相变量作状态变量(无微分项)

$y^{(n)}(t)+a_{n-1}y^{(n-1)}(t)+\dots+a_0y(t)=C_0u$

$\downarrow x_n \quad \downarrow x_n \quad \downarrow x_1$

$$\begin{bmatrix}\dot x_1\\ \dot x_2\\ \vdots\\ \dot x_n\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}0&1&0&0&\cdots&0\\0&0&1&0&\cdots&\vdots\\0&0&0&1&\cdots&\\-a_0&-a_1&-a_2&-a_3&\cdots&-a_{n-1}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}x_1\\x_2\\x_3\\\vdots\\x_n\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}0\\0\\0\\\vdots\\C_0\end{bmatrix}u$$

$\dot x=A_cx+b_cu$ 友矩阵

$y=Cx$ 能控标准型 (A_c,b_c)

(有微分项) $\frac{Y}{U}=\frac{Y}{Z}$ (分子) $*\frac{Z}{U}$ (input无微分、分母)

$y^{(n)}(t)+a_{n-1}y^{(n-1)}(t)+\dots+a_1y^{(1)}(t)+a_0y(t)$

$=C_mu^{(m)}(t)+C_{m-1}u^{(m-1)}(t)+\dots+C_0u(t)$

A: $Z=\frac{U}{s^n+a_{n-1}s^{n-1}+\dots+a_1s+a_0}\to$ 状态方程

$$\begin{bmatrix}\dot z_1\\ \dot z_2\\ \vdots\\ \dot z_n\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}0&1&0&\cdots&0\\0&0&1&&0\\&&&\ddots&\\-a_0&-a_1&&&-a_{n-1}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}z_1\\z_2\\\vdots\\z_n\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}0\\0\\\vdots\\1\end{bmatrix}u \quad (*)$$

B: $Y(s)=(C_ms^m+\dots+C_0)Z\to$ 输出方程

$$y=[C_0\ C_1\ \cdots\ C_m\ 0\ 0\ 0\cdots]\begin{bmatrix}z_1\\z_2\\\vdots\\z_n\end{bmatrix} \quad (*)$$

或 $y=[C_0-a_0C_n\ \ C_1-a_1C_n\ \cdots\ a_{n-1}-a_{n-1}C_n]Z+C_nU$

对角标准型

$G(s)=\beta_n+\sum G_i(s)=\beta_n+\sum f_i\frac{1}{s-\lambda_i}=\frac{Y}{U}$

$Y(s)=\beta_nU+\sum f_i\frac{U}{s-\lambda_i}=\beta_nU+\sum f_iZ_i$

$Z_i=\frac{U}{s-\lambda_i}\Rightarrow \dot z_i=U+\lambda_iZ_i$

$$\dot z=\begin{bmatrix}\lambda_1&0&\cdots&0\\0&\lambda_2&&\\\vdots&&\ddots&\\0&0&\cdots&\lambda_n\end{bmatrix}z+\begin{bmatrix}1\\1\\\vdots\\1\end{bmatrix}u$$

$y=[f_1\ f_2\cdots f_n]z+\beta_nU$

能控标准型 同(*)

能观标准型

$y=x_n+C_nu \quad \dot x_n=x_{n-1}-a_{n-1}y+C_{n-1}u\cdots$

$$\dot x=\begin{bmatrix}0&0&\cdots&0&-a_0\\1&0&\cdots&0&-a_1\\0&1&&&\vdots\\0&0&\cdots&1&-a_{n-1}\end{bmatrix}x+\begin{bmatrix}C_0-a_0C_n\\\vdots\\C_{n-1}-a_{n-1}C_n\end{bmatrix}u \quad (A_o,C_o)$$

$y=[0\dots0\,1]x+C_nU$ 能观标准型

从传递HS得能观&能控

方块图 ⟺ 状态空间模型

关注每环节后出来的 x,一条一条微分FC写

状态空间 ⟺ 传递HS

$X(s)=(sI-A)^{-1}BU(s)$

$Y(s)=[C(sI-A)^{-1}B+D]U(s)$

MIMO $\to\boxed{G_c}\to\boxed{G_o}$ $G=G_oG_c$

机械系统 $f_M=MD^2x$ $f_K=Kx$ $f_B=BDx$

$T_J=JD^2\theta$ $T_K=K\theta$ $T_B=BD\theta$

液位系统 $\Delta q_{in}-\Delta q_{out}=A_1\frac{dh_1}{dt}$

$q_1=\frac{h_1-h_2}{R}$ $q_{out}=\frac{h_2}{R_2}+q_f$

高阶 一阶+纯滞后 $\frac{Ke^{-\tau s}}{Ts+1}$

热力系统 $q=CD(\theta_m-\theta_i)=\frac{1}{R}(\theta_m-\theta_i)$

直接蒸汽 $Q_{in}=Q_{out}+\frac{dQ}{dt}$ $\theta_a\approx\theta_c$

$q_cC\theta_c+WH=q_aC\theta_a+\frac{d\theta_a}{dt}C$

纯滞后 $G=G$(无滞)$\cdot e^{-\tau s}$

积分 输入无增量 输出方稳定

控制器的数学模型 $(K_c+\frac{K_I}{s}+K_ds)$

$F(s)=\sum_{j=1}^{r}\frac{C_j}{(s-s_j)^j}+\sum_{i=r+1}^{n-r}\frac{C_i}{s-s_{i}}$

$C_j=\frac{1}{(r-j)!}\lim_{s\to s_j}\frac{d^{(r-j)}}{ds^{r-j}}[(s-s_j)^rF(s)]$

$\cos wt\to\frac{s}{s^2+w^2}$ $1(t)\to\frac{1}{s}$ $Rt\to\frac{R}{s^2}$ $Rt^2\to\frac{2!R}{s^3}$

微分方程 ⟹ 状态空间模型

$y(t)=y_{ss}(t)+y_t(t)$

稳态-特解 暂态分量

与输入同形式 非齐次通解

稳态响应 待定系数

暂态响应 单根、重根、共轭复根

$\lambda_{k,k+1}=\delta\pm jw_d$ $A_{k,k+1}$ 共轭

$e^{\delta t}(A_ke^{jw_dt}+A_{k+1}e^{-jw_dt})$ $\delta<0$ 稳

$=2|A_1|e^{\delta t}\sin(w_dt+\phi)$

$=2|A_1|e^{-\xi w_nt}\sin(w_n\sqrt{1-\xi^2}t+\phi)$

$A_1=\left[(s-s_1)\frac{P(s)}{Q(s)}\right]_{s=s_1}$ s_1: +虚数的根

$\phi=A_1$角度$+90°$

阻尼比 $\xi=\frac{a_1}{2\sqrt{a_2a_0}}$

无阻尼振荡频率(自然f) $a_2\lambda^2+a_1\lambda+a_0=0$

$w_n=\sqrt{\frac{a_0}{a_2}}$ $\lambda_{1,2}=\delta\pm jw_d$

$\lambda^2+2\xi w_n\lambda+w_n^2=0$ $=-\xi w_n\pm jw_n\sqrt{1-\xi^2}$

$\xi>0$ 稳定 $\xi>1$ 过阻尼(不等实根) $\xi=0$ 临界稳定

$0<\xi<1$ 欠阻尼 $\xi<0$ 不稳定

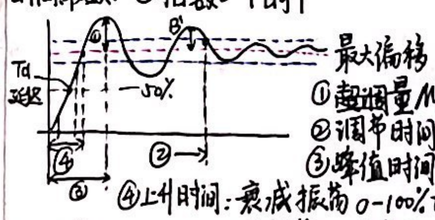
P重根: $Y(s)=\frac{A_{qp}}{(s-s_q)^p}+\frac{A_{q(p-1)}}{(s-s_q)^{p-1}}+\dots+\frac{A_{q1}}{s-s_q}$

$y(t)=\frac{1}{(p-1)!}A_{qp}t^{p-1}e^{s_qt}+\frac{1}{(p-2)!}A_{q(p-1)}t^{p-2}e^{s_qt}$

$+\dots+A_{q1}e^{s_qt}$ $A_{q(p-k)}=\left\{\frac{1}{k!}\frac{d^k}{ds^k}\right.$

$A_{qp}=[(s-s_q)^pY(s)]_{s=s_q}$ $[(s-s_q)^pY(s)]\}_{s=s_q}$

时间常数: e 指数 $=-1$ 的T



最大偏移

① 超调量 M_p

② 调节时间 T_s

③ 峰值时间 T_p

④ 上升时间: 衰减振荡 0-100% t_0

非振荡 10-90% T_r

超调量 δ

$\delta\%=\frac{y(T_p)-y(\infty)}{y(\infty)}$ 衰减比 $n=B/B'$

一阶系统动态 $1/(Ts+1)$

P: 稳态误差下降 I: 无误差

单位阶跃 $K(1-e^{-t/T})$ $T_d=0.69T$ $T_r=2.2T$

$T_s=\begin{cases}3T & \delta=5\%y(\infty)\\4T & \delta=2\%y(\infty)\end{cases}$ 单位阶跃 $1-e^{-t/T}$ ln9

单位斜坡 $t-T+Te^{-t/T}$ 单位脉冲 $\frac{1}{T}e^{-t/T}$

单位抛物线 $t^2/2-Tt+T^2(1-e^{-t/T})$

二阶系统动态 开环 $G=w_n^2/(s^2+2\xi w_ns)$

欠阻尼二阶 $\xi\in(0,1)$

峰值时间 $T_p=\frac{\pi}{w_d}=\frac{\pi}{w_n\sqrt{1-\xi^2}}$ 取决于虚部

超调量 $\delta=e^{-\xi\pi/\sqrt{1-\xi^2}}$ 取决于角度

最大偏移 $M_p=1+e^{-\xi\pi/\sqrt{1-\xi^2}}$

调节时间 $T_s=\frac{3}{\xi w_n}(5\%)$ $T_s=\frac{4}{\xi w_n}(2\%)$

衰减比 $n=e^{2\xi\pi/\sqrt{1-\xi^2}}$ 取决于实部

上升时间 $T_r=(\pi-\arccos\xi)/w_n\sqrt{1-\xi^2}$

$\approx\frac{2.16\xi+0.6}{w_n}$ $\xi=0.5$ $=\frac{1.7}{w_n}$

w_n一定, $T_r,T_p\downarrow$ $\xi\downarrow$ | $T_s\downarrow$ $\xi w_n\uparrow$ ξ不过大

$w_n\uparrow$ $T_r,T_p,T_s\downarrow$

δ仅由ξ决定 $\xi\downarrow\delta\uparrow$ (先由δ确定ξ)

高阶系统

- 直接解n阶微分FC - 转换为状态方程
- 二阶近似

一个不能忽略的零点的影响: 响应速度↑(微分)

~极点~: 调节时间↑(滤波/阻尼作用)

状态方程求解 $\dot x=Ax+Bu$

$\Phi(t)=e^{At}$ (STM) $y=Cx+Du$

$=\sum_{k=0}^{\infty}\frac{(At)^k}{k!}\xrightarrow{L}\sum\frac{A^k}{s^{k+1}}$

$=L^{-1}[sI_n-A]^{-1}$ 带$(-1)^{i+j}$

① 直接展开 $e^{At}=I+\frac{At}{1}+\dots$ $\frac{1}{\Delta}\begin{bmatrix}\Delta_{11}&\Delta_{21}&-\\\Delta_{12}&\Delta_{22}&-\\\Delta_{13}&\Delta_{23}&-\end{bmatrix}$

② $L\Rightarrow\Phi(s)=[sI_n-A]^{-1}$

③ 对角化 $A=T\Lambda T^{-1}$ $\Phi(s)=T\exp(\Lambda t)T^{-1}$

若 A_c $\begin{bmatrix}0&1&&\\&&1&\\-a_0&-a_1&\cdots&\end{bmatrix}$ $T=\begin{bmatrix}1&\cdots&1\\\lambda_1&&\lambda_n\\\vdots&&\vdots\\\lambda_1^{n-1}&&\lambda_n^{n-1}\end{bmatrix}$

若非 A_c $[\lambda_iI-A]v_i=0$ $T=[v_1\ v_2]$

④ $e^{At}=\sum_{k=0}^{n-1}\alpha_k(t)A^k$ (seldom)

全解

① $x(t)=\Phi(t-t_0)x(t_0)+\int_{t_0}^{t}\Phi(t-\tau)Bu(\tau)d\tau,\ t>t_0$

0输入 $u(t)=0$ 0状态 $x(t_0)=0$

② L: $X(s)=[sI-A]^{-1}x(0)+[sI-A]^{-1}BU(s)$

$x(t)=\Phi(t)x(0)+L^{-1}[\Phi(s)BU(s)]$

STM性质

1. $\dot\Phi(t,\tau)=A\Phi(t,\tau)$ 且 $\Phi(t_0,t_0)=I$
2. $\Phi(t_1,t_2)\Phi(t_2,t_3)=\Phi(t_1,t_3)$ $\forall t_1t_2t_3$
3. $\Phi^{-1}(t,t_0)=\Phi(t_0,t)\Rightarrow\Phi^{-1}(t)=\Phi(-t)$ (求逆)
4. $\Phi^{\delta}(t)=\Phi(\delta t)$ $\Phi(t_1+t_2)=\Phi(t_1)\cdot\Phi(t_2)$
5. $\Phi(t)$为非奇异阵(t有限)

线性时不变 $\Phi(t)=e^{At}=\exp[At]$

劳斯判据

必要非充分: ①所有系数同号 ② 非0系数

充要: D1列符号无变化 [D1列变化次数: +R根个数]

s^n	a_n	a_{n-2}	$\cdots$	$C_1=-\frac{1}{a_{n-1}}\begin{vmatrix}a_n&a_{n-2}\\a_{n-1}&a_{n-3}\end{vmatrix}$ 直到C全为0
s^{n-1}	a_{n-1}	a_{n-3}	$\cdots$	$C_2=-\frac{1}{a_{n-1}}\begin{vmatrix}a_n&a_{n-4}\\a_{n-1}&a_{n-5}\end{vmatrix}$
$\vdots$	C_1	C_2	C_3	
s^1	-项			$d_1=-\frac{1}{C_1}\begin{vmatrix}a_{n-1}&a_{n-3}\\C_1&C_2\end{vmatrix}$
s^0	-项			

① 首列D: 二阶-系数同号 三阶-系数全正且 $a_1a_2>a_0a_3$

② 有0: ① ε代替0 ② $s=\frac{1}{x}$代入 ③ $Q(s)*(s+1)$ 但不 [D1列有0但符号无变化, 代表虚根, 临界稳定] 全0

③ 全0行: [一定是 s^{2k+1}行] S_i全0 用上一行构造

$U(s)=\beta_1s^{2k+1}$(上一行)$+\beta_2s^{2k-1}+\beta_3s^{2k-3}+\dots$

用 $\frac{dU}{ds}$ 的系数代替 S_i行 开闭环稳定不可互推

相对稳定性 $S=Z-\delta$ $(\delta>0)$ 移轴判稳

状态FC: $\Delta=|sI-A|=0$ A的所有特征根有

反系统误差 $e=r-y$ $E(s)=Y(s)/G(s)$ 稳态误差 e_{ss}

$e_{ss}(t)=\lim_{t\to\infty}(r(t)-z(t))=\lim_{s\to 0}[sE(s)]=\lim_{s\to0}s[s^mY(s)]/K_m=\frac{D^my_{ss}(t)}{K_m}$

系统型别 $G(s)=\frac{K_m(1+T_1s)(1+T_2s)\cdots(1+T_ws)}{s^m(1+T_as)\cdots(1+T_us)}$ $G'(s)$,增益

m

$E(s)=\frac{Y}{G}=\frac{R}{1+G}$ 稳态误差系数

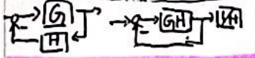
m	$e_{ss}(t)$: 阶跃	斜坡	抛物线	稳态误差系数 K_p	K_v	K_a
0	$\frac{R_0}{1+K_p}$	∞	∞	K_0	0	0
1	0	$\frac{R_1}{K_v}$	∞	∞	K_1	0
2	0	0	$\frac{R_2}{K_a}$	∞	∞	K_2

$K_p=\lim_{s\to0}G(s)$

$K_v=\lim_{s\to0}sG(s)$

$K_a=\lim_{s\to0}s^2G(s)$

只用于稳定单位反馈



根轨迹

$G=K_1\frac{\Pi(\tau_js+1)}{s^m\Pi(T_js+1)}=K_r\frac{\Pi(S-Z_i)}{\Pi(S-P_j)}$ K_1,K_2: 前向/反馈通道增益 K_r,K_{2r}: 前/反通道根轨迹增益

$H=K_2\sim$ $=K_{2r}\sim$

负反馈 根轨迹 $|GH|=1$ $\angle GH=(1+2k)180°$ 180°根轨迹

GH：$\frac{零W}{极n}$ $K>0$ $(n-W)$个无限零极点

① 开环极点：$n=1$，$P_1=\ldots$，$P_2=\ldots$

② 开环零点：$W=\ldots$，$z_1=\ldots$，$z_2=\ldots$

③ 渐近线：$\gamma=\frac{(1+2k)180°}{n-W}$ $\delta=\frac{\sum^n P_i-\sum^W z_j}{n-W}$

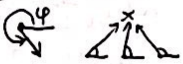
④ [搜索右侧实轴0极点个数为奇]

⑤ 分离/会合点/角：点 $-\sum\frac{1}{s-p_i}=\sum\frac{1}{s-z_j}$ 角 $\frac{(2k+1)\pi}{\ell}$ (l条分/合)

⑥ 出射角[复数0极点入/出角]

极点：$\varphi_{pk}=(1+2k)180°+\sum_j^W\angle(P_k-Z_j)-\sum_i^n\angle(P_k-P_i)$

零点：$\varphi_{zk}=(1+2k)180°+\sum_{j}^{n}\angle(Z_k-P_j)-\sum_{j=1}^{W}\angle(Z_k-Z_j)$



⑦ 虚轴交点 $S=jW$代入$1+GH=0$ 或Routh表 得W, K

S'全为0 $S^2+W_c^2=0$

⑧ [根轨迹交叉点] y条 $\lambda_y=\pm\frac{360°}{y}$ $\theta_y=\pm\frac{180°}{y}$

⑨ [根和守恒] $W\leq n-2$ $\sum P_j=\sum r_j$ ←闭根

正反馈 $\angle GH=360°k$ 0°~k0 +开环极点 纯滞后

③ $\gamma=\frac{2k\pi}{n-W}$ ④ 右偶 $e^{-\tau s}=\frac{S-\frac{2}{\tau}}{S+\frac{2}{\tau}}$

⑥ 出射角 $\varphi_{pk}=\sum_j^W\angle(P_k-Z_j)-\sum_i^n\angle(P_k-P_i)$

入射角 $\varphi_{zk}=\sum_j^n\angle(Z_k-P_j)-\sum_j^W\angle(Z_k-Z_j)$

参数根轨迹 $1+GH=0\Rightarrow A\frac{P}{Q}=-1$ 与A无关

[等效只对闭环极点，零极点对消 要补上]

多参数 主导极点(1个/2个)特征，附近无其它零极点 其R小于其它的1/5主

$T=0$画K 图1 $T\neq0$ T根轨迹在图1上。 根轨迹性能分析

写出$Q(S)=1+GH=0$ 因式分解出 $S^2+2\xi W_n S+W_n^2=0$ (待定系数法) P:加快 I:降低稳定性 D:增大阻尼和稳定性

控制器设计 PID、lead.lag

$K(S)=K\frac{S+z}{S+p}$ 0点幅值 < 极点幅值：超前

极 <0 --- 滞后

$e_{ss}=\lim s\frac{1}{1+KG}R(S)$ (出射)

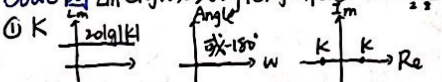
e.g. 主导极点，若补偿器为$K^*\frac{S-z}{S-p}$，用相角条件

附加极点：超调↓，稳态时间可能↑↓

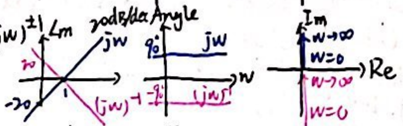
附加0点：若Z在P_3左，A_3−，相似，超调↓，峰时↑ 若Z在P_3右，A_3+，超调↑，T_p↓

Bode图 $L_m G(jw)=20\lg|G(jw)|$ dB 0.1 1 10

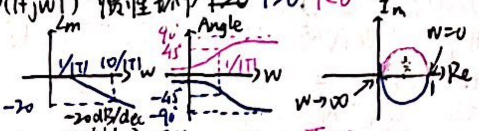
① K



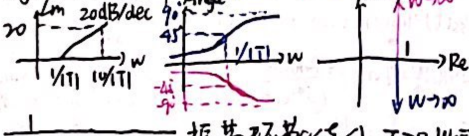
② $(jw)^{\pm1}$



③ $(1+jwT)^{-1}$ 惯性环节 ~~T=0~~ $T>0$ $T<0$

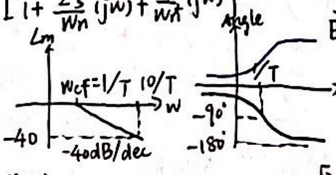


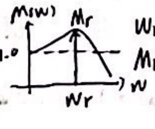
④ $1+jwT$ 微分环节 $T>0$ $T<0$



⑤ $\frac{1}{T^2(jw)^2+2\xi T(jw)+1}$ 振荡环节 $0<\xi<1$, $T>0$, $W_n=\frac{1}{T}$

$[1+\frac{2\xi}{W_n}(jw)+\frac{1}{W_n^2}(jw)^2]^{-1}$ $-1<\xi<0$, $T>0$ 时(如图) 不稳定，Wr、Mr无意义

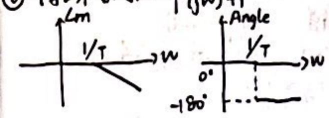




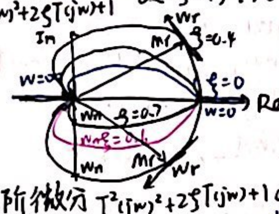
$W_r=W_n\sqrt{1-2\xi^2}$ $0<\xi<\frac{\sqrt{2}}{2}$

$M_r=\frac{1}{2\xi\sqrt{1-\xi^2}}$

⑥ 特殊振荡 $\frac{1}{T(jw)^2+1}$ $T>0$ $\xi=0$

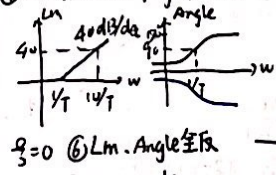


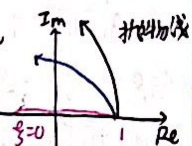
$\frac{1}{T^2(jw)^2+2\xi T(jw)+1}$ $0<\xi<1$, $T>0$ $[1-2\xi\xi/w_n\ldots]$ 上半



⑦ 二阶微分 $T^2(jw)^2+2\xi T(jw)+1$ $0<\xi<1$ $T>0$

$-1<\xi<0$ $T>0$





$\xi=0$ ⑥ Lm、Angle全反

$0<\xi<\frac{\sqrt{2}}{2}$ $(0,W_r)$ $M_r=2\xi\sqrt{1-\xi^2}$

$(W_r,+\infty)$ M_r↗

与$-1<\xi<0$时，上图关于实轴对称(下半支)

最小相位系统 20kdB/dec → 90°K

Nyquist 判据：[illegible] 不穿过$(-1+j0)$点，且逆时针包围$(-1+j0)$点的圈数N等于开环传递函数$G(s)H(s)$在S右半平面的极点数P_R，即$Z_R=0$。闭合曲线又称为Nyquist图。

若 Nyquist 曲线穿过$(-1+j0)$点，说明闭环特征方程存在共轭虚根，系统临界稳定。

$Q(s)=a_n s^n+a_{n-1}s^{n-1}+\cdots+a_0$

s^n	a_n a_{n-2} a_{n-4} a_{n-6} ⋯
s^{n-1}	a_{n-1} a_{n-3} a_{n-5} a_{n-7} ⋯

$Z_R=P_R-N$ =0 稳 ≠0 不稳

纯滞后：N: −2 +2 180°×m

1) [illegible]

2) [illegible]

纯滞后降低系统的稳定性，对闭环稳定性，需要重点关注(-1,0)点附近的幅相曲线的情况，在远离(-1,0)点的高频幅相曲线与稳定性关系不大

Gain crossover（截止频率——增益临界点）

$G(j\omega)$幅相曲线在幅值为1 [$LmG(j\omega)=0$dB] 的点处的频率称为截止频率ω_c。

Phase margin angle（相位裕度）

相位裕度等于180°加上截止频率处的相角位，用γ来表示，$\gamma=180°+\varphi$，其中$\angle G(j\omega_c)$ $\gamma=180°+至$

Phase crossover（穿越频率——相位临界点）

幅相曲线在该点处的相角是-180°，该点处的频率被称为穿越频率ω_g，[illegible] 至负

Gain margin（幅值裕度）

对于闭环稳定系统，如果系统的开环幅频特性再增大h倍，则系统将处于临界。可以用频率点ω_g处的传递函数来表示，即 $|G(j\omega_g)|\cdot h=1$

在$G(j\omega)$极坐标图上，频率点ω_g对应的幅值$|G(j\omega_g)|=\frac{1}{h}$

在对数幅频曲线上，$Lmh=-LmG(j\omega_g)$

相位裕度45-60。裕度只对最小相位系统判断稳定性有用 h>6d

·补偿器设计

二阶系统

截止频率与阻尼比、自然频率的关系：$\omega_c/\omega_n=(\sqrt{4\zeta^4+1}-2\zeta^2)^{\frac{1}{2}}$

相位裕度与阻尼比的关系：$\gamma=\mathrm{arctg}(2\zeta\omega_n/\omega_c)=\mathrm{arctg}\left(2\zeta/\sqrt{\sqrt{4\zeta^4+1}-2\zeta^2}\right)$，$\zeta\leq0.7$时，$\zeta=0.01\gamma$

带宽频率：闭环幅频特性下降到频率为零时的分贝以下3分贝时对应的频率，取min

$$\omega_b=\omega_n\sqrt{1-2\zeta^2+\sqrt{2-4\zeta^2+4\zeta^4}}$$

谐振峰值Mr，谐振频率wr，带宽频率wb，截止频率w

相位裕度泽塔，调节时间$T_S=3.5/\zeta\omega_n$或$\omega_n T_S=7/tan$

谐振峰值得到超调量

$$\sigma=\exp\left(-\pi\sqrt{\left(M_r-\sqrt{M_r^2-1}\right)/\left(M_r+\sqrt{M_r^2-1}\right)}\right)$$

高阶系统：若主导极点则采用二阶，若无则如下近似

谐振峰值：$M_r=1/|\sin\gamma|$

超调量：$\sigma=0.16+0.4(M_r-1),1\leq M_r\leq1.8$

调节时间：$T_S=K_0\pi/\omega_c,K_0=2+1.5(M_r-1)$ $2.5(M_r-1)^2,1\leq M_r\leq1.8$

设计

(1) 稳。相位裕度γ不低于45度幅值裕度不低于6dB

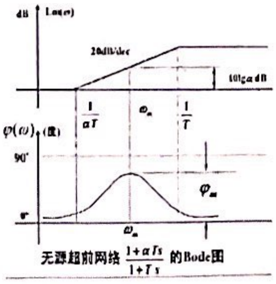
(2) 快。相位裕度γ在45度到60度之间，尽可能大开环截止频率ωc (3) 准。开环幅频起始斜率为20dB/dec或-40dB/dec低频段应有较高幅值 (4) 抗干扰开环高频段应有尽可能大的斜率。

串联超前

$\phi_m=\arcsin[(a-1)/(a+1)]$

$a=(1+\sin\phi)/(1-\sin\phi)$

重新找到-10lga作为新的wm



无源超前网络 $\frac{1+aTs}{1+Ts}$ 的Bode图

串联滞后

右下找β倒数

$\phi_m=arcsin(1-\beta)/(1+\beta)$, β=(1+sin-phi)/(1-sin-phi)

找到满足裕度的角 (+5-12) 得到wc,算20lgβ和wc=(5-10)1/T

CV: controlled V 被控变量

MV: manipulated V 控制变量

>静态 or 动态：通常微分、差分

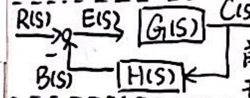
>线性性：1)只出现HS本身，不含常数 2)HS本身及导数只有+−运算 3)不对HS本身及导数作任何形式的复合运算 4)和HS外t没关系

>时不变：1)令$x_2=x_1(t-t_0)$，看y_2是否$=y_1(t-t_0)$ 2)分段HS也可能时变

>定常：微分/差分FC系数为常数，则定常

常微分FC模型

$\frac{d^ny}{dt^n}+a_1\frac{d^{n-1}y}{dt^{n-1}}+\ldots+a_ny=c_1\frac{d^{n-1}u}{dt}+\ldots+c_nu$



误差传递 $\frac{E}{R}=\frac{1}{1+GH}$

前向通路传递 $\frac{C}{E}=G$

开环传递 $GH=\frac{B}{E}$

状态空间模型

$\dot{X}(t)=AX(t)+BU(t)$ 状态FC

$Y(t)=CX(t)+DU(t)$ 输出FC

B：控制向量/矩阵

C：输出矩阵 D：前馈矩阵

常用：① 物理变量 ② 相变量：变量及其导数

③ 正则变量 ~~[illegible]~~

传递HS模型

$V_c(t)=V_0(1-e^{-\frac{t}{RC}})+V_c(0)e^{-\frac{t}{RC}}$

零状态响应 零输入响应

由$V_r(t)$决定

方块图建模

简化：后移−顺着信号 +−负馈不走眼

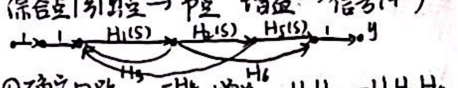
引出点后移，移动支路 ÷ 前向与反馈

引出点前移，移动支路 ×

综合点后移： ×

信号流图与M梅森增益[分清前向!]

综合点/引出点 → 节点 增益 → 信号(+−)



① 确定回路 增益：H_1H_3，$-H_1H_2H_4$

② 前向通道增益：$H_1H_2H_5$，H_1H_6

③ 确定与前向互不接触的回路：无/应也标

④ 计算每个通道的余子式：$\Delta_i(s)=1-\sum$与通道i不接触的回路增益$+\sum$所有2个互不接触且与Channel i不 ~~~ $-\sum3$ ~~ ⋯

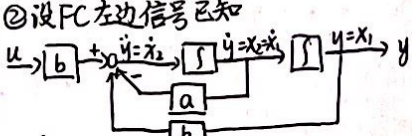
⑤ 求流流图特征式：$\Delta(s)=1-\sum$所有单回路增益$+\sum$所有两两不接触的~~~ $-\sum3$ ⋯

⑥ $M=\frac{1}{\Delta}\sum P_i\Delta_i$ [不要忘]

仿真图/状态变量图[若输出为状态Variable]

① 微分FC，高次放左边

② 设FC左边信号已知



$\begin{bmatrix}\dot{x}_1\\\dot{x}_2\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}0&1\\-b&-a\end{bmatrix}\begin{bmatrix}x_1\\x_2\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}0\\b\end{bmatrix}u$

$\ddot{y}=bu-a\dot{y}-by$