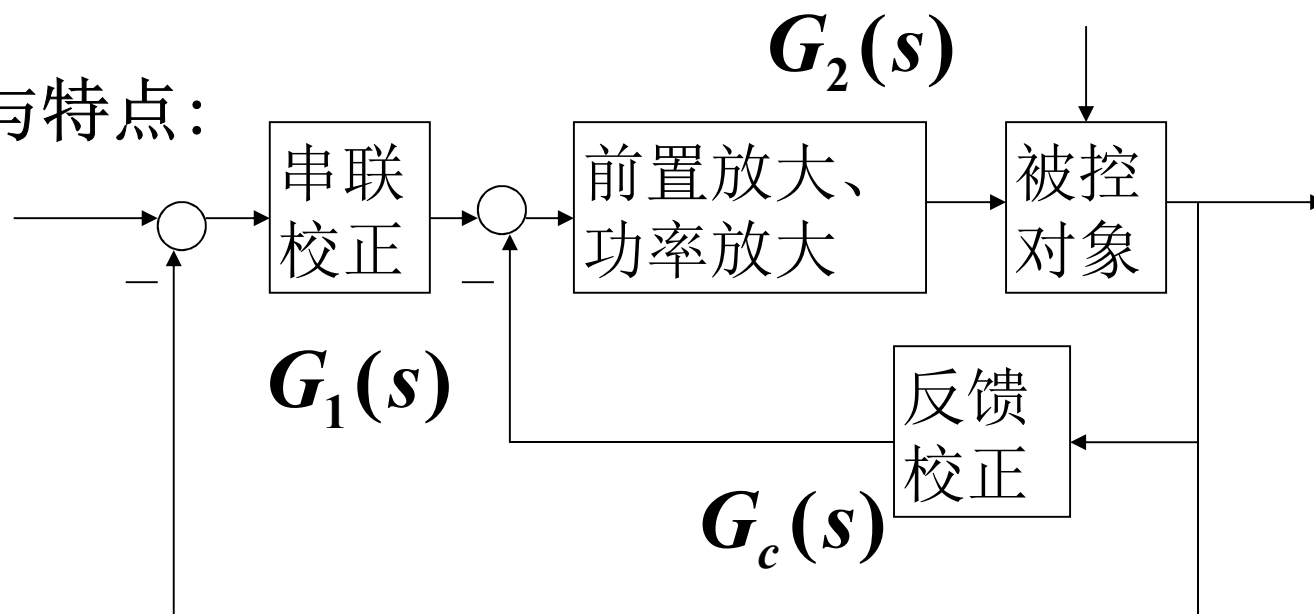


一、反馈校正

反馈校正原理与特点：



$$G(s) = G_1(s) \frac{G_2(s)}{1 + G_2(s)G_c(s)}$$

若对系统主要动态范围内 $|G_2(j\omega)G_c(j\omega)| \gg 1$

$$G(j\omega) \approx \frac{G_1(j\omega)}{G_c(j\omega)}$$

若有 $|G_2(j\omega)G_c(j\omega)| \ll 1 \longrightarrow G(j\omega) \approx G_1(j\omega)G_2(j\omega)$

这表明反馈校正特性与未校正系统的特性是一样的。为此，适当选择反馈校正装置的结构和参数可以达到使校正后的系统具有所期望的频率特性。

反馈校正的特点：

- (1) 削弱反馈回路内的非线性的影响。
- (2) 减少系统的时间常数。
- (3) 降低系统对参数变化的灵敏度。

§6-6 反馈校正和复合校正

93

例如：如采用位置反馈

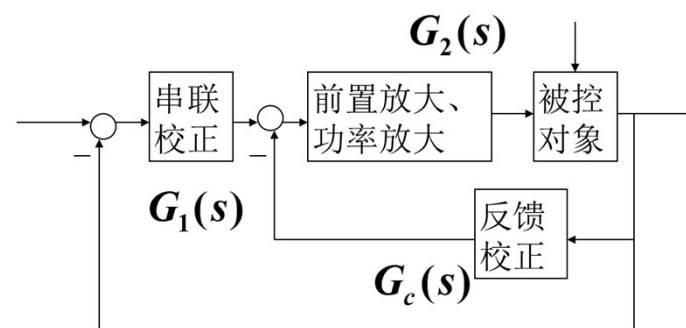
$$G_2(s) = K_1 / (T_1 s + 1) \quad K_1 \rightarrow K_1 + \Delta K_1$$

$$G'(s) = \frac{(K_1 + \Delta K_1)}{T_1 s + (1 + (K_1 + \Delta K_1)K_h)} = \frac{(K_1 + \Delta K_1) / (1 + (K_1 + \Delta K_1)K_h)}{[T_1 / (1 + (K_1 + \Delta K_1)K_h)]s + 1}$$
$$\approx \frac{1 / K_h}{[T_1 / (1 + (K_1 + \Delta K_1)K_h)]s + 1}$$

另外仅考察增益的影响：

$$\text{增益变化前：} K_1' = \frac{K_1}{1 + K_1 K_h}$$

$$\text{变化后的增量：} \Delta K_1' = \frac{\partial K_1'}{\partial K_1} \Delta K_1 = \frac{\Delta K_1}{(1 + K_1 K_h)^2}$$



相对增量:
$$\Delta K_1' / K_1' = \frac{1}{(1 + K_1 K_h)} \frac{\Delta K_1}{K_1}$$

(4) 抑制系统噪声

反馈校正的设计方法: 期望特性法、分析法

运用反馈校正设计时, 应当注意内反馈回路的稳定问题。

若内回路不稳定, 力图用外回路使得整个系统稳定, 往往使得系统设计变得复杂。工程中, 一般将内回路设计成稳定的。

§6-6 反馈校正和复合校正

95

一种典型反馈校正：*测速-相角超前网络反馈校正*

单纯的速度（微分）反馈校正存在降低系统增益的问题

改进的方法：速度（微分）反馈+超前校正网络

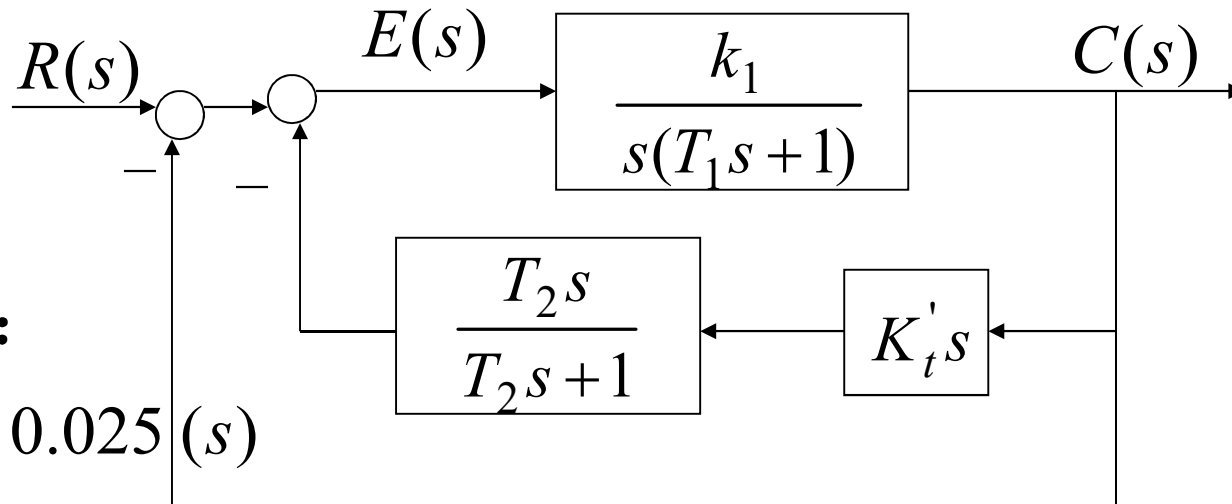
提高系统响应速度，不会降低系统增益

设计举例：

系统结构如图所示

未校正系统的参数：

$$K_1 = 440 (s^{-1}), T_1 = 0.025 (s)$$



要求校正后系统： $\gamma'' \geq 50^\circ, \omega_c'' \geq 40 (rad / s)$

要求系统具有一定的噪声抑制能力，试确定测速反馈系数 K_t' 和超前网络时间常数 T_2

解：已校正系统开环传递函数

$$G(s) = \frac{K_1(T_2s + 1)}{s[T_1T_2s^2 + (T_1 + T_2 + K_t'K_1T_2)s + 1]} = \frac{K_1(T_2s + 1)}{s(T's + 1)(T''s + 1)}$$

$$T' = \frac{T_2}{T''}T_1, \quad T'' = T_1 + (1 + K_1K_t')T_2 - T'$$

特点：（1）校正后系统的开环增益不变；

（2）在参数选择时，若保证 $T_2 < T'' \Rightarrow T' < T_1$

考察：

$$G(s) = \frac{K_1}{s(T's + 1)} \frac{(T_2s + 1)}{(T''s + 1)}$$

保持增益不变，时间常数减少的微分反馈部分 $\frac{K_1}{s(T's + 1)}$
相当于串联迟后校正部分：
$$\frac{(T_2s + 1)}{(T''s + 1)}$$

用分析法选择反馈校正装置的参数：

设 $T_2 / T'' < 1$ 的不同的值，选出满足相角裕度和截止频率指标要求的 T_2 / T'' 值，再计算测速反馈系数 K_t' 和超前网络时间常数 T_2
最后选择适当的测速发电机和超前网络。

(1) 绘制未校正系统对数幅频特性，确定系统的截止频率和相角裕度。

$$G_1(s) = \frac{440}{s(0.025s + 1)}$$

$$L'_1(\omega) = 20 \log 440 - 20 \log \omega - 20 \log \sqrt{(0.025\omega)^2 + 1}$$

$$20 \log \frac{440}{0.025\omega'_{c1}\omega'_{c1}} = 0, \quad \omega'_{c1} = \sqrt{\frac{440}{0.025}} = 132.7 \text{ (rad / s)}$$

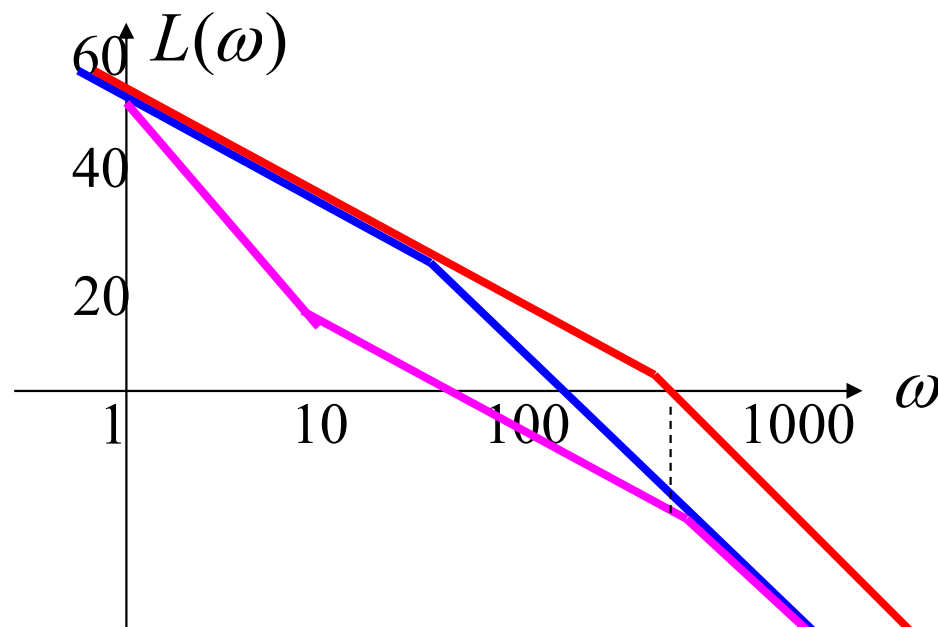
$$\varphi'_1(\omega) = -90^\circ - \arctg 0.025\omega, \quad \gamma_1(\omega'_{c1}) = 90^\circ - \arctg 0.025\omega'_{c1} = 16.8^\circ$$

相角裕度偏小，相对稳定性较差，噪声电压较高。

(2) 选择测速校正参数 T'

$$T_2 / T'' = 0.1, \quad T' = T_1 T_2 / T'' = 0.0025$$

$$G_2(s) = \frac{K_1}{s(T's + 1)} = \frac{440}{s(0.0025s + 1)}$$



$$20 \log \frac{440}{0.0025 \omega'_{c2} \omega'_{c2}} = 0, \quad \omega'_{c2} = \sqrt{\frac{440}{0.0025}} = 419.5 \text{ (rad / s)}$$

$$\gamma_2(\omega'_{c2}) = 90^\circ - \arctg 0.025 \omega'_{c2} = 43.6^\circ < 50^\circ$$

截止频率太高，使得抑制噪声能力下降。

(3) 加入等效串联迟后校正, 选择时间常数 T_2

$$T_2 = 0.1, \quad T'' = T_2 / 0.1 = 1$$

$$G_3(s) = \frac{(T_2 s + 1)}{(T'' s + 1)} = \frac{(0.1s + 1)}{(s + 1)}$$

$$\text{校正后系统} \quad G_2(s)G_3(s) = \frac{440}{s(0.0025s + 1)} \frac{(0.1s + 1)}{(s + 1)}$$

$$20 \log \frac{440 \times 0.1 \omega_c''}{(\omega_c'')^2} = 0, \quad \omega_c'' = 44 \text{ (rad / s)}$$

$$\gamma_3(\omega_c'') = 90^\circ + \arctg 0.1 \omega_c'' - \arctg \omega_c'' - \arctg 0.0025 \omega_c'' = 72^\circ > 50^\circ$$

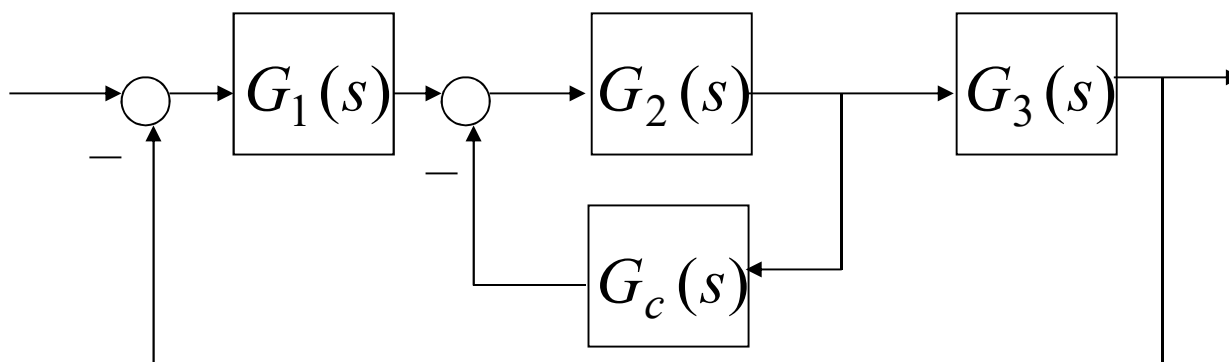
(4) 选择测速发电机与无源超前网络

$$T'' = T_1 + (1 + K_1 K_t') T_2 - T', 1 = 0.025 + (1 + 440 K_t'') 0.1 - 0.0025$$

$$K_t' = \frac{1}{K_1} \left(\frac{T' + T'' - T_1}{T_2} - 1 \right) = 0.0199 \approx 0.02 \text{ (V / rad / s)}$$

二、复合校正

设反馈校正控制系统结构如图所示



未校正系统开环传递函数 $G_0(s) = G_1(s)G_2(s)G_3(s)$

校正后开环传递函数
$$G(s) = \frac{G_0(s)}{1 + G_2(s)G_c(s)}$$

$$|G_2(j\omega)G_c(j\omega)| < 1 \quad \text{或} \quad |G_2(j\omega)G_c(j\omega)| (dB) < 0$$

$$G(s) \approx G_0(s)$$

$$|G_2(j\omega)G_c(j\omega)| > 1 \quad \text{或} \quad |G_2(j\omega)G_c(j\omega)| (dB) > 0$$

$$G(s) \approx \frac{G_0(s)}{G_2(s)G_c(s)} \Rightarrow G_2(s)G_c(s) \approx \frac{G_0(s)}{G(s)}$$

上式表明：未校正系统开环对数幅频频率曲线减去期望开环对数幅频曲线，可得反馈回路的开环对数幅频曲线。

由于 $G_2(s)$ 已知，为此，只要 $G_2(s)G_c(s)$ 的对数幅频曲线减去 $G_2(s)$ 的对数幅频曲线，则可得到 $G_c(s)$

$$G_2(s)G_c(s) \approx \frac{G_0(s)}{G(s)} \Rightarrow G_c(s) \approx \frac{G_0(s)}{G(s)} \frac{1}{G_2(s)}$$

注：（1）在上述的校正频段内

$$L_0(\omega) = 20 \log |G_0(j\omega)| > L(\omega) = 20 \log |G(j\omega)|$$

(2) 要求内回路稳定

设计步骤:

(1) 按稳态性能指标要求, 绘制未校正系统的开环对数幅频特性 $L_0(\omega) = 20 \log |G_0(j\omega)|$

(2) 由给定性能指标要求, 绘制期望开环对数幅频特性

$$L(\omega) = 20 \log |G(j\omega)|$$

(3) 求内回路的开环传递函数

$$20 \log |G_2(j\omega)G_c(j\omega)| = L_0(\omega) - L(\omega) \quad , \quad \forall L_0(\omega) - L(\omega) > 0$$

(4) 检验内回路的稳定性, 校验期望开环截止频率附近下列条件 $|G_2(j\omega)G_c(j\omega)| (dB) > 0$

- (5) 由 $G_2(s)G_c(s)$ 求 $G_c(s)$
- (6) 检验校正后系统的性能指标
- (7) 考虑 $G_c(s)$ 的工程实现

设计举例：设系统具有前面所示的系统结构图

$$G_1(s) = \frac{K_1}{0.014s + 1}, G_2(s) = \frac{12}{(0.1s + 1)(0.02s + 1)}, G_3(s) = \frac{0.0025}{s}$$

假设 K_1 在 6000 以内可调

- (1) 静态速度误差系数 $K_v \geq 150 \text{ (rad / s)}$
- (2) 单位阶跃输入下的超调量 $\sigma\% \leq 40\%$
- (3) 单位阶跃输入下的调节时间 $t_s \geq 1 \text{ (s)}$

解:
$$G_0(s) = \frac{0.0025 \times 12K_1}{s(0.014s + 1)(0.02s + 1)(0.1s + 1)}$$

$$K_v = 0.0025 \times 12K_1 \geq 150 \Rightarrow K_1 \geq 5000 \quad K_1 = 5000$$

(1) 绘制未校正系统对数幅频曲线

$$\begin{aligned} L_0(\omega) = & 20 \log 150 - 20 \log \omega - 20 \log \sqrt{(0.1\omega)^2 + 1} \\ & - 20 \log \sqrt{(0.02\omega)^2 + 1} - 20 \log \sqrt{(0.014\omega)^2 + 1} \end{aligned}$$

$$\omega'_c = 38.7 \text{ (rad / s)}$$

$$\gamma_0(\omega'_c) = 90^\circ - \arctg 0.1\omega'_c - \arctg 0.02\omega'_c - \arctg 0.014\omega'_c = -51.6^\circ$$

(2) 期望对数幅频特性

谐振峰值 $M_r = 1 / \sin \gamma$

超调量 $\sigma = 0.16 + 0.4(M_r - 1)$

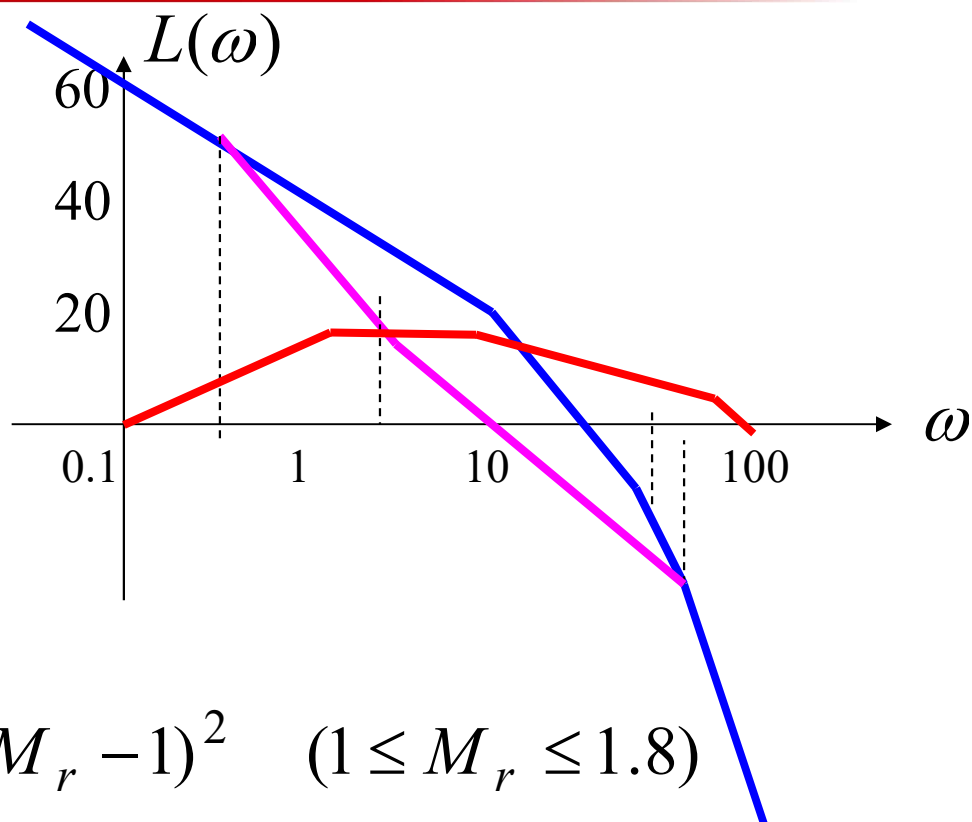
调节时间 $t_s = K\pi / \omega_c$

$$K = 2 + 1.5(M_r - 1) + 2.5(M_r - 1)^2 \quad (1 \leq M_r \leq 1.8)$$

由 $\sigma\% = 40\% \longrightarrow M_r = 1.6$

$$K = 2 + 1.5(M_r - 1) + 2.5(M_r - 1)^2 = 3.8$$

$$\omega_c = 3.8\pi / 1 = 12 \longrightarrow \omega_c = 13$$



取 $-20dB / dec$ 过零分贝线，截止频率选为13 (rad/s)

$$\omega_3 = 1 / 0.014 = 71.3 (rad / s)$$

$$\omega_2 = 4 (rad / s) \quad H = 71.3 / 4 = 17.8$$

$$\gamma = \arcsin \frac{H - 1}{H + 1} = \arcsin \frac{16.8}{18.8} = 63.3^\circ$$

$$\omega_3 = 71.3 (rad / s) \quad \omega_4 = 75 (rad / s)$$

低频段: $\omega_2 = 4 (rad / s) \quad -40dB / dec \Rightarrow 0.35 (rad / s)$

高频段: 与原系统的高频段特性重合

$$G(s) = \frac{150(0.25s + 1)}{s(2.86s + 1)(0.014s + 1)}$$

(3) 求局部反馈回路的 $G_2(s)G_c(s)$

$$L_2(\omega) + L_c(\omega) = L_0(\omega) - L(\omega)$$

为使 $G_2(s)G_c(s)$ 简单

$$G_2(s)G_c(s) = \frac{2.86s}{(0.25s + 1)(0.02s + 1)(0.1s + 1)}$$

(4) 检验小闭环的稳定性

$$\omega = \omega_4 = 75 \text{ (rad / s)}$$

$$\gamma(\omega_4) = 180^\circ + 90^\circ - \arctg 0.1 \times 75 - \arctg 0.02 \times 75 - \arctg 0.25 \times 75 = 44.3^\circ$$

小闭环稳定。另外 $20 \log |G_2(j\omega_c)G_c(j\omega_c)| = 18.9(\text{dB})$ $\omega_c = 13$

$$\text{满足 } |G_2 G_c| \gg 1$$

(5) 求反馈校正装置的传递函数

$$G_2(s)G_c(s) = \frac{2.86s}{(0.25s+1)(0.02s+1)(0.1s+1)}$$

$$\because G_2(s) = \frac{12}{(0.1s+1)(0.02s+1)} \Rightarrow G_c(s) = \frac{0.238s}{0.25s+1} = 0.95 \frac{0.25s}{0.25s+1}$$

(6) 验算 $K_v = 150$ $\gamma = 54.3^\circ$ $M_r = 1.23$ $\sigma\% = 25.2\%$ $t_s = 0.6 \text{ (s)}$

本章知识要点：

- 系统的校正的概念；
- 掌握频率串联校正装置的传递函数及参数确定的方法；
- 了解反馈、前馈校正的基本原理