

文章编号 1004-924X(2008)02-0221-08

基于采样控制理论的光电跟踪伺服系统内模控制

张文博, 范大鹏, 朱华征

(国防科学技术大学 机电工程与自动化学院, 湖南 长沙 410073)

摘要:针对外部扰动对光电跟踪伺服系统精度的影响,对稳定回路提出了一种两自由度内模控制,将控制器的设计转化为标准的 H_{∞} 优化问题,使得系统对模型误差及参数摄动具有较强的鲁棒性。采用 jump 变换、提升操作等采样控制系统的理论与方法来优化设计相应的鲁棒控制器,综合考虑了系统的多采样率行为及采样点间的动态特性。仿真结果表明,相比于传统的鲁棒控制器设计方法,所设计的多采样率控制器的鲁棒性能指标为 1.413 5,能够更真实地反映光电跟踪伺服系统的多采样率特性对系统鲁棒性能的影响,且具有较高的指令跟踪精度及较强的扰动抑制性能。本文的研究为高精度光电跟踪伺服控制系统的设计提供了新方法。

关键词:光电跟踪;伺服系统;内模控制;鲁棒控制;采样控制

中图分类号:TJ765 文献标识码:A

Internal model control for electro-optical tracking servo system based on sampled-data control theory

ZHANG Wen-bo, FAN Da-peng, ZHU Hua-zheng

(College of Mechatronics Engineering and Automation, National University of Defense Technology, Changsha 410073, China)

Abstract: A kind of Two-Degree-of-Freedom(TDF) Internal Model Controller(IMC) for electro-optical tracking servo system is presented. By converting the design of the controller to a H_{∞} optimization problem, the system can obtain good robust performance. With considering the dynamic behavior between sampling time and multi-rate signals in system, the sampled-data control techniques such as jump transform, lifting and so on are used to the synthesis of robust controller. The simulation results show that, compared with traditional robust controller, the designed multi-rate controller can achieve robust performance to 1.413 5, which can authentically reflect the multi-rate characteristic of the control system for electro-optical tracking. The simulation results also show that the designed internal model controller not only can guarantee a good disturbance attenuation as well as the tracking performance, but also can finally satisfy speed control requirement for high-performance linear servo systems. By this way, this paper gives a new method to design the controller for electro-optical tracking servo system.

Key words: electro-optical tracking; servo system; internal model control; robust control; sampling control

收稿日期:2007-08-30;修订日期:2007-11-20.

基金项目:国防科技预研基金资助项目(No. 10401020202a)

1 引言

光电跟踪技术是精确制导武器的核心技术之一,用于完成对目标的自动搜索、识别与跟踪。伺服系统是光电跟踪系统的关键组成部分,其性能直接决定光电跟踪系统的测量和跟踪精度。影响伺服系统性能的因素主要有两方面:一方面是系统模型的不确定性,如负载变化、电机数学模型的近似等;另一方面为外部扰动力矩,如弹体耦合干扰力矩、摩擦力矩及线缆约束力矩等。因此,研究鲁棒性强、跟踪精度高的控制策略是光电跟踪伺服系统设计的关键。传统的控制器设计方法在光电跟踪伺服系统中难以取得令人满意的效果,原因主要有两点:(一)控制器的设计是在连续时间域内进行,然后将所设计的连续控制器离散化得到相应的数字控制器,或者先将连续被控对象离散化,在离散时间域内设计数字控制器,这两种设计方法都只考虑了采样点上系统的动态行为,不可避免地要丢失采样时刻间系统的信息;(二)光电跟踪伺服系统是一个复杂的多回路多变量控制系统,不同回路的频带不同,系统状态变量的变化

快慢亦不同,且受到硬件条件的限制,不同回路的检测装置的采样频率也不相同,因此,光电跟踪伺服系统是一个典型的多采样率控制系统,传统的控制器设计方法在这类多速率控制系统中难以达到较好的性能指标。基于上述考虑,本文针对光电跟踪伺服系统稳定回路提出了一种两自由度内模控制,并将控制器的设计转化为标准的 H_∞ 优化问题,使得系统对模型误差及参数摄动具有较强的鲁棒性。采用 jump 变换、提升操作等采样控制系统的理论与方法来优化设计相应的鲁棒控制器,综合考虑了系统的多采样率特征及采样点间的动态行为。仿真结果表明,所设计的控制系统具有较高的指令跟踪精度及较强的扰动抑制性能。本文的研究为高精度光电跟踪伺服系统的设计提供了新方法。

2 光电跟踪伺服控制系统分析

光电跟踪伺服系统要求具有响应速度快,跟踪精度高及调速范围宽等基本性能指标,因此,伺服控制系统通常由电流回路、稳定回路和跟踪回路构成,其结构如图 1 所示^[1-3]。

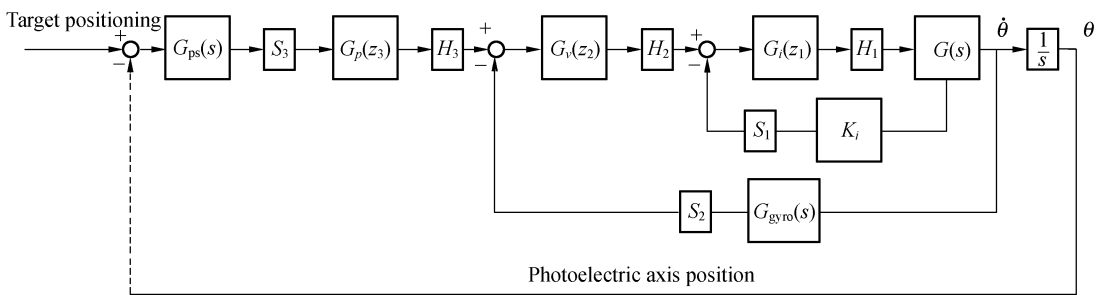


图 1 光电跟踪伺服控制系统三环结构

Fig. 1 Three control loops of electro-optical servo system

$G(s)$ 为被控对象模型, $G_i(z_1)$ 、 $G_v(z_2)$ 和 $G_p(z_3)$ 分别为电流回路、稳定回路和跟踪回路的数字控制器, S_i 和 H_i ($i=1,2,3$) 分别三个控制回路的采样器和零阶保持器, $G_{gyro}(s)$ 为角速率陀螺的传递函数, $G_{ps}(s)$ 为光电跟踪器模型, K_i 为电流环反馈系数。

由图 1 可知,光电跟踪伺服控制系统是一个复杂的多回路多变量控制系统,不同回路的频带特性不同,且系统各状态变量变化快慢也有明显

差异。一般情况下,光电跟踪伺服控制系统电流回路的带宽能够达到 400 Hz 左右,而稳定回路的带宽约为 30 Hz,角跟踪回路带宽一般只有几赫兹。根据线性控制系统理论,采样频率一般选择为系统带宽的 10~20 倍,兼顾系统实现的硬件成本,电流回路的采样频率可选择为 5 kHz,稳定回路的采样频率可选择为 500 Hz,而角跟踪回路的采样频率受光电跟踪器输出信号的限制,通常不高于 50 Hz。因此,光电跟踪伺服控制系统为一

z_3 为系统的性能加权输出信号; $W_i (i=1, 2, 3, r, d, n)$ 为系统的性能加权函数。定义系统的增广输入向量和增广输出向量分别为: $w = [r \quad d \quad n]^T$ 和 $z = [z_1 \quad z_2 \quad z_3]^T$ 。

增广加权系统的控制输入与系统输出表达式为:

$$u = K_1 y_1 + K_2 y_2 = K_1 (W_r r - y_p - W_n n) + K_2 (y_p - y_m + W_n n) = K_1 W_r r + (-K_1 + K_2) y_p + (-K_1 + K_2) W_n n - K_2 y_m, \quad (5)$$

$$y_p = Pu + W_d d, \quad (6)$$

$$y_m = Mu, \quad (7)$$

将式(6~7)代入式(5)可得:

$$u = S_i K_1 W_r r + S_i (-K_1 + K_2) W_d d + S_i (-K_1 + K_2) W_n n, \quad (8)$$

其中, $S_i = [I - (-K_1 + K_2)P + K_2 M]^{-1}$ 。

将式(8)代入式(6)得:

$$y_p = PS_i K_1 W_r r + (I + K_2 M) S_i W_d d + PS_i (-K_1 + K_2) W_n n, \quad (9)$$

系统的输出向量可表示为:

$$z_1 = W_1 y_p = W_1 PS_i K_1 W_r r + W_1 (I + K_2 M) S_i W_d d + W_1 PS_i (-K_1 + K_2) W_n n, \quad (10)$$

$$z_2 = W_2 P u = W_2 PS_i K_1 W_r r + W_2 PS_i (-K_1 + K_2) W_d d + W_2 PS_i (-K_1 + K_2) W_n n, \quad (11)$$

$$z_3 = W_3 u = W_3 S_i K_1 W_r r + W_3 S_i (-K_1 + K_2) W_d d + W_3 S_i (-K_1 + K_2) W_n n, \quad (12)$$

由式(5~12)可得由系统增广输入 $w = [r \quad d \quad n]^T$ 到系统增广输出 $z = [z_1 \quad z_2 \quad z_3]^T$ 的传递函数矩阵为:

$$T_{zw} = \begin{bmatrix} W_1 PS_i K_1 & W_1 (I + K_2 M) S_i W_d & W_1 PS_i (-K_1 + K_2) W_n \\ W_2 PS_i K_1 W_r & W_2 PS_i (-K_1 + K_2) W_d & W_2 PS_i (-K_1 + K_2) W_n \\ W_3 S_i K_1 W_r & W_3 S_i (-K_1 + K_2) W_d & W_3 S_i (-K_1 + K_2) W_n \end{bmatrix}, \quad (13)$$

由式(13)可得增广加权系统 G 的传递函数矩阵为:

$$G_{11} = \begin{bmatrix} 0 & W_1 W_d & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, G_{12} = \begin{bmatrix} W_1 P \\ W_2 P \\ W_3 \end{bmatrix}, G_{21} = \begin{bmatrix} W_r & W_d & W_n \\ 0 & W_d & W_n \end{bmatrix}, G_{22} = \begin{bmatrix} -G \\ G \end{bmatrix}.$$

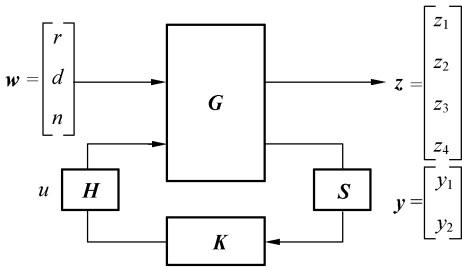


图 4 标准采样系统的 H_∞ 优化问题

Fig. 4 Standard robust optimization of sampled-data system

将两自由度内模控制系统的加权设计化为图 4 所示的标准的采样控制系统的 H_∞ 优化形式^[4]。图 4 中, $S = [S_{y1} \quad S_{y2}]^T$ 和 $H = [H_{y1} \quad H_{y2}]^T$ 分别为前向指令通道及反馈回路的采样器向量和零阶保持器向量。因此, 控制系统优化设计的目标为得到一个内稳定的两维离散控制器 K , 使得闭环系统满足如下性能指标:

$$\| F_l(G, HKS) \|_\infty < \gamma$$

$$\gamma_{\min} = \min_{\text{stabilizing } K} \| F_l(G, HKS) \|_\infty$$

其中: $F_l(G, K) = G_{11} + G_{12}(I - KG_{22})KG_{21}$,

$$G = \begin{bmatrix} G_{11} & G_{12} \\ G_{21} & G_{22} \end{bmatrix}, K = [K_1, K_2].$$

4 多采样率控制系统的 H_∞ 综合

多采样率控制系统的直接设计法难点在于控制系统中同时存在连续信号与多个采样频率的离散信号, 其实质是一个周期时变系统的优化问题。本节的设计过程主要用到文献[5-11]中的结论, 基本思路为: 首先, 应用 jump 变换将连续系统表示成相应的多采样率控制系统; 然后, 对多采样率控制系统进行提升操作, 以考虑系统采样点间的动态行为; 根据内稳定和 H_∞ 范数等价性原理将提升系统离散化为等价的周期时变离散系统; 最后, 通过求解等价离散系统的 H_∞ 优化问题得到所需的鲁棒控制器。

4.1 连续系统的 jump 变换

使用 jump 变换的目的是为了使控制系统的

设计更好的考虑到多采样率系统的本质, 而闭环系统的性能指标能够通过控制器与多速率采样器和保持器的连接的映射关系来真实反映^[5-7]。

对任意时刻 t_k , 定义块对角矩阵 $\mathbf{\Gamma}_k \in R^{n_y \times n_y}$, 如果第 i 个采样通道在 t_k 时刻有采样操作, 则 $\mathbf{\Gamma}_k$ 的第 i 个输入为 1, 否则为 0, 即:

$\mathbf{\Gamma}_k := \text{diag}(g_1(k)\mathbf{I}_{p_1}, g_2(k)\mathbf{I}_{p_2}, \dots, g_p(k)\mathbf{I}_{p_p})$, $\sigma_j^i = t_k$ 时, $g_i(k) = 1$, 否则 $g_i(k) = 0$ 。因此, 可定义多速率采样器 $\mathbf{S}: y \rightarrow \tilde{y}$, 其中 $\tilde{y} = \mathbf{\Gamma}_k y(t_k)$ 。系统的多采样率信息能够用序列 $\mathbf{\Gamma}_k$ 表示, 控制器的设计应该考虑序列 $\mathbf{\Gamma}_k$ 。

同理, 对任意时刻 t_k , 定义块对角矩阵 $\mathbf{\Omega}_k := \text{diag}(r_1(k)\mathbf{I}_{q_1}, r_2(k)\mathbf{I}_{q_2}, \dots, r_q(k)\mathbf{I}_{q_q})$ 如果 $\tau_k^i = 1$, $r_i(k) = 1$, 否则 $r_i(k) = 0$ 。因此, 定义多速率保持器 $\mathbf{H}: \tilde{u} \rightarrow u$, $\xi(t_k^+) = (\mathbf{I} - \mathbf{\Omega}_k)\xi(t_k) + \mathbf{\Omega}_k \tilde{u}_k$, $\xi(t_0) = 0$, 其中, $u(t) = \xi(t)$, $\xi(t_k^+): \lim_{t \rightarrow t_k^+} \xi(t)$ 为 $\xi(t)$ 的左极限, 显然 $\xi(t)$ 为左连续函数。

设连续线性时不变系统的状态空间方程如下:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Ax + B_1 w + B_2 u \\ z &= C_1 x + D_{11} w + D_{12} u \\ y &= C_2 x + D_{21} w + D_{22} u \end{aligned}$$

则多采样率控制系统可表示为由连续系统及多速率采样器和保持器所表示的 jump 系统, 其状态空间描述为:

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{x}}(t) &= \tilde{\mathbf{A}}_1 \tilde{x}(t) + \tilde{\mathbf{B}}_1 w(t) \\ \tilde{x}(t_k^+) &= \tilde{\mathbf{A}}_2(t_k) \tilde{x}(t_k) + \tilde{\mathbf{B}}_2(t_k) \tilde{u}(t_k) \\ z(t) &= \tilde{\mathbf{C}}_1 \tilde{x}(t) + \tilde{\mathbf{D}}_{11} w(t), \tilde{y}(t_k) = \tilde{\mathbf{C}}_2(t_k) \tilde{x}(t_k) \end{aligned}$$

其中, $\tilde{x}(t_0) = 0$, $\tilde{\mathbf{A}}_1 = \begin{bmatrix} A & B_2 \\ 0_{n \times n_u} & 0_{n_u} \end{bmatrix}$, $\tilde{\mathbf{B}}_1 = \begin{bmatrix} B_1 \\ 0_{n_w} \end{bmatrix}$,

$\tilde{\mathbf{C}}_1 = [C_1 \quad D_{12}]$, $\tilde{\mathbf{D}}_{11} = D_{11}$,

$\tilde{\mathbf{A}}_2(t_k) = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_n & 0 \\ 0 & \mathbf{I}_n - \mathbf{\Omega}(t_k) \end{bmatrix}$, $\tilde{\mathbf{B}}_2(t_k) = \begin{bmatrix} 0_{n \times n_u} \\ \mathbf{\Omega}(t_k) \end{bmatrix}$,

$\tilde{\mathbf{C}}_2(t_k) = [\mathbf{\Gamma}(t_k)C_2 \quad \mathbf{\Gamma}(t_k)D_{22}]$ 。

4.2 jump 系统的提升

提升操作是指将一连续信号沿时间轴切成相互连接的分段连续信号。由于提升方法能考虑到系统采样时刻之间的性能, 所以一经提出就成为采样控制系统分析和设计的主要工具^[8-9]。

定义提升算子 $W: L_2[0, \infty) \rightarrow l_2(\{L_2(0, h_k]\})$, 则提升操作为: $\tilde{x} = (Wx) = (\tilde{x}_0, \tilde{x}_1, \tilde{x}_2,$

$\dots)$, 其中 $h_k := t_{k+1} - t_k$, $(\tilde{x}_k)(s) := x(s + h_k)$, $s \in (0, h_k]$ 。

提升系统的状态空间描述如下:

$$\begin{aligned} \hat{x}_{k+1} &= \hat{\mathbf{A}}_k \hat{x}_k + \hat{\mathbf{B}}_{1k} \hat{w}_k + \hat{\mathbf{B}}_{2k} \tilde{u}_k \\ \hat{z}_k &= \hat{\mathbf{C}}_{1k} \hat{x}_k + \hat{\mathbf{D}}_{11k} \hat{w}_k + \hat{\mathbf{D}}_{12k} \tilde{u}_k \\ \hat{y}_k &= \hat{\mathbf{C}}_{2k} \hat{x}_k \end{aligned}$$

其中: $\hat{x}_k = \tilde{x}(t_k)$, $\hat{\mathbf{A}}_k: R^{n+n_u} \rightarrow R^{n+n_u}$, $\hat{\mathbf{B}}_{1k}: L_2[0, h_k) \rightarrow R^{n+n_u}$, $\hat{\mathbf{B}}_{2k}: R^{n_u} \rightarrow R^{n+n_u}$, $\hat{\mathbf{C}}_{1k}: R^{n+n_u} \rightarrow L_2[0, h_k)$, $\hat{\mathbf{C}}_{2k}: R^{n+n_u} \rightarrow R^{n_u}$, $\hat{\mathbf{D}}_{11k}: L_2[0, h_k) \rightarrow L_2(0, h_k)$, $\hat{\mathbf{D}}_{12k}: R^{n_u} \rightarrow L_2[0, h_k)$

则提升系统的状态空间矩阵可由 jump 系统的状态矩阵求得^[5]:

$\hat{\mathbf{A}}_k = e^{h_k \tilde{\mathbf{A}}_1} \tilde{\mathbf{A}}_2(t_k)$,

$\hat{\mathbf{B}}_{1k} \hat{w}_k = \int_{t_k}^{t_{k+1}} e^{\tilde{\mathbf{A}}(\tau-t_k)} \tilde{\mathbf{B}}_1 \hat{w}_k(\tau) d\tau$,

$\hat{\mathbf{B}}_{2k} = e^{h_k \tilde{\mathbf{A}}_1} \tilde{\mathbf{B}}_2(t_k)$,

$\hat{\mathbf{C}}_{2k} = \tilde{\mathbf{C}}_2(t_k)$, $(\hat{\mathbf{C}}_{1k} \hat{x}_k)(t) = \tilde{\mathbf{C}}_1 e^{\tilde{\mathbf{A}}_1(t-t_k)} \tilde{\mathbf{A}}_2(t_k) \tilde{x}_k$, $(\hat{\mathbf{D}}_{11k} \hat{w}_k)(t) = \tilde{\mathbf{D}}_{11} \hat{w}_k(t) +$

$\tilde{\mathbf{C}}_1 \int_{t_k}^t e^{\tilde{\mathbf{A}}_1(\tau-t_k)} \tilde{\mathbf{B}}_1 \hat{w}_k(\tau) d\tau$,

$(\hat{\mathbf{D}}_{12k} \tilde{u}_k)(t) = \tilde{\mathbf{C}}_1 e^{\tilde{\mathbf{A}}_1(t-t_k)} \tilde{\mathbf{B}}_2(t_k) \tilde{u}_k$,

其中, $t \in (t_k, t_{k+1})$ 。提升算子具有保范性, 即提升系统与 jump 系统具有相等的诱导范数^[6]。

4.3 提升系统的等效离散化

提升系统的等效离散化是指: 求得一个输入输出有限维离散系统, 使得该离散系统与提升系统具有相等的诱导范数。有关提升系统的等效离散化计算, 文献[8-11]中都做了详细分析和推导, 这里直接给出相关结论。

设离散系统 \bar{G} 有如下状态空间实现:

$x_{k+1} = \bar{\mathbf{A}}_k \hat{x}_k + \bar{\mathbf{B}}_{1k} \hat{w}_k + \bar{\mathbf{B}}_{2k} \tilde{u}_k$

$z_k = \bar{\mathbf{C}}_{1k} \hat{x}_k + \bar{\mathbf{D}}_{12k} u_k$

$y_k = \bar{\mathbf{C}}_{2k} x_k$

定义 Hamiltonian 矩阵:

$$\mathbf{E} = \begin{bmatrix} -\tilde{\mathbf{A}}_1^* & -\tilde{\mathbf{C}}_1^* \tilde{\mathbf{D}}_{11} \tilde{\mathbf{M}} \tilde{\mathbf{B}}_1^* & -\tilde{\mathbf{C}}_1^* \tilde{\mathbf{L}} \tilde{\mathbf{C}}_1 \\ \tilde{\mathbf{B}}_1 \tilde{\mathbf{M}} \tilde{\mathbf{B}}_1^* & \tilde{\mathbf{A}}_1 + \tilde{\mathbf{B}}_1 \tilde{\mathbf{M}} \tilde{\mathbf{D}}_{11}^* \tilde{\mathbf{C}}_1 \end{bmatrix}$$

其中, $\tilde{\mathbf{L}} = (\mathbf{I} - \tilde{\mathbf{D}}_{11} \tilde{\mathbf{D}}_{11}^*)^{-1}$, $\tilde{\mathbf{M}} = (\mathbf{I} - \tilde{\mathbf{D}}_{11}^* \tilde{\mathbf{D}}_{11})^{-1}$,

令 $\mathbf{Q}_k = e^{h_k \mathbf{E}}$, 将 \mathbf{Q}_k 分解为:

$$\mathbf{Q}_k = \begin{bmatrix} \mathbf{Q}_{11k} & \mathbf{Q}_{12k} \\ \mathbf{Q}_{21k} & \mathbf{Q}_{22k} \end{bmatrix}$$

则离散系统 \bar{G} 的状态空间矩阵由下列关系式计算求得:

$$\bar{B}_{1k}\bar{B}_{1k}^* = Q_{21k}Q_{11k}^{-1},$$

$$\begin{bmatrix} \bar{C}_{1k}^* \\ \bar{D}_{12k}^* \end{bmatrix} [\bar{C}_{1k} \quad \bar{D}_{12k}] = -$$

$$\begin{bmatrix} \tilde{A}_2(t_k)^* \\ \tilde{B}_2(t_k)^* \end{bmatrix} Q_{11k}^{-1} Q_{12k} [\tilde{A}_2(t_k) \quad \tilde{B}_2(t_k)],$$

$$\bar{A}_k = Q_{11k}^{-1} \tilde{A}_2(t_k), \bar{B}_{2k} = Q_{11k}^{-1} \tilde{B}_2(t_k),$$

$$\bar{C}_{2k} = \bar{C}_2(t_k).$$

定理 1^[5] 对于离散系统 \bar{G} 与多采样率控制系统 G , 如下两个条件等价:

(1) 控制器稳定离散系统 \bar{G} , 且满足:

$$\|F_l(\bar{G}, K)\|_{l_2 \rightarrow l_2} < 1;$$

(2) 控制器 K 稳定多采样率系统 G , 且满足:

$$\|F_l(G, HKS)\|_{l_2 \rightarrow l_2} < 1.$$

定理 1 表明: 多采样率控制系统 G 的鲁棒优化问题可等效为离散系统 \bar{G} 的鲁棒控制器求解。

4.4 周期时变离散系统的 H_∞ 综合

$$\begin{bmatrix} \frac{N^R}{0} & 0 \\ 0 & I \end{bmatrix}^* \begin{bmatrix} \underline{A}R\underline{A}^* - \tilde{Z}^* r \tilde{Z} & \underline{A}\bar{R}\underline{C}_1^* & \underline{B}_1 \\ \underline{C}_1 R \underline{A}^* & \underline{C}_1^* R \underline{C}_1 - I & 0 \\ \underline{B}_1^* & 0 & -I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{N^R}{0} & 0 \\ 0 & I \end{bmatrix} < 0$$

$$\begin{bmatrix} \frac{N^S}{0} & 0 \\ 0 & I \end{bmatrix}^* \begin{bmatrix} \underline{A}^* \tilde{Z}^* S \tilde{Z} \underline{A} - S & \underline{A}^* \tilde{Z}^* S \tilde{Z} \underline{B}_1 & \underline{C}_1^* \\ \underline{B}_1^* \tilde{Z}^* S \tilde{Z} \underline{A} & \underline{B}_1^* \tilde{Z}^* S \tilde{Z} \underline{B}_1 - I & 0 \\ \underline{C}_1 & 0 & -I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{N^S}{0} & 0 \\ 0 & I \end{bmatrix} < 0$$

$$\begin{bmatrix} R & I \\ I & S \end{bmatrix} \geq 0$$

定理 2 为周期时变离散系统的 H_∞ 控制器存在条件, 其实质为求解 j 组耦合的线性矩阵不等式, 从而求得满足约束条件的块对角矩阵 R 和 S 。则多采样率控制系统鲁棒优化问题最终可归结为求解 j 个离散系统的 H_∞ 控制器。

5 仿真实验

由上节分析可知, 多采样率控制系统的鲁棒综合过程相当复杂和繁琐, 涉及 jump 变换、提升操作、等效离散化以及周期时变离散系统的 H_∞ 优化等过程。本文的设计应用了斯坦福大学 Lall 教授所提供的“LTV Synthesis tools”工具箱, 该工具箱可方便实现上述过程的计算。

光电跟踪伺服系统稳定回路的标称数学模型为:

令 4.3 节所求得的周期时变离散系统 \bar{G} 的参数矩阵为如下块对角阵:

$$\underline{A} = \text{diag}\{\bar{A}_0, \dots, \bar{A}_{j-1}\}, \underline{B}_1 = \text{diag}\{\bar{B}_{1,0}, \dots, \bar{B}_{1,j-1}\},$$

$$\underline{B}_2 = \text{diag}\{\bar{B}_{2,0}, \dots, \bar{B}_{2,j-1}\}, \underline{C}_1 = \text{diag}\{\bar{C}_{1,0}, \dots, \bar{C}_{1,j-1}\},$$

$$\underline{C}_2 = \text{diag}\{\bar{C}_{2,0}, \dots, \bar{C}_{2,j-1}\}, \underline{D}_{12} = \text{diag}\{\bar{D}_{12,0}, \dots, \bar{D}_{12,j-1}\},$$

$$\underline{N}^R = \text{diag}\{\bar{N}_0^R, \dots, \bar{N}_{j-1}^R\}, \underline{N}^S = \text{diag}\{\bar{N}_0^S, \dots, \bar{N}_{j-1}^S\},$$

$$\text{移位矩阵为 } \tilde{Z} = \begin{bmatrix} 0 & \dots & 0 & I \\ I & \ddots & & 0 \\ & \ddots & \ddots & \\ & & \ddots & I \end{bmatrix},$$

其中, 系统周期 j 等于多采样率控制系统中的最高采样频率除以最低采样频率。

定理 2^[7] \bar{G} 为周期时变离散系统, 周期为 j 。则存在一个离散控制器 K , 使得闭环系统稳定且满足 $\|F_l(\bar{G}, K)\|_{l_2 \rightarrow l_2} < 1$, 当且仅当存在块对角矩阵 $R > 0$ 和 $S > 0$ 满足如下 LMI:

$$G_v(s) = \frac{87\ 571.4}{(s+111.9)(s+3.971)}$$

在 H_∞ 优化设计中, 权函数的选择至关重要。通过合理的选择权函数, 可使闭环系统按照期望的规律变化, 保证系统具有较强的鲁棒性、较高指令跟踪精度及良好的抗干扰和抑制噪声能力。本文中, 权函数 W_1 用于保证系统精确跟踪输入信号, 制约输出端的扰动, 一般选为高增益低通滤波器形式, 以使系统具有良好的指令跟踪能力和抗干扰能力; 权函数 W_2 用于被控对象的输出加权, 与对象的高频未建模动态特性有关, 如输出端乘性不确定性及系统闭环带宽, 反映系统的鲁棒性限制, W_2 通常具有高通滤波特性; 权函数 W_3 用于对控制信号进行加权, 以限制控制信号的幅值, 满足执行机构的工程约束要求; 权函数 W_r 用于形成期望的参考输入信号, 也可用于指令通道的增益调节, 通常取为常数; 权函数 W_d 用于表示实

际扰动信号的频率及幅值,通常具有带通特性;权函数 W_n 用于描述系统测量噪声信号的频率及幅值。

根据上述权函数的选取方法,本文的权函数选为:

$$W_1 = \frac{0.1s+90}{s+0.01}, W_2 = \frac{10.5(s+1)}{0.1s+1000},$$

$$W_3 = 0.05, W_r = 1.0,$$

$$W_d = 0.002, W_n = 0.00001.$$

设指令信号的采样周期为 20 ms,反馈回路的采样周期为 2 ms,设系统的极点摄动范围为其标称值的 5%。多采样率控制系统的 H_∞ 优化最终目标值为 1.4135,所设计出的两自由度内模控制器阶数为 8,其性能如图 5、6 所示。

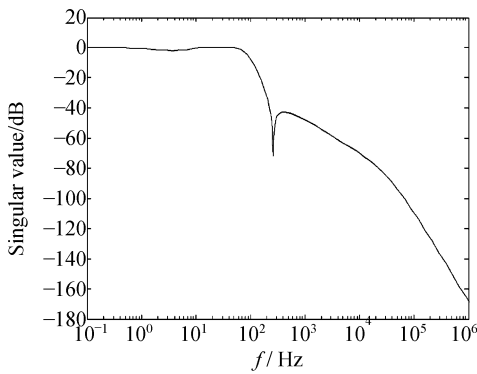


图 5 两自由度控制系统指令跟踪性能

Fig. 5 Tracking performance of TDF IMC

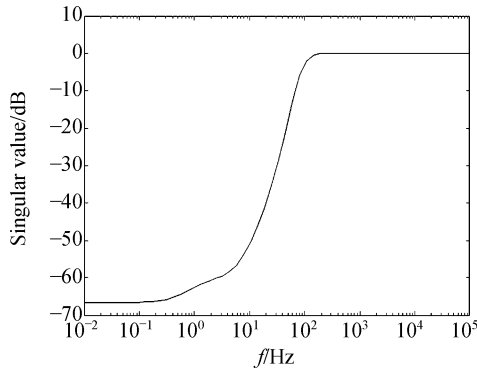


图 6 两自由度控制系统扰动抑制性能

Fig. 6 Performance of disturbance attenuation of TDF IMC

需要说明的是采用连续域 H_∞ 优化方法得到的控制系统性能指标为 1.2142,其鲁棒性能优于多采样率控制系统。但是连续控制系统是采样控制系统的一种理想情况,是系统中的所有采样

周期均趋于零时的极限。连续域鲁棒控制系统设计方法没有考虑采样环节对系统鲁棒性能带来的损失,更无法顾及不同通道的采样率差异给系统性能带来的影响,具有局限性。将连续两自由度 H_∞ 控制器按各自通道的采样频率离散后得到的离散控制系统的鲁棒性能指标为 1.8341,其鲁棒性能劣于多采样率控制系统。

采用 Matlab/simulink 软件对所设计的多采样率 H_∞ 控制器及连续域设计出的 H_∞ 控制器(离散后)进行对比仿真验证。对系统施加幅值为 1° ,频率为 3 Hz 的正弦扰动,系统的阶跃响应和正弦指令跟踪仿真结果如图 7、8 所示。

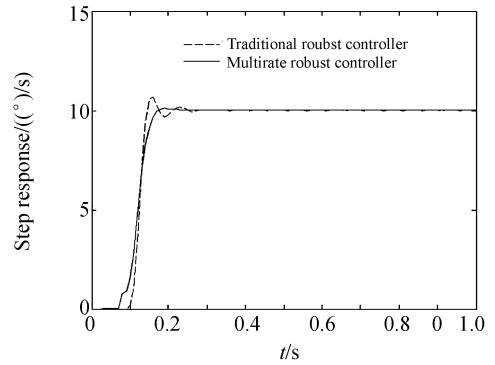


图 7 外部扰动下系统的阶跃响应

Fig. 7 Step response of system with disturbance

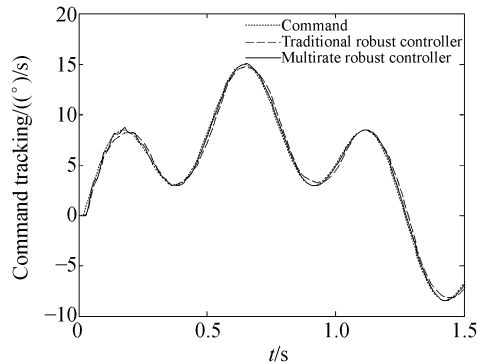


图 8 外部扰动下系统的指令跟踪性能

Fig. 8 Command tracking performance of system with disturbance

由上述仿真结果知,所设计出的两自由度内模控制器同时具有较高的指令跟踪精度及较强的扰动抑制性能。与传统的鲁棒控制器相比,所设计出的多采样率 H_∞ 内模控制器对模型误差及参数摄动具有更强的鲁棒性。

6 结 论

针对外部扰动对光电跟踪伺服系统精度的影响,对稳定回路提出了一种两自由度内模控制,将控制器的设计转化为标准的 H_∞ 优化问题,使得系统对模型误差及参数摄动具有较强的鲁棒

性。采用 jump 变换、提升操作等采样控制系统的理论与方法来优化设计相应的鲁棒控制器,综合考虑了系统的多采样率特征及采样点间的动态行为。理论和仿真结果表明,所设计的控制系统具有较高的指令跟踪精度及较强的扰动抑制性能,从而为高精度光电跟踪伺服控制系统的设计提供了新方法。

参考文献:

- [1] 范大鹏,张智永,范世珣,等. 光电稳定跟踪装置的稳定机理分析研究[J]. 光学 精密工程, 2006, 14(4): 673-680.
FAN D P, ZHANG ZH Y, FAN SH X, *et al.*. Research of basic principles of E-O stabilization and tracking devices[J]. *Opt. Precision Eng.*, 2006, 14(4): 673-680. (in Chinese)
- [2] 刘岩,李友一,陈占军,等. 模型参考自适应滑模控制方法在前向像移补偿中的应用[J]. 光学 精密工程, 2007, 15(6): 983-987.
LIU Y, LI Y Y, CHEN ZH J, *et al.*. Application of model reference adaptive sliding mode control to forward compensation system in camera[J]. *Opt. Precision Eng.*, 2007, 15(6): 983-987. (in Chinese)
- [3] 李文军,陈涛. 光电跟踪系统噪声分析及其抑制[J]. 光学 精密工程, 2007, 15(2): 254-260.
LI W J, CHEN T. Analysis and restraining of random noise of optoelectronic tracking system[J]. *Opt. Precision Eng.*, 2007, 15(2): 254-260. (in Chinese)
- [4] LEE H P, HWANG H Y. Two-degree-of-freedom robust control of a seeker scan loop system[C]. *AIAA Guidance Navigation and Control Conference. San Diego, CA*, 1996: 29-31.
- [5] SANJAY L, GEIR D. An LMI solution to the robust synthesis problem for multi-rate sampled-data systems[J]. *Automatica*, 2001(37): 1909-1922.
- [6] DULLERUD G, LALL S. Asynchronous hybrid systems with jumps analysis and synthesis methods[J]. *Systems and Control Letters*, 1999(37): 61-69.
- [7] DULLERUD G, LALL S. A new approach for analysis and synthesis of time-varying systems[J]. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 1999(44): 1486-1497.
- [8] BAMIEH B, PEARSON J B, FRANCIS B A, *et al.*. A lifting technique for linear periodic systems with applications to sampled-data control[J]. *Systems and Control Letters*, 1991(17): 79-88.
- [9] BAMIEH B A, PEARSON J B. A general framework for linear periodic systems with applications to H-infinity sampled data control[J]. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 1992(37): 418-435.
- [10] CHEN T, FRANCIS B A. H-infinity optimal sampled-data control: computation and design[J]. *Automatica*, 1996(32): 223-228.
- [11] CHEN T, QIU L. H-infinity design of general multirate sampled-data control systems[J]. *Automatica*, 1994(30): 1139-1152.

作者简介:张文博(1979—),男,博士研究生,研究方向为光电跟踪伺服系统的多采样率测控理论。E-mail: zhangwenbo188@sina.com

朱华征(1978—),男,博士研究生,研究方向为光电跟踪伺服系统测控理论与技术。

范大鹏(1964—),男,博士,教授,博士生导师,研究领域为精密工程与计算机控制、机电系统先进测控理论与技术。