

# 基于 Vinnicombe 距离的迭代辨识与控制设计

宗群<sup>1</sup> 窦立谦<sup>1</sup> 刘文静<sup>1</sup>

**摘要** 迭代辨识与控制设计的主要问题在于保证控制设计的稳定性和闭环性能的不断改善. 针对该问题, 本文提出一种基于 Vinnicombe 距离的迭代辨识与控制设计方法. 每次迭代辨识使用上次设计的控制器, 通过闭环辨识得到包含真实系统的不确定模型集合, 设计镇定这个集合的控制器; 同时提出迭代辨识过程闭环性能改善条件, 以及控制器的设计方法. 仿真结果显示了该方法的有效性.

**关键词** 迭代辨识, 控制设计, Vinnicombe 距离  
**中图分类号** TP11

## Iterative Identification and Control Design Based on Vinnicombe Distance

ZONG Qun<sup>1</sup> DOU Li-Qian<sup>1</sup> LIU Wen-Jing<sup>1</sup>

**Abstract** The main issue of iterative identification and control focus on how to ensure the system stability and control performance improvement. In this paper, an iterative identification and control design method based on Vinnicombe distance is proposed. The method uses the controller designed at the last iteration for control of the real system and identifies an uncertain model set that contains the real system. Then, the controller is redesigned to stabilize the model set. At the same time, iterative closed-loop performance improvement condition and controller design method are proposed. Simulation result shows that the proposed method is effective.

**Key words** Iterative identification, control design, Vinnicombe distance

在基于模型的控制系统分析与综合中, 系统模型的准确与否至关重要. 然而, 实际的控制过程由于受到各种因素的影响, 辨识模型与真实系统模型的不匹配必然存在<sup>[1-2]</sup>. 在此情况下, 如何基于辨识模型设计控制器来保证真实系统的稳定性和控制性能一直是控制理论研究的热点问题<sup>[3-4]</sup>. 迭代辨识与控制联合设计能够实现模型辨识和控制设计的互补性, 从而通过重复的控制器设计来改善闭环控制性能, 是解决该问题的主要方法之一.

早在 20 世纪 90 年代初, Bitmead 等<sup>[5]</sup> 首先提出迭代辨识与控制联合设计, 并成功地在许多工业过程中取得了较好的控制效果<sup>[6]</sup>. 之后, Holmberg<sup>[7]</sup> 基于椭球参数不确定模型集合, 调整椭球体的大小实现鲁棒性和系统性能的折衷, 从而改善迭代过程的可计算性. Date<sup>[8]</sup> 采用环路成形设计控制器, 通过不断减小真实模型和辨识模型误差, 实现模型辨识控制设计. Lecchini<sup>[9]</sup> 应用迭代方法设计安全控制器变换方法, 并将该问题成功转化为模型参考控

制问题来求解. 然而, 由于噪声等因素, 每一次辨识得到的模型误差具有随机性, 难以定义先验鲁棒性条件, 导致重新设计的控制器不能保证对真实系统的稳定性; 同时, 在保证稳定性的前提下, 如何确保迭代设计的控制器的控制性能不断得到改善, 也是目前面临的主要问题.

基于以上分析, 本文使用 Vinnicombe 距离, 即 *v-gap* 来定义辨识模型误差, 提出迭代控制器设计的鲁棒稳定条件, 并提出基于辨识模型设计控制器保证对未知的真实系统闭环性能改善的条件, 以及控制器的设计方法, 从而实现稳定性和控制性能的要求; 在此基础上, 提出了迭代辨识和控制设计的算法步骤; 最后, 通过仿真实例说明了所提出方法的有效性.

## 1 预备知识和问题描述

### 1.1 预备知识

本文考虑一类单输入单输出 (Single-input single-output, SISO) 离散时间线性闭环系统 (如下页图 1 所示), 模型为

$$\begin{pmatrix} y \\ u \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} G \\ 1 \end{bmatrix} S \begin{bmatrix} C & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} r \\ w \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ C \end{bmatrix} S \cdot v = M(G, C) \cdot \begin{pmatrix} r \\ w \end{pmatrix} + H(G, C) \cdot v \quad (1)$$

收稿日期 2007-10-09 收修改稿日期 2008-03-10  
Received October 9, 2007; in revised form March 10, 2008  
国家自然科学基金 (60574055), 高等学校博士学科点专项科研基金 (20050056037), 天津市重点攻关项目 (06YFGZGX01700) 资助  
Supported by National Natural Science Foundation of China (60574055), Specialized Research Fund for the Doctoral Program of Higher Education of China (20050056037), and Tianjin Science and Technology Keystone Project (06YFGZGX01700)  
1. 天津大学电气与自动化工程学院 天津 300072  
1. College of Electric and Automation Engineering, Tianjin University, Tianjin 300072  
DOI: 10.3724/SP.J.1004.2008.01431

其中,  $r, w$  表示外部激励信号,  $v$  表示干扰信号,  $G$  为被控对象,  $C$  为控制器,  $M(G, C)$  表示从  $(r \ w)^T$  到  $(y \ u)^T$  的频率域闭环传递函数矩阵. 式 (1) 中,  $S = (1 + GC)^{-1}$  为敏感度函数.

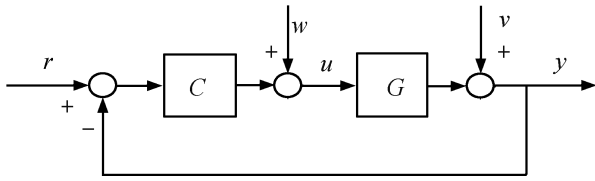


图 1 闭环控制系统

Fig. 1 Closed-loop control system

**定义 1.** Vinnicombe 距离<sup>[10]</sup> 表示两个传递函数之间距离的一种测量, 简称为  $v$ -gap, 用符号  $\delta_v$  表示. 两个传递函数矩阵  $G_1, G_2$  的 Vinnicombe 距离表示为

$$\delta_v(G_1, G_2) = \begin{cases} \max_{\omega} \kappa(G_1(e^{j\omega}), G_2(e^{j\omega})), & \text{如果满足式 (*)} \\ 1, & \text{否则} \end{cases} \quad (2)$$

$$(1 + G_1^* G_2)(e^{j\omega}) \neq 0, \forall \omega, \text{ 且} \quad (*)$$

$$wno(1 + G_1^* G_2) + \eta(G_2) - \tilde{\eta}(G_1) = 0$$

其中,  $G^*(e^{j\omega}) = G(e^{-j\omega})$ ,  $\eta(G)$  表示  $G$  的开右半平面极点数,  $\tilde{\eta}(G)$  表示  $G$  的闭右半平面极点数,  $wno(G)$  表示传递函数  $G$  的奈奎斯特曲线逆时针包围圆点的圈数, 当  $G$  在虚轴上有极点时, 奈奎斯特曲线要避免这些极点.  $\kappa(G_1, G_2)$  表示  $G_1, G_2$  向单位黎曼球投影所得到的投影点的弦距离 (Chordal distance).

$$\kappa(G_1(e^{j\omega}), G_2(e^{j\omega})) = \frac{|G_1(e^{j\omega}) - G_2(e^{j\omega})|}{\sqrt{1 + |G_1(e^{j\omega})|^2} \sqrt{1 + |G_2(e^{j\omega})|^2}} \quad (3)$$

**定义 2 (频域稳定裕度).** 如图 1 所示, 稳定的闭环系统  $[G, C]$  的稳定裕度为

$$b_{GC} = \frac{1}{\|M(G, C)\|_{\infty}} \quad (4)$$

如果  $[G, C]$  不稳定,  $b_{GC} = 0$ .

**性质 1<sup>[4]</sup>.** 传递函数  $G_x$  和一个控制器  $C_x$  组成稳定的闭环系统  $[G_x, C_x]$ , 具有稳定裕度  $b_{G_x C_x}$ , 则对于一个满足  $\delta_v(G_x, G_y) \leq \beta$  的传递函数  $G_y$ , 闭环系统  $[G_y, C_x]$  稳定的条件是

$$b_{G_x C_x} > \beta \quad (5)$$

对于一个满足  $\delta_v(C_x, C_y) \leq \beta$  的控制器  $C_y$ , 闭环系统  $[G_x, C_y]$  稳定的条件也是

$$b_{G_x C_x} > \beta \quad (6)$$

**性质 2.** 两个稳定的闭环控制系统  $[G_1, C], [G_2, C]$ , 必有

$$|b_{G_1 C} - b_{G_2 C}| \leq \delta_v(G_1, G_2) \leq \|M(G_1, C) - M(G_2, C)\|_{\infty} \quad (7)$$

### 1.2 问题描述

考虑图 1 所示系统, 已知一个初始控制器  $C_0$  镇定真实系统  $G$ . 本文的目的是通过迭代辨识和控制器设计, 最终求得满足系统性能要求的控制器.

在每次迭代辨识过程中规定如下假设条件.

**假设 1.** 在闭环系统  $[G, C_i]$  条件下, 辨识得到的模型  $G_i$  能够确保控制器  $C_i$  镇定以  $G_i$  为标称模型的不确定集合  $\mathcal{G}_i$ .

**假设 2.**  $G_i$  满足  $\|M(G, C_i) - M(G_i, C_i)\|_{\infty} \leq \varepsilon$ .

假设 1 是为了保证第  $i$  次辨识的标称模型对控制器  $C_i$  的稳定性; 假设 2 能够确保建模的闭环系统  $[G_i, C_i]$  基本捕获真实闭环系统  $[G, C_i]$  的频率域特性,  $\varepsilon$  越小,  $G_i$  越逼近于  $G$ .

在上述两个假设下, 进行第  $i + 1$  次迭代控制器  $C_{i+1}$  设计, 要求满足条件:

- 1)  $C_{i+1}$  镇定不确定模型集合  $\mathcal{G}_i$ ;
- 2) 闭环系统  $[G, C_{i+1}]$  在性能上优于  $[G, C_i]$ .

显然, 条件 1) 是保证第  $i + 1$  次设计的控制器具有鲁棒稳定性; 条件 2) 是保证第  $i + 1$  次设计的控制器比第  $i$  次的控制器使系统性能更能得到改善.

## 2 基于 Vinnicombe 距离的迭代辨识与控制设计

在图 1 所示的闭环条件下, 每次迭代辨识的不确定性模型集合为预报误差 (Prediction error, PE) 不确定模型集.

**定义 3.** 一个 PE 不确定模型集合描述如下

$$\mathcal{G}_{PE}(G_k, Z_N, Z_D, R) = \left\{ G(q, \theta) \left| \begin{array}{l} G(q, \theta) = \frac{G_k + Z_N \theta}{1 + Z_D \theta}, \quad \theta \in U_{\theta} \\ U_{\theta} = \{\theta | (\theta - \hat{\theta})^T R (\theta - \hat{\theta}) \leq \chi_{\alpha}\} \end{array} \right. \right\} \quad (8)$$

其中,  $\theta \in \mathbf{R}^{k \times 1}$  为模型参数,  $\hat{\theta}$  为参数的估计值 (由系统辨识得到),  $R \in \mathbf{R}^{k \times k}$  为对称的正定矩阵, 与  $cov(\hat{\theta})$  成比例,  $Z_N, Z_D$  为已知阶数的传递函数的行矢量,  $G_k$  为已知的传递函数<sup>[11]</sup>. 该不确定集合很容易在开环或闭环条件下采用 PE 辨识方法得到.

**定义 4.** 考虑一个 PE 不确定集合  $\mathcal{G}_i$ , 标称模型  $G_i$ , 那么  $\mathcal{G}_i$  和  $G_i$  在最坏情况 (Worst-case) 下的 Vinnicombe 距离为

$$\delta_{WC}(G_i, \mathcal{G}_i) = \max_{G_x \in \mathcal{G}_i} \delta_v(G_i, G_x) \quad (9)$$

当最坏情况下的  $\delta_{WC}(G_i, \mathcal{G}_i)$  越小, 则对应的能够镇定所有不确定集合内的模型的控制器集合越大<sup>[12]</sup>.

**定义 5.** 给定一个最终设计的理想参考模型  $M^* = M(G_i, C_i^*)$  和一个标称的对象模型  $G_i$ , 控制器  $C_i$  稳定  $G_i$ , 相对于控制器  $C_i$ , 一个控制器  $C_{i+1}$  如果满足下述条件

$$\begin{aligned} & \|M(G_i, C_{i+1}) - M^*\|_\infty \leq \\ & \gamma \|M(G_i, C_i) - M^*\|_\infty, \quad 0 \leq \gamma < 1 \end{aligned} \quad (10)$$

则认为  $C_{i+1}$  改善了系统的闭环系统性能.

**定理 1.** 假设第  $i$  次迭代辨识得到 PE 不确定集合  $\mathcal{G}_i$ , 标称模型为  $G_i$ , 那么, 设计控制器  $C_{i+1}$  镇定模型  $G_i$ , 并且属于如下的集合

$$\mathcal{C}(G_i, \mathcal{G}_i) = \{C | b_{G_i, C} > \delta_{WC}(G_i, \mathcal{G}_i)\} \quad (11)$$

则  $C_{i+1}$  一定能够保证镇定  $\mathcal{G}_i$  内的所有模型, 该控制器是鲁棒稳定的控制器, 其中,  $\delta_{WC}(G_i, \mathcal{G}_i)$  可以利用凸优化方法近似计算<sup>[13]</sup>.

本文中假设每次迭代的  $\delta_{WC}(G_i, \mathcal{G}_i)$  可以计算得到.

**定理 2.** 对任意的  $G_i$ 、 $G$  和  $C_i$ ,  $C_i$  稳定  $G_i$  和  $G$ , SISO 闭环系统  $[G, C_i]$  的补敏感度函数为  $T(G, C_i)$ ,  $T(G, C_i) = G(1 + GC_i)^{-1}C_i$ , 那么

$$\begin{aligned} & \|M(G, C_i) - M(G_i, C_i)\|_\infty = \\ & \left[ |C_i| + \frac{1}{|C_i|} \right] \|T(G, C_i) - T(G_i, C_i)\| \end{aligned} \quad (12)$$

证明参见文献 [14].

**定理 3.** 基于第  $i$  次辨识标称模型  $G_i$  设计最优控制器  $C_i^*$ ,  $M^* = M(G_i, C_i^*)$  为理想参考模型, 控制器  $C_i$  是  $G_i$  的一个稳定控制器, 一个控制器  $C_{i+1}$  如果满足下述条件

$$\begin{aligned} & \|M(G_i, C_{i+1}) - M^*\|_\infty \leq \gamma \|M(G_i, C_i) - M^*\|_\infty \\ & 0 \leq \gamma < 1 \\ & \mu_1 = \gamma + \frac{\varepsilon}{\|M(G_i, C_i) - M^*\|_\infty} \\ & \mu_2 = 1 - \frac{\varepsilon}{\|M(G_i, C_i) - M^*\|_\infty} \\ & \mu_1 \leq \mu \leq \mu_2, \quad \frac{\mu}{\mu_2} \leq \eta \leq 1 \end{aligned} \quad (13)$$

则下式满足

$$\|M(G, C_{i+1}) - M^*\|_\infty \leq \eta \|M(G, C_i) - M^*\|_\infty \quad (14)$$

式 (14) 是系统性能改善条件. 也就是说, 相对于闭环系统  $[G, C_i]$ , 闭环  $[G, C_{i+1}]$  性能得到改善.

**证明.** 由假设条件知

$$\|M(G, C_i) - M(G_i, C_i)\|_\infty \leq \varepsilon$$

因此

$$\begin{aligned} & | \|M(G, C_i) - M^*\|_\infty - \|M^* - M(G_i, C_i)\|_\infty | \leq \\ & \|M(G, C_i) - M(G_i, C_i)\|_\infty \leq \\ & \|M(G, C_i) - M^*\|_\infty + \|M^* - M(G_i, C_i)\|_\infty \end{aligned}$$

进而得到

$$\begin{aligned} & | \|M(G, C_i) - M^*\|_\infty - \|M^* - M(G_i, C_i)\|_\infty | \leq \varepsilon \\ & \|M(G_i, C_i) - M^*\|_\infty - \varepsilon \leq \|M(G, C_i) - M^*\|_\infty \end{aligned}$$

令  $\mu_2 = 1 - \varepsilon / \|M(G_i, C_i) - M^*\|_\infty$ , 则

$$\mu_2 \|M(G_i, C_i) - M^*\|_\infty \leq \|M(G, C_i) - M^*\|_\infty$$

显然, 如果

$$\|M(G, C_{i+1}) - M^*\|_\infty \leq \mu \|M(G_i, C_i) - M^*\|_\infty$$

成立, 则在  $\mu \leq \mu_2$ ,  $\mu / \mu_2 \leq \eta \leq 1$  条件下, 式 (14) 必然成立. 而根据式 (13) 中已知条件

$$\begin{aligned} & \|M(G_i, C_{i+1}) - M^*\|_\infty \leq \gamma \|M(G_i, C_i) - M^*\|_\infty, \\ & 0 \leq \gamma < 1 \end{aligned}$$

以及  $\mu_1 = \gamma + \varepsilon / \|M(G_i, C_i) - M^*\|_\infty$  和  $\mu_1 \leq \mu$ , 可以得到

$$\|M(G_i, C_{i+1}) - M^*\|_\infty \leq \mu \|M(G_i, C_i) - M^*\|_\infty - \varepsilon$$

而已知

$$\|M(G, C_{i+1}) - M^*\|_\infty \leq \|M(G_i, C_{i+1}) - M^*\|_\infty + \varepsilon$$

所以得到

$$\|M(G, C_{i+1}) - M^*\|_\infty \leq \mu \|M(G_i, C_i) - M^*\|_\infty$$

因此, 式 (14) 成立.  $\square$

因此, 只要定理 3 满足, 那么闭环  $[G, C_{i+1}]$  性能一定好于  $[G, C_i]$  的性能.

**定理 4.** 令  $M^* = M(G_i, C_i^*)$ ,  $\delta_{WC}(G_i, \mathcal{G}_i) = \rho$ ,  $\|M(G_i, C_i) - M^*\|_\infty = \pi_1$ ,  $\|M(G_i, C_i)\|_\infty = \pi_2$ ,  $P$  为一个 SISO 传递函数, 且  $P \in RH_\infty$ ,  $\gamma$  符合定理 3, 如果满足下列条件

$$|1 - P| \leq \rho, \quad \rho(|P|\pi_1 + \pi_2) < 1 \quad (15)$$

则令  $M(G_i, C_{i+1}) = PM^* + (1 - P)M(G_i, C_i)$ , 满足定理 3 的式 (13) 条件, 进而可由  $M(G_i, C_{i+1})$  求得

$$C_{i+1} = \frac{1}{G_i} \{ [P(S_i^* - S_i) + S_i]^{-1} - 1 \} \quad (16)$$

满足定理 1 的式 (11) 条件. 其中,  $S_i = (1 + G_i C_i)^{-1}$ ,  $S_i^* = (1 + G_i C_i^*)^{-1}$ .

**证明.** 根据已知条件  $|1 - P| \leq \rho$ , 两边同乘以  $\|M(G_i, C_i) - M^*\|_\infty$ , 则

$$|1 - P| \|M(G_i, C_i) - M^*\|_\infty \leq \rho \|M(G_i, C_i) - M^*\|_\infty$$

而左式

$$\begin{aligned} & |1 - P| \|M(G_i, C_i) - M^*\|_\infty = \\ & \| |1 - P| [M(G_i, C_i) - M^*] \|_\infty = \\ & \| PM^* + (1 - P)M(G_i, C_i) - M^* \|_\infty = \\ & \| M(G_i, C_{i+1}) - M^* \|_\infty \end{aligned}$$

因此, 定理 3 中式 (13) 的不等式成立, 进而可以找到  $\eta$  使式 (14) 成立. 又由已知条件  $\rho(|P|\pi_1 + \pi_2) < 1$  得到

$$\begin{aligned} & \delta_{WC}(G_i, \mathcal{G}_i) \{ \|M(G_i, C_i)\|_\infty + \\ & |P| \|M(G_i, C_i) - M^*\|_\infty \} \leq 1 \end{aligned}$$

又因为

$$\begin{aligned} & \| PM^* + (1 - P)M(G_i, C_i) \|_\infty \leq \\ & \| M(G_i, C_i) \|_\infty + |P| \| M(G_i, C_i) - M^* \|_\infty \end{aligned}$$

所以

$$\delta_{WC}(G_i, \mathcal{G}_i) \| PM^* + (1 - P)M(G_i, C_i) \|_\infty \leq 1$$

即  $\| PM^* + (1 - P)M(G_i, C_i) \|_\infty^{-1} \geq \delta_{WC}(G_i, \mathcal{G}_i)$ , 而

$$b_{G_i C_{i+1}} = \frac{1}{\| M(G_i, C_{i+1}) \|_\infty} = \frac{1}{\| PM^* + (1 - P)M(G_i, C_i) \|_\infty}$$

所以得到  $b_{G_i C_{i+1}} \geq \delta_{WC}(G_i, \mathcal{G}_i)$ , 满足定理 1 的式 (11) 条件. 再由已知条件

$$M(G_i, C_{i+1}) = PM^* + (1 - P)M(G_i, C_i)$$

等式两边均展开, 对应的行列相等, 于是可以得到

$$\frac{1}{1 + G_i C_{i+1}} = P \frac{1}{1 + G_i C_i^*} + (1 - P) \frac{1}{1 + G_i C_i}$$

从而求得  $C_{i+1} = G_i^{-1} \{ [P(S_i^* - S_i) + S_i]^{-1} - 1 \}$ , 符合式 (16). □

根据定理 4, 求得新的控制器  $C_{i+1}$  既满足定理 1 的稳定性条件, 又满足定理 3 的性能改善条件, 因此符合设计的要求. 在此条件下, 提出整个迭代辨识与控制设计过程如下.

**步骤 1.** 考虑一个闭环控制系统, 如图 1 所示, 真实被控对象为  $G$ , 但模型未知. 选择使系统稳定的初始控制器  $C_0$ , 初始情况定义为  $i = 0$ .

**步骤 2.** 在闭环系统  $[G, C_i]$  下进行系统辨识, 得到不确定模型集合  $\mathcal{G}_i$ , 如式 (8) 所示结构. 选择标称模型为  $G_i$ , 满足:  $\|M(G, C_i) - M(G_i, C_i)\| \leq \varepsilon$ .

**步骤 3.** 计算  $\delta_{WC}(G_i, \mathcal{G}_i)$ , 令其为  $\rho$ .

**步骤 4.** 基于模型  $G_i$ , 设计最优控制器  $C_{op}$ , 如果  $C_{op} \in \mathcal{C}(G_i, \mathcal{G}_i) = \{C | b_{G_i C} > \rho\}$ , 则令  $C_{i+1} = C_{op}$  为所设计的控制器, 并且直接转到步骤 6.

**步骤 5.** 如果  $C_{op} \notin \mathcal{C}(G_i, \mathcal{G}_i)$ , 也就是说性能最优的控制器  $C_{op}$  不一定保证真实对象  $G$  的稳定性, 因此, 必须从  $\mathcal{C}(G_i, \mathcal{G}_i)$  的集合中找出性能最优的控制器, 或是满足性能条件的控制器. 令  $C_i^* = C_{op}$ ,  $M^* = M(G_i, C_i^*)$ , 根据定理 4, 计算控制器  $C_{i+1} = G_i^{-1} \{ [P(S_i^* - S_i) + S_i]^{-1} - 1 \}$ , 将  $C_{i+1}$  降到适当阶数, 得到最终的  $C_{i+1}$ .

**步骤 6.** 检验控制器  $C_{i+1}$  是否满足闭环控制要求, 或是否达到迭代次数规定的上限. 如果满足, 结束; 否则转到步骤 2, 继续迭代.

### 3 仿真实例

考虑一个过程系统对象, 真实系统模型为

$$G(z) = \frac{z^2 + 0.5z + 0.41}{z^3 - 1.2z^2 + 0.6z - 0.187}$$

初始控制器选择为

$$C_0(z) = \frac{0.35z - 0.28}{z - 0.8}$$

干扰信号  $v$  假设是方差为 0.01 的白噪声信号. 系统采样时间  $Ts = 1$ , 激励信号  $r$  是方差为 1 的白噪声信号,  $w$  是幅度为 10 的阶跃信号.

辨识得到的标称模型  $G_0$  为

$$G_0(z) = \frac{0.8872z^2 - 0.4287z - 0.2249}{z^3 - 2.0155z^2 + 1.3176z - 0.2761}$$

比较辨识模型和真实模型的波特图, 如图 2 (见下页) 所示. 除在高频段略有不同外, 低频部分基本相同, 模型辨识比较准确.

在此基础上, 计算得到  $\delta_{WC}(G_0, \mathcal{G}_0) = 0.4947$ , 并以  $G_0$  为模型设计优化控制器, 得到最优的参考控制器为

$$C_{op}(z) = C_0^*(z) = \frac{0.3z - 0.25}{z - 1}$$

而  $b_{G_0 C_{op}} = 0.2595 < \delta_{WC}(G_0, \mathcal{G}_0) = 0.4947$ ,  $C_{op}$  不能保证稳定不确定模型集合  $\mathcal{G}_0$ . 因此, 采用本文提出的方法, 在第一次的迭代过程设计控制器  $C_1$ , 根据引理 1, 可近似估计出  $\|M(G, C_0) - M(G_0, C_0)\|$  大致等于 1.2, 可取  $\varepsilon = 1.3$ ,  $\|M(G_0, C_0) - M^*\| = 2.7$ . 根据定理 2, 设计新的控制器  $C_1$ , 取  $\gamma = 0.42$ ,  $P = (z + 0.6)/(z + 0.7)$ , 求得  $C_1$  并降到 3 阶, 近似得到

$$C_1(z) = \frac{0.07(z - 0.75)}{(z - 1)(z + 0.85)(z - 0.07)}$$

此时,  $b_{G_0 C_1} = 0.573 > \delta_{WC}(G_0, \mathcal{G}_0) = 0.4947$ , 因此  $C_1$  满足稳定性要求.

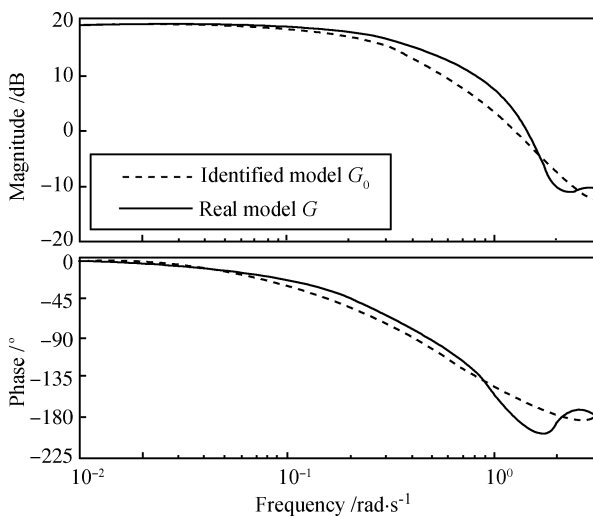


图 2 辨识模型与真实模型的波特图

Fig. 2 The Bode plot of the identified model and the real model

同理, 以  $C_1$  代替  $C_0$  组成新的系统, 进行下一次迭代辨识和控制设计. 得到控制器  $C_2$  为

$$C_2(z) = \frac{0.85z(z - 0.8)}{(z - 1)(z + 0.65)}$$

比较闭环  $[G, C_0]$ ,  $[G, C_1]$ ,  $[G, C_2]$  的输出响应, 取  $r = 10$ ,  $w = 10$ ,  $v$  为高斯噪声, 检验系统对  $r$  的跟踪特性, 结果如图 3 所示.

图 3 中, 虚线表示  $C_0$  控制真实对象的输出曲线, 但具有较大的稳态误差; 点线为  $C_1$  控制的系统, 控制效果消除了稳态误差, 效果好于  $C_0$ , 但对  $w$  的抑制能力较差, 产生的震荡幅度较大, 且调节时间较长, 大约 50 秒; 实线表示  $C_2$  控制的结果, 克服了  $C_1$  存在的问题, 控制效果较为理想, 停止迭代. 仿真数据表明本文提出方法能够确保设计的迭代控制器对真实系统的稳定性, 并且迭代控制器使控制性能不

断改善.

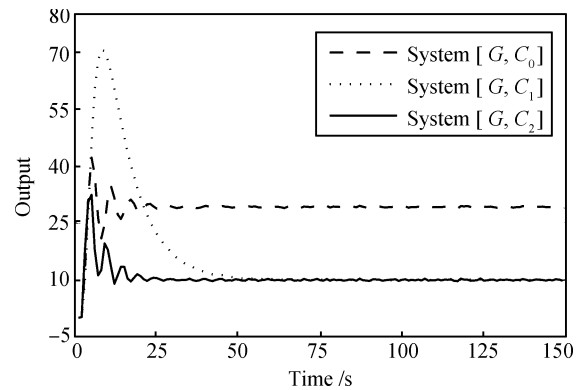


图 3 输出响应图

Fig. 3 Output response

## 4 结论

保证控制设计的稳定性和高性能一直是控制的热点研究问题. 本文给出了基于迭代方法的联合辨识与控制的实现过程, 提出了鲁棒稳定性和性能改善的条件. 基于这些工作, 下一步要研究的问题是通过闭环激励信号的优化设计来提高辨识的精度, 使迭代辨识的不确定模型集合尽量小, 这样迭代过程中控制器设计将具有更多的选择性.

## References

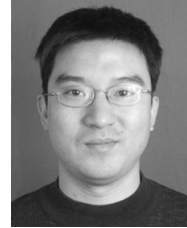
- 1 Gevers M. A personal view of the development of system identification. *IEEE Control Systems Magazine*, 2006, **26**(6): 93–105
- 2 Hjalmarsson H. From experiment design to closed-loop control. *Automatica*, 2005, **41**(3): 393–438
- 3 Hildebrand R, Solari G. Identification for control: optimal input intended to identify a minimum variance controller. *Automatica*, 2007, **43**(5): 758–767
- 4 Albertos P, Piqueras A S. *Iterative Identification and Control: Advances in Theory and Applications*. New York: Springer Verlag, 2002. 185–208
- 5 Bitmead R, Zang Z. An iterative identification and control strategy. In: *Proceedings of European Control Conference*. Grenoble, France: EUCA, 1991. 1396–1400
- 6 Campi M C, Sugie T, Sakai F. Iterative identification method for linear continuous-time systems. In: *Proceedings of the 45th IEEE Conference on Decision and Control*. San Diego, USA: IEEE, 2006. 817–822
- 7 Holmberg U, Valentinotti S, Bonvin D. An identification for control procedure with robust performance. *Control Engineering Practice*, 2000, **8**(10): 1107–1117
- 8 Date P, Lanzon A. A combined iterative scheme for identification and control redesigns. *International Journal of Adaptive Control and Signal Processing*, 2004, **18**(8): 629–644

- 9 Lecchini A, Lanzon A, Anderson B D O. A model reference approach to safe controller changes in iterative identification and control. *Automatica*, 2006, **42**(2): 193–203
- 10 James M R, Smith M C, Vinnicombe G. Gap metrics, representations, and nonlinear robust stability. *SIAM Journal on Control and Optimization*, 2005, **43**(5): 1535–1582
- 11 Gevers M, Bombois X, Codrons B, Scorletti G, Anderson B D O. Model validation for control and controller validation in a prediction error identification framework, part II: illustrations. *Automatica*, 2003, **39**(3): 417–427
- 12 Bombois X. Connecting Prediction Error Identification and Robust Control Analysis: A New Framework [Ph.D. dissertation], University Catholique de Louvain, Belgium, 2000
- 13 Jansson H. Experiment Design with Applications in Identification for Control [Ph.D. dissertation], Royal Institute of Technology, Sweden, 2004
- 14 Dehghani A, Lanzon A, Anderson B D O. An H algorithm for the windsurfer approach to adaptive robust control. *International Journal of Adaptive Control and Signal Processing*, 2004, **18**(8): 607–628



**宗 群** 天津大学电气与自动化工程学院教授, 2003 年获得天津大学博士学位. 主要研究方向为系统辨识, 调度与优化方法, 故障诊断与容错控制.  
E-mail: zongqun@tju.edu.cn  
(**ZONG Qun** Professor at the College of Electric and Automation Engi-

neering, Tianjin University. He received his Ph.D. degree from Tianjin University in 2003. His research interest covers system identification, schedule and optimal method, fault diagnosis, and tolerant control.)



**窦立谦** 天津大学电气与自动化工程学院讲师, 2008 年获得天津大学博士学位. 主要研究方向为面向控制的辨识和随机控制. 本文通信作者.

E-mail: liqian.dou@163.com

(**DOU Li-Qian** Lecturer at the College of Electric and Automation Engineering, Tianjin University. He received his Ph.D. degree from Tianjin University in 2008. His research interest covers control-oriented system identification and stochastic control. Corresponding author of this paper.)



**刘文静** 天津大学电气与自动化工程学院博士生, 2006 年获得天津大学硕士学位. 主要研究方向为系统辨识和故障诊断.

E-mail: liuwenjingsvm@yahoo.com.cn

(**LIU Wen-Jing** Ph.D. candidate at the College of Electric and Automation Engineering, Tianjin University. She received her master degree from Tianjin University in 2006. Her research interest covers system identification and fault diagnosis.)