$ 。



# 控制到输出特性的增益

控制到输出特性就是指在电源系统中不考虑误差放大器的特性。



# 控制到输出特性的增益

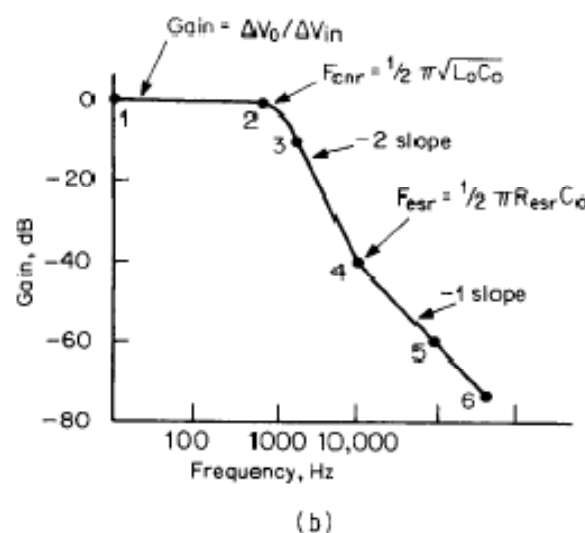
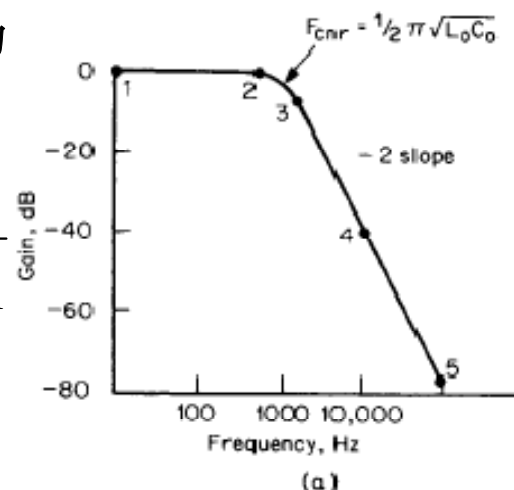
## 1、LC输出滤波器的增益特性（输出电容含/不含ESR）

带有负载电阻的输出**LC**滤波器的传递函数为

$$G_{LC} = \frac{v_o}{v_{in}} = \frac{\frac{R_o \times 1/sC_o}{R_o + 1/sC_o}}{sL_o + \frac{R_o \times 1/sC_o}{R_o + 1/sC_o}} = \frac{1}{s^2 L_o C_o + \frac{L_o}{R_o} s + 1}$$

假设输出滤波器处于临界阻尼

因为如果系统在临界阻尼是稳定的，  
那么在其他负载情况下也是稳定的



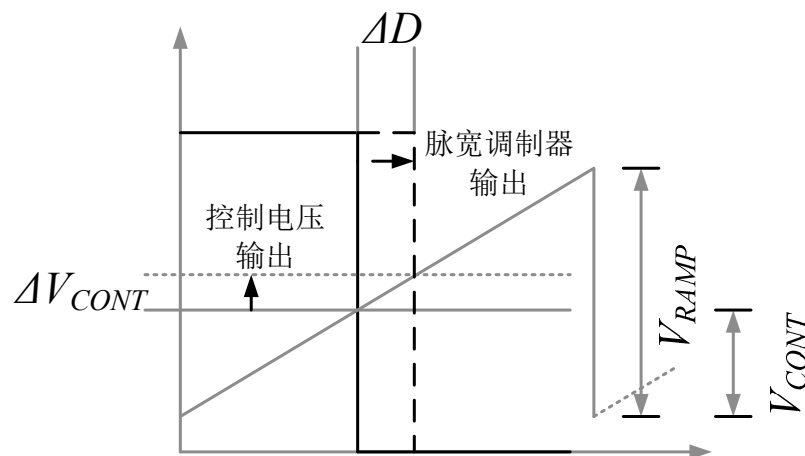
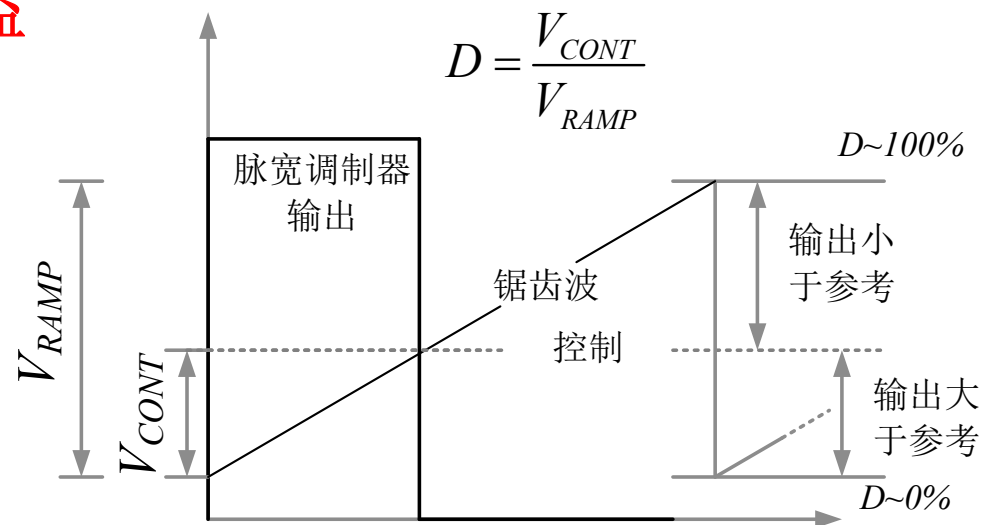


# 控制到输出特性的增益

## 2、PWM脉宽调制器的增益

$$G_{PWM} = 1 / V_{RAMP}$$

$$G_{PWM} = 1 / 2V_{RAMP}$$



Gain(单位为 $V^{-1}$ )

$$D = \frac{V_{CONT}}{V_{RAMP}}$$

$$\Delta D = \frac{\Delta V_{CONT}}{V_{RAMP}}$$

$$G_{PWM} = \frac{\Delta D}{\Delta V_{CONT}} = \frac{1}{V_{RAMP}}$$

# 控制到输出特性的增益

## 3、占空比到输出级的增益

$$V_o = D \times V_{IN} \times N_s / N_p$$

$$G_m = \frac{dV_o}{dD} = V_{IN} \times N_s / N_p$$

不同的变换器拓扑，由于一个周期的工作脉冲数不同：

$$G_m = \begin{cases} V_{IN} & (\text{Buck变换器}) \\ V_{IN} \times N_s / N_p & (\text{正激、半桥变换器}) \\ V_{IN} \times N_s / N_p \times 2 & (\text{全桥、推挽变换器}) \end{cases}$$

对于**Buck**变换器，初次级的匝比为**1：1**。

# 控制到输出特性的增益

---

## 4、采样电路的增益

$$V_s = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \times V_o$$

$$V_s = V_R$$

$$G_s = \frac{dV_s}{dV_o} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{V_R}{V_o}$$

# 控制到输出特性的增益

## 5、控制到采样的总增益

控制到采样的传递函数 $G_t$ 就为四个传递函数的“积”

$$G_t = G_{PWM} * G_{LC} * G_s * G_m$$
$$G_t = \frac{1}{2 \times V_{RAMP}} \times \frac{V_R}{V_o} \times \frac{1}{s^2 L_o C_o + \frac{L_o}{R_o} s + 1} \times V_{IN} \times \frac{N_s}{N_p} \times 2 = \frac{V_{IN}}{V_{RAMP}} \times \frac{N_s}{N_p} \times \frac{V_R}{V_o}$$

第一步确定系统的直流增益，即增益曲线的起点。

$$A_{DC} = \frac{V_{in}}{V_{RAMP}} \times \frac{N_s}{N_p} \times \frac{V_R}{V_o}$$

$$G_{DC} = 20 \log(A_{DC})$$

第二步确定双重极点系统的转折频率。

增益是以-2斜率下降

$$F_o = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_o C_o}}$$

第三步确定零点频率。

增益由以-2斜率转为-1斜率

$$F_{ESR} = \frac{1}{2\pi R_{ESR} C_o}$$

# 控制到输出特性的增益

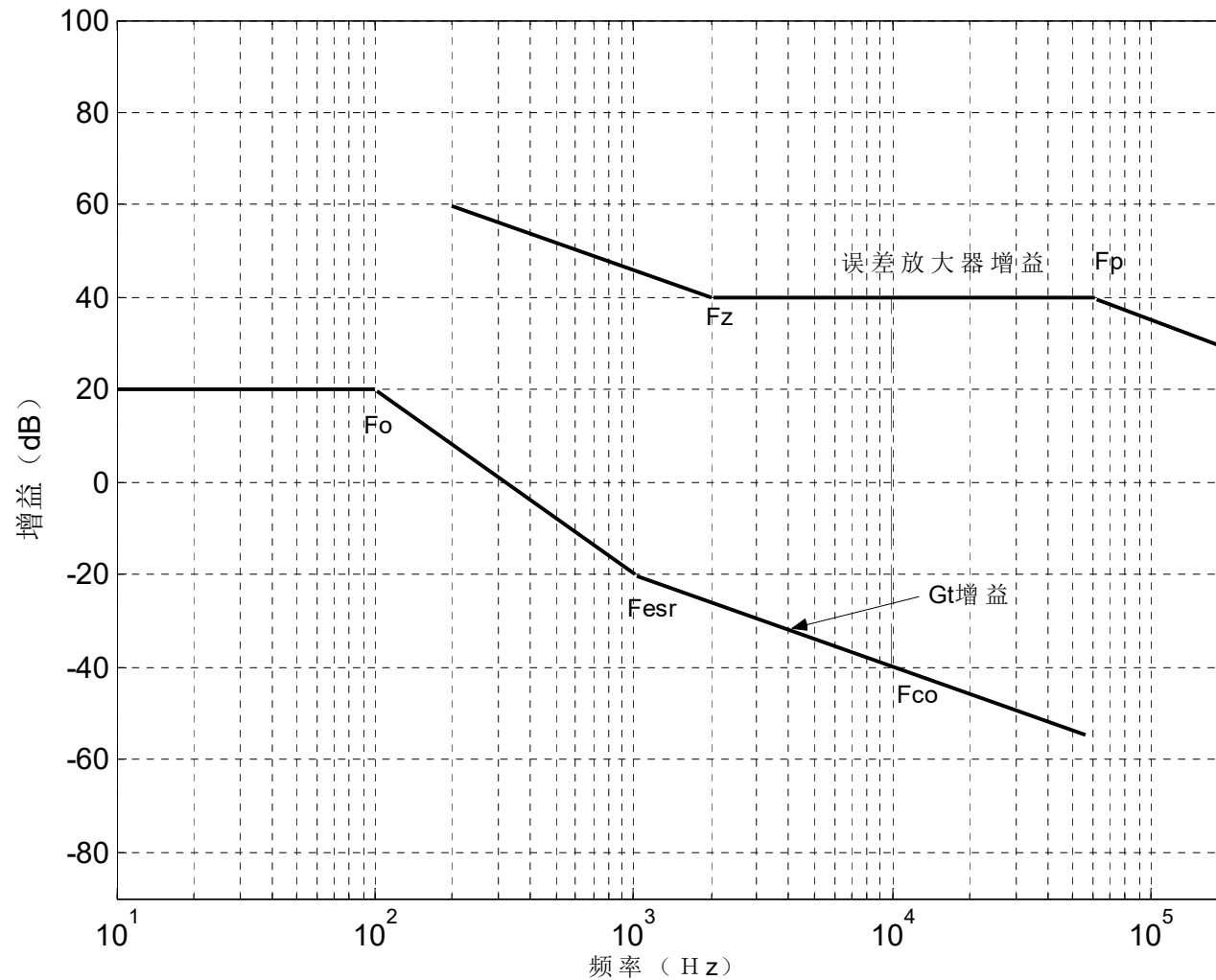


图11.11 电压型控制正激式变换器的控制到输出特性的增益

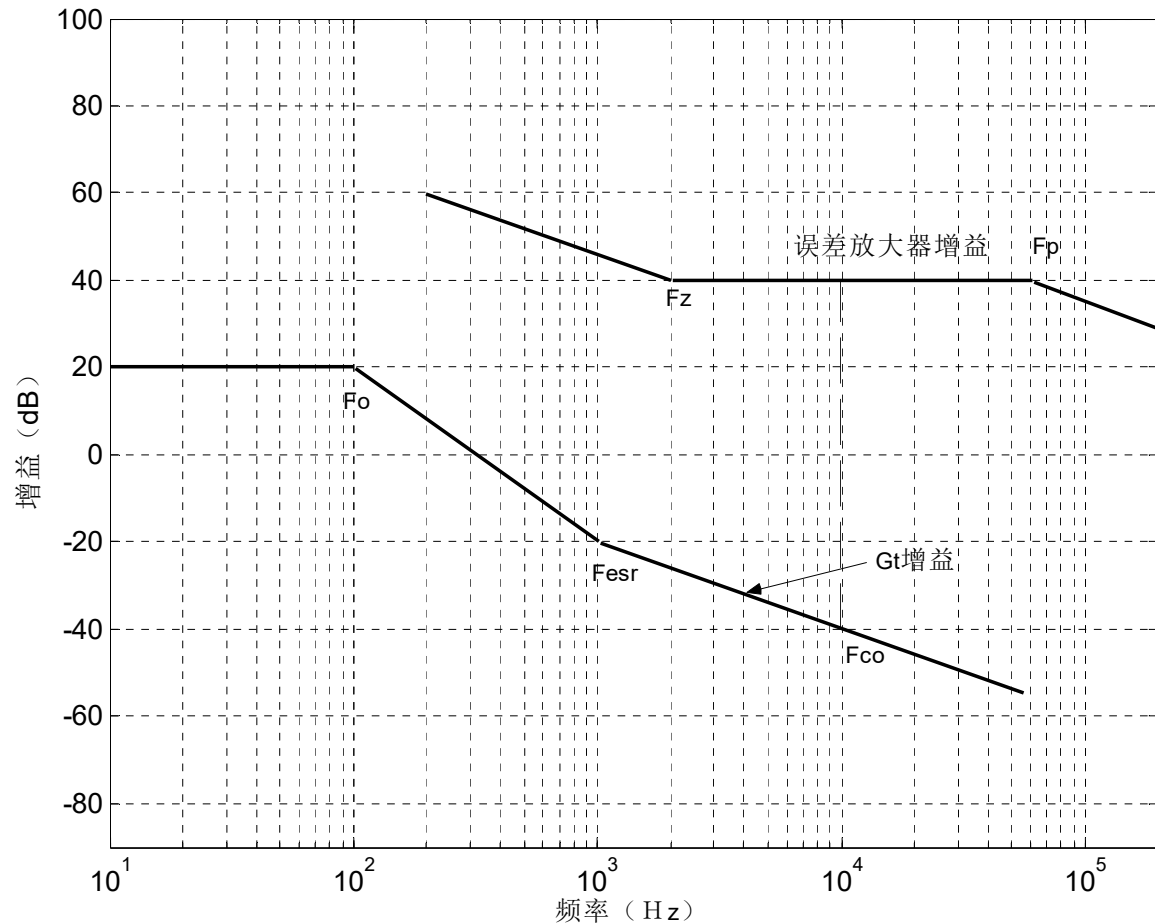
# 误差放大器幅频特性的设计

选择剪切频率  $F_{co}=1/5F_s$

大多数情况下，电容存在ESR， $F_{esr}$ 低于剪切频率  $F_{co}$ 。

因此在剪切频率处，  
增益曲线  $G_t$  的斜率为  $-1$

误差放大器在  $F_{co}$  的增益必须等于此处增益  $G_t$  的值，  
但符号相反



# 误差放大器幅频特性的设计

系统总开环增益是误差放大器增益与增益**Gt**的和。

图 (a)的缺点:

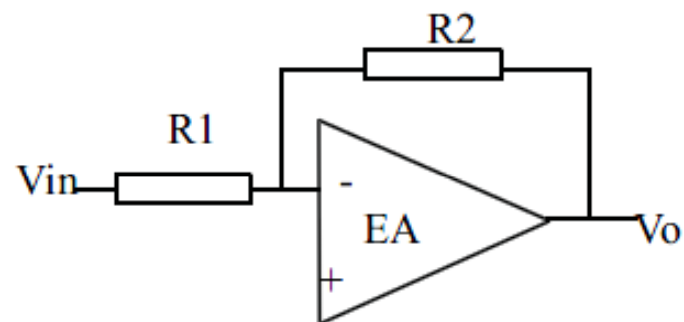
- 1、低频段系统开环增益不大，电压纹波（**100Hz**）不够小
- 2、高频段总的开环增益比较大，高频噪声干扰在系统中放大，使系统抗噪性能降低

解决办法:

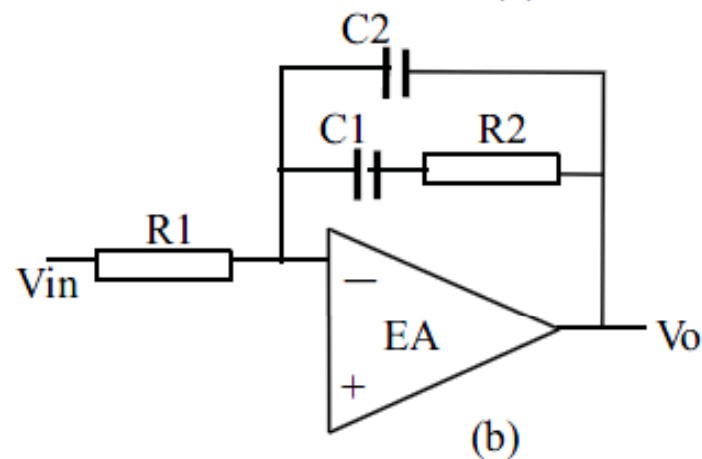
- 1、电容**C1**与电阻**R2**串联，（图11.11的低频特性） **$F_z=1/2\pi R_2 C_1$**
- 2、电容**C2**和**R2**、**C1**支路并联，（图11.11的高频特性） **$F_p=1/2\pi R_2 C_2$**

选择转折频率**Fz**和**Fp**，使 **$F_{co}/F_z=F_p/F_{co}$**

**Fz**和**Fp**越远，在剪切频率**Fco**处的相位裕量越大。



(a)



(b)

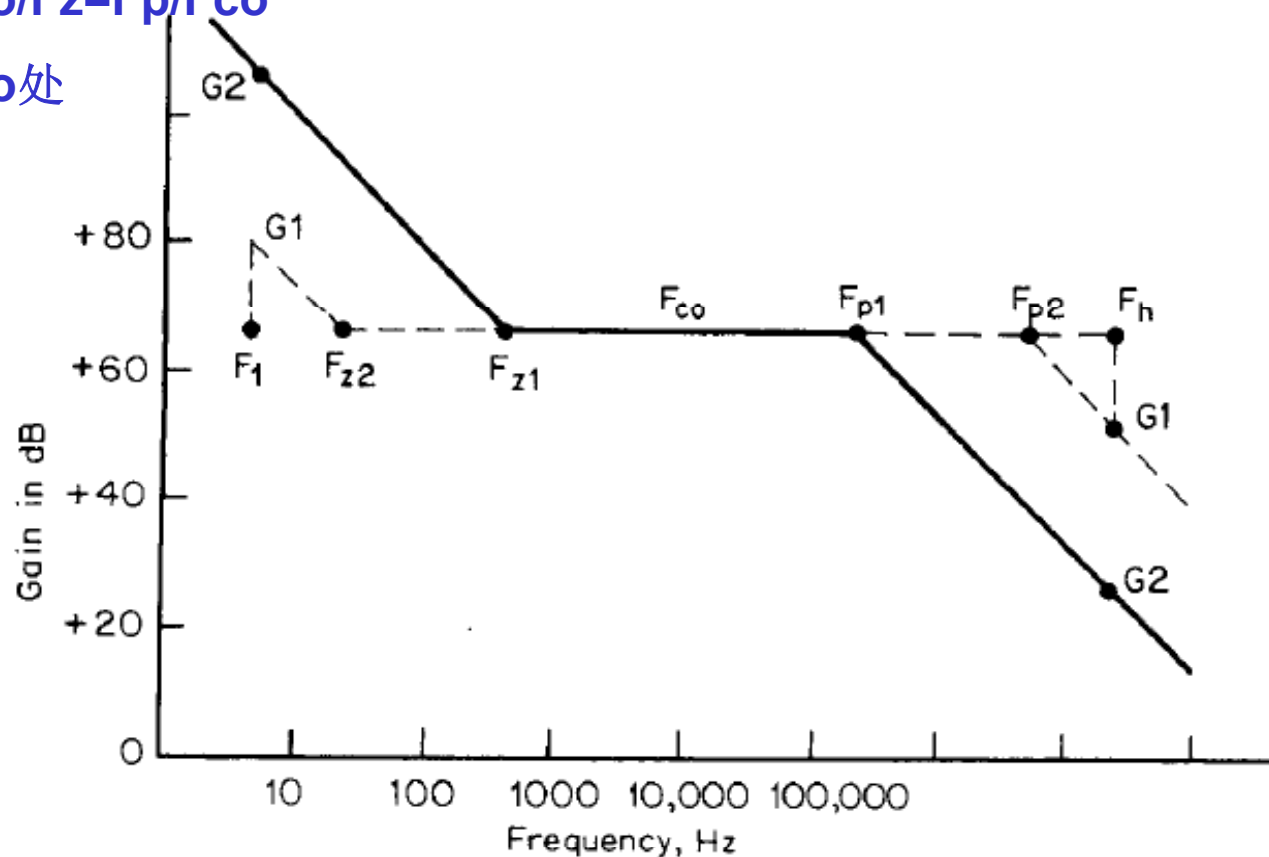
# 误差放大器幅频特性的设计

选择转折频率 $F_z$ 和 $F_p$ ，使 $F_{co}/F_z = F_p/F_{co}$

$F_z$ 和 $F_p$ 越远，在剪切频率 $F_{co}$ 处的相位裕量越大。

如果 $F_z$ 选得太低，在120Hz处的低频增益比选择较高频率时低，120Hz纹波衰减效果很差；

如果 $F_p$ 选得太高，高频增益比选择较低 $F_p$ 时大，输出端有更高的幅值高频噪声尖峰。



结论：

增加 $F_z$ 和 $F_p$ 之间的距离，会获得较大得相位裕量；减小 $F_z$ 和 $F_p$ 之间的距离，会更好得衰减120Hz地纹波，并抑制高频噪声尖峰。

必须在两者之间寻求最佳的折中。

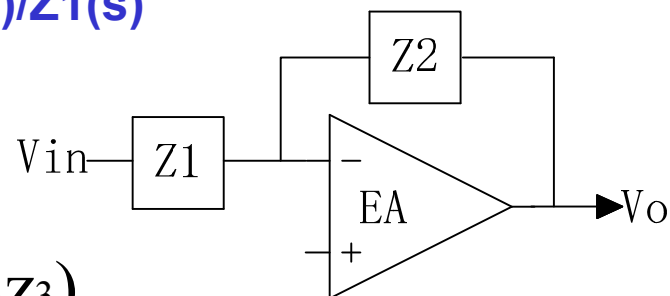


# 误差放大器的传递函数、零点和极点

误差放大器的传递函数用复变量 $s$ 表示为:  $G(s)=Z2(s)/Z1(s)$

因式分解

$$G(s) = \frac{N(s)}{D(s)} = \frac{(1 + sz_1)(1 + sz_2)(1 + sz_3)}{sp_o(1 + sp_1)(1 + sp_2)(1 + sp_3)}$$



式中,  $z$ 和 $p$ 的值是 $RC$ 乘积的表达式, 表示不同的频率, 令因式为零, 可得频率

$$1 + sz_1 = 1 + s(j2\pi fz_1) = 1 + j2\pi fR_1C_1 = 0 \quad \text{or} \quad f_1 = 1/2\pi R_1C_1$$

与 $z$ 值相对应的频率称为零点频率, 与 $p$ 值对应的频率称为极点频率

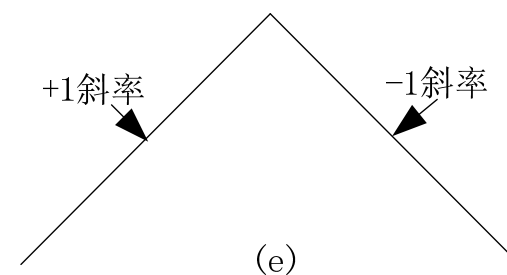
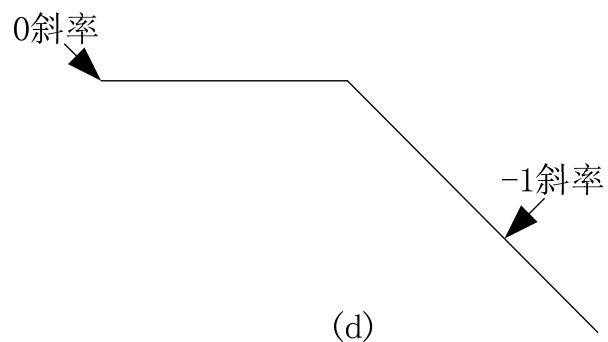
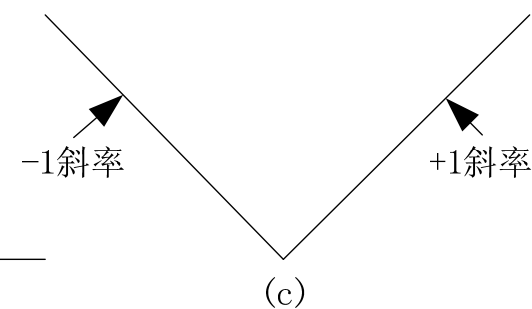
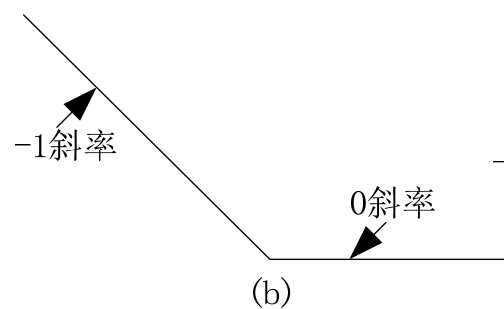
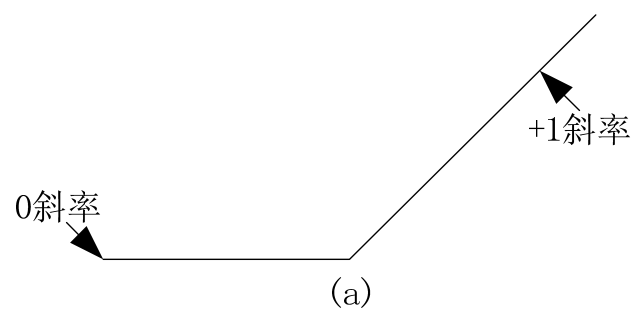
初始极点:  $F_{po}=1/2 \pi R_0C_0$

# 零、极点频率引起的增益斜率变化规则

零、极点表示的是误差放大器增益斜率变化点

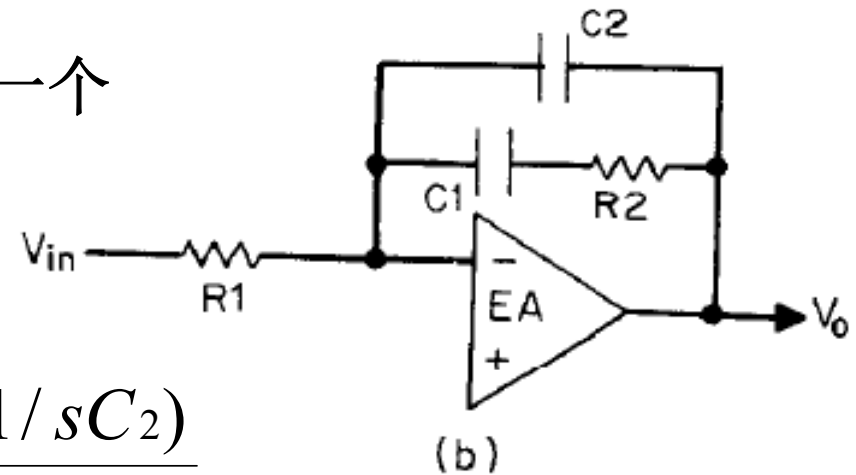
一个零点，表示增益斜率变化了 $+1$

一个极点，表示增益斜率变化了 $-1$



# 含有单一零点和极点的误差放大器传递函数的推导

图11.12(b) 是具有一个初始极点、一个零点和一个极点的运算放大电路。



$$G = \frac{dV_o}{dV_i} = \frac{Z_2}{Z_1} = \frac{(R_2 + 1/sC_1)(1/sC_2)}{R_1}$$

代数运算后得到

$$G = \frac{1 + sR_2C_2}{sR_1(C_1 + C_2)(1 + sR_2C_1C_2/(C_1 + C_2))}$$

因为  $C_2 \ll C_1$ ，所以

$$G = \frac{1 + sR_2C_1}{sR_1(C_1 + C_2)(1 + sR_2C_2)}$$

Venable的经典著作将此类放大器命名为II型放大器。

# II型误差放大器引起的相位延迟

---

根据**Venable**的方法，选定比率 **$K=F_{co}/F_z=F_p/F_{co}$**

一个零点等同于一个**RC**微分器，会引起相位超前

一个极点等同于一个**RC**积分器，会引起相位滞后

由 **$F_z$** 处的零点，引起在频率 **$F$** 处的超前的相位是

$$\theta_{ld} = \tan^{-1} \frac{F}{F_z}$$

由 **$F_z$** 处的零点引起的，在剪切频率 **$F_{co}$** 处的超前的相位是

$$\theta_{ld}(atF_{co}) = \tan^{-1} K$$

由 **$F_p$** 处的极点，引起在频率 **$F$** 处的滞后的相位是

$$\theta_{lag} = \tan^{-1} \frac{F}{F_p}$$

由 **$F_p$** 的极点引起的，在剪切频率 **$F_{co}$** 处的滞后的相位是

$$\theta_{lag}(atF_{co}) = \tan^{-1} \frac{1}{K}$$

## II型误差放大器引起的相位延迟

2型误差放大器的固有低频相位滞后是**180度(反相器)**，加上由初始极点引起的相位滞后**90度**，总的相位滞后（包括由零点引起的相位超前和由极点引起的相位滞后）为

$$\theta_t = 270^\circ - \tan^{-1} K + \tan^{-1} \frac{1}{K}$$

K	延迟相位
2	233°
3	216°
4	208°
5	202°
6	198°
10	191°

# 输出电容有ESR的LC滤波器的相位延迟

总的开环相位延迟，是误差放大器与输出**LC**滤波器的相位延迟之和。

**ESR**零点起相位超前的作用。

LC滤波器在频率F处的相位滞后为

$$\theta_{LC} = 180^\circ - \tan^{-1} \frac{F}{F_{esr}}$$

在剪切频率**Fco**处的相位滞后

$$\theta_{LC} = 180^\circ - \tan^{-1} \frac{F_{co}}{F_{esr}}$$

$F_{co}/F_{esr}$	相位滞后	$F_{co}/F_{esr}$	相位滞后
0.25	166°	2.5	112°
0.5	153°	3	108°
0.75	143°	4	104°
1.0	135°	5	101°
1.2	130°	6	99.5°
1.4	126°	7	98.1°
1.6	122°	8	97.1°
1.8	119°	9	96.3°
2.0	116°	10	95.7°

## II型误差放大器设计举例

---

- 输入电压:  $V_{IN}=310V$
- 输出电压:  $V_o=50V$
- 变压器原边绕组匝数:  $N_1=35$ 。
- 变压器副边绕组匝数:  $N_{s2}=N_{s3}=19$ 。
- 输出滤波电感:  $L_f=434\mu H$ 。
- 输出滤波电容:  $C_f=100\mu F$ . ( $ESR=0.83\Omega$ )
- 开关频率:  $f_s=20kHz$ 。
- 参考电压:  $V_R=2.55V$
- 锯齿波电压峰峰值:  $V_{RAMP}=2.5V$

# II型误差放大器设计举例

## 1、计算直流增益

$$A_{DC} = \frac{V_{in}}{V_{RAMP}} \times \frac{N_s}{N_p} \times \frac{V_R}{V_o} = \frac{310}{2.5} \times \frac{19}{35} \times \frac{2.55}{50} = 3.43$$

$$G_{DC} = 20 \log(A_{DC}) = 20 \log(3.43) = 10.7 \text{dB}$$

## 2、输出LC滤波器的转折频率

$$F_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_o C_o}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{434 \times 10^{-6} \times 100 \times 10^{-6}}} = 764 \text{Hz}$$

## 3、ESR 零点频率（幅频特性由斜率-2 突然转到-1是的频率）

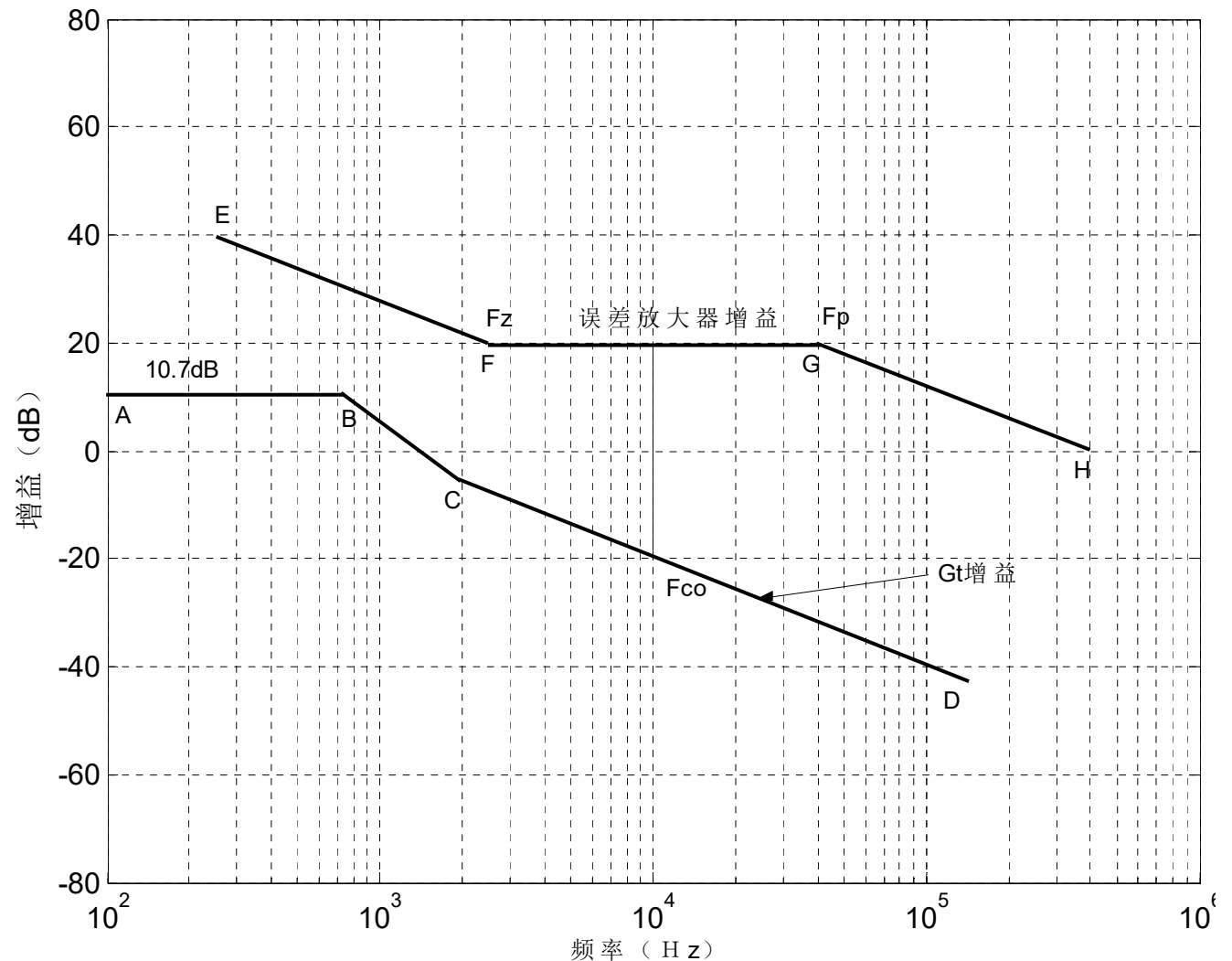
$$F_{ESR} = \frac{1}{2\pi R_{ESR} C_o} = \frac{1}{2\pi \times 0.83 \times 100 \times 10^{-6}} = 1.92 \text{kHz}$$



# II型误差放大器设计举例

总的幅频特性 $Gt$ 如图中曲线 $ABCD$ 所示。

从A点到转折频率764Hz  
(B点)，直流增益为  
10.7dB。在B点，曲线  
转折为-2斜率，并一直  
延伸到ESR零点的  
1.92kHz (C点)。在C  
点，曲线转折为-1斜率。



# II型误差放大器设计举例

## 4、设计误差放大器

选取交越频率为开关频率的1/5，即**10kHz**。从幅频特性 $G_t$ 上，**10kHz**处是**-19.3dB**。误差放大器此频率的增益为**+19.3dB**（数值为**9.2**）。

II型误差放大器幅频特性的水平部分增益是 $R2/R1$ 。如果 $R1$ 取**1k $\Omega$** ，则 $R2=9.1k\Omega$ （理论值应为**9.2k $\Omega$** ，此处取实际电阻值）。

假定相位裕度为**45°**。环路在**10kHz**的总相移位**360-45=315°**。LC滤波器产生滞后相移由式（11.21）给出。由此式得到，对于**Fco=10kHz**和**Fesr=1.92kHz**，相位滞后约为**100°**（见表11.2）。于是，误差放大器仅允许**315-100=215°**。表11.1中若误差放大器滞后**215°**，**K**稍小于**3**即可。

## II型误差放大器设计举例

$F_{co}/F_{esr}$	相位滞后	$F_{co}/F_{esr}$	相位滞后
0.25	166°	2.5	112°
0.5	153°	3	108°
0.75	143°	4	104°
1.0	135°	5	101°
1.2	130°	6	99.5°
1.4	126°	7	98.1°
1.6	122°	8	97.1°
1.8	119°	9	96.3°
2.0	116°	10	95.7°

K	延迟相位
2	233°
3	216°
4	208°
5	202°
6	198°
10	191°

## II型误差放大器设计举例

---

- K=4 时，零点频率 **$F_z=10/4=2.5\text{kHz}$** ,

$$F_z = 1 / 2\pi R_2 C_1 \quad R_2=9.1\text{k}\Omega,$$

$$C_1 = 1 / 2\pi R_2 F_z = 1 / 2\pi \times 9.1 \times 10^3 \times 2.5 \times 10^3 = 7\text{nF}$$

- 极点频率 **$F_p=10 \times 4=40\text{kHz}$** 。

$$F_p = 1 / 2\pi R_2 C_2$$

$$C_2 = 1 / 2\pi R_2 F_p = 1 / 2\pi \times 9.1 \times 10^3 \times 40 \times 10^3 = 440\text{pF}$$