



第六章 控制系统的综合与校正

学习《自动控制原理》有两大主要任务

- 系统分析
- 系统校正（设计，综合）

系统分析：已知模型 $\xrightarrow{\text{分析}}$ 性能指标（给系统一个评价）

系统校正 ？

6.1 引言

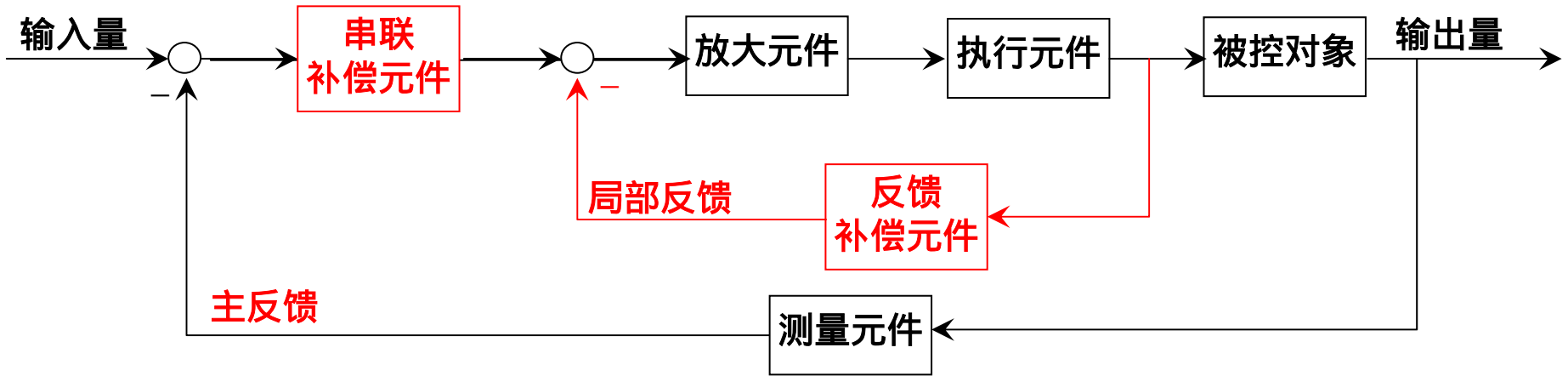
回忆 龙门刨床调速系统，归纳系统设计的一般步骤：

- 1⁰ 由设计要求确定**被控对象**和被控量；
 - 2⁰ 按被控对象的工作条件及对被控量的要求选定**执行元件**；
 - 3⁰ 根据被测信号的情况选择合适的**测量元件**；
 - 4⁰ 在此基础上，设计增益可调的**放大元件**。
- 初步设计
固有特性

完整的控制系统，需再加上一些装置——校正装置



自动控制系统的—般构成



这里，补偿——校正

—般认为：控制系统 { 被控对象..... } 固有特性

{ 控制器 { 测量元件
放大元件
执行元件
校正元件 } }

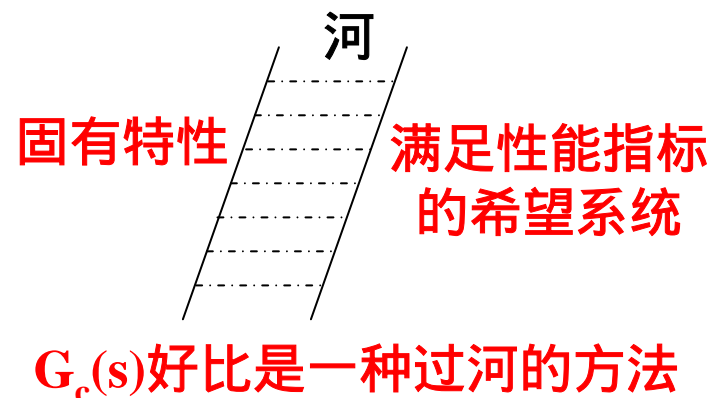


校正问题的一般提法：

已知：固有特性 $G_0(s)$ 及希望的性能指标

求：校正装置（元件） $G_c(s)$

使：校正后的系统达到希望的性能指标。



我们的设计过程就好比是一个过河的过程。

不同的控制系统，固有特性不同，希望指标不同，校正方法也不同。

在后续课里我们会给大家讲几种不同的设计方法。

此外，不同的设计者，得到的设计方案也会有所不同。

——设计与校正问题的一个重要特点。

评价标准：

在全面满足性能指标的前提下，尽可能的简单、经济、易于实现。



性能指标总汇

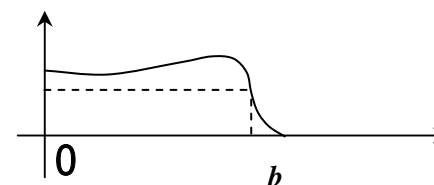
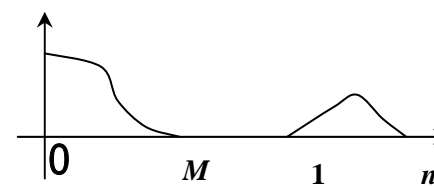
性能指标	动态（暂态）指标		稳态指标
	平稳性	快速性	
时域	$\sigma_p, N,$	t_s, t_r, t_p	e_{ss}
开环频域	ω_c, K_g	ω_b	低频段
闭环频域	闭环谐振峰值 M_r	ω_b, ζ	闭环零频值

说明：关于 ω_b —— 系统带宽的选择

实际系统中 { 输入信号一般为低频信号
 扰动信号一般为高频信号

要求系统 { 以一定精度跟踪输入信号
 抑制干扰信号

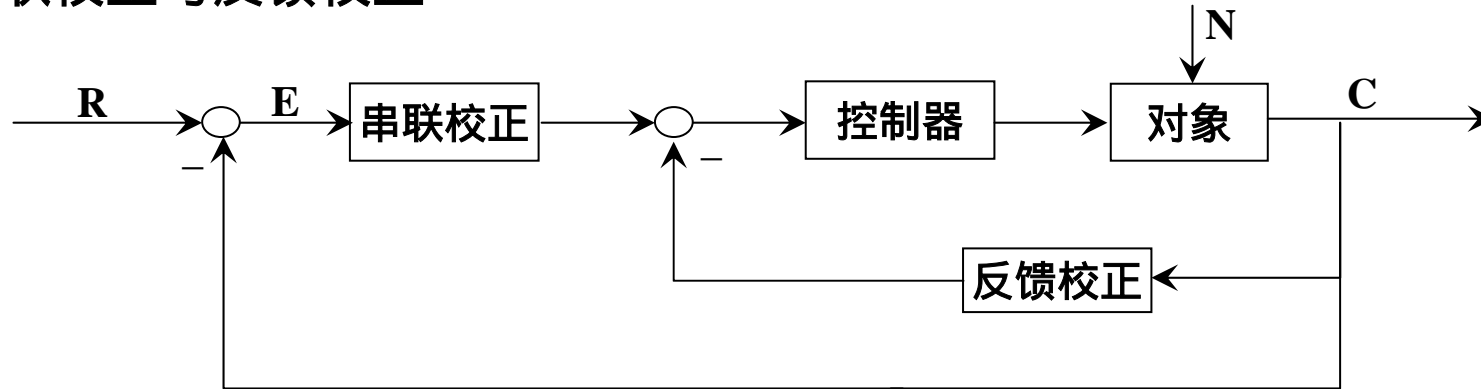
显然 $\omega_M < \omega_b < \omega_1$ 通常 $\omega_b = (5 \sim 10)\omega_M$





常用校正方式有：

1. 串联校正与反馈校正



在同一系统中，可以只采用串联校正，也可只采用反馈校正，当然也可以同时采用。

串联校正的优点是：设计简单，方便，应用非常广泛。

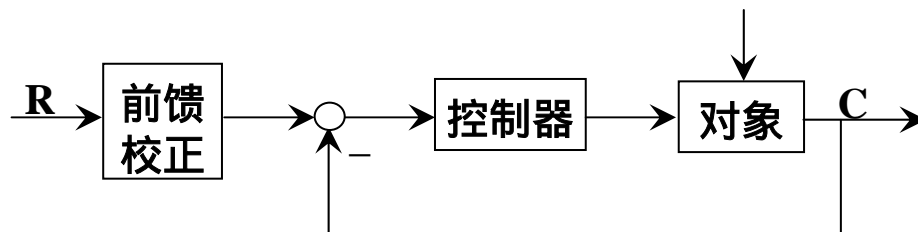
反馈校正的优点是：往往用元件较少，

更为突出的是,可以抑制环内参数变化对系统的影响。

串联校正和反馈校正是控制系统中最为常用的两种校正方式。

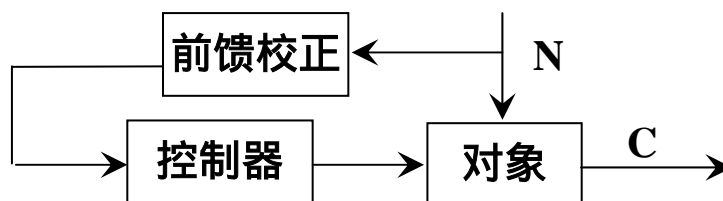


2. 前馈校正 (顺馈校正)



(a)按输入补偿

相当于对给定值信号进行整形或滤波后，再送入反馈系统。



(b)按扰动补偿

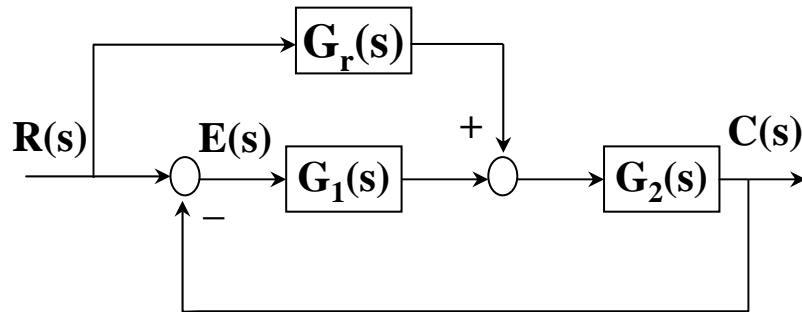
相当于对扰动信号进行变换后加入系统形成的一条附加通道。

——目的在于对扰动影响进行修补。

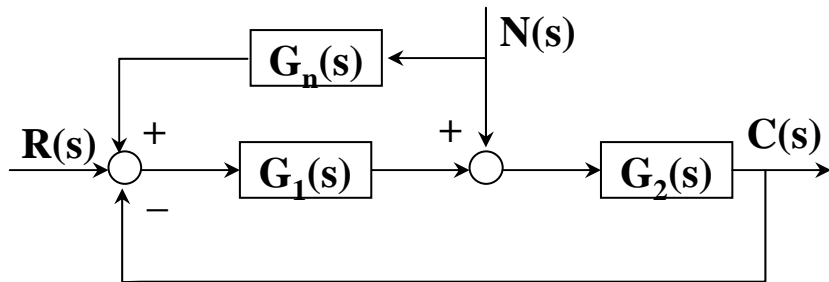
把前馈校正作为反馈控制系统的附加校正，就构成了**复合控制系统**。



3. 复合校正



带输入补偿



带扰动补偿

以上是几种常见的校正方式，它们可以单独采用也可以组合采用。
采用何种方案，要综合考虑各种因素。

例如：(1)系统中信号的性质，(2)技术实现的方便性，(3)可供选用的元件，
(4)抗扰性要求，(5)经济性要求，(6)环境条件.....



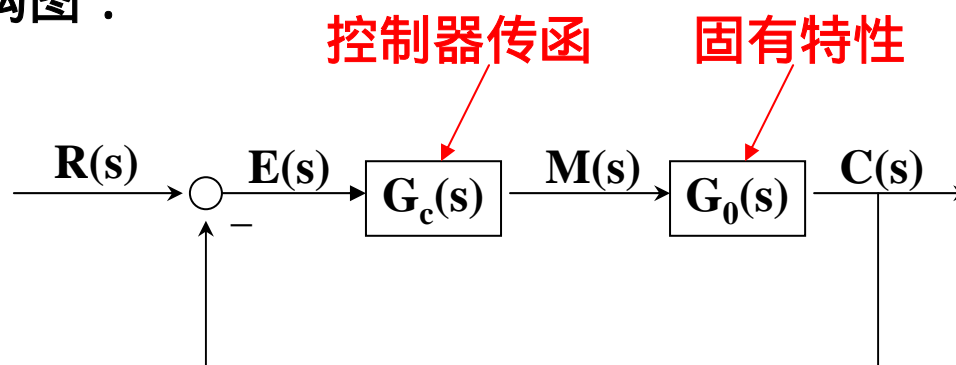
6.2 基本控制规律分析

常见的控制规律

- 比例(P)控制规律
- 比例微分(PD)控制规律
- 积分(I)控制规律
- 比例积分(PI)控制规律
- 比例积分微分(PID)控制规律

作用？

考虑如下结构图：

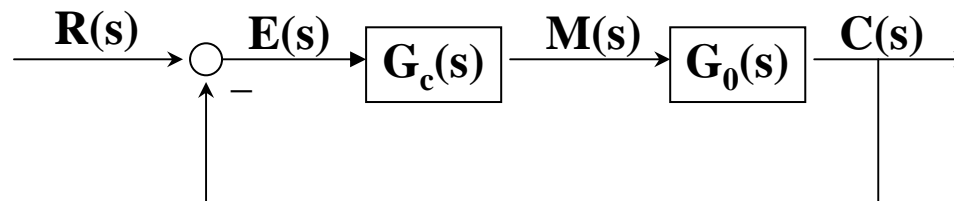




1. P控制规律

$$G_c(s) = K_p$$

K_p —— 常数 (通常 $K_p > 1$)



作用?? 1) 增大系统开环增益 $K_{开}$ → 降低 e_{ss}

2) 对稳定性不利 (通常)

2. PD控制规律

$$G_c(s) = K_p(\tau s + 1)$$

考虑到 $G_c(s) = \frac{M(s)}{E(s)}$ } $\Rightarrow m(t) = K_p e(t) + K_p \tau \frac{de(t)}{dt}$

↑ ↑
比例 + 微分

式中： K_p —— 比例系数

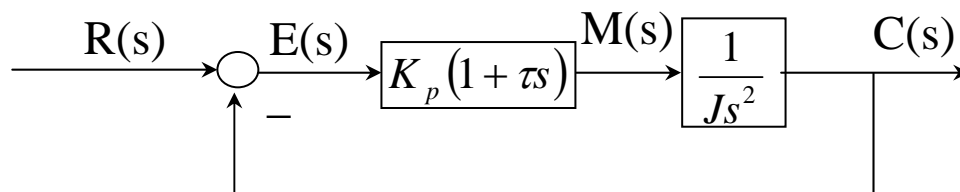
τ —— 微分时间常数

作用?? 由于其相频特性 $\varphi_c(\omega) \geq 0$

所以通常可以提高系统的稳定裕度，即提高阻尼比。



例1 (李P223) 分析PD控制对系统性能的影响



解 (1) 不加PD控制——相当于 $G_c(s)=1$

系统特征方程： $Js^2 + 1 = 0$ 相当于阻尼比为零的二阶系统
——等幅振荡 系统不稳定

(2) 加上PD控制

系统特征方程： $Js^2 + K_p \tau s + K_p = 0$ $s^2 + \frac{K_p \tau}{J} s + \frac{K_p}{J} = 0$

$$\left. \begin{array}{l} \frac{K_p}{J} = \omega_n^2 \\ \frac{K_p \tau}{J} = 2\zeta\omega_n \end{array} \right\} \Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} \omega_n = \sqrt{\frac{K_p}{J}} \\ \zeta = \frac{1}{2} \tau \sqrt{\frac{K_p}{J}} \end{array} \right. \quad \text{对照比较}$$

可见，由于PD控制的引入，提高了系统的阻尼比，从而提高了系统的稳定程度。同时 ζ 的大小，还可通过调整 K_p 和 τ 来实现。



注意：单纯的D控制器在任何情况下都不宜与被控对象串联起来单独使用。通常是构成PD或PID应用于实际系统。

(3) 积分(I)控制规律

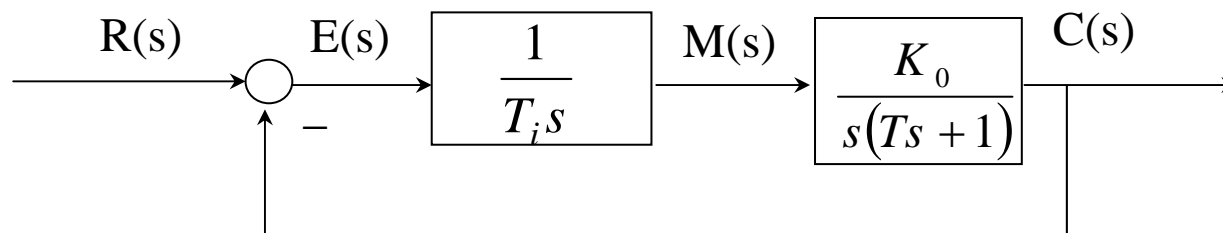
$$G_c(s) = \frac{1}{T_i s} \Leftrightarrow m(t) = \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t) dt$$

T_i ——可调的积分时间常数

作用?? 提高系统的“型”——对提高稳态精度有利(通常情况)
但对稳定性不利，甚至有可能导致结构不稳定。



例(补充) :



$$G_0(s) = \frac{K_0}{s(Ts + 1)}, G_c(s) = \frac{1}{T_i s}$$

不加积分控制时, $G_c(s) = 1$ ——典型的二阶系统

加上积分控制后, 特征方程为 $TS^3 + s^2 + \frac{K_0}{T_i} = 0$

——系统不稳定

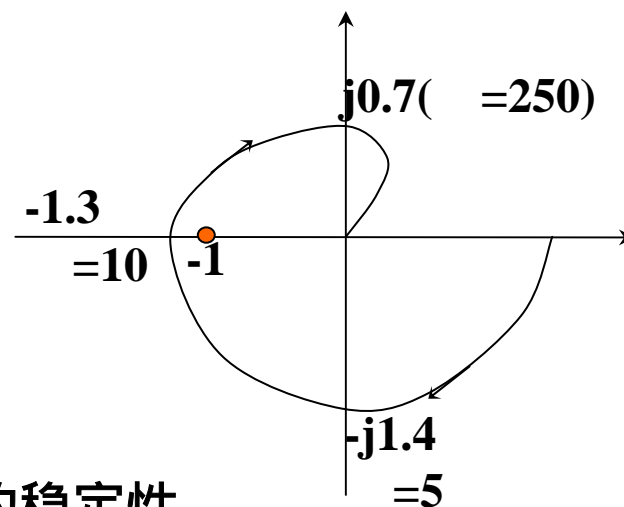


注意：这里所说的是通常情况，在某些情况下，增加一个积分环节对系统稳定反而有利。请同学们对照下面的思考题，认真领会一下它们的区别。

思考题（胡寿松习题集P212题B-5-33）

1) 已知某系统的开环频率特性如图所示，图中标明了Nyquist图与坐标轴的三个交点及相应的 ω 的值。试判断闭环系统的稳定性

2) 若再串入一个积分环节 $\frac{1}{s}$ ，试判断闭环系统的稳定性。
理解 $\frac{1}{s}$ 对系统稳定性的影响。





(4) PI控制规律

$$G_c(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) \Leftrightarrow m(t) = \underbrace{K_p e(t)}_{\text{比例}} + \frac{K_p}{T_i} \int_0^t \underbrace{e(t)}_{\text{积分}} dt$$

$$G_c(s) = \frac{K_p (T_i s + 1)}{T_i s}$$

其中： K_p ——可调的比例系数

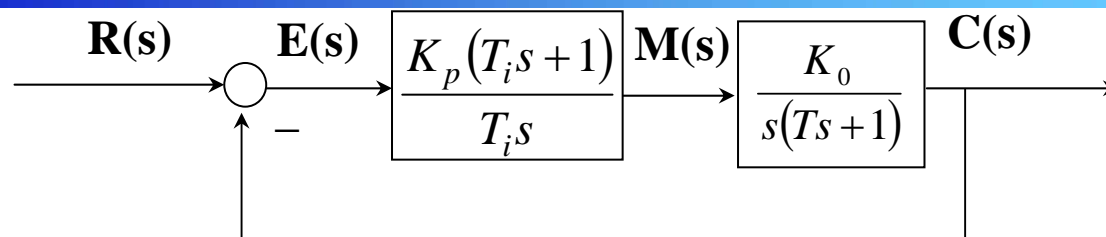
T_i ——可调的积分时间常数

作用?? 附加了 $\left\{ \begin{array}{l} \text{一个I控制器} \longrightarrow \left\{ \begin{array}{l} \text{提高系统“型”别——改善稳态精度} \\ \text{降低稳定性} \end{array} \right. \\ \text{一个PD控制器} \longrightarrow \text{可提高稳定性} \end{array} \right.$

在工程实践中，常用PI控制器来改善系统的稳态性能。



例2 (李P225)



试分析PI控制器对系统性能的影响。

解：1) 不加PI：开环传函： $G(s) = \frac{K_0}{s(Ts + 1)}$ ，开环增益 K_0 ，系统为 Ⅰ型。

2) 加上PI：开环传函为：

$$G(s) = G_c(s)G_0(s) = \frac{K_p(T_i s + 1)}{T_i s} \cdot \frac{K_0}{s(Ts + 1)} = \frac{K_0 K_p (T_i s + 1)}{T_i s^2 (Ts + 1)}$$

此时，系统开环增益： $K = \frac{K_0 K_p}{T_i}$

系统为 Ⅱ型——提高了系统的稳态性能

系统特征方程 $T_i T s^3 + T_i s^2 + K_0 K_p T_i s + K_0 K_p = 0$

由劳斯判据可知，只要 $T_i > T$ 系统即稳定



可见，PI控制器可以在保证系统稳定的情况下提高系统的稳态精度。
不仅如此，通过合理选择参数，还可使系统具有相对稳定度。

(5) PID控制规律

$$G_c(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + \tau s \right) = \frac{K_p}{T_i} \cdot \frac{T_i \tau s^2 + T_i s + 1}{s}$$

\Uparrow

$$m(t) = \underbrace{K_p}_{\text{比例}} e(t) + \frac{K_p}{T_i} \int_0^t \underbrace{e(t)}_{\text{积分}} dt + K_p \tau \underbrace{\frac{de(t)}{dt}}_{\text{微分}}$$

作用?? 附加了 { 一个积分环节——改善稳态性能；
两个开环零点——通过合理选择参数，可获得好的动态性能。

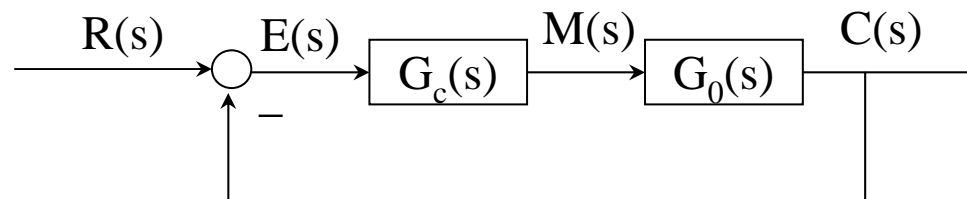
PID控制器广泛应用于工业过程控制系统。

PID控制器 { 气动式PID控制器
电子式PID控制器
微处理器PID控制器



6.3 串联超前校正参数的确定

串联校正的构成：



约定：

	开环传函	开环幅频	开环相频	截止频率	相角裕度	幅值裕度
校正前	$G_0(s)$	$L_0(\omega)$	$\varphi_0(\omega)$	ω_{c0}	γ_0	h_0
校正后	$G(s)$	$L(\omega)$	$\varphi(\omega)$	ω_c	γ	h
校正装置	$G_c(s)$	$L_c(\omega)$	$\varphi_c(\omega)$			



6.3.1 超前校正及其特性

回忆：相频特性 $\varphi(\omega)$ —— 相位差 $\begin{cases} \varphi > 0 & \text{超前} \\ \varphi < 0 & \text{滞后} \end{cases}$

按 $\varphi(\omega)$ 的不同，常用校正装置 $\begin{cases} \text{超前校正装置} —— \varphi(\omega) > 0 \\ \text{滞后校正装置} —— \varphi(\omega) < 0 \\ \text{滞后—超前校正装置} \begin{cases} \varphi(\omega) < 0 & \text{低频} \\ \varphi(\omega) > 0 & \text{高频} \end{cases} \end{cases}$

常用超前校正装置 $\begin{cases} \text{PD控制} : G_c(s) = K_p(\tau s + 1) —— \text{一阶微分环节串比例} \\ \text{带惯性的PD控制} : G_c(s) = \frac{aTs + 1}{Ts + 1} \end{cases}$



带惯性的PD控制

$$G_c(s) = \frac{aTs + 1}{Ts + 1}$$

其中 a ——分度系数 ($a > 1$)
 T ——时间常数

当 $\omega = \omega_m = \frac{1}{\sqrt{aT}}$ 时，

$$\varphi_c(\omega_m) = \varphi_m = \arcsin \frac{a-1}{a+1}$$

$$L_c(\omega_m) = 10 \lg a$$

显然： $a \uparrow \Rightarrow \varphi_m \uparrow$

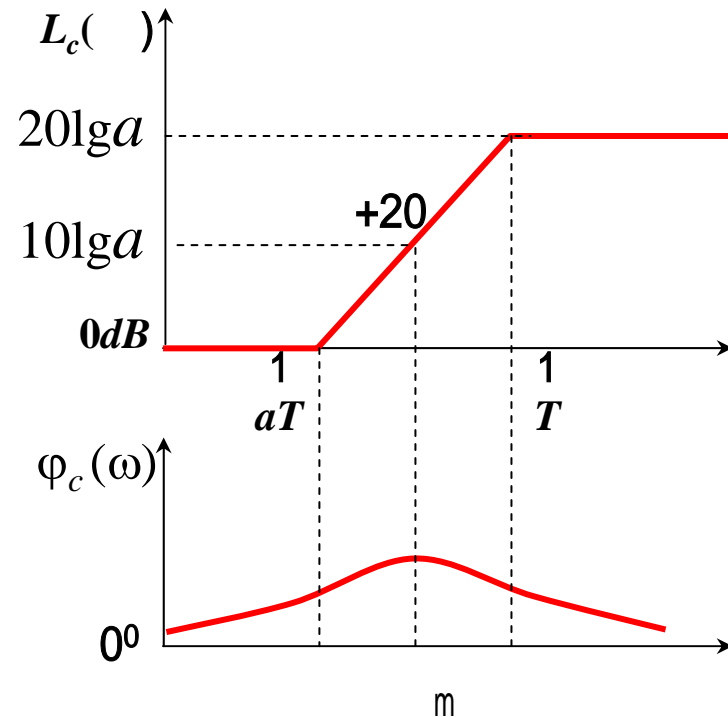
用作串联校正时，

$$\begin{cases} L_c(\omega) > 0 \Rightarrow \omega_c \uparrow \\ \varphi_c(\omega) > 0 \Rightarrow \text{对提高 } \gamma \text{ 有利} \end{cases}$$

因此常用于改善系统的动态性能。

在选取参数时，应使： $\omega_m = \omega_c$

教材 (P228) 表6-1 —— a 与最大相移的关系



ω_m 位于两个转折频率的几何中心



6.3.2 基于频率法设计串联超前校正

基本原理 ——利用超前网络的相角超前特性，提高系统的动态性能

超前网络的形式有多种，但其设计的思路大同小异。

这里我们以 $G_c(s) = \frac{aTs + 1}{Ts + 1} \quad a > 1$ 为例，来介绍其设计方法。

我们要解决的问题是：(1) 什么情况下适宜采用它？

(2) 参数 a 和 T 如何选取？

下面，以一例题来解决这两个问题。



例(补充) $G_0(s) = \frac{K}{s(s+1)}$ 希望的指标: 1) $r(t) = t$ 时, $e_{ss} \leq 0.1$

2) $\omega_c \geq 4.4$ 3) $\gamma \geq 45^\circ$ 4) $K_g(dB) \geq 10dB$ 设计串联校正。

解: 第一步, 诊断

由指标1) 得: 当 $K \geq 10$ 时,
固有特性可满足稳态要求,
不需要 $G_c(s)$ 提供增益。

取 $K=10$, 绘出 $L_0(\omega)$ 和 $\varphi_0(\omega)$

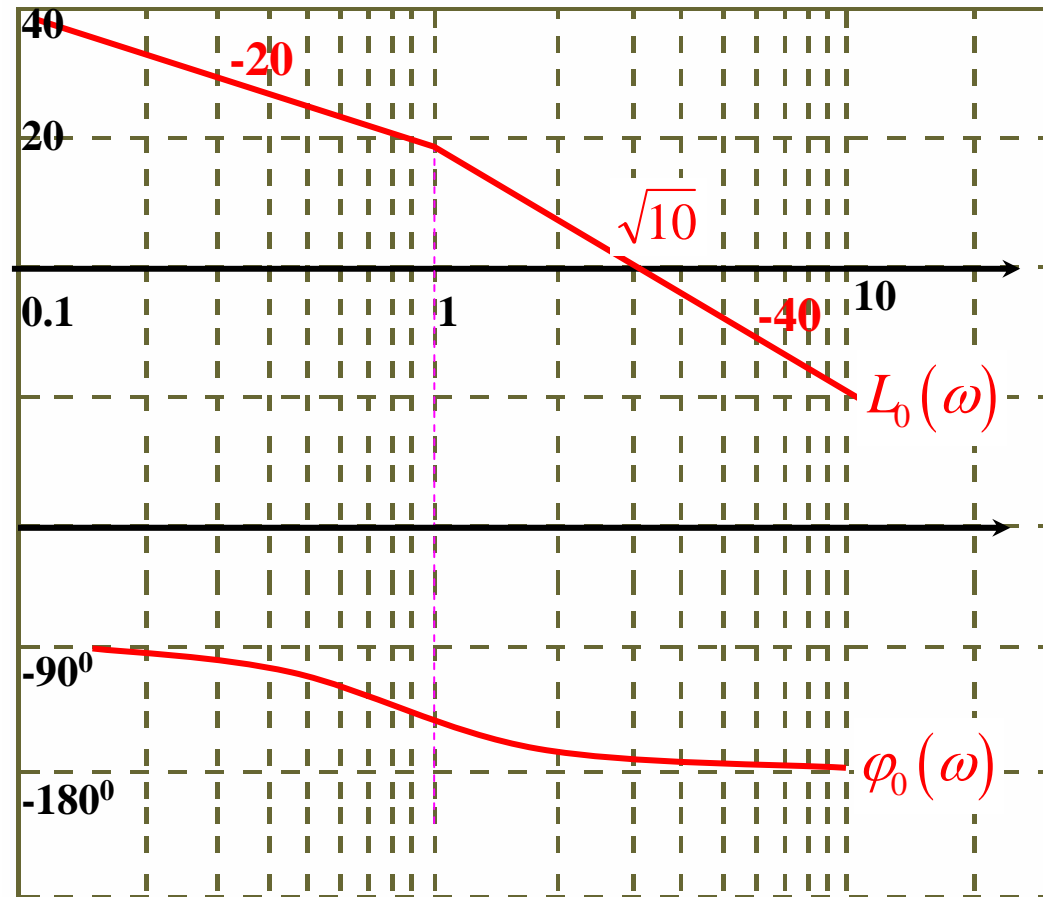
可求出:

$$\omega_{c0} = \sqrt{10}$$

$$\gamma_0 = 180^\circ - 90^\circ - \arctg \sqrt{10} \approx 18^\circ$$

分析思考:

是否适宜采用此校正装置? ——适宜





一般认为：当 $\left\{ \begin{array}{l} \text{固有系统通过调整增益可满足稳态要求} \\ \omega_c > \omega_{c0} \\ \gamma > \gamma_0 \end{array} \right.$ 且 $\left\{ \begin{array}{l} \text{校正前系统稳定 (} \gamma_0 > 0 \text{)} \\ \text{从 } \omega_{c0} \rightarrow \omega_c \text{ 段 } \varphi_0(\omega) \text{ 下降不剧烈} \end{array} \right.$

可采用 $G_c(s) = \frac{aTs + 1}{Ts + 1}$

第二步，计算参数 a, T ，初选 $G_c(s)$

基本出发点：使 $\omega_m = \omega_c$

这里， $\omega_m = \frac{1}{\sqrt{aT}}$ \rightarrow 只要求出 a ，则： T 可求出。

关键是求 a $\left\{ \begin{array}{l} \text{方法一 从满足 } \omega_c \text{ 出发} \\ \text{方法二 从满足 } \gamma \text{ 出发} \end{array} \right.$



方法一：从满足 ω_c 出发求 a

欲使 ω_c 为希望值且 $\omega_m = \omega_c$

$$\text{应有 } L(\omega_c) = 0$$

$$\begin{aligned} \text{而 } L(\omega_c) &= L_0(\omega_c) + L_c(\omega_c) \\ &= L_0(\omega_c) + 10\lg a \end{aligned}$$

所以只要 $L_0(\omega_c) = -10\lg a$ 即可。

$L_0(\omega_c)$ 的确定方法：

图解法：直接从Bode图上读

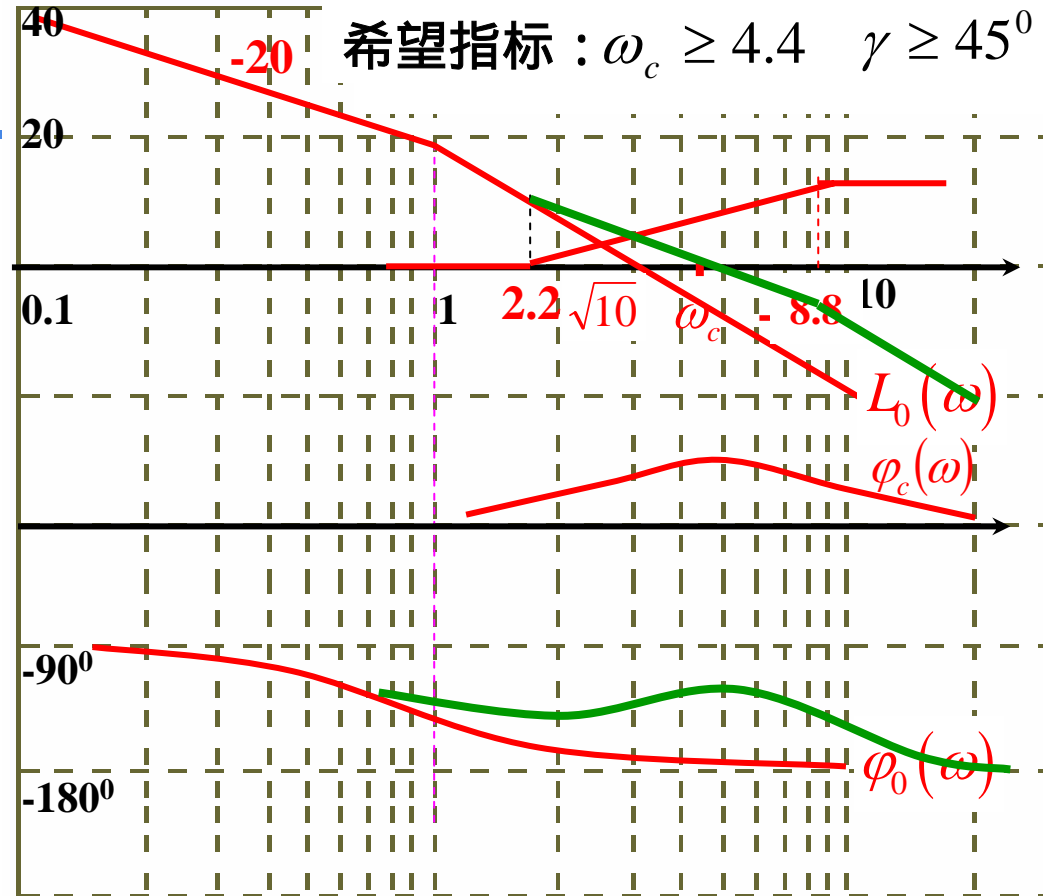
解析法 { 从Bode图上用折线算

由 $L_0(\omega_c) = 20\lg |G_0(j\omega_c)|$ 计算

$$\text{由图：} L_0(\omega_c) = -40\lg \frac{\omega_c}{\omega_{c0}} = -40\lg \frac{4.4}{\sqrt{10}} = -10\lg a \rightarrow a = \left(\frac{4.4}{\sqrt{10}}\right)^4 \approx 3.75 \approx 4$$

若从Bode图上直接读数，约为-6dB，同样得 $a=4$

$$\text{于是，} T = \frac{1}{\sqrt{a\omega_c}} = \frac{1}{\sqrt{4 \cdot 4.4}} \approx 0.114$$





方法二 从满足 γ 出发求 a

$$\because \gamma = 180^\circ + \varphi_0(\omega_c) + \varphi_c(\omega_c)$$

$$\therefore \varphi_c(\omega_c) = \gamma - [180^\circ + \varphi_0(\omega_c)]$$

$$\text{取 } \varphi_m = \varphi_c(\omega_c) + 5^\circ$$

为的是留有余量

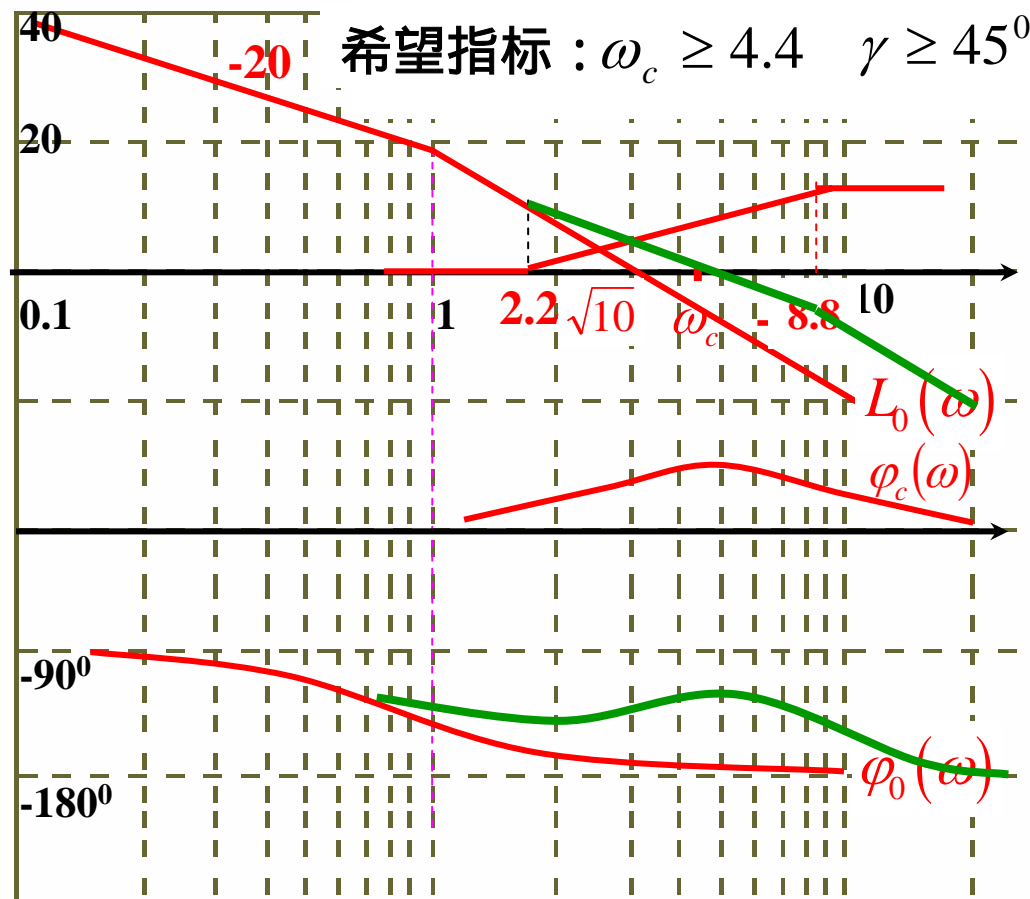
$$\text{再由: } \varphi_m = \arcsin \frac{a-1}{a+1}$$

$$\text{得: } a = \frac{1 + \sin \varphi_m}{1 - \sin \varphi_m}$$

$$\text{本例: } \varphi_c(\omega_c) = 45^\circ - [180^\circ - 90^\circ - \arctg 4.4] = 32^\circ$$

$$\text{取: } \varphi_m = 37^\circ \rightarrow a = \frac{1 + \sin \varphi_m}{1 - \sin \varphi_m} = \frac{1 + 0.6}{1 - 0.6} = 4$$

$$T = \frac{1}{\sqrt{a}\omega_c} = \frac{1}{\sqrt{4} \cdot 4.4} \approx 0.114$$





说明：

- 1) 两种方法所得的 a 不一定相同，考虑到设计目的是全面满足要求，所以设计时要充分留有余量，适当取 a 大些。
- 2) 当 ω_c 未给定时，式中的 $\varphi_c(\omega_c)$ 应根据 $\varphi_0(\omega)$ 曲线形状大致给出。

考虑到设计过程中的诸多试探性因素，必须要进行下一步——校验

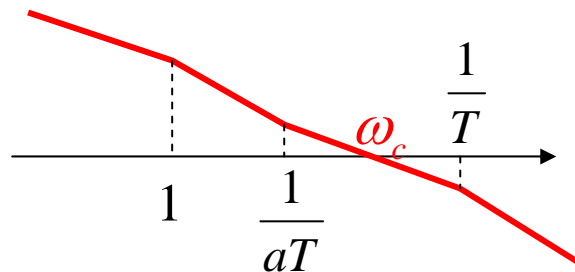
第三步 校验

绘出校正装置及校正后的Bode图（幅频特性要准确，相频特性可大致给出）

按定义重新计算 $\omega_c, \gamma, K_g(dB)$ ，若不满足，则应重选参数 a, T 。

一般 a 时 $\varphi_m \uparrow$ ——对 $\gamma \uparrow$ 有利

本例，校正后的传递函数为： $G(s) = \frac{K(aTs + 1)}{s(s + 1)(Ts + 1)}$



$$\omega_c = 10aT = 10 \times 4 \times 0.114 = 4.56$$

$$\begin{aligned} \gamma &= 180^\circ - 90^\circ - \arctg 4.56 + \arctg(0.456 \times 4.56) - \arctg(0.114 \times 4.56) \\ &= 90^\circ - 77.6^\circ + 64.3^\circ - 27.5^\circ \\ &= 49.2^\circ \end{aligned}$$

$$K_g(dB) = \infty$$

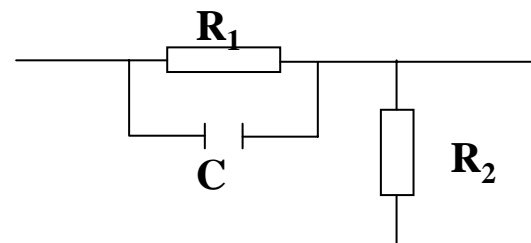
全面满足指标要求 → 设计合理



一般地，若无特殊要求，求出 $G_c(s)$ 就算是完成了设计，
若要考虑到工程实现问题，则需进一步讨论。

若考虑本例中 $G_c(s)$ 的用右图所示的无源网络实现，

易求出其传函为：



$$G_w(s) = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \frac{R_1Cs + 1}{\frac{R_1R_2}{R_1 + R_2}Cs + 1} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{aTs + 1}{Ts + 1}$$

显然有： $a = \frac{R_1 + R_2}{R_2}$ 即： $G_w(s) = \frac{1}{a} \cdot \frac{aTs + 1}{Ts + 1} = \frac{1}{a} G_c(s)$

多出的 $\frac{1}{a}$ 怎么办？——只要把 $G_0(s)$ 中的 K 调整一下即可。

也就是说，当取校正装置为 $G_c(s) = \frac{aTs + 1}{Ts + 1}$ 时， $G_0(s) = \frac{10}{s(s + 1)}$

若取校正装置为 $G_w(s) = \frac{1}{a} \cdot \frac{aTs + 1}{Ts + 1}$ 时，只要 $G_0(s) = \frac{10a}{s(s + 1)}$

二者效果完全一样。



整理解题过程 $G_0(s) = \frac{K}{s(s+1)}$ 希望的指标：1) $r(t) = t$ 时, $e_{ss} \leq 0.1$

2) $\omega_c \geq 4.4$ 3) $\gamma \geq 45^\circ$ 4) $K_o (dB) \geq 10dB$ 设计串联校正。

解：1) 诊断

由 $G_0(s) = \frac{K}{s(s+1)}$ 知，

当 $K \geq 10$ 时，可满足稳态要求。

取 $K=10$ ，绘出 $L_0(\omega)$ 和 $\varphi_0(\omega)$

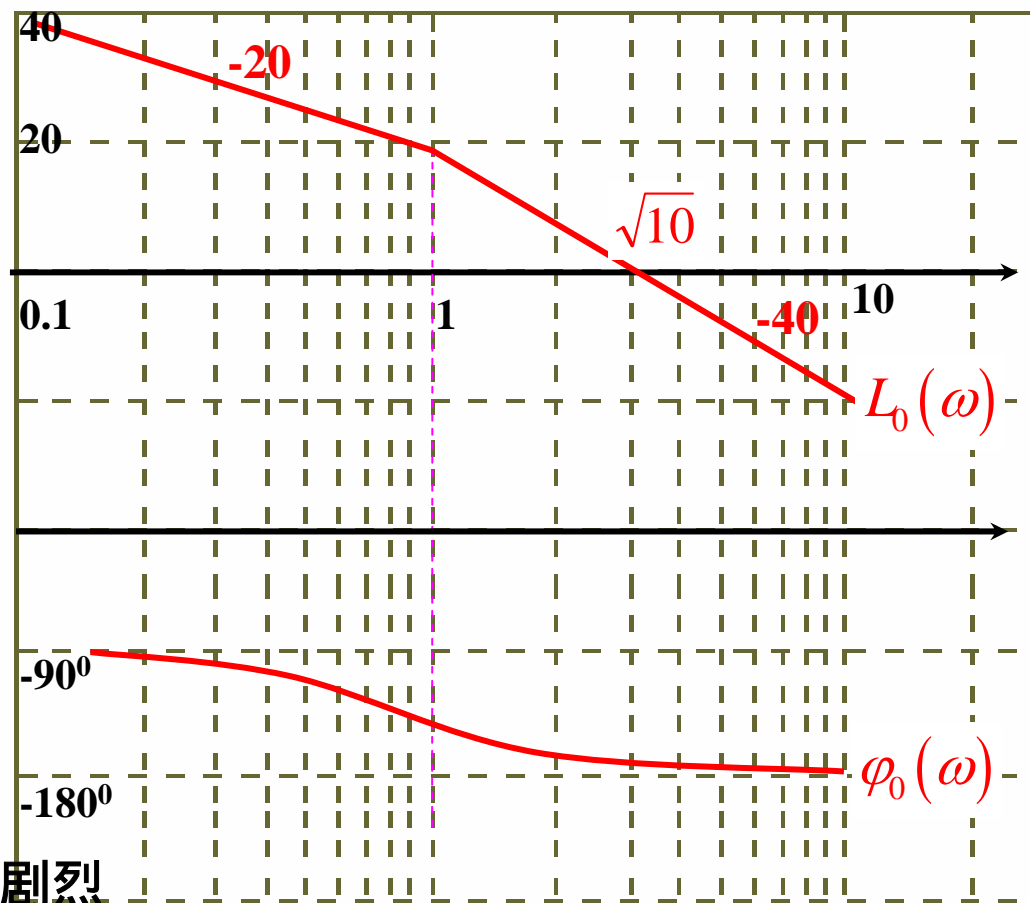
可求出： $\omega_{c0} = \sqrt{10}$

$\gamma_0 \approx 18^\circ$

显然， $\begin{cases} \omega_c > \omega_{c0} \\ \gamma > \gamma_0 > 0 \end{cases}$

且从 $\omega_{c0} \rightarrow \omega_c$ 段 $\varphi_0(\omega)$ 下降不剧烈

综合以上因素，适宜采用 $G_c(s) = \frac{aTs + 1}{Ts + 1} \quad a > 1$



2) 计算参数 a, T , 初选 $G_c(s)$

基本出发点：使 $\omega_m = \omega_c$

$$\begin{aligned} \text{由 } L(\omega_c) &= L_0(\omega_c) + L_c(\omega_c) \\ &= L_0(\omega_c) + 10\lg a = 0 \end{aligned}$$

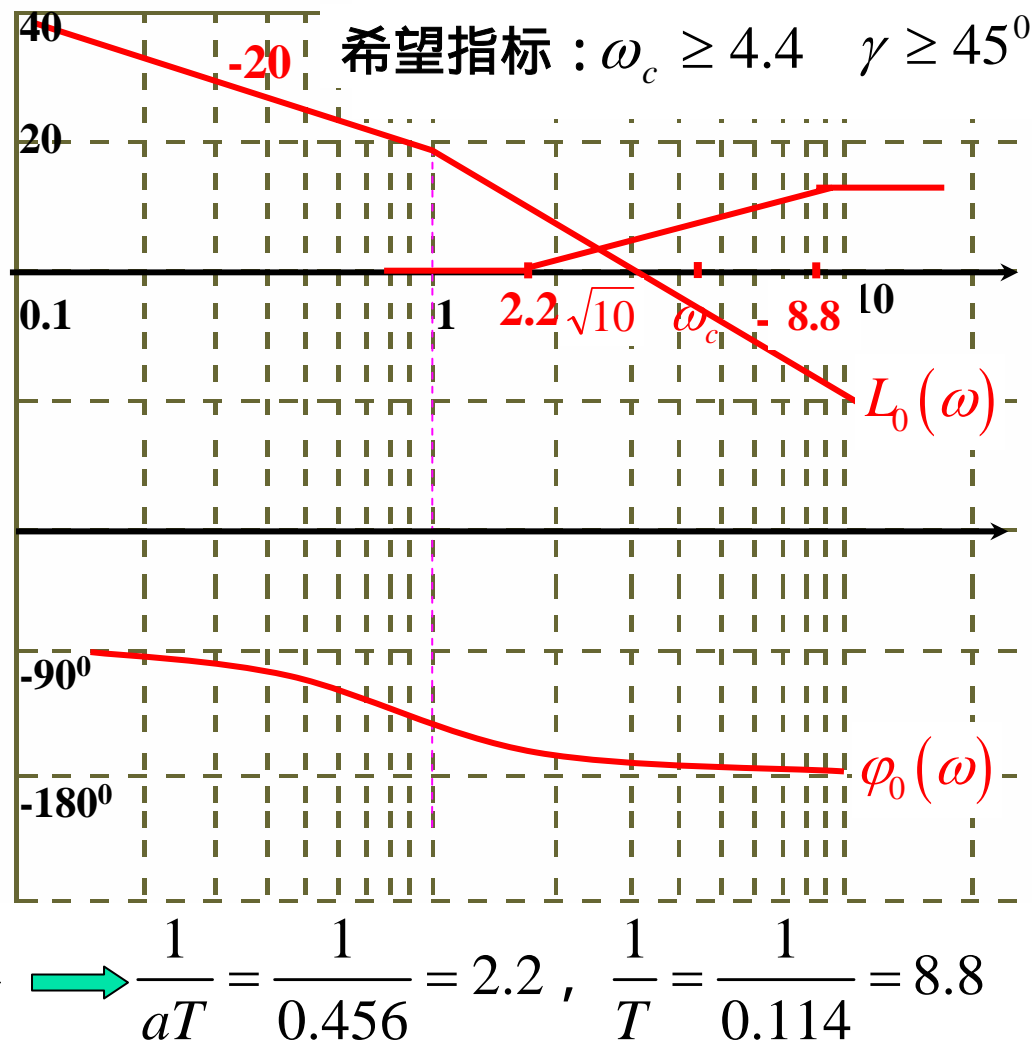
$$\rightarrow L_0(\omega_c) = -10\lg a$$

$$\begin{aligned} \text{由图, } L_0(\omega_c) &= -40\lg \frac{\omega_c}{\omega_{c0}} \\ &= -40\lg \frac{4.4}{\sqrt{10}} \\ &= -10\lg a \end{aligned}$$

$$\rightarrow a = \left(\frac{4.4}{\sqrt{10}} \right)^4 \approx 3.75 \approx 4$$

$$T = \frac{1}{\sqrt{a}\omega_c} = \frac{1}{\sqrt{4} \cdot 4.4} \approx 0.114$$

$$\text{于是, } G_c(s) = \frac{aTs + 1}{Ts + 1} = \frac{0.456s + 1}{0.114s + 1}$$





3) 校验 :

写出校正后的传递函数 :

$$G(s) = \frac{K(aTs + 1)}{s(s + 1)(Ts + 1)}$$

绘出校正后的Bode图

由图可求知 (计算或读取)

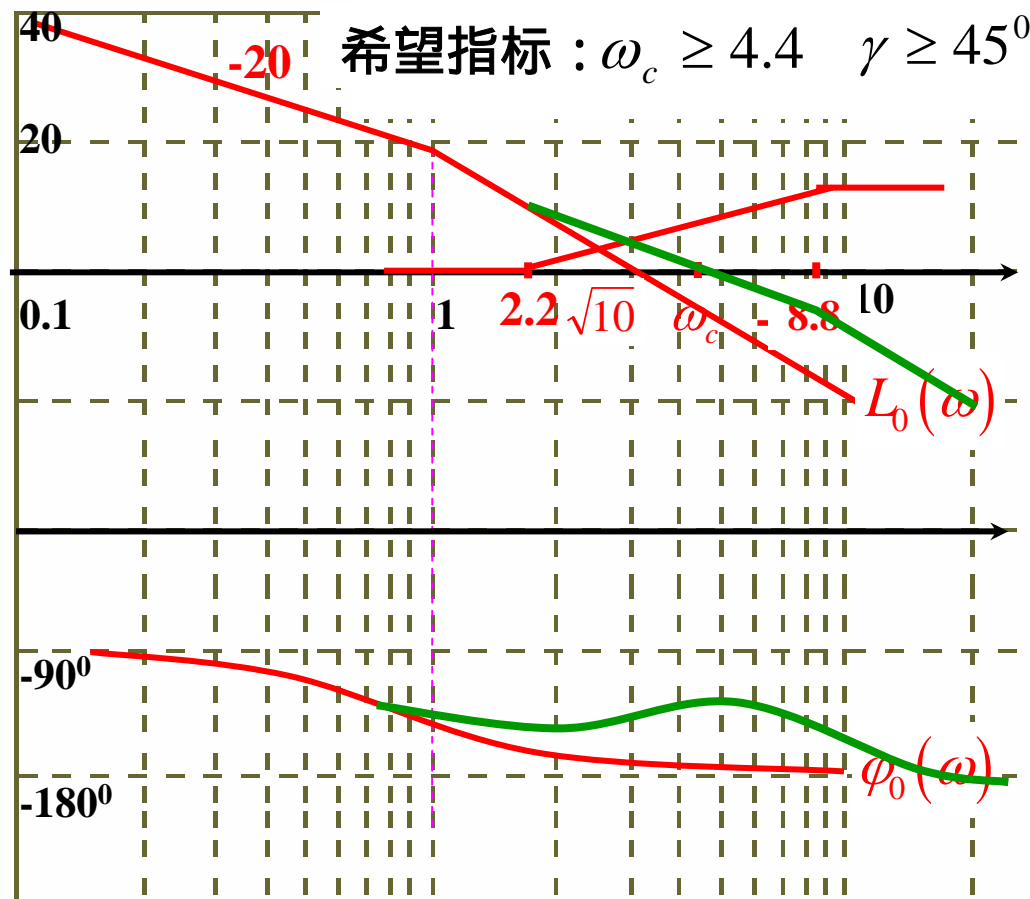
$$\omega_c = 4.56$$

$$\gamma = 49.2^\circ$$

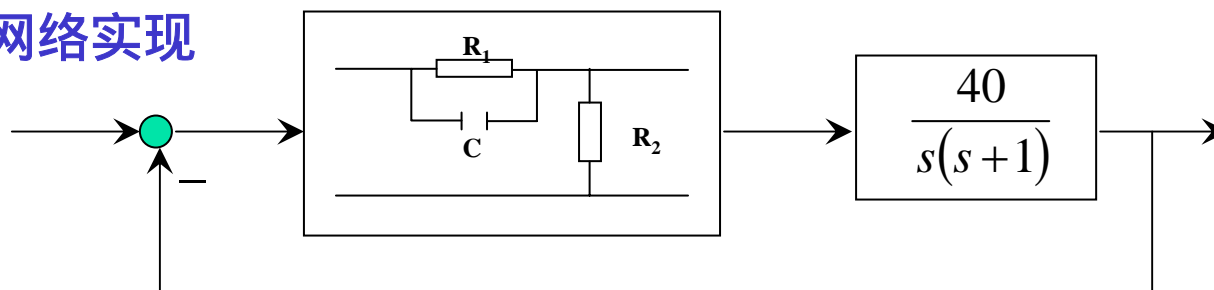
$$K_g (dB) = +\infty$$

且 $L(\omega)$ 与 $L_0(\omega)$ 的低频段重合

全面满足指标要求。



4) 用无源网络实现



作业 : 6-11 (按超前校正设计) , 6-13



6.3.3 基于根轨迹法设计串联超前校正

基本思路：首先假定校正后的系统有一对共轭的复数极点 (s_1, s_2) 为主导极点，然后设计校正装置，使假定成立。

即：(1) 使 (s_1, s_2) 在校正后系统的根轨迹上；
(2) 使 (s_1, s_2) 具有主导性。

如何保障 (s_1, s_2) 在校正后系统的根轨迹上？

——使 (s_1, s_2) 满足校正后系统的相角条件。

即：使 $\angle G(s_1) = \angle G_0(s_1) + \angle G_c(s_1) = (2k + 1)180^\circ$

于是，设计串联超前校正装置问题就转化为如下问题：

确定超前校正的结构和参数，使：

$$(1) \quad \angle G_c(s_1) = (2k + 1)180^\circ - \angle G_0(s_1)$$

(2) s_1, s_2 具有主导性



6.4 串联滞后（迟后）校正参数的确定

6.4.1 滞后（迟后）校正及其特性

1. PI控制: $G_c(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) = K_p \frac{1 + T_i s}{T_i s}$

2. 近似的PI控制: $G_c(s) = \frac{bTs + 1}{Ts + 1}$

其中 b —— 分度系数 $b < 1$
 T —— 时间常数

用作串联校正时,

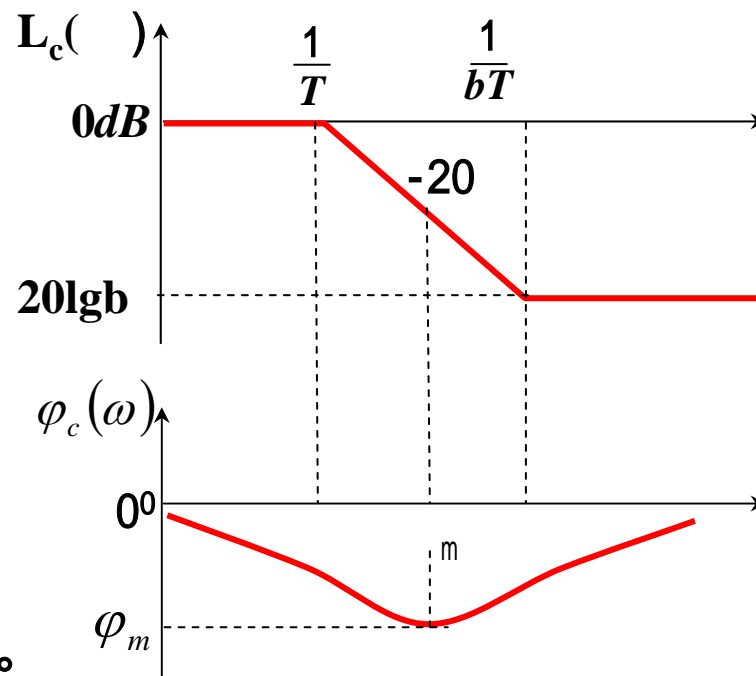
$$\begin{cases} L_c(\omega) < 0 \Rightarrow \omega_c \downarrow \\ \varphi_c(\omega) < 0 \Rightarrow \text{对提高 } \gamma \text{ 不利} \end{cases}$$

为减小其对 γ 的不利影响,

在选取参数时, 应使: $\omega_m \ll \omega_c$

通常取 $\frac{1}{bT} = \left(\frac{1}{5} \sim \frac{1}{10} \right) \omega_c$,

此时 $\varphi_c(\omega_c)$ 大约在 -5° 至 -10° 。



ω_m 位于两个转折频率的几何中心



6.4.2 基于频率法确定串联滞后校正参数

要解决：(1) 什么情况下适宜采用它？(2) 参数a和T如何选取？

例 (李P249例6) : $G_0(s) = \frac{K}{s(0.1s+1)(0.2s+1)}$ 要求 , $\begin{cases} K_v = 25 \\ \omega_c = 2.5 \\ \gamma \geq 40^\circ \end{cases}$

解：1) 诊断

按K=25绘出校正前的Bode图

可求出： $\omega_{c0} \approx 11, \gamma_0 \approx -22^\circ$

(可从图中读取，不要求精确)

可见， $\omega_c < \omega_{c0}$

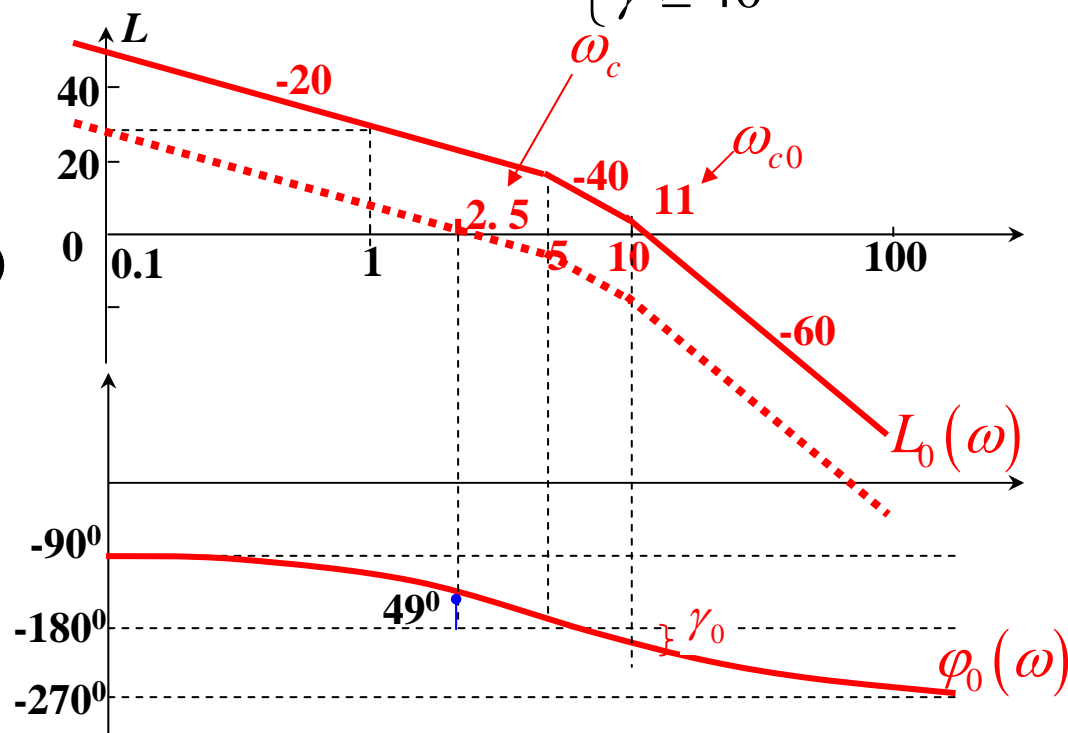
设想把 $L_0(\omega)$ 向下平移，

使其截止频率为2.5

可求出：

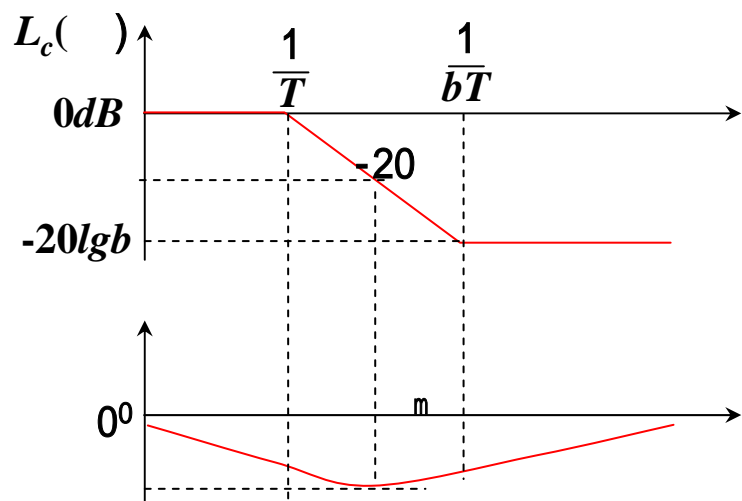
$$180^\circ + \varphi_0(\omega_c)$$

$$= 180^\circ - 90^\circ - \arctg 0.1\omega_c - \arctg 0.2\omega_c \approx 49^\circ \text{——比希望值多出} 9^\circ$$

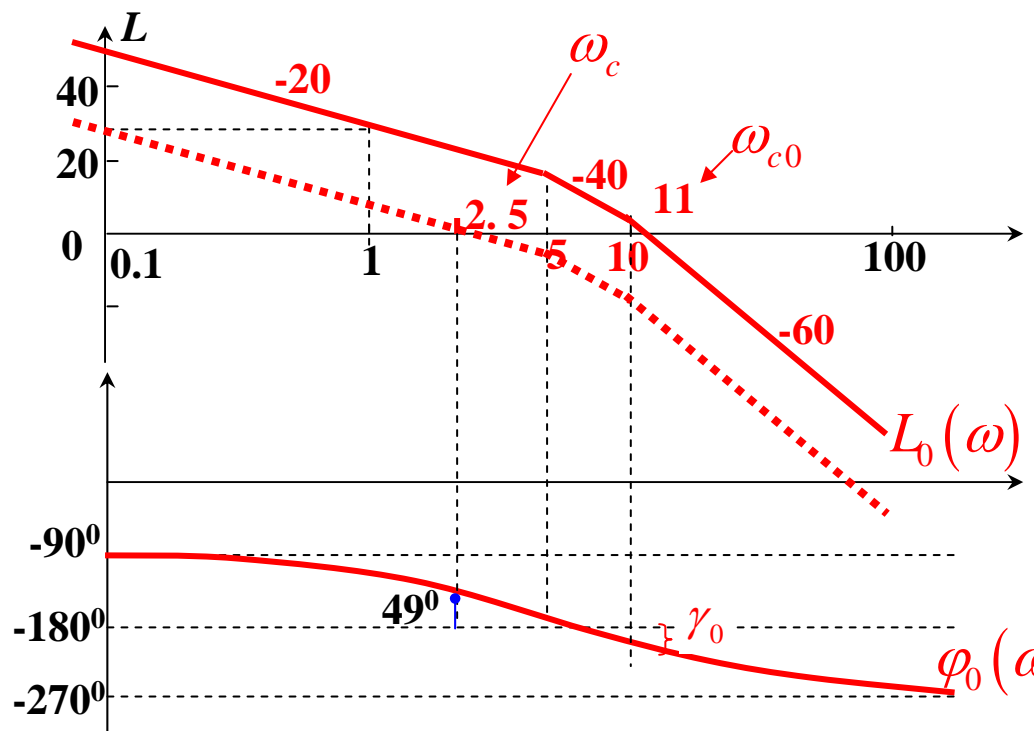




回忆滞后网络特性



用 $G_c(s)$ 恰好可以很好的解决这对矛盾。



一般当 $\left\{ \begin{array}{l} 1) \text{ 固有特性通过调整增益可满足稳态要求} \\ 2) \omega_c < \omega_{c0} \\ 3) \gamma > \gamma_0 \text{ 且 } 180^\circ + \phi_0(\omega_c) \text{ 比 } \gamma \text{ 大 } 5^\circ \text{ 以上} \end{array} \right\}$ 满足时，

可采用该种滞后校正，即取 $G_c(s) = \frac{bTs + 1}{Ts + 1} \quad (b < 1)$

2) 计算参数 b, T , 初选 $G_c(s)$

参数 b : $20\lg \frac{1}{b} = m$ (下移量)

这里 m $\left\{ \begin{array}{l} \text{可由图读取} \\ \text{也可由图计算} \end{array} \right.$

参数 T : 取 $\frac{1}{bT} = \left(\frac{1}{5} \sim \frac{1}{10} \right) \omega_c$

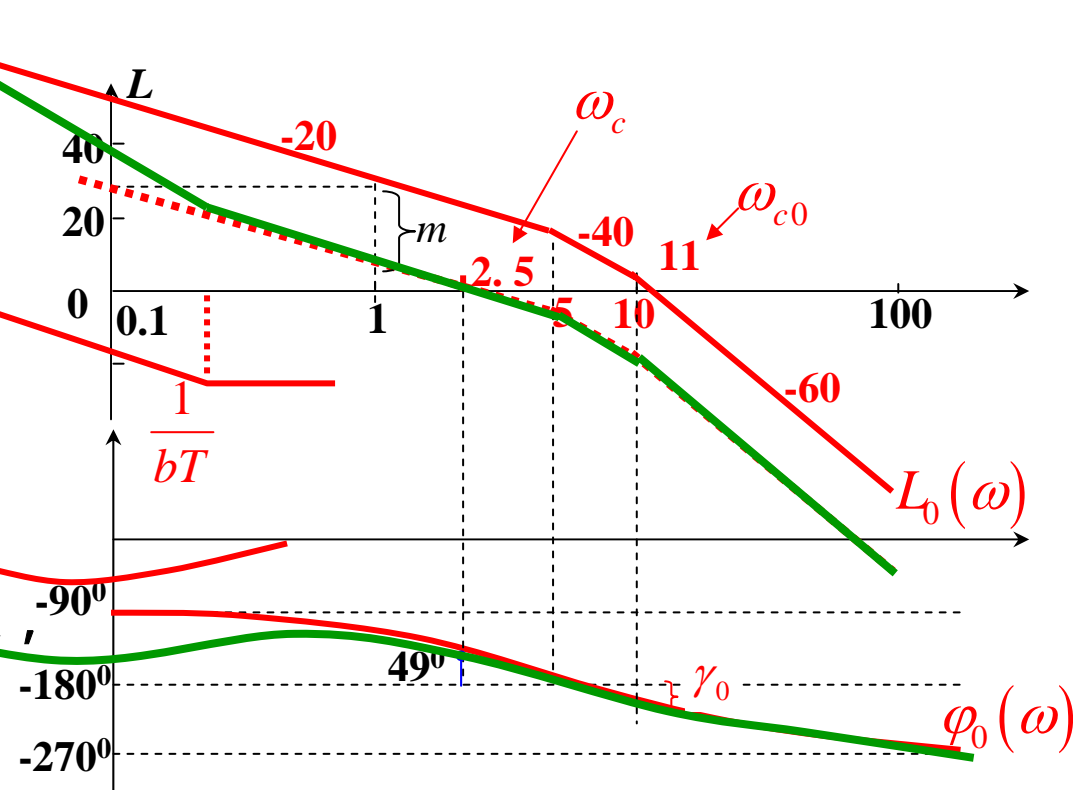
视 $180^\circ + \varphi_0(\omega_c)$ 比 γ 大的多少而定,
大的多时 $\frac{1}{bT}$ 可离 ω_c 近些。

本例中, $\omega_c = 2.5$

$$\text{由 } m = 20\lg \frac{1}{b} = 20\lg \frac{K_v}{\omega_c} \quad \text{得 } b = \frac{\omega_c}{K_v} = \frac{2.5}{25} = 0.1$$

考虑到 $180^\circ + \varphi_0(2.5) = 49^\circ$, 比希望值多出 9°

$$\text{可选 } \frac{1}{bT} = \frac{1}{10} \omega_c \Rightarrow T = \frac{1}{0.1 \times 2.5 \times 0.1} = 40 \Rightarrow G_c(s) = \frac{4s+1}{40s+1}$$



3) 检验: 根据校正后的Bode图, 计算各项指标 (大家自行校验)



整理解题过程

例 (李P249例6) : $G_0(s) = \frac{K}{s(0.1s+1)(0.2s+1)}$

要求 , $\begin{cases} K_v = 25 \\ \omega_c = 2.5 \\ \gamma \geq 40^\circ \end{cases}$

解 : 1) 诊断

按 $K=25$ 绘出校正前的Bode图

可求出 : $\omega_{c0} \approx 11, \gamma_0 \approx -22^\circ$

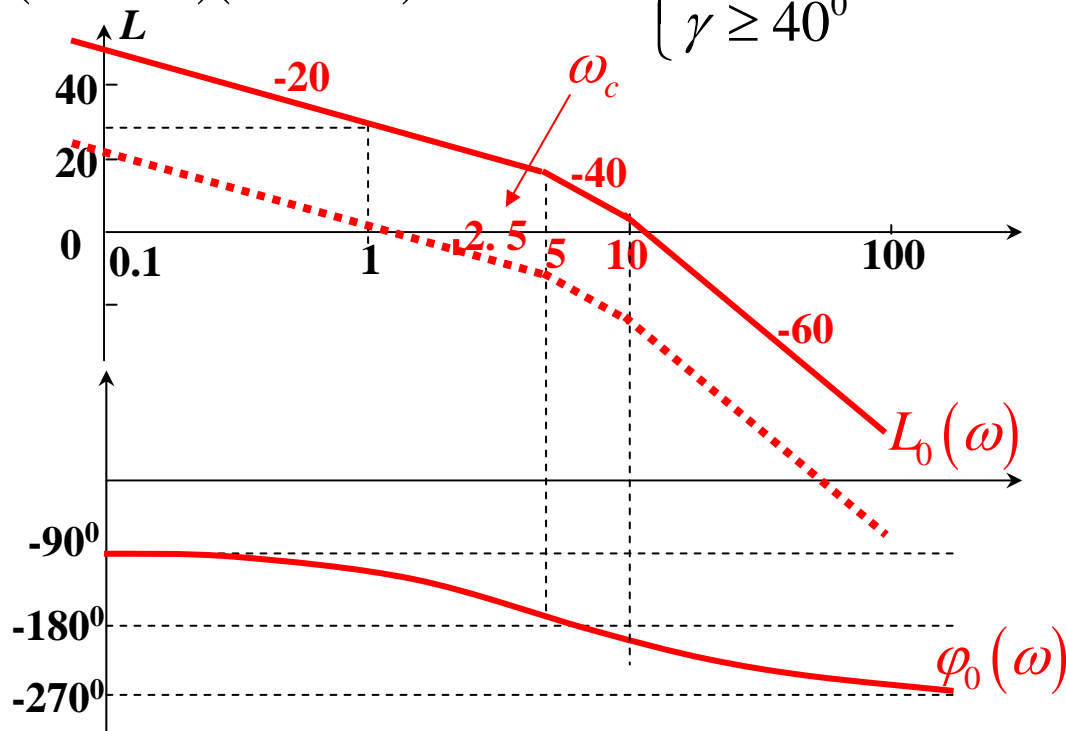
可见 , $\omega_c < \omega_{c0}$

设想把 $L_0(\omega)$ 向下平移 ,

使其截止频率为 2.5

可求出 : $180^\circ + \varphi_0(\omega_c) \approx 49^\circ$

——比希望值多出 9°



由于 $\left\{ \begin{array}{l} 1) \text{ 固有特性通过调整增益可满足稳态要求} \\ 2) \omega_c < \omega_{c0} \\ 3) \gamma > \gamma_0 \text{ 且 } 180^\circ + \varphi_0(\omega_c) \text{ 比 } \gamma \text{ 大 } 5^\circ \text{ 以上} \end{array} \right\}$ 全面满足 ,

故可取 $G_c(s) = \frac{bTs+1}{Ts+1} \quad (b < 1)$ 作为校正装置

2) 计算参数 b, T , 初选 $G_c(s)$

由 $m = 20 \lg \frac{1}{b} = 20 \lg \frac{K_v}{\omega_c}$

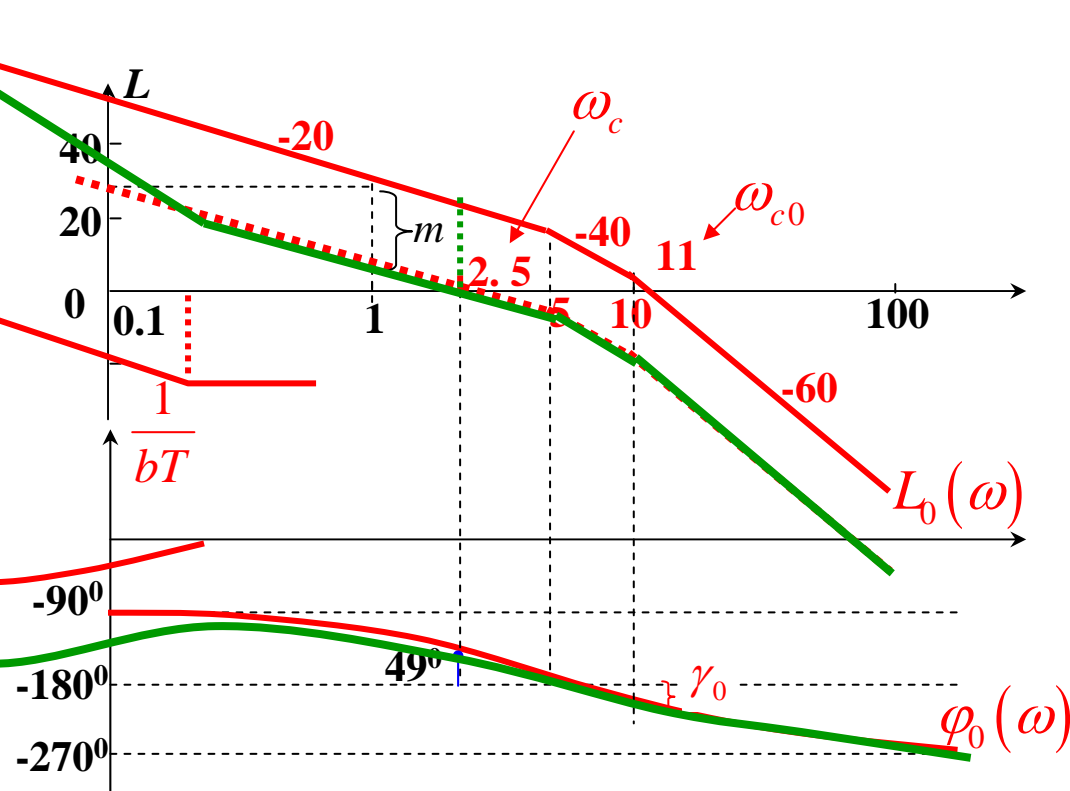
得 $b = \frac{\omega_c}{K_v} = \frac{2.5}{25} = 0.1$

考虑到 $180^\circ + \varphi_0(2.5) = 49^\circ$,

比希望值多出 9°

可选 $\frac{1}{bT} = \frac{1}{10} \omega_c$

$\Rightarrow T = \frac{1}{0.1 \times 2.5 \times 0.1} = 40 \Rightarrow G_c(s) = \frac{4s+1}{40s+1}$

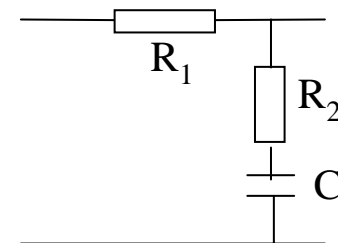


3) 检验: 根据校正后的Bode图, 计算各项指标 (大家自行校验)

思考: 1) 该题用超前校正能否实现? 由于 $\gamma' < 0$ 不宜采用超前校正

2) 若采用右图所示无源网络, 如何实现 $G_c(s)$?

易验证 $G_c(s) = \frac{R_2Cs + 1}{(R_1 + R_2)Cs + 1}$





超前校正与滞后校正的比较：

从上面二例看，它们都可以达到使 $\gamma \uparrow$ 的目的。

但是它们有如下不同之处：

1. 超前校正利用的是超前网络的相角超前特性，所以在设计时取 $\omega_m = \omega_c$

滞后校正则是利用滞后网络的高频衰减特性，使得 $L_0(\omega)$ 下移。

而滞后网络本身的相角滞后特性则是不利的。所以，在设计时取 $\omega_m \ll \omega_c$

$$\text{通常取：} \frac{1}{bT} = \left(\frac{1}{5} \sim \frac{1}{10} \right) \omega_c$$

2. 当用无源网络实现时，为满足稳态要求，超前校正往往要求一定的附加增益，而滞后校正则不需要。

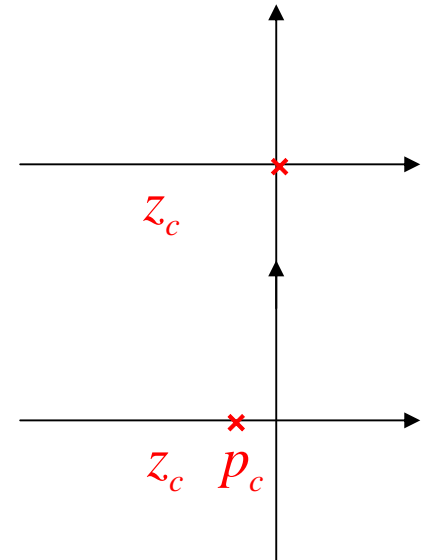
3. 对于同一系统，采用超前校正的带宽比采用滞后校正的带宽要大，因此，快速性好，但易受高频干扰的影响。

6.4.3 基于根轨迹法确定串联滞后校正参数

$$\text{PI控制: } G_c(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) = K_p \frac{1 + T_i s}{T_i s} = K_c \frac{s - z_c}{s}$$

$$\text{近似PI: } G_c(s) = \frac{bTs + 1}{Ts + 1} = K_c \frac{s - z_c}{s - p_c}$$

显然, 当 $p_c \rightarrow 0 \iff T \rightarrow \infty$ 时, 二者一致。



——具有大惯性的惯性环节, 可视为积分环节。

基于根轨迹法设计串联滞后校正的基本思路:

首先假定校正后的系统有一对共轭的复数极点 (s_1, s_2) 为主导极点, 且 (s_1, s_2) 在校正前的根轨迹上。这意味着校正前系统已满足动态要求。

滞后校正的作用? ——提高系统的稳态性能。 ——提高系统的开环增益。

设 $G_c(s) = \frac{s - z_c}{s - p_c}$, 如何选取参数?

一方面, 要求 $\angle(s_1 - z_c) - \angle(s_1 - p_c) \rightarrow 0^0$ (?) $\Rightarrow z_c$ 与 p_c 应相距很近

另一方面, 要求 $\frac{|z_c|}{|p_c|}$ 要大 (?) $\Rightarrow z_c$ 与 p_c 应靠近坐标原点

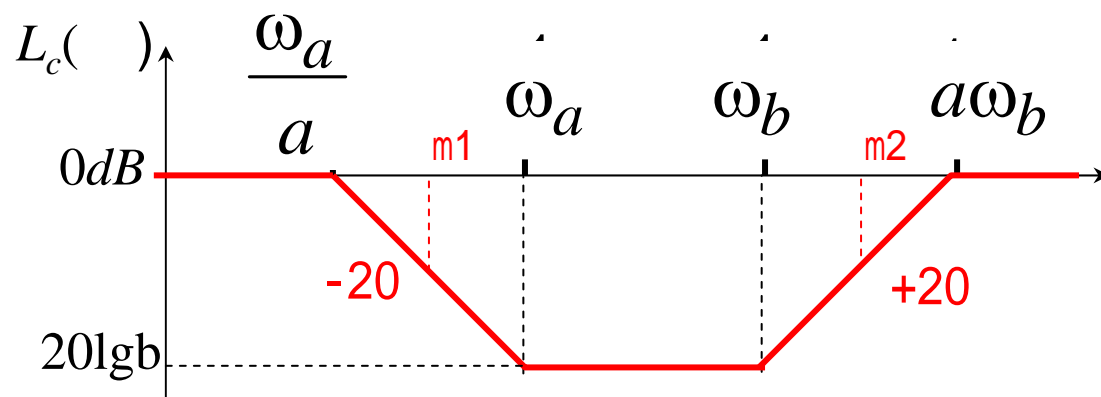
设计此类串联滞后校正的核心就是原点附近的这对偶极子的选择问题。



6.5 串联滞后—超前校正参数的确定

在单纯的超前校正和单纯的滞后校正都不适用的情形下，
可考虑采用这种校正方式。

$$G_c(s) = \frac{(bT_1s + 1)(aT_2s + 1)}{(T_1s + 1)(T_2s + 1)} \quad \text{其中：} b < 1 \quad a > 1 \quad a = \frac{1}{b} \quad bT_1 > aT_2$$



ω_b ——超前部分的交接频率

ω_a ——滞后部分的交接频率



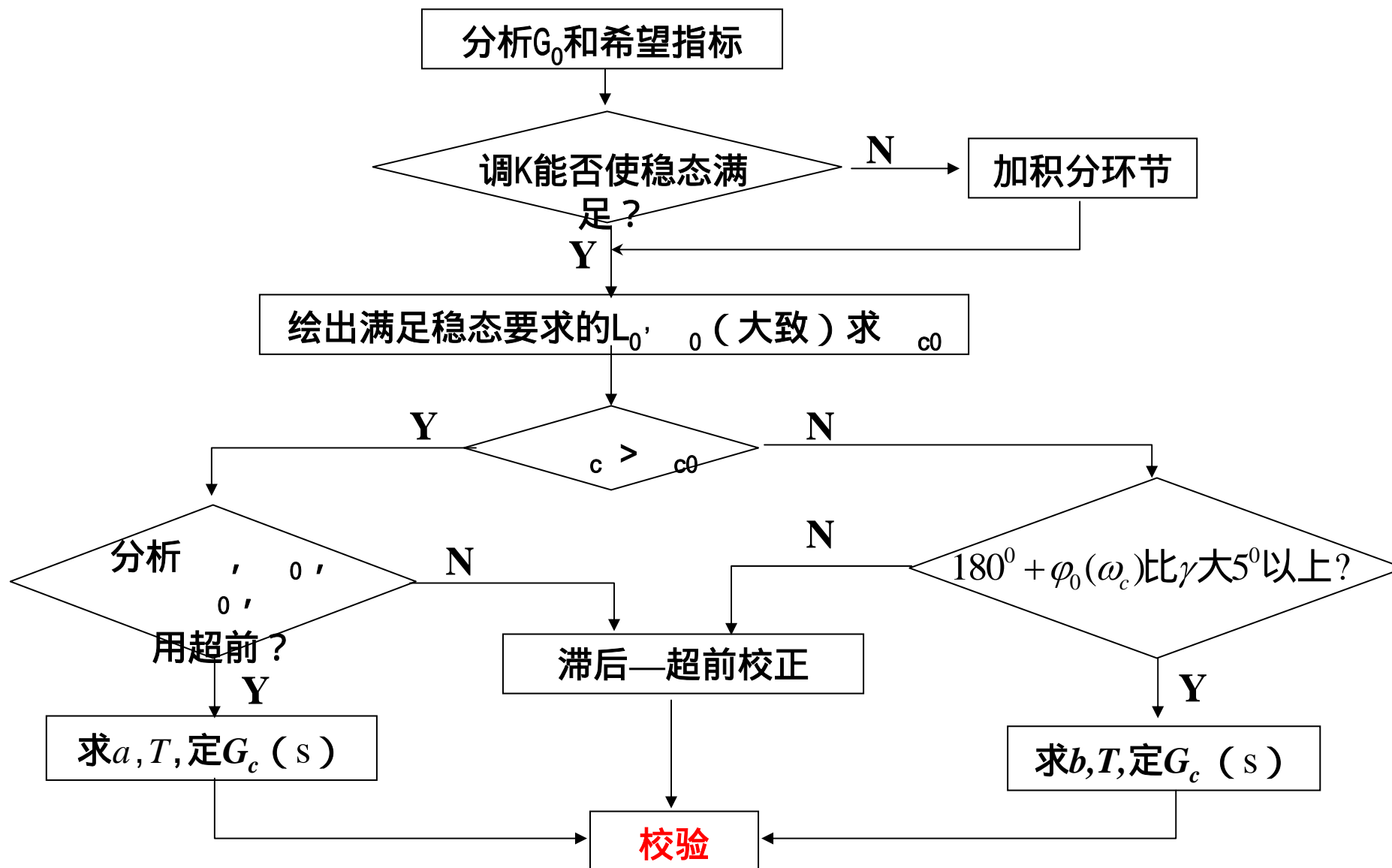
设计步骤：

- 1) 根据稳态性能要求确定开环增益 K ；
- 2) 绘制待校正系统的对数幅频特性，求出待校正系统的截止频率 ω_{c0} ，相角裕度 γ_0 ，以及幅值裕度 $K_g(\text{dB})$ ；
- 3) 在待校正系统的对数幅频特性上，选择斜率从 -20dB/dec 变为 -40dB/dec 的交接频率，作为校正网络超前部分的交接频率 ω_b ；
- 4) 根据响应速度要求，选择系统的截止频率 ω_c ，和校正网络衰减因子 $1/a$ ，保证校正系统的截止频率 ω_c 为所选的。
- 5) 根据相角裕度要求，估算校正网络滞后部分的交接频率 ω_a ；
- 6) 校验已校正系统的各项性能指标。

课后阅读：李p253例7



设计串联校正的一般步骤：





小结

以上，我们介绍了三种典型的校正装置的适用范围及设计方法。目的在于使大家了解设计的一般思路。事实上，被控系统千差万别，指标要求也不尽相同，针对不同的问题，我们应采用不同的校正方案。

以上介绍的设计方法称为分析法，用该设计方法设计出来的校正装置比较简单，在物理上也易于实现。但要求设计者具有一定的工程设计经验，设计过程往往带有很强的“试探性”。尤其是在滞后——超前校正的设计过程中，往往要几经反复，才能得到合适的校正参数。

如果我们把校正过程比作过河的话，分析法就好比是“摸着石头过河”，而综合法则直接在固有系统和希望指标之间架起一座桥梁。而这个桥，就是希望的（期望的）频率特性。



6.6 用希望特性设计串联校正（补充内容）

设计思路：

由 $G_0(s)$ 和希望指标绘出希望的频率特性 $L(\omega)$ ，再由 $L(\omega)$ 求出 $G_c(s)$ 。

$$\text{由 } L(\omega) \begin{cases} \text{求出 } G(s) = G_0(s)G_c(s) \Rightarrow G_c(s) = \frac{G(s)}{G_0(s)} \\ \text{绘出 } L_c(\omega) = L(\omega) - L_0(\omega), \text{ 再由 } L_c(\omega) \text{ 写 } G_c(s) \end{cases}$$

关键问题：

绘出满足要求的希望特性曲线 $L(\omega)$

$$\text{原则} \begin{cases} L(\omega) \text{ 要全面满足指标要求——必须的} \\ L(\omega) \text{ 要尽可能与 } L_0(\omega) \text{ 重合或平行 ——为的是使 } G_c(s) \text{ 简单} \end{cases}$$

$L(\omega)$ 与 $L_0(\omega)$ 的转折频率尽可能相同



期望特性绘制的一般步骤：

- 1) 根据稳态要求 —— $K_{开}$ 和 V (型) —— 绘出低频段
- 2) 根据动态要求绘出中频段

首先, 过 ω_c (希望值) 做一条 -20dB/dec 的直线

通常这条线往前、往后都是 -40dB/dec 的线, 两转折点分别为 ω_2, ω_3

定义： $H = \frac{\omega_3}{\omega_2}$ 为中频宽

可以推出： $M_r \approx \frac{1}{\sin \gamma}$

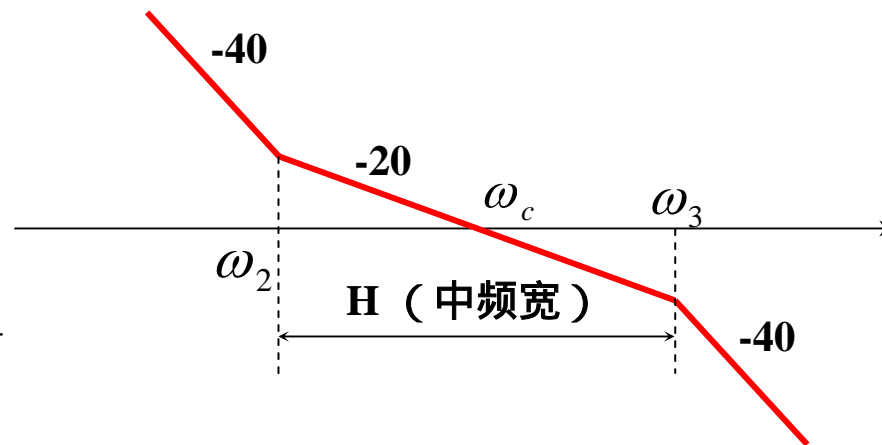
$$H = \frac{M_r + 1}{M_r - 1} = \frac{1 + \sin \gamma}{1 - \sin \gamma}$$

其中 γ 为相角裕度.

可见： $\gamma \uparrow \rightarrow M_r \downarrow \rightarrow H \uparrow$

通常取： $\omega_2 \leq \frac{2}{H+1} \cdot \omega_c$

工程上, 常取 $\omega_2 = \frac{1}{10} \omega_c$



所以, 提高中频段宽度对提高 γ 有利。

$$\omega_3 \geq \frac{2H}{H+1} \cdot \omega_c$$

显然, $\omega_2 \downarrow, \omega_3 \uparrow$ 可使 $H \uparrow, \gamma \uparrow$



3) 中频段与低频段的衔接：一般取斜率增量为 $\pm 20\text{dB/dec}$ 。

4) 绘出高频段：在充分考虑满足抗扰性及 $h(\text{dB})$ 的前提下，
应与 $L_0(\omega)$ 尽可能重合，至少平行。

5) 中频段与高频段的连接：通常取斜率为 $-40 \quad -60 \quad -80\dots\dots$

例 (李P263)
$$G_0(s) = \frac{K_v}{s(0.1s+1)(0.02s+1)(0.01s+1)(0.005s+1)}$$

- 要求满足的性能指标为：
- 1) 误差系数 $C_0 = 0, C_1 = (1/200)s$
 - 2) 单位阶跃响应的超调量 $\sigma\% \leq 30\%$
 - 3) 单位阶跃响应的调节时间 $t_s \leq 0.7s$
 - 4) 幅值裕度 $h(\text{dB}) \geq 6\text{dB}$

解：1) 由 $C_0 = 0, C_1 = (1/200)s$ ——系统为 型， $K_{\text{开}}=200$

绘出 $K=200$ 情况下的 $L_0(\omega)$ ， $L(\omega)$ 的低频段应与 $L_0(\omega)$ 重合。

$$2) \left. \begin{array}{l} t_s \leq 0.7s \\ \sigma\% \leq 30\% \end{array} \right\} \longrightarrow \begin{cases} \gamma \geq 47.8^\circ \\ \omega_c \approx 13 \end{cases} \quad \text{取 } \gamma = 50^\circ \quad \longrightarrow \quad H = \frac{1 + \sin \gamma}{1 - \sin \gamma} = 7.5$$

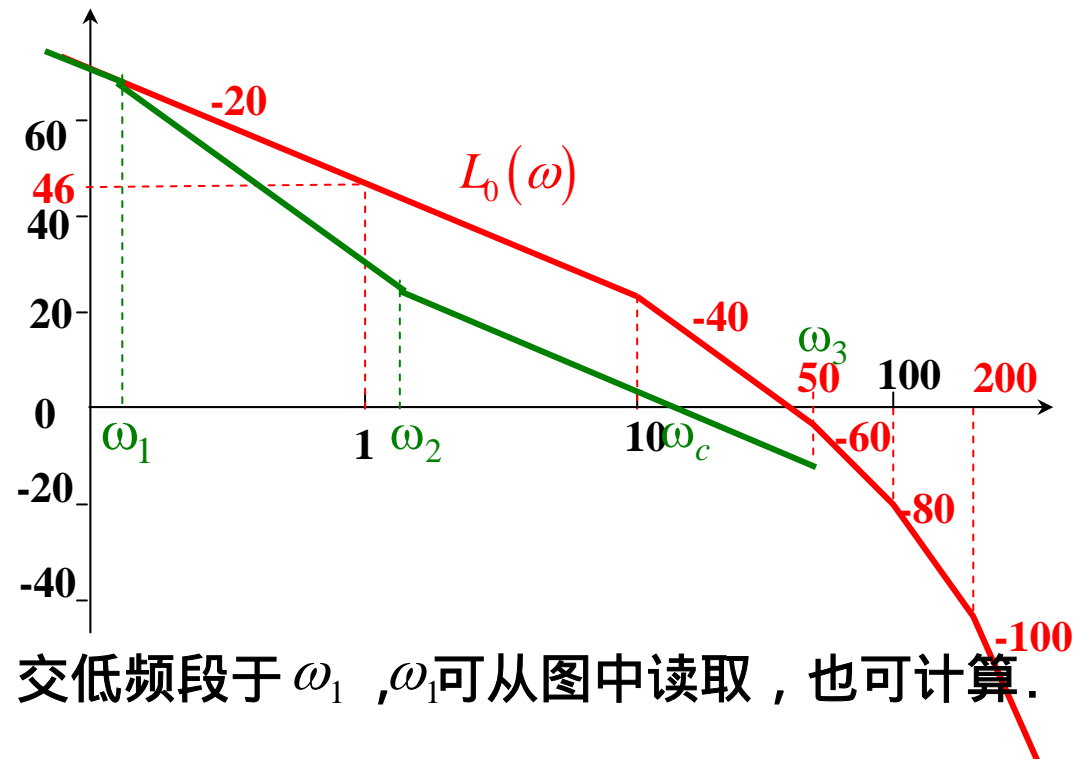
$$\omega_2 \leq \frac{2}{H+1} \cdot \omega_c \Rightarrow \omega_2 \leq 3.37$$

$$\omega_3 \geq \frac{2H}{H+1} \cdot \omega_c \Rightarrow \omega_3 \geq 22.6$$

$$\text{取 } \omega_2 = \frac{1}{10} \omega_c = 1.3$$

$$\text{取 } \omega_3 = 50$$

绘出 $L(\omega)$ 的中频段特性



3) 中频段与低频段的连接：

过 ω_2 向前做 -40dB/dec 的直线，交低频段于 ω_1 ， ω_1 可从图中读取，也可计算。

书中读取得： $\omega_1 = 0.13$

$$\text{若由图计算：} \quad 20\lg \frac{K_v}{\omega_1} = 20\lg \frac{\omega_c}{\omega_2} + 40\lg \frac{\omega_2}{\omega_1}$$

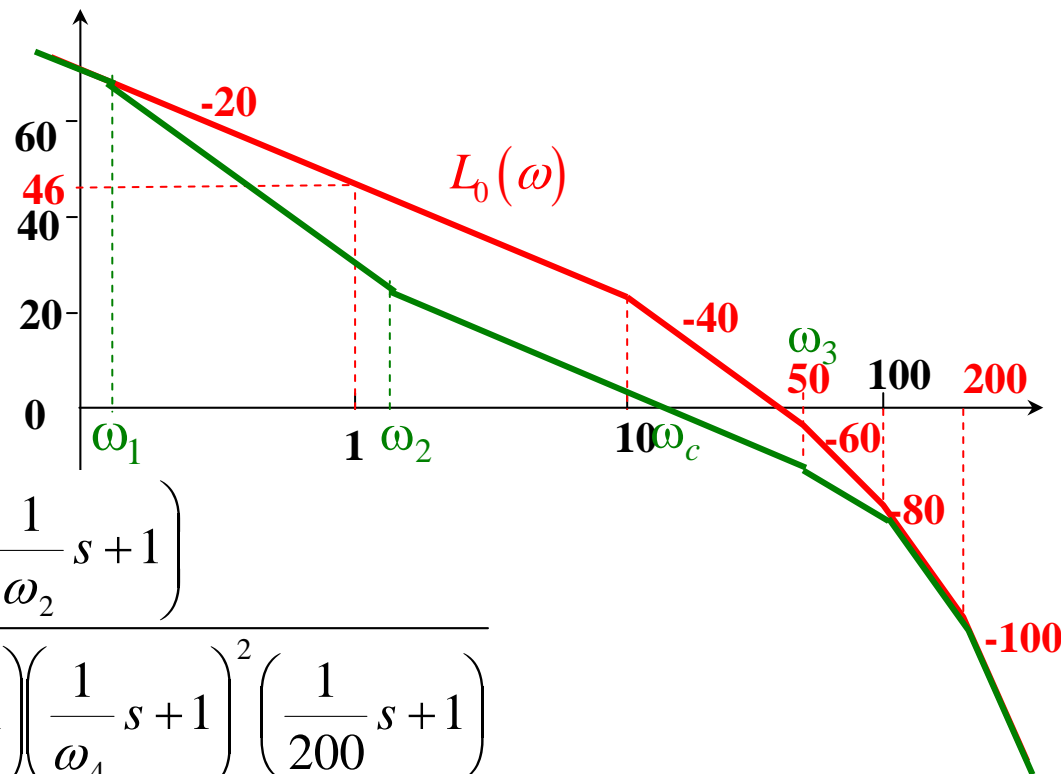
$$\omega_1 = \frac{\omega_c \omega_2}{K_v} = 0.0845$$

略有不同

取 $L(\omega)$ 低频段与 $L_0(\omega)$ 一致。

4) 过 ω_3 向后做-40dB/dec的直线，
交 $L_0(\omega)$ 于 $\omega_4 = 100$ 处。

由于本题对高频段无要求，
所以取 $L(\omega)$ 高频段与 $L_0(\omega)$ 一致。



由图可求出：

$$G(s) = \frac{200 \left(\frac{1}{\omega_2} s + 1 \right)}{s \left(\frac{1}{\omega_1} s + 1 \right) \left(\frac{1}{\omega_3} s + 1 \right) \left(\frac{1}{\omega_4} s + 1 \right)^2 \left(\frac{1}{200} s + 1 \right)}$$

$$= \frac{200 \left(\frac{1}{1.3} s + 1 \right)}{s \left(\frac{1}{0.13} s + 1 \right) \left(\frac{1}{50} s + 1 \right) \left(\frac{1}{100} s + 1 \right)^2 \left(\frac{1}{200} s + 1 \right)}$$

$$G_c(s) = \frac{G(s)}{G_0(s)} = \frac{\left(\frac{1}{1.3} s + 1 \right) \left(\frac{1}{10} s + 1 \right)}{\left(\frac{1}{0.13} s + 1 \right) \left(\frac{1}{100} s + 1 \right)}$$



说明：

这种用希望特性设计串联超前校正的方法称为综合法。

在工程实践中，往往采用把期望特性更规范化，简单化的设计方法。

即：已经确定了希望特性的形式，应用时，只需简单的调整参数即可。

常用的有：

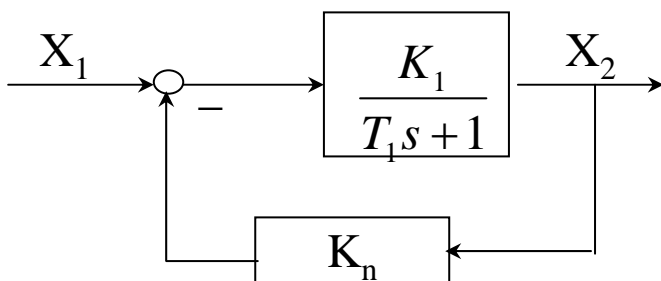
三阶最佳设计	}	胡寿松教材
最小 M_r 设计		
典型 型系统	}	直流拖动系统（后续专业课）
典型 型系统		



6.7 反馈校正及其参数确定

6.7.1 反馈的功能

1. 比例负反馈可以减弱被其包围的环节的惯性，从而扩展该环节的带宽



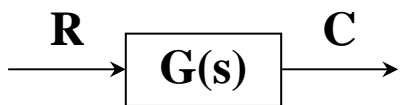
加校正后传函：
$$\frac{K_1}{T_1s + 1 + K_1K_2} = \frac{\frac{K_1}{1 + K_1K_2}}{\frac{T_1}{1 + K_1K_2}s + 1}$$

时间常数与带宽的关系？

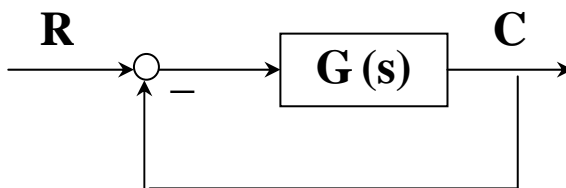
时间常数减小 \implies 扩展频带宽度 \implies 提高系统的快速性



2. 负反馈可以减弱参数变化对系统性能的影响



$$C(s) = G(s)R(s)$$



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

若 $G(s) \rightarrow G(s) + \Delta G(s)$ —— 参数变化引起

不加反馈： $C(s) = (G + \Delta G)R(s) = GR(s) + \underline{\Delta GR(s)}$

无反馈校正时的变化量

加反馈： $C(s) = \frac{(G + \Delta G)}{1 + G + \Delta G}R(s)$

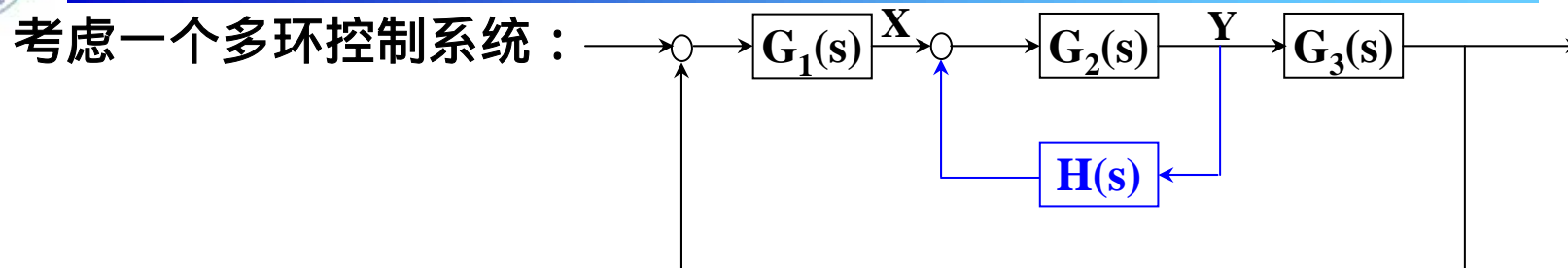
$$= \left[\frac{G}{1 + G + \Delta G} + \frac{\Delta G}{1 + G + \Delta G} \right] R(s)$$

$$= \left[\frac{G}{1 + G} + \frac{\Delta G}{1 + G} \right] R(s) = \frac{G}{1 + G}R(s) + \underline{\frac{\Delta G}{1 + G}R(s)}$$

有反馈校正时的变化量



3. 负反馈可以消除固有特性中不希望有的特性



内环传递函数为：
$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{G_2}{1 + G_2 H}$$

其频率响应为：
$$\frac{Y(j\omega)}{X(j\omega)} = \frac{G_2(j\omega)}{1 + G_2(j\omega)H(j\omega)}$$

若在某个频段内， $|G_2(j\omega)H(j\omega)| \gg 1$ ，

则，
$$\frac{Y(j\omega)}{X(j\omega)} = \frac{G_2(j\omega)}{G_2(j\omega)H(j\omega)} = \frac{1}{H(j\omega)} \text{ ——与 } G_2(s) \text{ 无关}$$

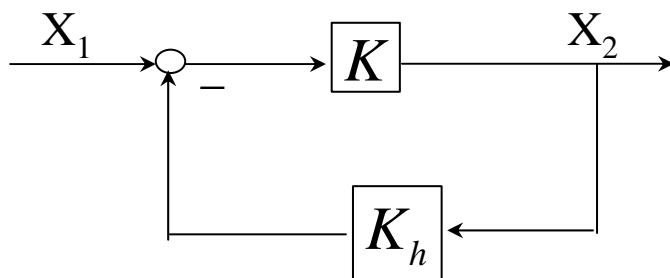
若 $G_2(s)$ 是系统固有特性中不希望有的特性，则可以通过合理的选择参数，使 $G_2(s)$ 在某个频段不起作用。



4. 负反馈可以削弱非线性特性的影响

非线性特性的影响相当于参数变化对系统的影响。

5. 正反馈可以提高反馈环路的增益



$$\frac{X_2(s)}{X_1(s)} = \frac{K}{1 - KK_h} > K$$

通过正反馈可提高环路的增益，也可提高系统的开环增益，从而减小稳态误差，改善系统的稳态性能。

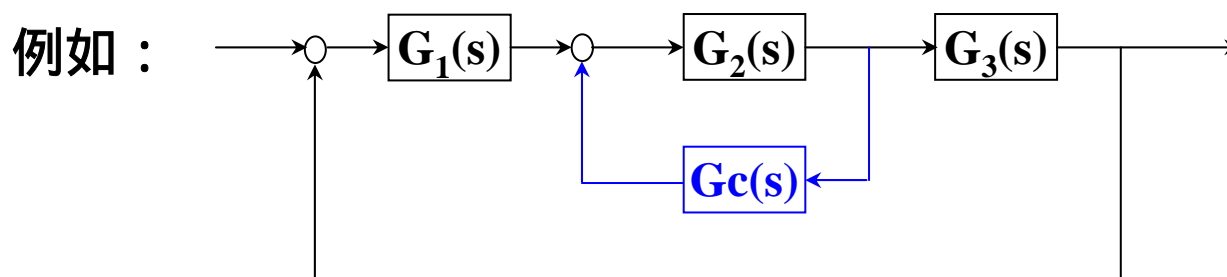
但需注意，在整个控制系统中，通常希望由反馈构成的内环是稳定的。这样，既可方便开环系统的调试，又有益于整个闭环系统的稳定。



6.7.2 基于频率法确定反馈校正的参数

反馈校正的原理

反馈校正 —— 用校正装置与固有特性中的某一部分（往往是对性能改善有重大妨碍的环节）构成反馈环。



校正前的开环传函： $G_0(s) = G_1 G_2 G_3$

校正后的开环传函： $G(s) = \frac{G_1 G_2 G_3}{1 + G_2 G_c} = \frac{G_0}{1 + G_2 G_c}$

当 $|G_2(j\omega)G_c(j\omega)| \ll 1$ $G(j\omega) = G_0(j\omega)$ —— 校正不起作用

当 $|G_2(j\omega)G_c(j\omega)| \gg 1$ $G(j\omega) = \frac{G_1(j\omega)G_3(j\omega)}{G_c(j\omega)} = \frac{G_0(j\omega)}{G_2(j\omega)G_c(j\omega)}$

——与 $G_2(s)$ 无关



反馈校正的基本原理：

利用上述关系，适当选取 $G_c(s)$ 的形式和参数，使在性能需要改善的频段（主要是中频段）保证 $|G_2(j\omega)G_c(j\omega)| \gg 1$ ，从而使 G 与 G_2 无关，使校正后系统的性能满足指标。

简言之，若某频段 G_0 特性满足要求，例如低频段，就应让 $|G_2(j\omega)G_c(j\omega)| \ll 1$

若某频段 G_0 特性不满足要求，例如中频段，就应让 $|G_2(j\omega)G_c(j\omega)| \gg 1$

在控制系统初步设计时，往往把上述条件简化为： $|G_2(j\omega)G_c(j\omega)| < 1$

$$|G_2(j\omega)G_c(j\omega)| > 1$$

这样做的结果会产生一定的误差，特别是在 $|G_2(j\omega)G_c(j\omega)| = 1$ 的附近。

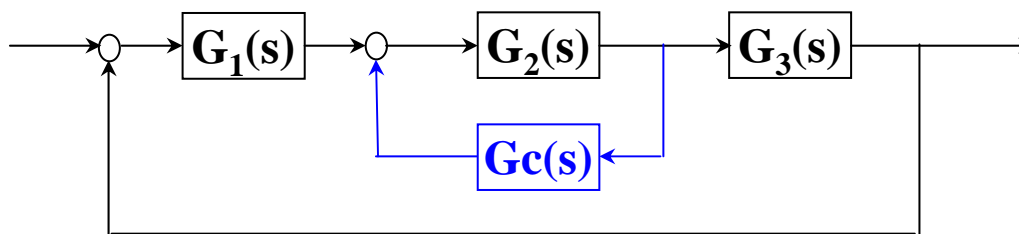
可以证明，此时的最大误差不超过3dB，在工程允许误差范围之内。

在反馈校正过程中，应当注意两点：

- 1) 在 $|G_2(j\omega)G_c(j\omega)| > 1$ ，也即 $20\lg|G_2(j\omega)G_c(j\omega)| > 0(\text{dB})$ 的受校正频段内，应使 $20\lg|G_0(j\omega)| > 20\lg|G(j\omega)|$ 该式大得越多，校正精度越高，这一要求通常均能满足；
- 2) 是局部反馈回路必须稳定。



例（补充）



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

- 设计反馈校正，使：
- 1) 静态速度误差系数 $K_v \geq 150$
 - 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 $t_s \leq 1s$

解：由图可知， $G_0(s) = G_1 G_2 G_3 = \frac{0.03K}{s(0.014s+1)(0.1s+1)(0.02s+1)}$

欲使 $K_v \geq 150$ ，应有 $K \geq 5000$

取 $K = 5000 \rightarrow G_0(s) = \frac{150}{s(0.014s+1)(0.1s+1)(0.02s+1)}$

满足稳态要求



1) 绘制满足稳态要求的 $L_0(\omega)$

2) 绘制期望特性

由 $\sigma\% \leq 40\%$ $t_s \leq 1s$

$\Rightarrow M_r = 1.6$ $\omega_c = 13$

$$H = \frac{M_r + 1}{M_r - 1} = \frac{2.6}{0.6} = 4.33$$



$\omega_2 \leq 4.88$ $\omega_3 \geq 21.13$

取 $\omega_2 = 4$ $\omega_3 = 71.4$

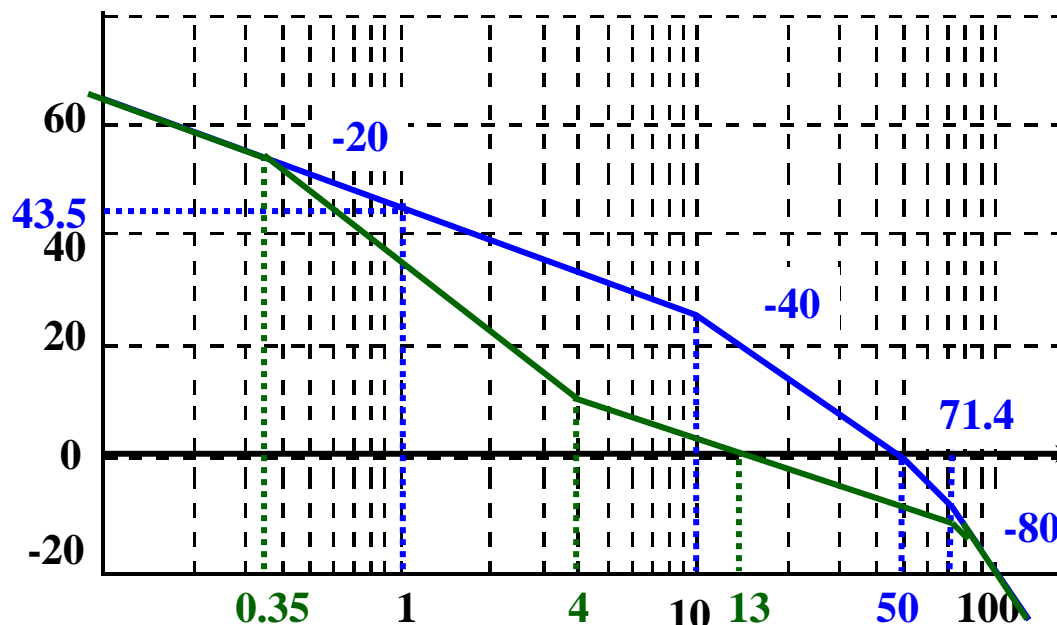
过 $\omega_c = 13$ 作 -20dB/dec 直线，

然后两边分别作 -40 的连接段，
往前交于 $\omega_1 \approx 0.35$ 往后交于 $\omega_4 \approx 75$

希望特性的高频段和低频段与固有特性重合。

希望特性对应的传递函数为：
$$G(s) = \frac{150(0.25s + 1)}{s(2.86s + 1)(0.013s + 1)^2(0.014s + 1)}$$

$$G_0(s) = \frac{150}{s(0.014s + 1)(0.1s + 1)(0.02s + 1)}$$



3) 求出 $G_2(s)G_c(s)$ 所对应的特性

在 $L_0(\omega) > L(\omega)$ 的区域内,

$$G(j\omega) = \frac{G_1(j\omega)G_3(j\omega)}{G_c(j\omega)} = \frac{G_0(j\omega)}{G_2(j\omega)G_c(j\omega)}$$

→ $20\lg|G_2G_c| = 20\lg|G_0| - 20\lg|G|$

绘制 $20\lg|G_2G_c|$

为使 G_2G_c 简单,

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

选取原则: (1) 要使近似条件满足; (2) 要使 $G_c(s)$ 尽可能简单。

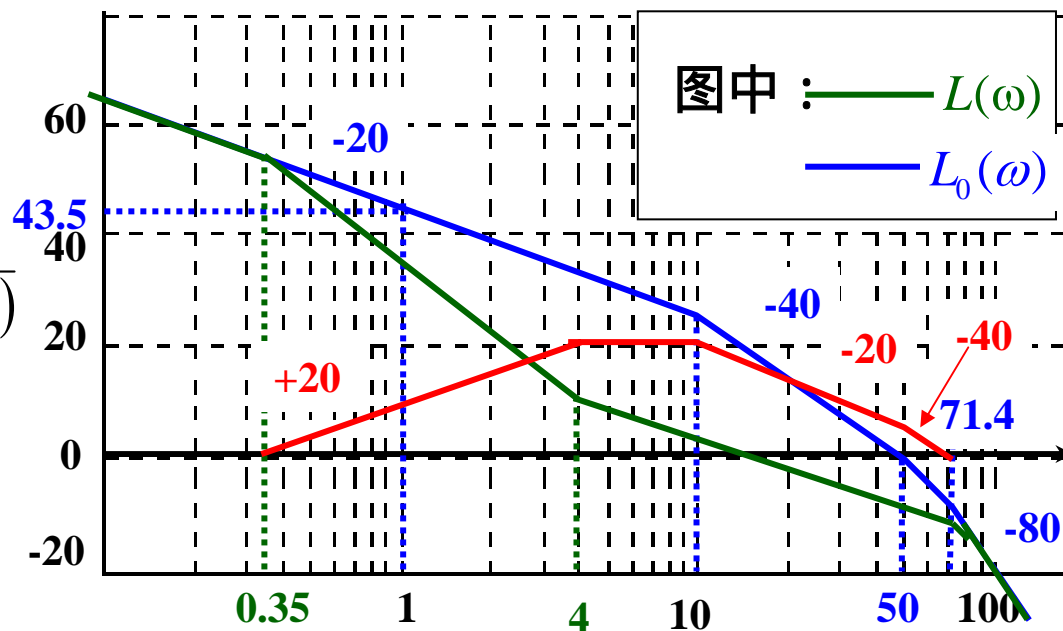
4) 检验小闭环的稳定性。

$$\because \gamma(\omega_4) = 180^\circ + 90^\circ - \arctg 0.25\omega_4 - \arctg 0.1\omega_4 - -\arctg 0.02\omega_4 \approx 44^\circ$$

5) 求 $G_c(s)$ $G_c(s) = \frac{G_2G_c}{G_2} = \frac{0.238s}{(0.25s+1)}$

故小闭环的稳定。

6) 校验: 由于近似条件可以很好的满足, 故可直接按希望特性来验算。



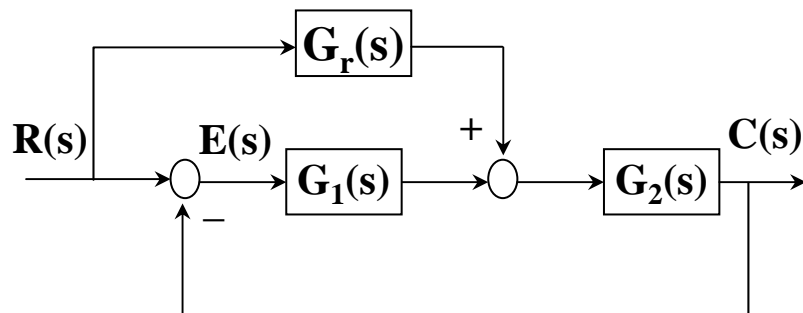


6.8 复合校正 (参考教材P100)

复合控制系统——把前馈控制与反馈控制有机结合起来的方法。

复合校正 { 按输入补偿的复合校正
按扰动补偿的复合校正

6.8.1 按输入补偿的复合校正



$$\Phi_e(s) = \frac{E(s)}{R(s)} = \frac{1 - G_r(s)G_2(s)}{1 + G_1(s)G_2(s)}$$

$$\text{当 } G_r(s) = \frac{1}{G_2(s)} \text{ 时,}$$

误差传函为零。

这意味着无论输入信号为何种形式，系统的输出量时时刻刻都可以完全无误地复现输入量，具有理想的时间响应特性。

$$G_r(s) = \frac{1}{G_2(s)} \quad \text{——对输入信号误差的全补偿条件。}$$



通常，全补偿的条件难以从物理上实现。

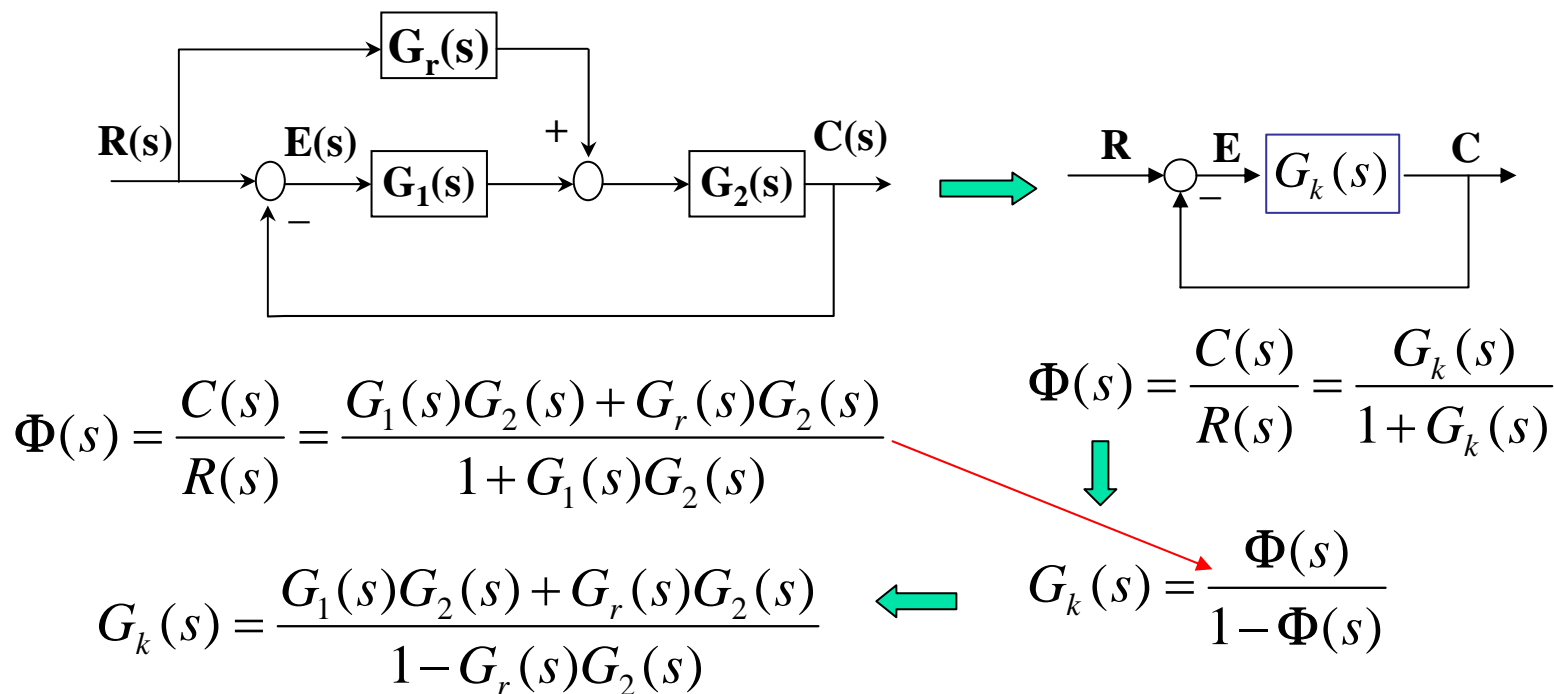
工程实践中，常采用部分补偿——只要满足跟踪要求即可。

——只要使校正以后的系统达到希望的“型”

方法一、先由结构图写出误差传函，再选定 $G_r(s)$ 及其参数。

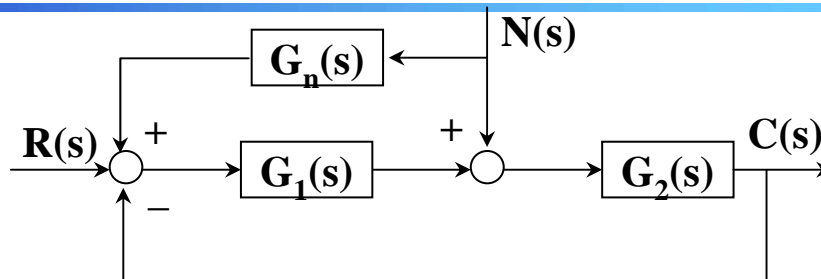
方法二、先由结构图写出等效开环传函，再选定 $G_r(s)$ 及其参数。

设 $G_k(s)$ 表示等效开环传函，即：





6.8.2 按扰动补偿的复合校正



$$\Phi_{en}(s) = -\frac{C(s)}{N(s)} = -\frac{G_2(s)[1 + G_1(s)G_n(s)]}{1 + G_1(s)G_2(s)}$$

当 $G_n(s) = -\frac{1}{G_1(s)}$ 时，误差传函为零。

——对扰动信号误差的全补偿条件。

局限性：1) 扰动信号要可以量测；

2) $G_n(s)$ 在物理上可实现，并应力求简单。

在实际应用中，多采用近似全补偿或稳态全补偿方案。 例6-11

一般来说，主要扰动引起的误差，由前馈控制进行补偿；
次要扰动引起的误差，由反馈控制予以抑制。