自动控制原理

CH5. 线性系统的频域分析法.

5.2 基本概念:

· $r(t) = X\sin\omega t$.　　$y_s(t) = A(\omega)X\sin[\omega t + \varphi(\omega)]$

$$\begin{cases} G(j\omega) = A(\omega)e^{j\varphi(\omega)} \\ G(j\omega) = P(\omega) + jQ(\omega) \end{cases} \quad \begin{cases} A(\omega) = \sqrt{P^2(\omega) + Q^2(\omega)} \\ \varphi(\omega) = \arctan\frac{P(\omega)}{Q(\omega)} \end{cases} \quad \begin{cases} P(\omega) = A(\omega)\cdot\cos\varphi(\omega) \\ Q(\omega) = A(\omega)\cdot\sin\varphi(\omega) \end{cases}$$

5.3. 对数坐标图.

· 比例环节: $G(j\omega) = k$

$L(\omega) = 20\lg|k|$

$\varphi(\omega) = \angle|k| = \begin{cases} 0 & k \geq 0 \\ -180^\circ & k < 0 \end{cases}$

· 延迟环节: $G(j\omega) = e^{-j\tau\omega}$

$L(\omega) = 0$

$\varphi(\omega) = -57.3\tau\omega^\circ$

· 积分环节: $G(j\omega) = \frac{1}{j\omega}$

$L(\omega) = -20\lg\omega$

$\varphi(\omega) = -90^\circ$

微分环节: $G(\omega) = j\omega$

$L(\omega) = 20\lg\omega$

$\varphi(\omega) = 90^\circ$

· 惯性环节: $G(j\omega) = \frac{1}{1+Tj\omega}$

$L(\omega) \approx \begin{cases} 0 & \omega \ll \frac{1}{T} \\ -20\lg T\omega & \omega \gg \frac{1}{T} \end{cases}$

$\varphi(\omega) = -\arctan(T\omega)$

一阶微分: $G(j\omega) = 1 + Tj\omega$

$L(\omega) \approx \begin{cases} 0 & \omega \ll \frac{1}{T} \\ 20\lg T\omega & \omega \gg \frac{1}{T} \end{cases}$

$\varphi(\omega) = \arctan(T\omega)$

· 振荡环节: $G(j\omega) = \frac{1}{(1-T^2\omega^2)+j2\zeta T\omega}$

$L(\omega) \approx \begin{cases} 0 & \omega \ll \frac{1}{T} \\ -40\lg T\omega & \omega \gg \frac{1}{T} \end{cases}$

$\varphi(\omega) = -\arctan\frac{2\zeta T\omega}{1-T^2\omega^2}$

二阶微分 $G(j\omega) = 1 - T^2\omega^2 + j2\zeta T\omega$

$L(\omega) \approx \begin{cases} 0 & \omega \ll \frac{1}{T} \\ 40\lg T\omega & \omega \gg \frac{1}{T} \end{cases}$

$\varphi(\omega) = \arctan\frac{2\zeta T\omega}{1-T^2\omega^2}$

5.4. 极坐标图

· 绘制：$\omega \to 0$ ： $G(j\omega) = \frac{K}{(j\omega)^{v}}$

$A(\omega) = \frac{K}{\omega^{v}}$ $\quad \varphi(\omega) = -v \cdot \frac{\pi}{2} \quad (\omega \to 0)$

$\omega \to \infty$ ： $A(\omega) \to 0$ $\quad \varphi(\omega) = -(n-m)\frac{\pi}{2}$

$(n > m)$ $\quad \lim_{\omega \to \infty} \angle G(j\omega) = -(n-m)\frac{\pi}{2}$

· 增加零极点的影响：见上.

5.5. 奈奎斯特稳定判据

· $F(s) = 1 + G_k(s)$ → $F(s)$ 的零点是闭环的极点，极点是开环的极点.

$N = Z - P$. $\quad Z$：$F(s)$ 零点在右半的个数：闭环特征根在右半

P：$F(s)$ 极点在右半的个数：开环特征根在右半

闭环稳定：$Z = 0$. 开环稳定：$P = 0$

N：$F(s)$ 包围原点(顺)，$G_k(s)$ 包围 $(-1, j0)$ (顺)

5.6. 稳定裕度：

$A(\omega_c) = 1$. $\quad \gamma = 180° + \varphi(\omega_c)$

$\varphi(\omega_g) = -180°$. $\quad K_g = \frac{1}{A(\omega_g)}$ → 闭环系统不稳定前的最大开环增益

$L_g = 20 \lg K_g$

5.7. 闭环系统的频率特性.

$\Phi(j\omega) = \frac{G(j\omega)}{1 + G(j\omega)}$.

$M(\omega) = |\Phi(j\omega)|$ $\quad \alpha(\omega) = \angle \Phi(j\omega)$

$M_p \quad \omega_p$. $\quad \omega_b$ ： $M(\omega_b) = \frac{\sqrt{2}}{2} M(0)$

$M(\omega_p) = M_p = \max M(\omega)$

58. 闭环系统性能分析：

1. 开环频率特性分析系统稳态：

$$L(\omega)|_{\omega=1} = 20\lg K, \quad K = \omega_0^{\,v}$$

2. 闭环幅频特性分析～～：

单位阶跃： $C(\infty) = M(0)$， $e_{ssr} = 1 - C(\infty) = 1 - M(0)$

$v = 0$ 时， $M(0) = \frac{K}{1+K}$， $e_{ssr} = \frac{1}{1+K}$

$v \geq 1$ 时， $M(0) = 1$ $\quad e_{ssr} = 0$

3. 频率与时间的反比：

$$\Phi_1(j\omega) = \Phi_2(j\frac{\omega}{\alpha}) \ (\alpha > 0) \Rightarrow h_1(t) = h_2(\alpha t)$$

4. 典型二阶系统开环频域性能与瞬态性能：

$\zeta = 0.01\gamma$， $t_s = \begin{cases} \frac{4}{\zeta\omega_n} & \Delta = 2 \\ \frac{3}{\zeta\omega_n} & \Delta = 5 \end{cases} = \begin{cases} \frac{8}{\omega_c} \cdot \frac{1}{\tan\gamma} \\ \frac{86}{\omega_c} \cdot \frac{1}{\tan\gamma} \end{cases}$

5. 欠阻尼 闭环频域与瞬态性能：

$\omega_p = \omega_n\sqrt{1-2\zeta^2}$， $M_p = \frac{1}{2\zeta\sqrt{1-\zeta^2}}$ ☆

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

CH7. 线性系统的设计方法

7.2. 校正装置（基于伯德图）

超前校正：

$$G_c(s)=\frac{1+\alpha Ts}{\alpha(1+Ts)}=\frac{s+\frac{1}{\alpha T}}{s+\frac{1}{T}}\quad(\alpha>1)$$

$$\omega_m=\frac{1}{T\sqrt{\alpha}}$$

$$\varphi_m=\arcsin\frac{\alpha-1}{\alpha+1}$$

高通滤波器.

$$L(\omega_m)=10\lg\alpha$$

$\varphi_m=\gamma^*-\gamma+5\sim12^\circ$

↳ 解得 α

↳ $\omega_c''=\omega_m$. 解得 T

$L'(\omega_c'')+10\lg\alpha=0$

解得 ω_c''

· 滞后校正.

$$G_c(s)=\frac{1+\beta Ts}{1+Ts}=\beta\frac{s+\frac{1}{\beta T}}{s+\frac{1}{T}}\quad(\beta<1)$$

$$\omega_m=\frac{1}{\sqrt{\beta}\cdot T}\qquad\frac{1}{\beta T}=\frac{\omega_c''}{10}$$

$$\varphi_m=\arcsin\frac{1-\beta}{1+\beta}$$

$\varphi=\gamma+5\sim12^\circ$

使 $\varphi(\omega_c'')=-180^\circ+\gamma+5\sim12^\circ$

↳ 解 ω_c''

↳ $L'(\omega_c'')+20\lg\beta=0$

↳ 解 β → $\frac{1}{\beta T}=\frac{\omega_c''}{10}$ → 解 T

· 超前滞后-超前

$$G_c(s)=\frac{(1+T_\alpha s)(1+T_\beta s)}{\left(1+\frac{T_\alpha s}{\alpha}\right)(1+\alpha T_\beta s)}$$

1. 令 $\omega_c''=\omega_g$，$\frac{1}{T_\beta}=\frac{\omega_c''}{10}$

2. 令 $\varphi_m=\gamma^*$. $\alpha \Rightarrow \varphi_m=\arcsin\frac{\alpha-1}{\alpha+1}$

3. 过 $(\omega_c'', L(\omega_c''))$

以 +20 dB/dec 为斜率作直线.

与 0dB 及 $-20\lg\alpha$ dB 的交线（点为转折频率

$\frac{1}{T_\alpha}$、$\frac{\alpha}{T_\alpha}$ 分别为转折频率

7.4. 基于根轨迹的系统校正.

· 增加开环极点：根轨迹向右；增加开环零点，根轨迹向左

· 增加偶极子：对稳定性无影响.

· 超前：$G_c(s)=\frac{s+z}{s+p}$. $|z|<|p|$

1. 由ξ. ω_n确定主导极点：

$$Re=-\xi\omega_n \quad Im=\omega_n\sqrt{1-\xi^2}$$

2. 取$z=-Re$

3. 由相角条件求θ_p. 进而求p.

滞后：$G_c(s)=\frac{s+z}{s+p}$ $|z|>|p|$ → 已知 K_v'. ξ'.

1. 作原系统根轨迹.

2. 由ξ'. 作$\beta=\arccos\xi'$. 与根轨迹交点为主导极点.

3. 求出在主导极点处的增益K. $K_v=\frac{K}{2}$

3 $\frac{|z|}{|p|}=\frac{K_v'}{K_v}$. 取$z$. p.

CH3、时域分析法

· 一阶系统

$G_k = \frac{K}{s}$ $\Phi(s) = \frac{1}{Ts+1}$

· $t_d = 0.693T$; $t_r = 2.197T$; $t_s = \begin{cases} 4T, & \Delta = 2 \\ 3T, & \Delta = 5 \end{cases}$

· 减小T：(1) 负反馈 (2) 放大K

· 二阶系统

$G_k(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s}$ $\Phi(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}$

性能指标：

欠阻尼

$t_r = \frac{\pi - \beta}{\omega_n\sqrt{1-\zeta^2}}$

$t_p = \frac{\pi}{\omega_n\sqrt{1-\zeta^2}}$

$t_s = \begin{cases} \frac{4}{\zeta\omega_n}, & \Delta = 2 \\ \frac{3}{\zeta\omega_n}, & \Delta = 5 \end{cases}$

$t_f = \frac{2\pi}{\omega_n\sqrt{1-\zeta^2}}$. $N = \frac{t_s}{t_f}$

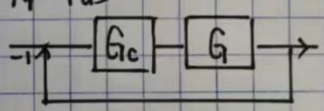
$\sigma\% = e^{\frac{-\pi\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}}}$

过阻尼

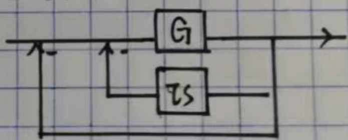
$t_r = \frac{1 + 1.5\zeta + \zeta^2}{\omega_n}$

$t_s = \begin{cases} \frac{8.4}{\omega_n} & \Delta = 2 \\ \frac{6.6}{\omega_n}, & \Delta = 5 \end{cases}$

性能改善：1). 比例微分：$G_c(s) = K_p + K_d s$



(2). 速度反馈：反馈 τs



不改变 ω_n

改变 ζ

· 高阶系统：略.

· 稳定性：

1. 充要条件：没有右半平面的特征根

2. 代数判据：劳斯判据：1)：0列：ε　2) 全0行：临界/非稳

· 稳态误差：

$$E(s) = R(s) - Y(s), \quad e_{ss} = \lim_{t\to\infty} e(t) = \lim_{s\to 0} sE(s)$$

$$R(s) = \frac{A}{s}, \quad K_p = \lim_{s\to 0} G_k(s) = \begin{cases} K, & v = 0 \\ \infty, & v \geq 1 \end{cases}, \quad e_{ss} = \frac{A}{1+K_p} = \begin{cases} \frac{A}{1+K}, & v = 0 \\ 0, & v \geq 1 \end{cases}$$

$$R(s) = \frac{B}{s^2}, \quad K_v = \lim_{s\to 0} sG_k(s) = \begin{cases} 0, & v = 0 \\ K, & v = 1 \\ \infty, & v \geq 2 \end{cases}, \quad e_{ss} = \frac{B}{K_v} = \begin{cases} \infty, & v = 0 \\ \frac{B}{K}, & v = 1 \\ 0, & v \geq 2 \end{cases}$$

$$R(s) = \frac{C}{s^3}, \quad K_a = \lim_{s\to 0} s^2 G_k(s) = \begin{cases} 0, & v \leq 1 \\ K, & v = 2 \\ \infty, & v \geq 3 \end{cases}, \quad e_{ss} = \frac{C}{K_a} = \begin{cases} \infty, & v \leq 1 \\ \frac{C}{K}, & v = 2 \\ 0, & v \geq 3 \end{cases}$$

现代控制理论

CH1. 状态空间描述方法.

1.1. 状态变量模型

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu \\ y = Cx + Du. \end{cases}$$

1.2. 建立方法.

1. 从物理机理：有 n 个储能元件 → n 个状态变量.

2. 从微分方程：

1) 不含输入的导数： $y^{(n)} + a_{n-1}y^{(n-1)} + \cdots + a_1 y' + a_0 y = bu$

$x_n = y^{(n-1)}$

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \vdots \\ \dot{x}_{n-1} \\ \dot{x}_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & 1 \\ -a_0 & -a_1 & -a_2 & \cdots & -a_{n-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ \vdots \\ x_{n-1} \\ x_n \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ b \end{bmatrix} u$$

$$y = [1 \quad 0 \quad 0 \cdots 0] \, [x_1 \quad x_2 \cdots x_n]^T$$

2). 含输入项导数： $y^{(n)} + a_{n-1}y^{(n-1)} + \cdots + a_1 y' + a_0 y = b_n u^{(n)} + b_{n-1}u^{(n-1)} + \cdots + b_1 u' + b_0 u$

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \vdots \\ \dot{x}_{n-1} \\ \dot{x}_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \cdots & 0 & -a_0 \\ 1 & 0 & \cdots & 0 & -a_1 \\ 0 & 1 & \cdots & 0 & -a_2 \\ \vdots & \vdots & & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & 1 & -a_{n-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_{n-1} \\ x_n \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_0 - a_0 b_n \\ b_1 - a_1 b_n \\ \vdots \\ b_{n-2} - a_{n-2} b_n \\ b_{n-1} - a_{n-1} b_n \end{bmatrix} u$$

$$y = [0 \quad 0 \cdots 0 \quad 1] \, [x_1 \cdots x_n]^T + b_n u$$

3. 从传递函数

1). 直接分解：$G(s)=\frac{Y(s)}{U(s)}=\frac{b_n s^n+b_{n-1}s^{n-1}+\cdots+b_1 s+b_0}{s^n+a_{n-1}s^{n-1}+a_{n-2}s^{n-2}+\cdots+a_1 s+a_0}$

$$\begin{bmatrix}\dot{x}_1\\ \dot{x}_2\\ \vdots\\ \dot{x}_{n-1}\\ \dot{x}_n\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}0 & 1 & 0 & \cdots & 0\\ 0 & 0 & 1 & \cdots & 0\\ \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots\\ 0 & 0 & 0 & \cdots & 1\\ -a_0 & -a_1 & -a_2 & \cdots & -a_{n-1}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}x_1\\ x_2\\ \vdots\\ x_{n-1}\\ x_n\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}0\\ 0\\ \vdots\\ 0\\ 1\end{bmatrix}u$$

$$y=[b_0-a_0 b_n,\ b_1-a_1 b_n,\ \cdots,\ b_{n-1}-a_{n-1}b_n][x_1\cdots x_n]^T+b_n u.$$

2). 串联、并联分解：略.

1.3. 传递函数矩阵：

$$G(s)=C(sI-A)^{-1}B+D$$

$\begin{cases}\text{并联}: & G=G_1+G_2\\ \text{串联}: & G=G_1G_2\\ \text{反馈}: & G=G_1-G_1G_2G\end{cases}$

1.4. 线性非奇异变换

1. $\bar{A}=P^{-1}AP$，$\bar{B}=P^{-1}B$，$\bar{C}=CP$，$\bar{D}=D$

2. 性质：1) 不变特征值：极点

2). 不变 $G(s)$

3) 不变能观能控.

3. 对角线型：

1) 由 $|\lambda I-A|=0$ 解 λ_i

2) 由 $(\lambda_i I-A)v_i=0$ 解 v_i

3). $P=[v_1\ v_2\ \cdots\ v_n]$

CH2. 线性控制系统的运动分析

2.1 线性连续定常齐次方程的解：

$$\begin{cases} x(t) = e^{At}x(0) \\ \cancel{x(t_0} \quad x(t)\big|_{t=t_0} = x(t_0):\ x(t) = e^{A(t-t_0)}x(t_0) \end{cases} \qquad e^{At} \triangleq \sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{k!}A^k t^k$$

$$x(t) = \mathcal{L}^{-1}[(sI - A)^{-1}]\,x(0).$$

2.2 矩阵指数函数：

1. 性质：1) $A: n\times n$: $e^{A(t_1+t_2)} = e^{At_1}e^{At_2}$

2) $e^{A(t-t)} = I$

3) e^{At} 非奇异

4). 若 $A\times B = B\times A$: $e^{(A+B)t} = e^{At}e^{Bt}$

5) $\frac{d}{dt}(e^{At}) = e^{At}\cdot A$

6). $e^{P^{-1}APt} = P^{-1}e^{At}P$. $e^{At} = Pe^{P^{-1}APt}P^{-1}$

7). ☆ $A = \mathrm{diag}[\lambda_1, \lambda_2, \cdots \lambda_n]$; $e^{At} = \mathrm{diag}[e^{\lambda_1 t}, e^{\lambda_2 t}, \cdots, e^{\lambda_n t}]$ 变

2. 求解：

1) 直接法： $e^{At} = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{k!}A^k t^k$

2) 拉氏变换： $e^{At} = \mathcal{L}^{-1}[(sI - A)^{-1}]$

3). 标准型法： $e^{At} = Pe^{\bar{A}t}P^{-1}$

4) 待定系数：略. $P_{50\sim52}$

2.3. 状态转移矩阵

1. 线性定常系统：(齐次)

$\dot{x} = Ax$ ： $\begin{cases} x(t) = \Phi(t)\,x(0) \\ x(t) = \Phi(t-t_0)\,x(t_0) \end{cases}$ $\begin{cases} \Phi(t) = e^{At} \\ \Phi(t-t_0) = e^{A(t-t_0)} \end{cases}$

条件：1)：$\Phi(t_0-t_0) = I$

2)：$\dot{\Phi}(t-t_0) = A\Phi(t-t_0)$

2. 线性时变系统：

$x(t) = \Phi(t, t_0)\,x(t_0)$

3. 性质：

1). $\Phi(t_0-t_0) = I$

$\Phi(t_0, t_0) = I$

2). $\dot{\Phi}(t-t_0) = A\Phi(t-t_0)$

$\dot{\Phi}(t, t_0) = A(t)\Phi(t, t_0)$

3). $\Phi(t_2-t_1)\Phi(t_1-t_0) = \Phi(t_2-t_0)$

$\Phi(t_2, t_1)\Phi(t_1, t_0) = \Phi(t_2, t_0)$

4). $\Phi^{-1}(t-t_0) = \Phi(t_0-t)$

$\Phi^{-1}(t, t_0) = \Phi(t_0, t)$

5) $\Phi(t_1+t_2) = \Phi(t_1)\Phi(t_2) = \Phi(t_2)\Phi(t_1)$

6) $[\Phi(t)]^n = \Phi(nt)$

4. 计算：

1) $\Phi(t) = e^{At}$

2) $\dot{\Phi}(t-t_0) = A\Phi(t-t_0)$，且 $\Phi(t-t) = I$

$\therefore A = \dot{\Phi}(t-t_0)\big|_{t=t_0}$

2.4. 非齐次： $\dot{x} = Ax + Bu$

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

$$x(t) = \mathcal{L}^{-1}\left[(sI-A)^{-1}x(0) + (sI-A)^{-1}Bu(s)\right]$$

CH3. 能控性和能观性

能控性　　　　　　　　能观性

一. 判别:

1. $Q_c=[B \ \ AB \ \ A^2B \cdots A^{n-1}B]$　　　$Q_o=\begin{bmatrix} C \\ CA \\ \vdots \\ CA^{n-1}\end{bmatrix}$

   $\mathrm{rank}(Q_c)=n$　　　$\mathrm{rank}(Q_o)=n$

2. A化为对角阵$\bar{A}$后　　　A化为$\bar{A}$后

   $\bar{B}$中无全0行　　　$\bar{C}$中无全0列

3. A化为约当阵$\bar{A}$　　　A化为$\bar{A}$后

   $\bar{B}$中每个若当块最后一行不全0　　　$\bar{C}$中每块第一列不全0

4. S平面判据:

   若对消，可能$\bar{o}$, $\bar{c}$, $\overline{o+c}$

   $G(s)=c(sI-A)^{-1}b$ 的分子分母无零极点对消 → $o+c$

二. 标准型

$P_{c1}=[b, Ab, \cdots, A^{n-1}b]=Q_c$　　　$P_{o1}^{-1}=Q_o=\begin{bmatrix} C \\ CA \\ \vdots \\ CA^{n-1}\end{bmatrix}$

$$P_{c2}=[A^{n-1}b, A^{n-2}b, \cdots, b]\times\begin{bmatrix} 1 & 0 & \cdots & 0 \\ a_{n-1} & 1 & & 0 \\ \vdots & & & \vdots \\ a_2 & 0 & & 0 \\ a_1 & a_2 & \cdots & 1 \end{bmatrix}$$

$$P_{o2}^{-1}=\begin{bmatrix} 1 & a_{n-1} & \cdots & a_2 & a_1 \\ 0 & 1 & \cdots & 0 & a_2 \\ & & \vdots & & \\ 0 & 0 & \cdots & 1 & a_{n-1} \\ 0 & 0 & \cdots & 0 & 1 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} CA^{n-1} \\ CA^{n-2} \\ \vdots \\ CA \\ C \end{bmatrix}$$

三. 对偶原理:

定义 $\begin{cases} A_1=A_2^T \\ B_1=C_2^T \\ C_1=B_2^T \end{cases}$

性质 $\begin{cases} G_1(s)=G_2(s)^T \\ f_1(\lambda)=f_2(\lambda) \\ \Sigma_1 \text{的} o \Leftrightarrow \Sigma_2 \text{的} c \ ; \ \Sigma_1 \text{的} c \Leftrightarrow \Sigma_2 \text{的} o \end{cases}$

CH5. 状态反馈与观测器

5.1 状态反馈与极点配置

5.1.1. 系统构成：

$u = -Kx + v$

$G(s) = C[sI-(A-BK)]^{-1}B$ → 闭环传递函数

$f(\lambda) = |\lambda I-(A-BK)|$ ↙ 特征多项式

5.1.2. 极点配置：系统完全能控 ⇔ 可任意配置极点

算法：$f(\lambda) = f^*(\lambda) = \prod(\lambda-\lambda_i^*)$

5.1.3. O.C：1) 状态反馈不影响C　2) 可能改变O

5.3 状态观测器设计

5.3.1. 原理：

$g(\lambda) = |\lambda I-(A-GC)|$ → 将维数由n增加至2n.

5.3.2. 存在条件：Σ的不能观子系统是渐近稳定的　极点决定了观测器的收敛

极点配置定理、若可观 ⇒ 极点可任意配置↗

5.3.2. 算法：$g(\lambda) = g^*(\lambda) = \prod(\lambda-\lambda^*)$

5.4. 带观测器的状态反馈：

分离性：观测器极点比期望极点离虚轴远3~5倍.

传递函数不变性.