思考题

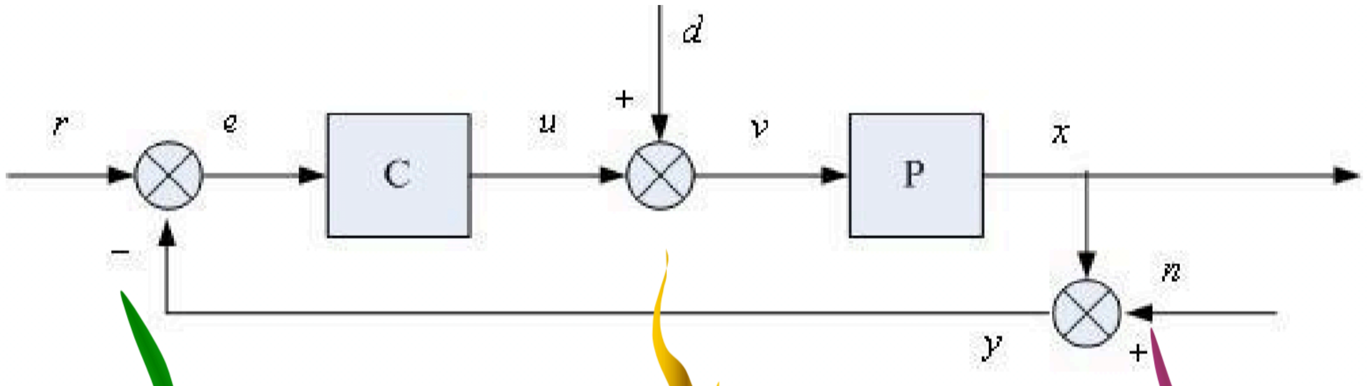
（1）对于不稳定的被控对象 $G(s)=\dfrac{s+1}{(s-1)(s+3)}$，Bode积分定理导致控制系统设计上很强的约束，为此，在控制器中引入非最小相位零点s=1，使得系统的开环传递函数是稳定的，从而减小bode积分约束的影响。这种做法是否可行？说明理由。

分析：不可行，零极点对消是设计控制器的朴素的一个想法，如果零极点都是稳定的，这样做问题不大，即使原系统的零、极点有一点偏差，差不多也能调节回来。但是如果系统本身是不稳定的，如果原系统的零、极点有一点漂移，则没办法把不稳定零、极点消掉

答题要点:

① 不确定性的角度：系统的零极点会发生漂移，使得零极点没法完美对消

② 扰动的角度：零极点对消只是考察了输入信号到输出的开环传函，但实际系统还可能存在扰动。从扰动的响应来看，零极点是完全没法对消的。



指令信号 干扰信号 噪声信号

希望$G_{xr}=1$

$$G_{xr}=\frac{PC}{1+PC}$$

⇒要求PC足够大

$$G_{xd}=\frac{P}{1+PC}$$

希望$G_{xn}=0$

$$G_{xn}=\frac{-PC}{1+PC}$$

⇒要求PC足够小

（2）在控制系统设计中，可以分别建立如下谐振模型

模型1：$J\ddot{\theta} + B\dot{\theta} + K\theta = 0$

模型2：$\begin{cases} J_1\ddot{\theta}_1 + B(\dot{\theta}_1 - \dot{\theta}_2) + K(\theta_1 - \theta_2) = T \\ J_2\ddot{\theta}_2 + B(\dot{\theta}_2 - \dot{\theta}_1) + K(\theta_2 - \theta_1) = 0 \end{cases}$

这两种谐振模型所决定的谐振频率的大小关系是什么？这两种模型在实际设计中的应用有何区别?

分析：模型1是固定转子，模型2是自由转子

课件原话：模型1的谐振频率为：$\omega_m = \sqrt{\dfrac{K}{J}}$ 谐振频率较高，作为未建模的高频动态处理时，选择这个频率来近似表征对象的谐振特性，因为在对象可能具有的多个振荡模态中，这个值最小，而且容易计算。

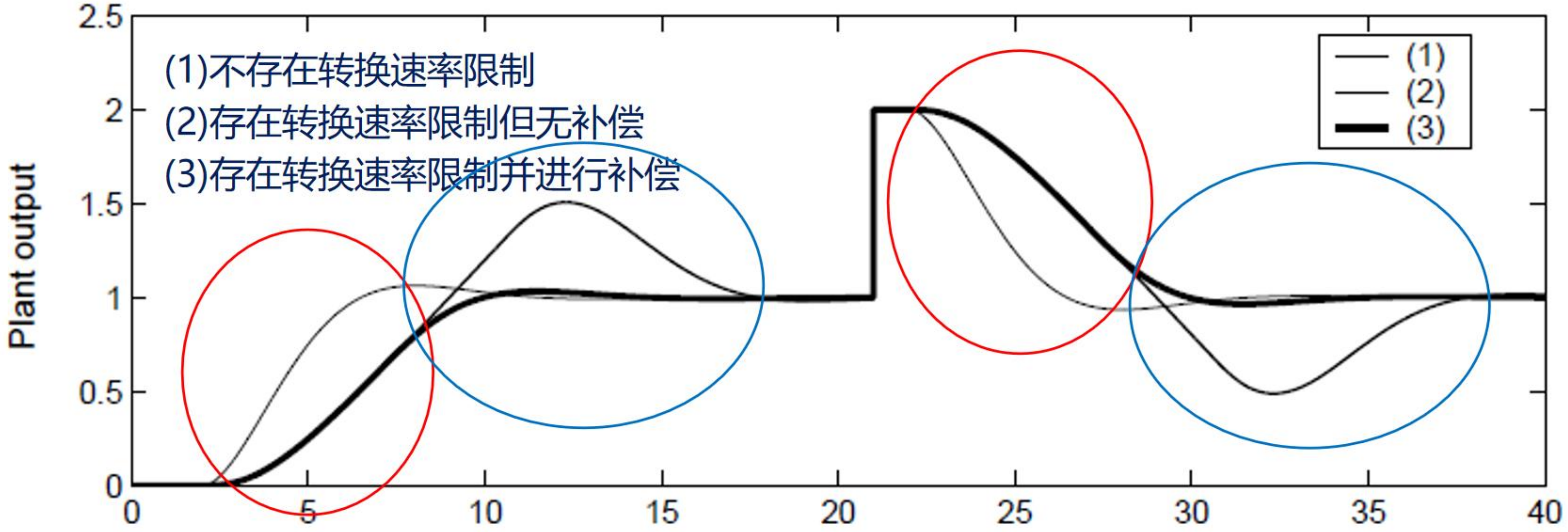
大小关系：模型1的谐振频率<模型2的谐振频率

设计中的区别：如果把谐振当作未建模动态处理时，找到最小的就可以了，使用模型1；如果谐振频率较低，不能当作不确定项来对待，需要对谐振进行建模、补偿，则使用模型2

思考题

（3）对于存在执行器饱和限制的控制系统，采用Anti-windup设计后，同未采用Anti-windup设计的原系统相比，可以改善系统的动态响应特性，并提高执行器处于饱和阶段时控制误差的收敛速率。这一说法是否正确？说明理由。

答案：不能提高收敛速度。收敛的快与慢取决于能提供的控制量是多少，由于控制器饱和了，控制量是一定的，所以收敛速度是一定的，如下图(2)(3)所示，Anti-windup 只是让后面的超调没那么大。



(4) 对于相对阶大于1的系统，灵敏度函数需要满足如下Bode积分约束

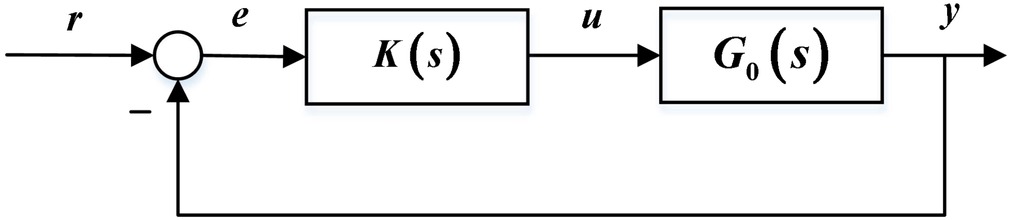
$$\int_0^{\infty} ln\,|S(j\omega)|\,d\omega = 0$$

由于针对频率ω进行积分的上限为无穷，因此为提高系统的性能，可以在低频段任意压低灵敏度的函数，并合理设计0dB线以上灵敏度函数的形状，在无穷的频率段上令$|S(j\omega)|$稍大于1，从而保证Bode积分约束成立，并使得灵敏度函数的最大值不会过大。这一说法是否正确？说明理由。

不正确：（课件原话）考虑到噪声、不确定性等因素，超出一定频率范围，系统的实际特性是很快衰减的，否则就会放大系统的噪声、进入不确定区间破坏系统稳定性。因此，系统存在一个可用的频率范围，这个可用频率的上限与噪声、不确定性等因素有关。所以实际上积分的上限并不是无穷大，这一想法并不现实。

思考题

（5）考虑一高精度跟踪系统，系统具有如下典型的单位反馈闭环形式，图中被控对象的模型$G_0(s)$已知，$K(s)$为所设计的反馈控制器。系统的闭环传递函数为



$$G_c(s)=\frac{G_0(s)K(s)}{1+G_0(s)K(s)}$$
$$=\frac{K(s)}{1+G_0(s)K(s)}G_0(s)$$
$$=C(s)G_0(s)$$

由于$G_0(s)$已知，$K(s)$均已知，因此$C(s)$也是已知的。根据上述闭环传递函数，可以得出结论：上图中的闭环控制任务可以等价地由下图所示的开环控制形式来实现，并且由于省去了反馈通道，不必考虑传感器特性对系统性能的影响。这一说法是否正确？说明理由，并结合此例，说明系统响应特性与反馈特性的区别与联系。

答：不行。

① $G_0(s)$也是会变化的，系统是存在不确定性的，$G_0(s)$也不能准确反映被控对象的实际特性

② 如果做成开环，则扰动没办法通过反馈回路引回到控制器里，对扰动进行抑制

响应特性反映的是控制系统对输入信号的响应能力，可以用输入输出的传递函数特性来表征，可以用来描述开环系统和闭环系统（或复合控制系统）的特性

反馈特性是由反馈校正引入的特性，反映了系统稳定性、干扰抑制、指令跟踪、不确定性灵敏度等诸多性质

题中所说的等价仅仅是响应特性上的等价，但是反馈特性如干扰抑制能力、稳定性没法等价

填空题示例

$r(t) = A + Bt + \frac{1}{2}Ct^2$

$\Rightarrow e_{ss} = \frac{A}{1+K_p} + \frac{B}{K_v} + \frac{C}{K_a}$

（1）对于系统$G(s) = \frac{K}{s(Ts+1)}$，输入信号最大速度为0.2，要求位置跟踪误差小于等于0.001，高频不确定性给出的系统带宽限制为100rad/s，则系统的低频增应为__200__，__不能__（能，不能）采用基本I型系统的形式进行设计。

基本I型系统：带宽就是增益，$K = K_v T = 1$，$K_v = w_0 = w_c$

（2）对于调节系统的被控对象$G(s) = \frac{2}{(2s+1)(0.05s+1)}$，进行控制器设计时，可以将模型转化为典型调节系统的对象$G(s) = \frac{1}{s(0.05s+1)}$，如果采用PI控制器的形式，则设计中考虑__相角__裕度，保证系统的相对稳定性。

简化：分子分母同时除以大的时间常数

填空题示例

某系统的开环Bode图如图1-1(a)所示，其动态速度误差系数与动态加速度误差系数分别为___0___与 $\frac{1}{w_5^2}=\frac{1}{w_3w_4}$; $\omega_3=\omega_4=\omega_5=100$ 则该系统对指令信号图1-1(b)的跟踪误差为 **$2*10^{-4}$** 。

$r(t)=t^2-0.4t+0.14$

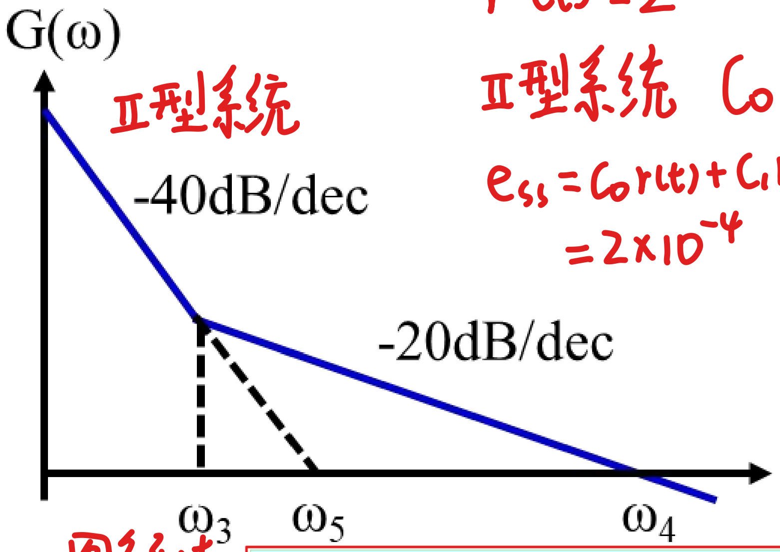
$r'(t)=2t-0.4$

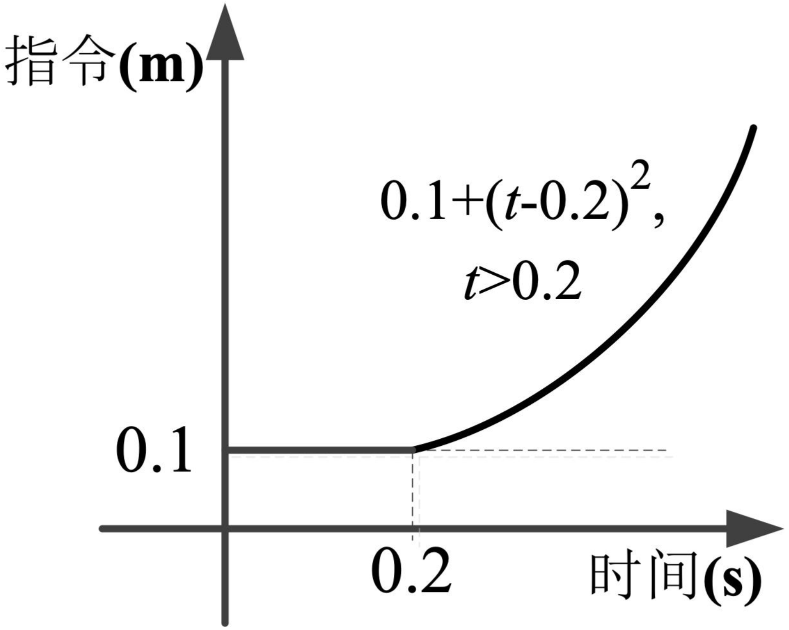
$r''(t)=2$

II型系统 $C_0=C_1=0,\ \frac{C_2}{2!}=10^{-4}$

$e_{ss}=C_0r(t)+C_1r'(t)+\frac{C_2}{2!}r''(t)$

$=2\times10^{-4}$





图解法: 总结：用-20dB延长线求C_1，用-40dB延长线求C_2。

I型系统: $C_0=0,\ C_1=\frac{1}{w_0},\ \frac{C_2}{2}=\frac{1}{w_2}$

II型系统: $C_0=C_1=0,\ \frac{C_2}{2}=\frac{1}{w_2}$

思考题

关于控制系统扰动抑制响应的描述，正确的是（ C ）

A．为了减小扰动引起的误差，可以增加开环传递函数的增益或积分环节个数；

×要增加偏差点到扰动作用点之间的开环增益或积分个数　（若为输出端扰动则正确）

B．扰动观测器对扰动的抑制作用是通过低通滤波器*Q*高低频增益来实现的；

×低频增益就是1，高频增益就是0，没有关系

背 C．扰动观测器虽然重新引入了一条输出反馈回路，但不会改变控制系统的反馈特性；

√反馈特性由系统的特征方程、极点来决定

为了物理可实现性

D．在实现扰动观测器Q时，需要考虑被控对象相对阶，设计时应该让Q的相对阶小于等于被控对象的相对阶。

×应该是大于等于

选择题示例

（多选题）关于系统带宽，下列叙述正确的是（ABCD）。

A. 控制系统的带宽是闭环系统的一个主要性能指标，它反映了系统对输入信号的复现能力，一般而言系统的带宽越宽，跟踪精度越高；

B. 为了抑制噪声对系统性能的影响，需要限制系统的带宽；

C. 控制系统的带宽不是越高越好，因为过高的带宽可能会破坏鲁棒稳定性条件，使实际系统无法正常工作；

D. 机械谐振是限制机电伺服系统频带拓展的一个主要因素，通常系统的剪切频率应当低于机械谐振频率。

一般系统带宽 $\omega_{BW} < \frac{\omega_m}{5}$

判断题示例

控制系统设计中首先需要保证标称闭环系统的稳定性，即考虑对象的标称模型，保证从参考输入信号到系统输出信号的闭环传递函数稳定即可。

×还要考虑系统的干扰和噪声到输出的稳定性（反馈特性）

同时考虑噪声与指令信号，系统误差应该用均方误差衡量，√ 并且总的均方误差为噪声与指令信号引起均方误差的和。√ 是对的

√ ×见 8.1 多回路系统 例1：舰用雷达跟踪系统 $\sigma_t=\sqrt{\sigma_n^2+\sigma_r^2}$

基本I型系统

系统对于 I 型系统$G(s)=\dfrac{K_v}{s(Ts+1)}$而言，其闭环等效噪声带宽随$K_vT$增加而增加。

×I型系统 $K=K_vT$，等效噪声带宽只与K_v有关，与T无关 $\omega_{BN}=\frac{\pi}{2}K_v$，$\omega_c=K_v$

II型系统$K=K_aT^2$，等效噪声带宽随K增大而增大

简答题与推断题示例

$G(s)=\frac{k}{Ts+1}e^{-\tau s}$

采用**PID** 控制律控制过程控制系统，问：

（1）**PID** 调节器的传递函数是什么？（1 分）$G_c(s)=K_P+\frac{K_I}{s}+K_D s$　$G_c(s)=K_P(1+\frac{1}{T_I s}+T_D s)$

（2）确定控制参数时，积分时间常数倒数、微分时间常数倒数与带宽的大小关系是什么？（2 分）

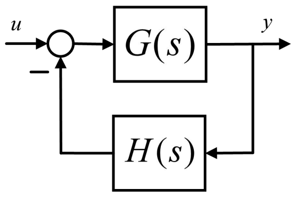
积分时间常数倒数即积分对应的转折频率，要求 $\frac{1}{T_I}=(\frac{1}{4}\sim\frac{1}{2})\omega_c$

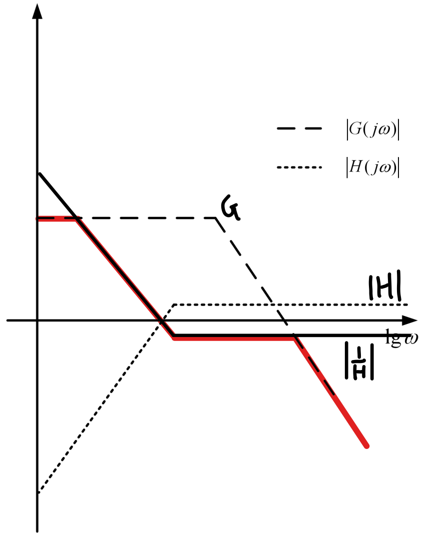
微分时间常数倒数即微分对应的转折频率，要求 $\frac{1}{T_D}>\omega_c$ 注意是大于，远大于是错的

（3）确定比例增益时，应考虑幅值裕度还是相位裕度？（2 分）

幅值

考虑图4-1所示的反馈校正，其中$G(s)$、$H(s)$的近似幅频特性如图4-2所示。在图4-2上画出校正后从u到y的近似幅频特性。





做法：在图中画出 G 和 1/H，并取最小值画出来

1/H是H关于0dB线对称一下

思考题

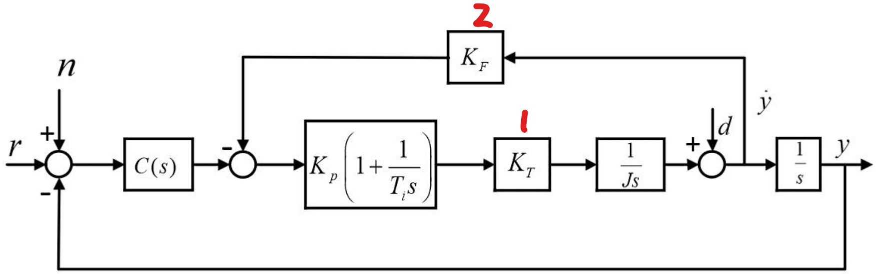
设计题示例

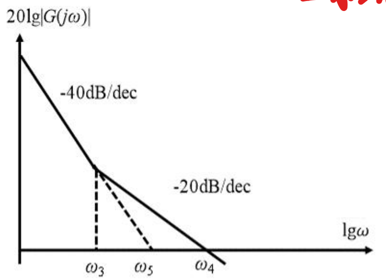
考虑如图5-1所示，带有测速反馈的双回路角位置伺服系统其中*r*为角位置指令，*y*为系统的角位置输出，*d*为角速度扰动，*n*为系统的输入噪声。系统参数为J=0.2，K_T=1，K_F=2。如图所示，内回路采用PI控制器。

（1）为了抑制系统中存在的扰动，且保证内回路的稳定，要求内回路的频率特性如图5-2所示，其中ω_5为-40dB/dec衰减特性与0dB线交点对应的角频率。已知$\omega_3=\omega_4=\omega_5=100$，确定PI控制器的参数；

（2）对于斜坡形式的参考输入$r=0.02t$ rad，要求跟踪误差$e_{max}\le 0.001$rad，同时尽可能抑制外回路高频噪声*n*的影响，确定外回路控制器*C*(*s*)的形式和参数。

I型系统即可 $K_v=\frac{0.02}{0.001}=20$

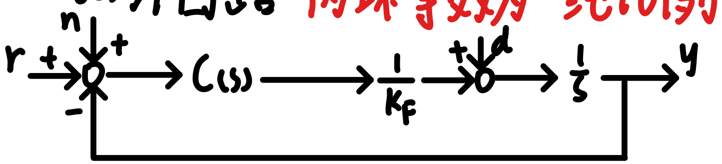




解：(1) 内回路. 开环传递 $G_{内}(s)=\frac{K_T K_F K_p(T_i s+1)}{T_i\cdot J\cdot s^2}\Rightarrow\frac{K_a(T_a s+1)}{s^2}$ 基本II型系统. $w_3=w_4=w_5=100\Rightarrow T_a=\frac{1}{w_3}=\frac{1}{100}$, $K_a=w_5^2=10^4$

代入 $J=0.2, K_T=1, K_F=2$, 有 $G_{内}(s)=\frac{\frac{10}{T_i}K_p(T_i s+1)}{s^2}$ 解得 $K_p=10$, $T_i=10^{-2}$ (内环带宽100rad/s，外环最大为20rad/s

(2) 外回路. 内环等效为一纯比例. 反馈回路的倒数 $\frac{1}{K_F}=0.5$



$G_{外}(s)=\frac{K_v}{s(T_v s+1)}$, $K_v=20$, $K=K_v T_v=1\Rightarrow T_v=0.05$

$G_c(s)=\frac{K_c}{T_v s+1}=\frac{40}{0.05s+1}$ 外环带宽为 $\frac{1}{T_v}=20$ 满足要求