

文章编号: 1001-0920(2008)09-1021-04

线性控制系统窗口频域分析与设计

马国梁, 王道波

(南京航空航天大学 自动化学院, 南京 210016)

摘要: 针对局部频率范围提出了窗口 H 范数的新概念, 指出传统 H 范数是窗口 H 范数的特例. 利用 GKYP 引理证明了广义界实定理, 研究了线性控制系统在窗口频域的性能分析问题. 基于近似模型匹配原则和广义界实定理, 将控制器设计问题转化为窗口 H 范数优化问题. 仿真实例表明, 窗口 H 范数适于窗口频域的线性控制系统分析和设计.

关键词: 窗口频域; 窗口 H 范数; GKYP 引理; 广义界实定理; 近似模型匹配

中图分类号: TP273 **文献标识码:** A

Analysis and design of linear control systems in window frequency domain

MA Guo-liang, WANG Dao-bo

(College of Automation Engineering, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 210016, China.

Correspondent: MA Guo-liang, E-mail: mgljob@163.com)

Abstract: A new conception of window H norm for local frequency range is presented, and it is stated that traditional H norm is a special case of window H norm. Generalized bounded real theorem is proved by using GKYP lemma, and performance analysis problems of linear control systems are investigated in window frequency domain. The controller design problems of linear control systems are converted into window H norm optimization problems based on approximate model matching principle and generalized bounded real theorem. Simulation examples demonstrate that the window H norm is suitable for the analysis and design of linear control systems in window frequency domain.

Key words: Window frequency domain; Window H norm; GKYP lemma; Generalized bounded real theorem; Approximate model matching

1 引言

以 LQG 最优控制理论为代表的现代线性系统理论, 完全依赖于被控对象的精确数学模型^[1], 因而一直未能得到广泛的工程应用. Zames 和 Doyle 明确地考虑了数学模型与实际对象的差别, 逐步建立起 H 控制理论^[2,3], 使其广泛应用于控制系统理论分析和设计.

H 范数是一个全频域的性能指标, 有时也通过对传递函数矩阵进行频率加权, 以凸显局部频率范围的特性. 例如平衡模型降阶中的频率加权方法^[4,5], 但这种频率加权并非严格意义上考虑局部频率范围. 工程上的设计指标经常是以局部频率范围的形式给出的, 因此传统的 H 范数及界实引理并不适合于在局部频率范围对控制系统进行分析和

设计.

Iwasaki 等研究了线性系统的多频段理论, 其重要贡献是提出了 GKYP 引理^[6-9]. 本文的主要目的是在 Iwasaki 等的研究基础上, 针对局部频率范围并基于 GKYP 引理, 进一步发展线性控制系统的分析设计方法, 面向窗口频域提出了窗口 H 范数这一新概念, 讨论了窗口 H 范数的一些优点和性质; 基于 GKYP 引理给出了广义界实定理及其对偶形式, 并基于模型匹配原则研究了线性控制系统在窗口频域的设计问题. 应用实例表明, 窗口 H 范数便于线性系统在窗口频域的分析 and 设计.

2 预备知识

对于传递函数矩阵 $G(s) = C(sI - A)^{-1}B + D$, $G(s)$ 的 H 范数定义为

收稿日期: 2007-06-26; 修回日期: 2007-10-08.

作者简介: 马国梁(1976—), 男, 内蒙古托县人, 博士后, 从事飞行控制、航天器姿态控制的研究; 王道波(1957—), 男, 河北易县人, 教授, 博士生导师, 从事无人机飞行控制与仿真、高精度伺服控制等研究.

$$G(s) = \sup_R \max(G(j)), \quad (1)$$

其中 \max 表示最大奇异值.

引理 1 (GKYP 引理)^[6] 定义有理函数

$$G(s) = (I - A)^{-1}B. \quad (2)$$

其中 $A \in \mathbb{C}^{n \times n}, B \in \mathbb{C}^{n \times m}$. 给定 Hermitian 矩阵 $C \in \mathbb{C}^{(n+m) \times (n+m)}$, 复数集合

$$W = \left\{ (s, \omega) = \left(C \begin{bmatrix} j \\ 1 \end{bmatrix}^H \begin{bmatrix} j \\ 1 \end{bmatrix} = 0, \begin{bmatrix} j \\ 1 \end{bmatrix}^H \begin{bmatrix} j \\ 1 \end{bmatrix} > 0 \right) \right\}, \quad (3)$$

其中 Hermitian 矩阵 $C \in \mathbb{C}^{2 \times 2}$. 如果 $\det(I - A) \neq 0 (\forall (s, \omega) \in W)$, 则下列条件等价:

1) $\forall (s, \omega) \in W$

$$\begin{bmatrix} G(s) \\ I \end{bmatrix}^H \begin{bmatrix} G(s) \\ I \end{bmatrix} < 0; \quad (4)$$

2) 存在 Hermitian 矩阵 P 和 Q , 满足 $Q > 0$, 且

$$\begin{bmatrix} A & B \\ I & 0 \end{bmatrix}^H \left(\begin{bmatrix} 0 & P \\ P & 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} A & B \\ I & 0 \end{bmatrix} \otimes Q \right) < 0. \quad (5)$$

当 A, B, P 和 Q 为实矩阵时, P 和 Q 也相应变为实矩阵.

3 主要结果

3.1 窗口 H 范数定义

定义 1 如果性能指标为

$$G(s) \big|_W = \sup_W \max(G(j)), \quad (6)$$

则称 $G(s) \big|_W$ 为 $G(s)$ 的窗口 H 范数, 其中 $W \subseteq \mathbb{R}$ 为窗口频域集合.

由定义 1 知, 窗口 H 范数具有如下基本性质:

$$G(s) \big|_W = G(s) \big|_W. \quad (7)$$

W 的作用是以子集形式在整个频域开一个窗口, 当 $W = \mathbb{R}$ 时, 窗口 H 范数与传统 H 范数相等, 因此传统 H 范数属于窗口 H 范数的特例. 对于 SISO 系统, 窗口 H 范数的物理意义是 Bode 图中幅值曲

表 1 W - 对应关系

W	
$l \ll \omega \ll \tilde{l}$ (低频)	$\begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & -\tilde{l}^2 \end{bmatrix}$
$0 \ll \omega \ll \tilde{l}$ (低频)	$\begin{bmatrix} -1 & -j\tilde{l}/2 \\ j\tilde{l}/2 & 0 \end{bmatrix}$
$\tilde{l} \ll \omega \ll \tilde{h}$ (中频)	$\begin{bmatrix} -1 & j(\tilde{l} + \tilde{h})/2 \\ -j(\tilde{l} + \tilde{h})/2 & -\tilde{l}\tilde{h} \end{bmatrix}$
$\tilde{h} \ll \omega \ll \tilde{h}$ (高频)	$\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -\tilde{h}^2 \end{bmatrix}$
$\tilde{h} \ll \omega \ll \tilde{h}$ (高频)	$\begin{bmatrix} 0 & j \\ -j & -2\tilde{h} \end{bmatrix}$

线在窗口频域 W 内的最大值.

为了便于论述, W 统一采用如下形式表示:

$$W = \left\{ \begin{bmatrix} j \\ 1 \end{bmatrix}^H \begin{bmatrix} j \\ 1 \end{bmatrix} > 0 \right\}. \quad (8)$$

当 Hermitian 矩阵 $C \in \mathbb{C}^{2 \times 2}$ 取不同值时, 将对应于不同的窗口频域集合. 常见的几种情况如表 1 所示.

3.2 线性控制系统窗口频域分析

首先给出 GKYP 引理在窗口频域的两个推论:

推论 1 给定 $G(j\omega) = (j\omega I - A)^{-1}B$, $A \in \mathbb{R}^{n \times n}, B \in \mathbb{R}^{n \times m}$, Hermitian 矩阵 $C \in \mathbb{C}^{(n+m) \times (n+m)}$, 集合 W 如式(8)所示, 其中 Hermitian 矩阵 $C \in \mathbb{C}^{2 \times 2}$.

如果 $\det(j\omega I - A) \neq 0 (\forall \omega \in W)$, 则下列条件等价:

1) $\forall \omega \in W$

$$\begin{bmatrix} G(j\omega) \\ I \end{bmatrix}^H \begin{bmatrix} G(j\omega) \\ I \end{bmatrix} < 0; \quad (9)$$

2) 存在 Hermitian 矩阵 P 和 Q , 满足 $Q > 0$, 且

$$\begin{bmatrix} A & B \\ I & 0 \end{bmatrix}^T \left(\begin{bmatrix} 0 & P \\ P & 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} A & B \\ I & 0 \end{bmatrix} \otimes Q \right) < 0. \quad (10)$$

证明 令 $j = j\omega$, 则 j 是实部为 0 的复数, 而实部为 0 等价于 $j^H + j = 0$, 写成矩阵形式为

$$\begin{bmatrix} j \\ 1 \end{bmatrix}^H \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} j \\ 1 \end{bmatrix} = 0. \quad (11)$$

由 W 有 $(s, \omega) \in W$, 其中 $\begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$. 应用引理 1, 注意到实矩阵的转置与共扼转置相等, 易知推论 1 成立, 且当 A 和 B 为实矩阵时, P 和 Q 也相应变为实矩阵.

推论 2 给定 $G(j\omega) = C(j\omega I - A)^{-1}$, $A \in \mathbb{R}^{n \times n}, C \in \mathbb{R}^{p \times n}$, Hermitian 矩阵 $C \in \mathbb{C}^{(n+p) \times (n+p)}$, 集合 W 如式(8)所示, 其中 Hermitian 矩阵 $C \in \mathbb{C}^{2 \times 2}$, 如果

$\det(j\omega I - A) \neq 0 (\forall \omega \in W)$, 则下列条件等价:

1) $\forall \omega \in W$

$$[G(j\omega) \ I] [G(j\omega) \ I]^H < 0; \quad (12)$$

2) 存在 Hermitian 矩阵 P 和 Q , 满足 $Q > 0$, 且

$$\begin{bmatrix} A & I \\ C & 0 \end{bmatrix}^T \left(\begin{bmatrix} 0 & P \\ P & 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} A & I \\ C & 0 \end{bmatrix} \otimes Q \right) < 0. \quad (13)$$

证明 由于 $\begin{bmatrix} j \\ 1 \end{bmatrix}^H \begin{bmatrix} j \\ 1 \end{bmatrix}$ 为标量, 则有

$$\begin{bmatrix} j \\ 1 \end{bmatrix}^H \begin{bmatrix} j \\ 1 \end{bmatrix} = \left(\begin{bmatrix} j \\ 1 \end{bmatrix}^H \begin{bmatrix} j \\ 1 \end{bmatrix} \right)^T = \begin{bmatrix} -j & 1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix}^H \begin{bmatrix} -j \\ 1 \end{bmatrix}. \quad (14)$$

令 $\tilde{W} = \left\{ -R \begin{bmatrix} j \\ 1 \end{bmatrix}^H \begin{bmatrix} j \\ 1 \end{bmatrix} \right\}$, 则

$\det(jI - A) > 0 (\forall W)$ 等价于 $\det(j\bar{I} - A) > 0 (\forall \bar{W})$. 推论 2 条件 1) 等价于 $\forall \bar{W} \in \tilde{W}$, 使得下式成立:

$$[G(-j\bar{W}) \quad I] [G(-j\bar{W}) \quad I]^H < 0. \quad (15)$$

式(15) 等价于

$$\begin{bmatrix} G^H(-j\bar{W}) \\ I \end{bmatrix}^H \begin{bmatrix} G^H(-j\bar{W}) \\ I \end{bmatrix} < 0, \quad (16)$$

其中 $G^H(-j\bar{W}) = (j\bar{I} - A^T)^{-1} C^T$. 根据推论 1, 推论 2 条件 1) 成立等价于: 存在 Hermitian 矩阵 P 和 Q , 满足 $Q > 0$ 且式(13) 成立, 故推论 2 成立.

基于推论 1 可得如下结果:

定理 1 给定集合 W 如式 (8) 所示, 如果 $\det(jI - A) > 0 (\forall W)$, 则窗口 H 范数 $G(s) \Big|_W = C(sI - A)^{-1}B + D \Big|_W < \gamma$ 的充要条件是: 存在 Hermitian 矩阵 P 和 Q , 满足 $Q > 0$, 且

$$\begin{bmatrix} A & B \\ I & 0 \end{bmatrix}^T \left[\begin{bmatrix} 0 & P \\ P & 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \gamma & 0 \\ 0 & -\gamma \end{bmatrix} \otimes Q \right] \begin{bmatrix} A & B \\ I & 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} C^T C & C^T D \\ D^T C & D^T D - \gamma^2 I \end{bmatrix} < 0, \quad (17)$$

其中 A, B, C, D 为维数适当的实矩阵. 当 γ 和 γ 为实矩阵时, P 和 Q 也相应变为实矩阵.

证明 根据定义 1, $G(s) \Big|_W < \gamma$ 等价于

$$\sup_W \max (G(j\omega)) < \gamma. \quad (18)$$

由最大奇异值的定义, 可知式(18) 等价于

$$G^H(j\omega) G(j\omega) < \gamma^2 I, \quad \forall \omega \in W. \quad (19)$$

将 $G(j\omega) = C(jI - A)^{-1}B + D$ 代入式(19), 有

$$\begin{aligned} & (C(jI - A)^{-1}B + D)^H \times \\ & (C(jI - A)^{-1}B + D) - \gamma^2 I < 0, \\ & \forall \omega \in W. \end{aligned} \quad (20)$$

式(20) 可整理为如下矩阵形式:

$$\begin{bmatrix} (jI - A)^{-1}B \\ I \end{bmatrix}^H \begin{bmatrix} C^T C & C^T D \\ D^T C & D^T D - \gamma^2 I \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} (jI - A)^{-1}B \\ I \end{bmatrix} < 0, \quad \forall \omega \in W. \quad (21)$$

取 $\tilde{W} = \left\{ \begin{bmatrix} C^T C & C^T D \\ D^T C & D^T D - \gamma^2 I \end{bmatrix} \right\}$, 根据推论 1, 当 $\det(jI - A) > 0 (\forall W)$ 时, 式(21) 成立的充要条件是: 存在 Hermitian 矩阵 P 和 Q , 满足 $Q > 0$ 且式(17) 成立, 即定理 1 成立.

为与传统的界实引理^[4,5] 相对应, 称定理 1 为窗口频域的广义界实定理. 根据推论 2, 可进一步得到定理 1 的对偶形式, 即有如下定理:

定理 2 给定集合 W 如式 (8) 所示, 如果

$\det(jI - A) > 0 (\forall W)$, 则窗口 H 范数 $G(s) \Big|_W = C(sI - A)^{-1}B + D \Big|_W < \gamma$ 的充要

条件是: 存在 Hermitian 矩阵 P 和 Q , 满足 $Q > 0$, 且

$$\begin{bmatrix} A & I \\ C & 0 \end{bmatrix} \left[\begin{bmatrix} 0 & P \\ P & 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \gamma & 0 \\ 0 & -\gamma \end{bmatrix} \otimes Q \right] \begin{bmatrix} A & I \\ C & 0 \end{bmatrix}^T + \begin{bmatrix} BB^T & BD^T \\ DB^T & DD^T - \gamma^2 I \end{bmatrix} < 0. \quad (22)$$

定理 2 的证明过程类似于定理 1, 此略.

3.3 线性控制系统窗口频域设计

考虑图 1 所示的控制系统, 按近似模型匹配原则设计控制器^[10,11], 采用 H 范数作为近似模型匹配问题的优化指标.

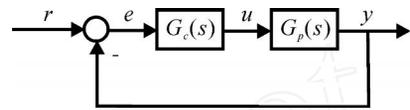


图 1 控制器-被控对象结构

考虑到工程设计有时只针对有限频段, 本文采用窗口 H 范数作为优化指标. 相应的设计问题可转化为: 给定 $\gamma > 0$, 求取 $G_c(s)$, 使得

$$G_c(s) G_p(s) - G_m(s) \Big|_W < \gamma. \quad (23)$$

设被控对象 $G_p(s)$, 控制器 $G_c(s)$, 参考模型 $G_m(s)$ 对应的状态空间表达式分别为

$$\begin{aligned} \dot{x}_p &= A_p x_p + B_p u, \quad y = C_p x_p; \\ \dot{x}_c &= A_c x_c + B_c e, \quad u = C_c x_c + D_c e; \\ \dot{x}_m &= A_m x_m + B_m e, \quad u = C_m x_m. \end{aligned}$$

考虑如下增广系统:

$$\dot{x} = Ax + Be, \quad z = Cx. \quad (24)$$

其中

$$A = \begin{bmatrix} A_p & B_p C_c & 0 \\ 0 & A_c & 0 \\ 0 & 0 & A_m \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} B_p D_c \\ B_c \\ B_m \end{bmatrix},$$

$$x = [x_p \quad x_c \quad x_m]^T, \quad z = y - y_m,$$

$$C = [C_p \quad 0 \quad -C_m].$$

经化简计算, 由 e 至 z 的传递函数 $G(s)$ 满足

$$G(s) = C(sI - A)^{-1}B = G_c(s) G_p(s) - G_m(s). \quad (25)$$

进一步有如下结果:

定理 3 对于增广系统(24), 给定集合 W 如式 (8) 所示. 如果 $\det(jI - A) > 0 (\forall W)$, 则窗口 H 范数 $G(s) \Big|_W = C(sI - A)^{-1}B \Big|_W < \gamma$ 的充要条件是: 存在 Hermitian 矩阵 P 和 Q , 满足 $Q > 0$, 且

$$\left[\begin{bmatrix} A & I \\ C & 0 \end{bmatrix} \left[\begin{bmatrix} 0 & P \\ P & 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \gamma & 0 \\ 0 & -\gamma \end{bmatrix} \otimes Q \right] \begin{bmatrix} A & I \\ C & 0 \end{bmatrix}^T + \begin{bmatrix} BB^T & 0 \\ 0 & -\gamma^2 I \end{bmatrix} \right] \Big|_{[B^T \quad 0]} \Big|_{-I}$$

< 0. (26)

由定理 2 和 Schur 引理即可证明,此略.

4 仿真研究

例 1 设线性被控对象状态空间模型参数为

$$A_p = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ -1 & -3.5 & -1.5 \end{bmatrix}, B_p = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix},$$

$$C_p = [1 \ 3 \ 0], D = 0.$$

首先分析 $G_p(j\omega) = (jI - A_p)^{-1}B_p$ 的窗口频域特性. 以 rad/s 为频率单位, 分别选取 $W = \{0 \quad 1\}$ 和 $W = \{ \quad 1\}$, 根据表 1 对应的 ω 值, 先后两次求解定理 1 对应的 LMI 优化问题(17), 可得

$$G_p(s) \Big|_W = \begin{cases} 1.87 \text{ dB}, & W = \{0 \quad 1\}; \\ 3.69 \text{ dB}, & W = \{ \quad 1\}. \end{cases}$$

计算传统 H 范数, 得 $\|G_p(s)\|_H = 3.69 \text{ dB}$. 结果表明 Bode 图中幅值曲线的最大值位于窗口频域 $W = \{ \quad 1\}$. 对应 Bode 图的幅值曲线如图 2 所示.

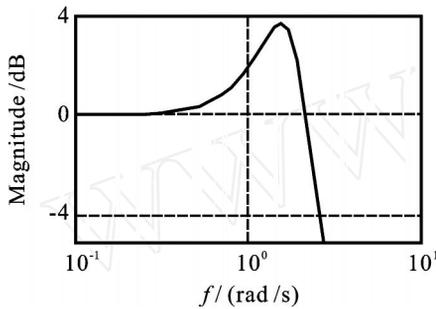


图 2 Bode 图幅值曲线

例 2 为例 1 中的线性系统设计 PID 控制器, 要求阶跃响应无稳态误差, 超调量 10%, 上升时间 $t_r = 1 \text{ s}$, 调节时间 $t_s = 1.5 \text{ s}$.

根据性能指标要求, 选择二阶系统 $G_m(s) = 25/s(s + 5\sqrt{2})$ 为参考模型. PID 控制器传递函数为

$$G_c(s) = k_p + \frac{k_i}{s} + \frac{k_d s}{T_d s + 1};$$

状态空间模型参数为

$$A_c = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & -1/T_d \end{bmatrix}, B_c = \begin{bmatrix} k_i/T_d \\ k_i - k_d/T_d^2 \end{bmatrix},$$

$$C_c = [0 \ 1], D_c = k_p + k_d/T_d.$$

k_p, k_i 和 k_d 以线性形式出现在增广系统(24)的 B 阵中, 式(26)可以直接求解. 选定窗口频域 $W = \{0.01 \quad 2\}$, $T_d = 0.05 \text{ s}$, 匹配误差上限 $\epsilon = \sqrt{0.05}$. 求解 LMI(27), 可得

$$k_p = 1.1153, k_i = 3.5354, k_d = 0.9410.$$

容易验证, 相应的闭环控制系统稳定, 其阶跃响应曲线如图 3 所示. 其中: 实线为 PID 控制器作用下的闭

环系统阶跃响应, 虚线为参考模型闭环系统的阶跃响应, 点划线为原系统直接在单位负反馈作用下的阶跃响应. 由图可见, 控制系统与参考模型的闭环阶跃响应特性接近, 满足性能指标要求.

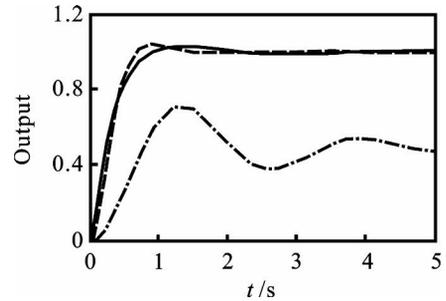
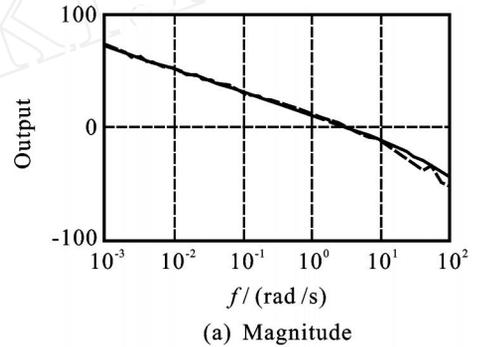
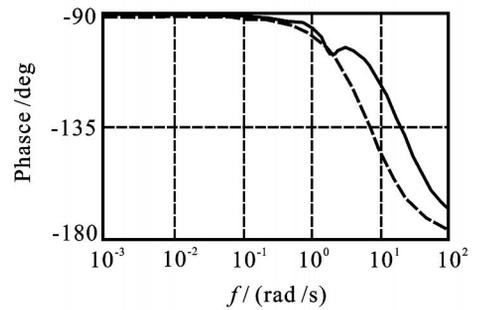


图 3 阶跃响应曲线

进一步绘制 Bode 图进行验证, 如图 4 所示. 其中: 实线对应 $G_c(s)G_p(s)$ 的频率特性, 虚线对应 $G_m(s)$ 的频率特性. 可以看出, 在设计频段达到了近似模型匹配的效果.



(a) Magnitude



(b) Phase

图 4 Bode 图

5 结 论

本文的工作表明, 窗口 H 范数便于线性系统在窗口频域的分析与设计. 实际系统在设计中有时需要兼顾各个频段的特性, 因此多窗口频域的窗口 H 回路成形技术值得进一步研究. 另外, 多输入多输出系统的有限频段解耦问题还有待解决; 当存在建模误差时, 窗口频域的鲁棒控制器优化设计及稳定性问题也是未来的研究方向之一.

(下转第 1029 页)

原驱动系统的状态向量成比例的同步信号. 仿真图形丰富, 既有误差曲线, 又有驱动系统和响应系统对应的混沌吸引子, 还有所有对应状态向量的比例. 而文献[6-10]只能实现分数阶混沌系统的完全同步, 其中的仿真曲线大多是最基本的误差曲线或同步时状态向量的时序. 本文设计的控制器适用范围广, 简单灵活, 具有广阔的应用前景.

参考文献(References)

- [1] Ahmad W, Sprott J C. Chaos in fractional-order autonomous nonlinear systems [J]. *Chaotic Solitons Fractals*, 2003, 16(2): 339-351.
- [2] Li C G, Chen G R. Chaos and hyperchaos in the fractional order Rossler equations[J]. *Physica A*, 2004, 341(1): 55-61.
- [3] Li C P, Peng G J. Chaos in Chen's system with a fractional order[J]. *Chaotic Solitons Fractals*, 2004, 22(2): 443-450.
- [4] 王发强, 刘崇新. 分数阶临界混沌系统及电路实验的研究[J]. *物理学报*, 2006, 55(8): 3922-3927.
(Wang F Q, Liu C X. Study on the critical chaotic

system with fractional order and circuit experiment[J]. *Acta Physics Sinica*, 2006, 55(8): 3922-3927.)

- [5] Lü J G. Chaotic dynamics of the fractional-order Lü system and its synchronization[J]. *Physics Letters A*, 2006, 354(4): 305-311.
- [6] Peng G J. Synchronization of fractional order chaotic systems[J]. *Physics Letters A*, 2007, 363(6): 426-432.
- [7] Wang J W, Zhang Y B. Designing synchronization schemes for chaotic fractional-order unified systems[J]. *Chaotic Solitons Fractals*, 2006, 30(5): 1265-1272.
- [8] Li C P, Yan J P. The synchronization of three fractional differential systems [J]. *Chaotic Solitons Fractals*, 2007, 32(2): 751-757.
- [9] Yan J P, Li C P. On chaos synchronization of fractional differential equations [J]. *Chaotic Solitons Fractals*, 2007, 32(2): 725-735.
- [10] Lü J G. Chaotic dynamics of the fractional-order keda delay system and its synchronization[J]. *Acta Physics Sinica*, 2006, 15(2): 301-305.

(上接第 1024 页)

参考文献(References)

- [1] Doyle J C. Robust and optimal control[C]. *Proc of 35th IEEE on Decision and Control*. Kobe, 1996, 2: 1595-1598.
- [2] Zames G. Feedback and optimal sensitivity: Model reference transformations, multiplicative seminorms and approximation inverses[J]. *IEEE Trans on Automatic Control*, 1981, 26(2): 301-320.
- [3] Doyle J C, Glover K, Khargonekar P, et al. State-space solutions to standard H_2 and H_∞ control problems[J]. *IEEE Trans on Automatic Control*, 1989, 34(8): 831-847.
- [4] 申铁龙. H_∞ 控制理论及应用[M]. 北京: 清华大学出版社, 1996.
(Shen T L. H_∞ control theory and its application[M]. Beijing: Tsinghua University Press, 1996.)
- [5] Zhou K, Doyle J C, Glover K. Robust and optimal control[M]. London: Prentice Hall, 1996.
- [6] Iwasaki T, Hara S. Generalized KYP lemma: Unified frequency domain inequalities with design applications [J]. *IEEE Trans on Automatic Control*, 2005, 50(1):

41-59.

- [7] Hara S, Iwasaki T, Shiohata D. Robust PID control using generalized KYP synthesis: Direct open-loop shaping in multiple frequency ranges[J]. *IEEE Control Systems Magazine*, 2006, 26(1): 80-91.
- [8] Iwasaki T, Hara S, Yamauchi H. Dynamical system design from a control perspective: Finite frequency positive-realness approach [J]. *IEEE Trans on Automatic Control*, 2003, 48(8): 1337-1354.
- [9] Iwasaki T, Hara S. Feedback control synthesis of multiple frequency domain specifications via generalized KYP lemma[J]. *Int J of Robust and Nonlinear Control*, 2007, 17(5/6): 415-434.
- [10] Dehghani A, Lanzon A, Anderson B D O. A two-degree-of-freedom H_∞ control design method for robust model matching [J]. *Int J of Robust and Nonlinear Control*, 2006, 16(10): 467-483.
- [11] Hammer J. Approximate model matching for nonlinear control systems[J]. *Int J of Control*, 2000, 73(18): 1671-1685.