

一种抑制扰动的最优化设计方法

刘国荣

(湘潭机电专科学校电气系, 湖南)

摘要: 对于多输入系统, 配置一组闭环极点所需的状态反馈阵并非唯一. 本文研究了怎样利用这种非唯一性提供的自由度来提高系统的动态抗扰能力, 提出了一种动态抗扰-最优极点配置法. 该方法使极点配置和参数优化能在两个独立的步骤中完成, 计算工作量较小.

关键词: 干扰抑制; 极点配置; 最优化; 鲁棒控制

1 引言

对于线性系统的伺服控制问题, Davison 等人提出了鲁棒控制器理论^[1]. 鲁棒控制器有两大特点: 一是它能抑制外扰对稳态输出的影响, 使系统输出渐近跟踪输入; 二是闭环系统具有鲁棒性. 如果进一步能使鲁棒控制器具有强的动态抗扰能力, 那将能使鲁棒控制器理论更臻于完善. 文[2]从前馈补偿的角度出发, 研究了鲁棒控制系统动态抗扰问题, 提出了一种鲁棒复合控制器的设计方法. 但应用这种方法的前提是外扰可测或可重构, 当外扰不可测或不可重构时, 不可能采用这种方法. 文[3]研究了一般线性系统抗干扰设计方法, 提出将控制向量分为两部分, 一部分用来配置闭环极点, 另一部分用来最小化某一性能指标, 提高系统抗干扰能力. 这种方法不足之处是: 极点配置和寻优交织在一起, 每寻优一步, 必须重新配置一次极点, 因寻优改变已配置的极点, 计算工作量大, 收敛速度慢, 有时甚至难以收敛到最优值. 能否将极点配置和参数寻优分为两个独立的步骤进行? 怎样设计一个最优反馈阵以提高鲁棒控制系统的动态抗扰能力? 本文研究了这一问题, 提出了一种新的设计方法——动态抗扰-最优极点配置法.

2 动态抗扰-最优极点配置法

考虑如下线性定常系统 Σ_1 :

$$\Sigma_1: \dot{x} = Ax + Bu + E\omega + Gy_{ref}, \quad (1a)$$

$$y = Cx + Du + F\omega. \quad (1b)$$

其中, $x \in R^n$ 为状态向量, $u \in R^m$ 为控制向量, $\omega \in R$ 为干扰向量, $y_{ref} \in R$ 为参考输入向量, $y \in R$ 为输出向量, A, B, C, D, E, F, G 为适当维数的常阵. 假定 (A, B) 可控, B 列满秩. 通过非奇异线性变换 $\hat{x} = Tx, \hat{u} = Hu, \Sigma_2$ 可变换为 Luenberger 可控标准形^[4]:

$$\Sigma_2: \dot{\hat{x}} = \hat{A}\hat{x} + \hat{B}\hat{u} + \hat{E}\omega + \hat{G}y_{ref}, \quad (2a)$$

$$y = \hat{C}\hat{x} + \hat{D}\hat{u} + \hat{F}\omega. \quad (2b)$$

$$\text{其中, } \hat{A} = TAT^{-1} = \begin{bmatrix} \hat{A}_{11} & \hat{A}_{12} & \cdots & \hat{A}_{1m} \\ \hat{A}_{21} & \hat{A}_{22} & \cdots & \hat{A}_{2m} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ \hat{A}_{m1} & \hat{A}_{m2} & \cdots & \hat{A}_{mm} \end{bmatrix}, \quad \hat{B} = TBH^{-1} = \begin{bmatrix} \hat{B}_1 \\ \hat{B}_2 & 0 \\ & \ddots \\ 0 & \hat{B}_m \end{bmatrix},$$

$$\hat{E} = TE, \quad \hat{G} = TG, \quad \hat{C} = CT^{-1}, \quad \hat{D} = DH^{-1}, \quad \hat{F} = F,$$

$$\hat{A}_{ii} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & & 0 \\ \vdots & & \ddots & \\ 0 & \cdots & 0 & 1 \\ * & \cdots & * & * \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ -\hat{a}_{ii} \end{bmatrix} \in R^{\sigma_i \times \sigma_i},$$

$$\hat{A}_{ij} = \begin{bmatrix} 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 \\ * & \cdots & * \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ -\hat{a}_{ij} \end{bmatrix} \in R^{\sigma_i \times \sigma_j} (i \neq j), \quad \hat{B}_i = \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \in R^{\sigma_i \times 1}.$$

上面矩阵中的 * 为不一定为零的元素, $\sum_{i=1}^m \sigma_i = n$, σ_i 称为克罗内克指数.

令 $d_i = \sum_{j=1}^i \sigma_j (i=1, 2, \dots, m)$, 取 $\hat{A}$ 中的第 $d_i (i=1, 2, \dots, m)$ 行构成一个矩阵 $\hat{K}_1$, 即

$$\hat{K}_1 = - \begin{bmatrix} \hat{a}_{11} & \hat{a}_{12} & \cdots & \hat{a}_{1m} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ \hat{a}_{m1} & \hat{a}_{m2} & \cdots & \hat{a}_{mm} \end{bmatrix} \in R^{m \times n}. \quad (3)$$

把闭环系统 n 个希望的极点分为 m 组, 每组的极点数取为 $\sigma_i (i=1, 2, \dots, m)$ 个. 设第 i 组极点所对应的稳定多项式为

$$\begin{aligned} \varphi_i(s) &= (s - s_{i1})(s - s_{i2}) \cdots (s - s_{i\sigma_i}) \\ &= s^{\sigma_i} + \alpha_{i\sigma_i-1}s^{\sigma_i-1} + \cdots + \alpha_{i1}s + \alpha_{i0}. \end{aligned}$$

记 $\hat{\alpha}_i = [\alpha_{i0} \quad \alpha_{i1} \quad \cdots \quad \alpha_{i\sigma_i-1}] \in R^{1 \times \sigma_i}$.

$$\text{令 } \hat{K}_2 = - \begin{bmatrix} \hat{\alpha}_1 & & 0 \\ & \hat{\alpha}_2 & \\ & & \ddots \\ 0 & & \hat{\alpha}_m \end{bmatrix} \in R^{m \times n}, \quad (4)$$

$$\hat{K}_3 = \begin{bmatrix} 0 & \hat{K}_{12} & \hat{K}_{13} & \cdots & \hat{K}_{1m} \\ 0 & 0 & \hat{K}_{23} & \cdots & \hat{K}_{2m} \\ \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & \hat{K}_{m-1m} \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \end{bmatrix}. \quad (5)$$

取状态反馈阵 $\hat{K} = \hat{K}_1 + \hat{K}_2 + \hat{K}_3$, 对 Σ_2 施行状态反馈 $\hat{u} = \hat{K}\hat{x}$, 则闭环系统为

$$\dot{\hat{x}} = \hat{A}_c \hat{x} + \hat{E}\omega + \hat{G}y_{\text{ref}}, \quad (6a)$$

$$y = \hat{C}_c \hat{x} + \hat{F}\omega. \quad (6b)$$

其中, $\hat{A}_c = \hat{A} + \hat{B}\hat{K} =$

$$\begin{bmatrix} \left(\begin{array}{c|c} 0 & I_{\sigma_1-1} \\ \hline \hat{\alpha}_1 & \end{array} \right) & \left(\begin{array}{c} 0 \\ \hline \hat{K}_{12} \end{array} \right) & \left(\begin{array}{c} 0 \\ \hline \hat{K}_{13} \end{array} \right) & \cdots & \left(\begin{array}{c} 0 \\ \hline \hat{K}_{1m} \end{array} \right) \\ & \left(\begin{array}{c|c} 0 & I_{\sigma_2-1} \\ \hline -\hat{\alpha}_2 & \end{array} \right) & \left(\begin{array}{c} 0 \\ \hline \hat{K}_{23} \end{array} \right) & \cdots & \left(\begin{array}{c} 0 \\ \hline \hat{K}_{2m} \end{array} \right) \\ & & & \ddots & \\ & 0 & & & \left(\begin{array}{c|c} 0 & I_{\sigma_m-1} \\ \hline -\hat{\alpha}_m & \end{array} \right) \end{bmatrix},$$

$$\hat{C}_c = \hat{C} + \hat{D}\hat{K}.$$

显然, $\hat{A}_c$ 的特征值即为所希望的闭环极点, $\hat{A}_c$ 的非对角块对特征值无影响。因此, $\hat{K}_3$ 中元素是一些自由参数, 它对给定的性能指标寻优, 不会影响已配置的极点, 这样就将极点配置和参数寻优分离开来, 使之能分解为两个独立的步骤进行。

下面讨论怎样利用多输入系统反馈阵的设计自由度来提高系统的动态抗扰能力。由

(6)式可得

$$y(s) = W(s)y_{\text{ref}}(s) + W_d(s)\omega(s). \quad (7)$$

其中,

$$W(s) = \hat{C}_c(sI - \hat{A}_c)^{-1}\hat{G} \quad W_d(s) = \hat{C}_c(sI - \hat{A}_c)^{-1}\hat{E} + \hat{F}.$$

(7)式中第二项是干扰引起的输出, 将其单独列写如下:

$$y_d(s) = W_d(s)\omega(s). \quad (8)$$

对于闭环伺服控制系统来说, $y_d(t)$ 的稳态值为 0, 不影响稳态输出。但当干扰变化时, $y_d(t)$ 存在一个渐变过程, 这个渐变过程的存在, 使输出产生动态跟踪误差。为使动态跟踪误差达到最小, 取性能指标

$$\hat{J} = \alpha_q \hat{J}_q + \alpha_d \hat{J}_d. \quad (9)$$

其中, $\hat{J}_q = \int_0^\infty (\hat{x}^T \hat{Q} \hat{x} + \hat{u}^T \hat{R} \hat{u}) dt$, $\hat{J}_d = \int_0^\infty y_d^T(t) \wedge y_d(t) dt$, $\hat{Q} \in R^{n \times n}$ 为非负对称阵, $\hat{R} \in R^{m \times m}$ 为对称正定阵, $\wedge \in R^{r \times r}$ 为对角正定阵, α_q, α_d 为加权系数。 $\hat{J}$ 的物理意义显而易见, 我们的目的是寻找一个最优自由参数阵 $\hat{K}$ 使 $\hat{J}$ 达到最小。

引入状态反馈 $\hat{u} = \hat{K}\hat{x}$ 后有

$$\begin{aligned} \hat{J}_q &= \int_0^\infty \hat{x}^T (\hat{Q} + \hat{K}^T \hat{R} \hat{K}) \hat{x} dt. \\ \hat{J}_d &= \hat{x}^T(0) \hat{P} \hat{x}(0). \end{aligned} \quad (10)$$

容易证明:

上式中 $\hat{x}(0)$ 为任意初始向量, $\hat{P}$ 满足 Liapunov 方程:

$$\lambda_c^T \hat{P} + \hat{P} \lambda_c = -(\hat{Q} + \hat{K}^T \hat{R} \hat{K}). \quad (11)$$

由巴塞瓦等式可得

$$\int_{-\infty}^\infty y_d^T \wedge y_d dt = \int_{-\infty}^\infty \omega^T(j\omega) W_d^T(j\omega) \wedge W_d(-j\omega) \omega(-j\omega) \frac{d\omega}{2\pi}. \quad (12)$$

容易证明:

$$\begin{aligned} W_d(s) &= (Q_{n-1}s^{n-1} + Q_{n-2}s^{n-2} + \cdots + Q_1s + Q_0) \frac{1}{\varphi(s)} \\ &= (Q_{n-1} \quad Q_{n-2} \cdots Q_1 \quad Q_0) Z(s). \end{aligned} \quad (13)$$

其中,

$$Q_k = \hat{C}_c(\alpha_{k+1}I + \alpha_{k+2}\hat{A}_c + \cdots + \hat{A}_c^{n-k-1})\hat{E}, \quad k = 1, 2, \cdots, n-1, \quad (14a)$$

$$Q_0 = \hat{C}_c(\alpha_1I + \alpha_2\hat{A}_c + \cdots + \hat{A}_c^{n-1})\hat{E} + \hat{F}, \quad (14b)$$

$$Z(s) = (s^{n-1}I \quad s^{n-2}I \quad sI \quad I)^T \frac{1}{\varphi(s)}, \quad (14c)$$

$$\varphi(s) = s^n + \alpha_{n-1}s^{n-1} + \cdots + \alpha_1s + \alpha_0 \quad (14d)$$

$\varphi(s)$ 为闭环系统特征多项式.

将(13)式代入(12)式,同时考虑到 $t < 0$ 时, $y_d = 0$, 可得

$$\hat{J}_d = \int_{-\infty}^{\infty} \omega^T(j\omega) Z^T(j\omega) M Z(-j\omega) \omega(-j\omega) \frac{d\omega}{2\pi}. \quad (15a)$$

式中,
$$M = \begin{bmatrix} Q_{n-1}^T \wedge Q_{n-1} & Q_{n-1}^T \wedge Q_{n-2} & \cdots & Q_{n-1}^T \wedge Q_0 \\ Q_{n-2}^T \wedge Q_{n-1} & Q_{n-2}^T \wedge Q_{n-2} & \cdots & Q_{n-2}^T \wedge Q_0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ Q_0^T \wedge Q_{n-1} & Q_0^T \wedge Q_{n-2} & \cdots & Q_0^T \wedge Q_0 \end{bmatrix} \quad (15b)$$

因(10)式中 $\hat{x}(0)$ 为任意初始向量, (15a)式中 $\omega(j\omega)$ 为任意干扰的付里叶变换, $Z(j\omega)$ 仅是 $j\omega$ 的函数, 所以, 从平均意义上讲, $\hat{J}$ 对 $\hat{K}_3$ 取最小值等价于

$$\hat{J} = \alpha_q \text{tr}(\hat{P}) + \alpha_d \text{tr}(M).$$

对 $\hat{K}_3$ 取最小值.

在上面的分析中, 性能指标 $\hat{J}$ 是针对变换后的系统 Σ_2 定义的, 这使得 $\hat{J}_q$ 中 $\hat{Q}$ 、 $\hat{R}$ 权矩阵因 $\hat{x}$ 的物理意义不明显而不好选择, 为此回到原系统 Σ_1 , 重新定义性能指标如下:

$$J = \alpha_q J_q + \alpha_d J_d. \quad (16)$$

其中, $J_q = \int_0^\infty (x^T Q x + u^T R u) dt$, $J_d = \int_0^\infty y_d^T \wedge y_d dt$, $Q \in R^{n \times n}$ 为非负对称阵, $R \in R^{m \times m}$ 为对称正定阵, 则相应等价的性能指标为

$$\tilde{J} = \alpha_q \tilde{J}_q + \alpha_d \tilde{J}_d. \quad (17)$$

其中,

$$\tilde{J}_q = \text{tr}(P), \quad \tilde{J}_d = \text{tr}(M).$$

P 满足 Liapunov 方程: $(A+BK)^T P + P(A+BK) = -(Q+K^T R K)$.

定理 1 设有两个线性定常系统:

$$\Sigma_1^*: \dot{x} = Ax + Bu, \quad \Sigma_2^*: \dot{\hat{x}} = \hat{A}\hat{x} + \hat{B}\hat{u}.$$

$\Sigma_1^* \Sigma_2^*$ 之间存在线性变换: $\hat{x} = Tx$, $\hat{u} = Hu$.

P 和 $\hat{P}$ 分别是下述 Liapunov 方程之解:

$$(A+BK)^T P + P(A+BK) = -(Q+K^T R K),$$

$$(\hat{A}+\hat{B}\hat{K})^T \hat{P} + \hat{P}(\hat{A}+\hat{B}\hat{K}) = -(\hat{Q}+\hat{K}^T \hat{R} \hat{K}).$$

则当且仅当

$$\hat{Q} = (T^{-1})^T Q T^{-1}, \quad \hat{R} = (H^{-1})^T R H^{-1} \quad (18)$$

时, $P = T^T \hat{P} T$. (证明从略)

根据定理1, 当按(18)式确定 $\hat{Q}$ 、 $\hat{R}$ 时, 我们有: $\tilde{J}_q = \text{tr}(T^T \hat{P} T)$, 由(15b)式有:

$$\tilde{J}_d = \sum_{i=0}^{n-1} \text{tr}(Q_i^T \wedge Q_i),$$

故

$$\hat{J} = \alpha_q \text{tr}(T^T \hat{P} T) + \alpha_d \sum_{i=0}^{n-1} \text{tr}(Q_i^T \wedge Q_i). \quad (19)$$

上式中 $\hat{P}$ 是系统 Σ_2 的 Liapunov 方程之解, $Q_i (i=1, 2, \dots, n-1)$ 定义在 Σ_2 上 (即 Q_i 是 Σ_2 系

3 期

数矩阵的函数,见(14)式),所以在原系统 Z_1 上对 K 寻优便转化为在变换后的系统 Z_2 上对 $\hat{K}_3$ 寻优,这样就可利用前面的结果,使寻优不影响已配置的极点。

按上面提出的方法设计的反馈控制器,既使系统实现了最优极点配置,又使干扰引起的动态跟踪误差达到了最小,故称这种方法为动态抗扰-最优极点配置法。

综上所述,可得动态抗扰-最优极点配置法设计步骤如下:

1° 令 $\hat{x}=Tx, \hat{u}=Hu$, 对系统 Z_1 进行非奇异变换,将其化为 Luenberger 标准形。

2° 按(3)式计算 $\hat{K}_1$ 。

3° 给定一组希望的闭环极点,按(4)式计算 $\hat{K}_2$ 。

4° 按(18)式计算 $\hat{Q}, \hat{R}$ 。

5° 选择一个 $\hat{K}_3$ 的寻优初值。

6° 计算 $\hat{K}, \hat{\lambda}_c (\hat{K}=\hat{K}_1+\hat{K}_2+\hat{K}_3, \hat{\lambda}_c=\hat{A}+\hat{B}\hat{K})$ 。

7° 解 Liapunov 方程: $\hat{A}^T \hat{P} + \hat{P} \hat{A}_c = -(\hat{Q} + \hat{K}^T \hat{R} \hat{K})$ 。

8° 按(19)式计算性能指标 $\bar{J}$ 。

9° 按某种寻优方法求得一个新的 $\hat{K}_3$ 。

10° 重复6°~9°步,直到 $\bar{J}$ 取最小值为止。

11° 计算最优反馈阵 $K (K=H^{-1}\hat{K}T)$ 。

按 Davison^[1]等人提出的方法设计鲁棒控制器时,被控系统的增广状态方程与方程(1)的形式完全一样,这意味着本节提出的动态抗扰-最优极点配置法可直接用来设计鲁棒控制器。

3 仿真实例

考虑一个二输入二输出系统:

$$\dot{x} = Ax + Bu + E\omega,$$

$$y = Cx.$$

其中,

$$A = \begin{bmatrix} -1.25 & 0.75 & -0.75 \\ 1 & -1.5 & -0.75 \\ 1 & -1 & -1.25 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} 2 & 1 \\ 0 & -1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix}, \quad E = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 4 & 2 \\ 1 & 1 \end{bmatrix}, \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0.5 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}^T$$

参考输入 y_{ref} 及干扰 ω 为常值型的,满足微分方程 $\dot{f}=0$ 。按文[1]设计的伺服补偿器为

$$\dot{\xi} = e, \quad e = y - y_{ref}.$$

则增广系统为

$$\begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{\xi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & 0 \\ C & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ \xi \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B \\ 0 \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} E \\ 0 \end{bmatrix} \omega + \begin{bmatrix} 0 \\ -I \end{bmatrix} y_{ref},$$

$$y = (C \quad 0)(x^T \quad \xi^T)^T.$$

要求闭环系统极点为 $\lambda_{1,2} = -3 \pm j3, \lambda_3 = -5, \lambda_4 = -8, \lambda_5 = -10$ 。为了比较起见,作者分别采用本文提出的方法、最优极点配置法^[5](即取 $J=J_q$, 对 $\hat{K}_3$ 寻优)、极点配置法求取反馈阵 K , 进行了仿真实验。

按本文提出的方法(取 $Q=I, R=I, \Lambda = \text{diag}(1, 4), \alpha_q = 10000, \alpha_i = 1$, 采用单纯形法寻优)设计的结果为

$$K = \begin{bmatrix} -13.094 & -4.80 & 6.687 & -46.442 & -46.31 \\ 3.306 & 2.194 & -6.612 & 12 & -12.353 \end{bmatrix}.$$

按最优极点配置法(取 $Q=I, R=I$, 采用单纯形法寻优)设计的结果为

$$K = \begin{bmatrix} -12.599 & -2.867 & 5.698 & -46.511 & -46.238 \\ 3.306 & 2.194 & -6.612 & 12 & -12.353 \end{bmatrix}.$$

按极点配置法设计的结果为

$$K = \begin{bmatrix} -4.94 & -0.56 & -9.62 & -12 & -81.765 \\ 3.306 & 2.194 & -6.612 & 12 & -12.353 \end{bmatrix}.$$

表1给出了当 $y_{ref}=[10 \ 8]^T, \omega=[8 \ 5]^T 1(t-2)$ 时的仿真实验结果, 图1、2、3分别为采用三种方法设计时系统的输出波形图. 对于动态抗扰-最优极点配置法和最优极点配置法, 笔者选了多组权系数、权矩阵进行了寻优、仿真实验, 由于篇幅有限, 表中只给出了对应其中两组的仿真结果.

表1 (3%允许误差范围)

方法	权矩阵 性能 权系数	y_1				y_2			
		超调量 $\times \% y_{ref_1}$	上升时 间(s)	最大动 态误差 $\times \% y_{ref_1}$	恢复时 间(s)	超调量 $\times \% y_{ref_2}$	上升时 间(s)	最大动 态误差 $\times \% y_{ref_2}$	恢复时 间(s)
动态抗 扰-最优 极点配 置法	$Q=I \ R=I \ \Lambda=\text{diag}(1,4)$ $\alpha_1=10000 \ \alpha_4=1$	18.5	0.85	12.48	1.15	0	0.35	8.86	0.9
	$Q=I \ R=I \ \Lambda=\text{diag}(1,10)$ $\alpha_1=10000 \ \alpha_4=1$	18.88	0.85	16.25	1.1	0	0.4	6.83	0.8
最优极 点配置 法	$Q=I \ R=I$	19.3	0.85	18.49	1.05	0	0.35	8.3	0.8
	$Q=\text{diag}(1,1,1,10,10)$ $R=I$	19.5	0.85	19.97	1.05	0	0.4	8.7	0.8
极点配置法		16.76	1.0	21.36	1.15	0	0.4	7.25	0.35

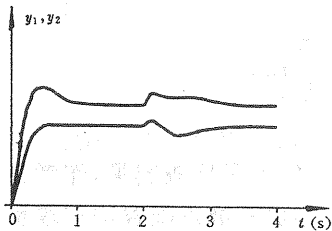


图1 动态抗扰-最优极点配置法

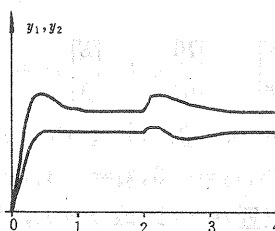


图2 最优极点配置法

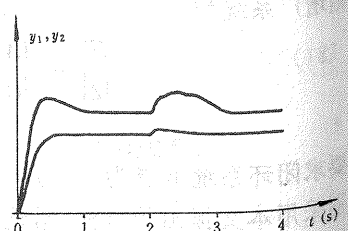


图3 极点配置法

结 语

- 1) 比较仿真结果可知,按本文提出的动态抗扰-最优极点配置法设计的鲁棒控制器,其抗扰特性优于按极点配置法和最优极点配置法设计的鲁棒控制器。
- 2) 按动态抗扰-最优极点配置法设计的鲁棒控制系统,既有好的快速性、鲁棒性、稳态跟踪性,又有较强的动态抗扰能力,这正是工程师们所期望的。
- 3) 本文提出的设计方法,将极点配置和参数优化分为两个独立的步骤进行,寻优不影响已配置的极点,与文[3]提出的方法相比,大大减少了设计工作量。
- 4) 权系数 α_d, α_q 一般按下式选取:

$$\alpha_q \tilde{J}_q(\hat{K}_3(0)) \approx \alpha_d \tilde{J}_d(\hat{K}_3(0)).$$

式中 $\hat{K}_3(0)$ 为 $\hat{K}_3$ 寻优的初值。一般 $\tilde{J}_d$ 远大于 $\tilde{J}_q$, 所以选 $\alpha_d = 1, \alpha_q \approx \frac{\tilde{J}_d(\hat{K}_3(0))}{\tilde{J}_q(\hat{K}_3(0))}$ 。若侧重于动态抗扰,则选 $\alpha_q < \frac{\tilde{J}_d(\hat{K}_3(0))}{\tilde{J}_q(\hat{K}_3(0))}$ 。若侧重于快速性和花较少的控制能量,则选 $\alpha_q > \frac{\tilde{J}_d(\hat{K}_3(0))}{\tilde{J}_q(\hat{K}_3(0))}$ 。

5) Δ 为对角阵,增大某个对角元素,相应输出分量的抗扰能力增强,而其余输出分量的抗扰能力相对减小。利用 Δ ,可实现输出的选择抗扰。

参 考 文 献

- [1] Davison, E. J., Goldenberger, A.. Robust Control of a General Servomechanism Problem; The Servo-computer. Automatica, 1975, 11: 461—471
- [2] 刘国荣. 鲁棒复合控制器的设计. 自动化与仪器仪表, 1986, 21(1): 9—15
- [3] Shah, S. L., Seborg, D. E. and Fisher, D. G.. Disturbance Minimization and Pole Assignment in Linear Systems with Applications to Observer Design. Proc. of 1977 JACC, 1686—1694
- [4] David G. Luenberger. Canonical Forms for Linear Multivariable Systems. IEEE, Trans. On Auto. Contr., 1967, 12: 290—293
- [5] 曹长修, 唐小我. 线性多变量系统设计自由度利用的探讨. 控制理论与应用, 1987, 4(1): 83—89

A Optimization Design Method of Rejecting Disturbance

Liu Guorong

(Xiangtan Institute of Machinery and Electricity Technology)

Abstract, For multi-input linear system, state feedback matrix to assign a set of closed loop poles is not unique. This paper deals with how to make use of freedoms of selecting feedback matrix to develop the ability of dynamic disturbance rejection of the closed loop system, A dynamic disturbance rejection-optimal pole assignment method is presented. By the method, pole assignment and parameter optimization can be finished in two individual steps and quantity of calculating is less.

Key word: disturbance rejection; pole assignment; optimization; robust control