

文章编号: 1001-0920(2002)03-0282-05

# 满足 $H_\infty$ , 区域极点和方差指标约束的 动态输出反馈控制研究

程相权, 郭 治, 王远钢  
(南京理工大学 自动化系, 江苏 南京 210094)

**摘 要:** 根据满意控制的思想, 设计动态输出反馈控制器参数, 使连续线性随机系统满足预先给定的  $H_\infty$  指标、扇形区域极点指标和协方差上界指标, 以保证系统具有期望的性能。首先建立一个使闭环系统满足扇形区域极点指标的充分条件, 然后利用线性矩阵不等式方法, 将上述 3 类指标约束的动态输出反馈控制器设计问题转化为一组 LMI 的可行解问题, 后者可借助 Matlab-LMI 工具箱进行有效求解。数值算例说明了所提出设计方法的有效性。

**关键词:** 动态输出反馈; 满意控制;  $H_\infty$ ; 极点; 方差; 线性矩阵不等式

中图分类号: TP 273

文献标识码: A

## On dynamic output control with constraints on $H_\infty$ , pole placement and covariance

CHENG Xiang-quan, GUO Zhi, WANG Yuan-gang

(Department of Automation, Nanjing University of Science & Technology, Nanjing 210094, China)

**Abstract:** Based on the conception of satisfactory control, a design method of dynamic output feedback controllers is proposed for a class of continuous linear stochastic systems, so that the closed-loop system satisfies prescribed specifications of  $H_\infty$  infinity, sector pole placement and covariance upper-bound. A sufficient condition is first presented for the closed-loop system's poles assigned in the given sector. Then via linear matrix inequalities (LMI) approach, the design of dynamic output feedback controllers with above three specifications is transformed into the feasible problem of some certain LMI system. The latter can be efficiently solved by means of Matlab-LMI control toolbox. A numerical example shows the validity of the proposed design method.

**Key words:** dynamic output feedback; satisfactory control;  $H_\infty$  infinity; pole; covariance; LMI

## 1 引 言

实际工程中通常要设计具有物理可实现性的控制器以使系统具有期望的性能, 而期望的性能一

般包括: 以区域极点指标表征的快速性、以稳态方差指标表征的稳态精度和以  $H_\infty$  指标表征的对有界扰动的抑制能力。对非最优但满足期望性能的任一项指标, 系统都对应控制器的一个解集, 若这些解集

收稿日期: 2001-03-12; 修回日期: 2001-06-13

基金项目: 国家自然科学基金项目(60174028)

作者简介: 程相权(1973—), 男, 山东金乡人, 博士生, 从事图像跟踪、满意控制与估计等研究; 郭治(1937—), 男(满族), 辽宁义县人, 教授, 博士生导师, 从事兵器控制、满意控制与估计等研究。

的交集非空, 则系统必存在同时满足上述 3 种指标的控制器的。如果一个系统反馈状态不完备, 则可利用测量输出来构造状态反馈控制器。文献[1]研究了  $H_\infty$  控制器的设计方法, 文献[2]讨论了圆形极点与状态方差约束的状态反馈控制器的设计方法。本文则根据满意控制的思想<sup>[3]</sup>, 求解同时满足上述 3 种指标要求的动态输出反馈控制器, 其中的极点指标是扇形区域, 更具有实际工程意义。

在求解满意控制器的参数时, 首先利用适当的变量代换把各个期望指标都用线性矩阵不等式 (LMI) 来刻画, 然后借助流行的计算软件 Matlab-LMI 工具箱进行求解。

## 2 问题描述

针对如下线性随机系统

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) + D_1w(t) \\ y(t) = Cx(t) + D_2w(t) \end{cases} \quad (1)$$

其中,  $x(t) \in R^n$  为状态,  $u(t) \in R^m$  和  $y(t) \in R^p$  分别为控制输入和测量输出;  $w(t) \in R^r$ , 当它作为随机噪声时, 是强度为  $W > 0$ , 零均值且初始状态  $x(0)$  与  $w(0)$  不相关的高斯型白噪声, 包含系统模型噪声和测量噪声, 而当它作为有界扰动时, 其各分量均为 Lebesgue 可测;  $A, B, D_1, D_2, C$  是适维实常矩阵。假设矩阵对  $(A, B)$  可控,  $(A, C)$  可观测。

设计如下形式的动态输出反馈控制器

$$\begin{cases} \dot{x}_K(t) = A_K x_K(t) + B_K y(t) \\ u(t) = C_K x_K(t) + D_K y(t) \end{cases} \quad (2)$$

其中  $x_K(t) \in R^n$ , 使增广闭环系统

$$\begin{cases} \dot{x}_d = A_d x_d + B_d w \\ y = C_d x_d + D_d w \end{cases} \quad (3)$$

满足如下约束:

- 1)  $T_{wy}(s) < \mathcal{Y}$ ;
- 2) 闭环系统(3)的极点位于给定的切角扇形区域(如图 1 所示);
- 3) 闭环系统(3)中对应原系统(1)的状态稳态方差  $X < P_m$ ,  $P_m$  为给定方差约束指标。其中

$$A_d = \begin{bmatrix} A + BD_K C & BC_K \\ B_K C & A_K \end{bmatrix}$$

$$B_d = \begin{bmatrix} D_1 + BD_K D_2 \\ B_K D_2 \end{bmatrix}$$

$$C_d = [C \ 0], \quad D_d = D_2$$

$T_{wy}(s) = D_{cl} + C_d(sI - A_{cl})^{-1}B_d$  为扰动  $w$  到系统

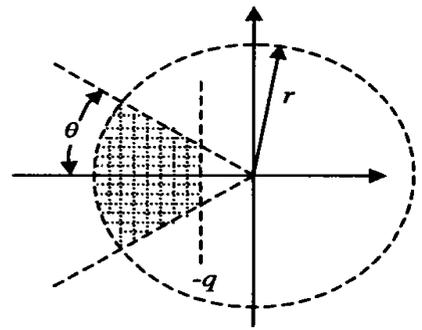


图 1 切角扇形区域

输出  $y$  的传递函数, 且定义

$$K = \begin{bmatrix} A_K & B_K \\ C_K & D_K \end{bmatrix}$$

## 3 多指标约束的满意控制

### 3.1 $H_\infty$ 指标的 LMI 描述

根据有界实引理, 可以得到如下引理:

引理 1 闭环系统(3)满足  $T_{wy}(s) < \mathcal{Y}$ , 且稳定的充分必要条件是存在  $Q > 0$  满足

$$\begin{bmatrix} A_d Q + Q A_d^T & B_d & Q C_d^T \\ B_d^T & -\mathcal{Y}I & D_d^T \\ C_d Q & D_{cl} & -\mathcal{Y}I \end{bmatrix} < 0 \quad (4)$$

假设  $(Q, K)$  是不等式(4)的一个可行解, 可将矩阵  $Q$  及其逆矩阵  $Q^{-1}$  分块

$$Q = \begin{bmatrix} R & M \\ M^T & U \end{bmatrix}, \quad Q^{-1} = \begin{bmatrix} S & N \\ N^T & V \end{bmatrix} \quad (5)$$

其中  $R$  和  $S$  是  $n$  阶对称矩阵。则由  $QQ^{-1} = I$ , 得  $MN^T = I - RS$ 。

引理 2<sup>[11]</sup> 若存在  $(Q, K)$  满足式(4), 则  $Q$  和  $Q^{-1}$  按式(5)分块后,  $I - RS$  非奇异。

构造矩阵

$$\Pi_1 = \begin{bmatrix} R & I \\ M^T & Q \end{bmatrix}, \quad \Pi_2 = \begin{bmatrix} I & S \\ 0 & N^T \end{bmatrix} \quad (6)$$

则由引理 2 得  $MN^T = I - RS$  非奇异, 所以  $\Pi_1$  和  $\Pi_2$  均为可逆矩阵, 且由  $QQ^{-1} = I$  可得

$$Q\Pi_2 = \Pi_1$$

$$\Pi_2^T Q\Pi_2 = \Pi_2^T \Pi_1 = \begin{bmatrix} R & I \\ I & S \end{bmatrix} \quad (7)$$

于是构造如下可逆矩阵

$$\Pi_{22} = \begin{bmatrix} \Pi_2 & 0 \\ 0 & \Pi_2 \end{bmatrix}, \quad \Pi_{21} = \begin{bmatrix} \Pi_2 & 0 \\ 0 & I \end{bmatrix}$$

$$\Pi_{31} = \begin{bmatrix} \Pi_2 & 0 & 0 \\ 0 & I & 0 \\ 0 & 0 & I \end{bmatrix} \quad (8)$$

用矩阵  $\Pi_{31}$  及其转置分别右乘、左乘式(4), 即得

$$\begin{bmatrix} AR + RA^T + B\bar{C}_k + \bar{C}_k^T B^T & A + BD_k C + \bar{A}_k^T & D_1 + BD_k D_2 & RC^T \\ (A + BD_k C + \bar{A}_k^T)^T & SA + A^T S + B_k C + C^T B_k^T & SD_1 + B_k D_2 & C^T \\ (D_1 + BD_k D_2)^T & (SD_1 + \bar{B}_k D_2)^T & -rI & D_2^T \\ CR & C & D_2 & -rI \end{bmatrix} \quad (9)$$

其中

$$B_k := NB_k + SBD_k \quad (10a)$$

$$\bar{C}_k := C_k M^T + D_k CR \quad (10b)$$

$$\bar{A}_k := NA_k M^T + NB_k CR + SBC_k M^T + S(A + BD_k C)R \quad (10c)$$

显然, 式(9)是关于变量  $(R, S, \bar{A}_k, B_k, \bar{C}_k, D_k)$  的线性矩阵不等式, 且式(9)是式(4)经过合同变换得到的, 因此二者是等价的。

### 3.2 切角扇形区域指标的 LMI 描述

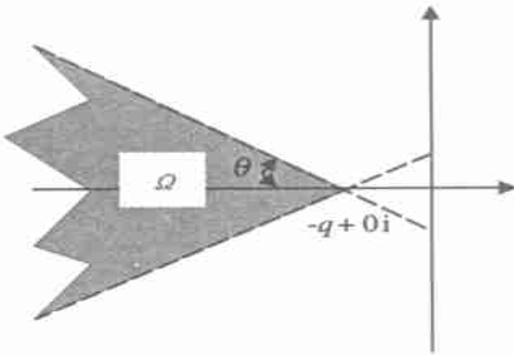


图 2 角形区域

用  $S(q, \theta)$  表示图 2 中的角形网格区域  $\Omega$  于是有下述引理:

引理 3 实矩阵  $A$  极点位于  $S(q, \theta)$  (其中  $q$  为实正数,  $0 < \theta < \pi/2$ ) 的充要条件是: 矩阵变量  $Q$  的下述不等式有正定解。

$$(\sin\theta - \text{icos}\theta)AQ + (\sin\theta + \text{icos}\theta)QA^T + 2q\sin\theta \bullet Q < 0 \quad (11)$$

证明 (充分性)  $A$  为实阵, 其特征值关于实轴对称, 若  $\lambda = a + bi$  为  $A^T$  的特征值,  $a$  和  $b$  为实数, 则  $\lambda^* = a - bi$  亦为  $A$  的特征值。令  $A^T u = \lambda u$ , 则有  $u^H A = \lambda^* u^H$ ,  $A^T \bar{u} = \lambda \bar{u}$ ,  $\bar{u}^H A = \lambda \bar{u}^H$ 。将式(11)分别左乘以  $u^H$  右乘以  $u$ , 左乘以  $\bar{u}^H$  右乘以  $\bar{u}$ , 整理后得到下式

$$\begin{cases} (a\sin\theta - b\cos\theta + q\sin\theta)u^H Q u < 0 \\ (a\sin\theta + b\cos\theta + q\sin\theta)\bar{u}^H Q \bar{u} < 0 \end{cases} \quad (12)$$

显然  $Q > 0$  时,  $u^H Q u > 0$ ,  $\bar{u}^H Q \bar{u} > 0$ , 其中  $u$  为右复特征向量,  $u^H$  为  $u$  的 Hermite 转置, 即共轭转置。于是有下式成立

$$\begin{cases} a < -q \\ ((a + q)\tan\theta < b < -(a + q)\tan\theta \end{cases} \quad (13)$$

从而可得  $a \pm bi$  位于角形区域  $S(q, \theta)$ 。若  $\lambda = a$  为  $A^T$  的特征值,  $a$  为实数,  $\omega$  为相应右特征向量, 则同样可得  $a < -q$ 。

(必要性) 令  $A = (\sin\theta - \text{icos}\theta)A + q\sin\theta \bullet I$ , 易证  $\lambda(A) = (\sin\theta - \text{icos}\theta)\lambda(A) + q\sin\theta$  将  $\lambda(A) = a \mp bi$  代入  $\lambda(A)$ , 可得  $\lambda(A)$  的实部为  $a\sin\theta - b\cos\theta + q\sin\theta < 0$  或  $a\sin\theta + b\cos\theta + q\sin\theta < 0$ , 于是根据 Lyapunov 稳定判据,  $AQ + QA^T < 0$ , 即式(11)必有正定解  $Q$ 。因此必要性成立。

引理 4<sup>[4]</sup> 实矩阵  $A$  极点位于以原点为圆心、半径为  $r$  的开圆盘内的充要条件是: 矩阵变量  $Q$  的下述不等式有正定解。

$$AQA^T - r^2 Q < 0 \quad (14)$$

定义一个线性矩阵不等式为

$$\begin{bmatrix} U & V \\ -V & U \end{bmatrix} < 0 \quad (15)$$

其中

$$U := \sin\theta (A + qI)Q + Q(A + qI)^T$$

$$V := \cos\theta (A + qI)Q - Q(A + qI)^T$$

对式(15)进行合同变换, 得

$$\begin{bmatrix} 2[U - iV] & 0 \\ 0 & \frac{1}{2}[U + iV] \end{bmatrix} < 0 \quad (16)$$

其中

$$U - iV = (\sin\theta - \text{icos}\theta)AQ + (\sin\theta + \text{icos}\theta)QA^T + 2q\sin\theta \bullet Q < 0$$

而  $U + iV$  是其共轭, 可证得亦有  $U + iV < 0$ 。所以, 若  $0 < \theta < \pi/2$ , 则式(11)与(15)等价。

由引理 3 和引理 4 可知, 闭环系统(3)的极点位于图 1 所示的扇形区域内的充分条件是: 矩阵变量  $Q$  且  $Q > 0$  的下述不等式组有解。

$$(\sin\theta - \text{icos}\theta)A_d Q + (\sin\theta + \text{icos}\theta)QA_d^T < 0 \quad (17)$$

$$\begin{cases} \left[ \sin \frac{\pi}{2} - \text{icos} \frac{\pi}{2} \right] A_d Q + \left[ \sin \frac{\pi}{2} + \text{icos} \frac{\pi}{2} \right] QA_d^T + 2q\sin \frac{\pi}{2} \bullet Q < 0 \end{cases} \quad (18)$$

$$A_d QA_d^T - r^2 Q < 0 \quad (19)$$

式(17)的等价形式为

$$\begin{bmatrix} \sin\theta(A_d Q + Q A_d^T) & \cos\theta(A_d Q - Q A_d^T) \\ -\cos\theta(A_d Q - Q A_d^T) & \sin\theta(A_d Q + Q A_d^T) \end{bmatrix} < 0 \quad (20)$$

用式(8)定义的矩阵  $\Pi_{22}$  及其转置分别右乘、左乘式(20), 并进行合同变换得

$$\begin{bmatrix} \sin\theta \cdot \Gamma & \cos\theta \cdot \Theta \\ -\cos\theta \cdot \Theta & \sin\theta \cdot \Gamma \end{bmatrix} < 0 \quad (21)$$

其中

$$\begin{aligned} \Gamma &= \begin{bmatrix} AR + RA^T + B\bar{C}_K + \bar{C}_K^T B^T & A + BD_K C + \bar{A}_K^T \\ (A + BD_K C + \bar{A}_K^T)^T & SA + A^T S + \bar{B}_K C + C^T \bar{B}_K^T \end{bmatrix} \\ \Theta &= \begin{bmatrix} AR - RA^T + B\bar{C}_K - \bar{C}_K^T B^T & A + BD_K C - \bar{A}_K^T \\ (-A - BD_K C + \bar{A}_K^T)^T & SA - A^T S + \bar{B}_K C - C^T \bar{B}_K^T \end{bmatrix} \end{aligned}$$

定义矩阵

$$\Phi = \begin{bmatrix} R & I \\ I & S \end{bmatrix}, \Psi = \begin{bmatrix} AR + B\bar{C}_K & A + BD_K C \\ \bar{A}_K & SA + \bar{B}_K C \end{bmatrix}$$

于是, 用式(6)定义的矩阵  $\Pi_2$  及其转置分别右乘、左乘式(18), 并进行合同变换得

$$\Gamma + 2q\Phi < 0 \quad (22)$$

将式(19)扩张成矩阵形式为

$$\begin{bmatrix} AR + RA^T + B\bar{C}_K + \bar{C}_K^T B^T & A + BD_K C + \bar{A}_K^T & D_1 + BD_K D_2 \\ (A + BD_K C + \bar{A}_K^T)^T & SA + A^T S + \bar{B}_K C + C^T \bar{B}_K^T & SD_1 + \bar{B}_K D_2 \\ (D_1 + BD_K D_2)^T & (SD_1 + \bar{B}_K D_2)^T & -W_1 \end{bmatrix} < 0 \quad (28)$$

### 3.4 输出反馈满意控制

**定理 1** 给定区域极点指标为图 1 所示的切角扇形区域, 方差约束指标为  $P_m$ ,  $H_\infty$  约束指标为  $\gamma$ 。若 LMI(9, 21, 22, 24, 28) 与  $R < P_m$  构成的 LMI 组有可行解  $(R, S, \bar{A}_K, \bar{B}_K, \bar{C}_K, D_K)$ , 则可通过求解方程组(10)得到一组参数  $(A_K, B_K, C_K, D_K)$ , 其所构成的动态反馈控制器必是使系统同时满足  $H_\infty$ 、极点和方差 3 类指标约束的满意控制器。

**证明** 令  $(R, S, \bar{A}_K, \bar{B}_K, \bar{C}_K, D_K)$  是一组可行解, 则由式(24)得矩阵  $\Phi > 0$ , 从而矩阵  $I - RS$  可逆。于是利用满秩分解总可求得一对满秩方阵  $M$  和  $N$ , 满足  $MN^T = I - RS$ 。因此可按式(6)构造矩阵  $\Pi_1$  和  $\Pi_2$ , 进而可构造矩阵  $Q = \Pi_1 \Pi_2^{-1}$ , 则有

$$\Pi_2^T Q \Pi_2 = \Pi_2^T \Pi_1 = \begin{bmatrix} R & I \\ I & S \end{bmatrix} = \Phi > 0$$

因而矩阵是正定的。再由方程组(10)可求出一组参数  $(A_K, B_K, C_K, D_K)$ 。由前文的所有引理和相关论述可知, 用式(6), (8)所构造矩阵的逆及逆矩阵的转

$$\begin{bmatrix} -rQ & A_{cl}Q \\ Q A_{cl}^T & -rQ \end{bmatrix} < 0 \quad (23)$$

用式(8)定义的矩阵  $\Pi_{22}$  及其转置分别右乘、左乘式(23)得

$$\begin{bmatrix} -r\Phi & \Psi \\ \Psi^T & -r\Phi \end{bmatrix} < 0 \quad (24)$$

### 3.3 方差约束指标的 LMI 描述

若控制器(2)使相应闭环系统(4)稳定, 则稳态状态方差阵为

$$X_d = \lim_{t \rightarrow \infty} E \left\{ \begin{bmatrix} x(t) \\ x_K(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(t) \\ x_K(t) \end{bmatrix}^T \right\} = \begin{bmatrix} X & X_K \\ X_K^T & X_{KK} \end{bmatrix} \quad (25)$$

且是如下 Lyapunov 方程的唯一半正定解

$$A_{cl} X_{cl} + X_{cl} A_{cl}^T + B_{cl} W B_{cl}^T = 0 \quad (26)$$

引理 5<sup>[2]</sup> 若动态输出反馈  $K$  使闭环系统(3)渐近稳定, 则矩阵变量  $Q$  的不等式

$$A_d Q + Q A_d^T + B_{cl} W B_{cl}^T < 0 \quad (27)$$

有正定解, 且有  $X_d < Q$ 。

将式(27)扩张成矩阵形式, 用式(8)定义的矩阵  $\Pi_{21}$  及其转置分别右乘、左乘并进行合同变换得

置对 LMI(9, 21, 22, 24, 28) 做相应的合同变换后, 显然  $(Q, A_K, B_K, C_K, D_K)$  是不等式组(4, 17 ~ 19, 27)的一组解, 且满足  $X < R < P_m$ 。所以, 求得的动态反馈控制器必是使系统同时满足  $H_\infty$ 、极点和方差 3 类指标约束的满意控制器。

若定理 1 所提出的指标在相容范围内, 则必有可行解, 而指标的相容范围可通过求解 LMI 组约束下矩阵迹的极值问题得到, 文献[2]已有相关论述。在工程设计过程中, 如用 Matlab-LMI 工具箱求解, 若所提出指标在相容范围内, 则程序将自动给出一组可行解; 否则, 程序将发散并有出错提示。

## 4 数值算例

假设系统(1)中的系数矩阵分别为

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0.2 & 0 \\ 0 & 1 & 0.2 \end{bmatrix}, \quad D_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$D_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0.2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0.3 \end{bmatrix}$$

系统模型噪声强度为  $W = I_5$ ,  $H$  指标约束为  $\gamma = 0.98$ ; 极点约束指标为图 1 所示切角扇形区域, 其中,  $\theta = \pi/4$ ,  $q = 1$ ,  $r = 4$ ; 约束方差为

$$P_m = \begin{bmatrix} 0.6 & 0 & 0.1 \\ 0 & 5.2 & 0.6 \\ 0.1 & 0.6 & 3.1 \end{bmatrix}$$

用 Matlab-LMI 工具箱计算得

$$A_k = \begin{bmatrix} -2.014 & 0.001 & 331.2 & -1.756 \times 10^{-5} \\ 3.5556 & -3.4058 & -0.007222 & \\ 7.0565 & -0.1004 & -3.3365 & \end{bmatrix}$$

$$B_k = \begin{bmatrix} -2.3224 & -0.22678 \\ 7.823 & -0.5331 \\ 11.553 & -0.98076 \end{bmatrix}$$

$$C_k = \begin{bmatrix} 8.6012 & 0.006092 & 0.0013777 \\ 29.527 & 0.022779 & 0.010093 \end{bmatrix}$$

$$D_k = \begin{bmatrix} -10.481 & -4.5578 \\ 7.0066 & -4.9695 \end{bmatrix}$$

于是求得  $T_{wy}(s) = 0.97638$ , 极点为:  $-2.5105 + 2.2196i$ ,  $-2.5105 - 2.2196i$ ,  $-2.3175 + 0.42413i$ ,  $-2.3175 - 0.42413i$ ,  $-3.4211$ ,  $-3.3268$ ; 原系统稳态方差为

$$X = \begin{bmatrix} 0.3914 & -0.5 & 0.32037 \\ -0.5 & 1.7611 & -0.72918 \\ 0.32037 & -0.72918 & 1.724 \end{bmatrix}$$

可以验证, 所求反馈控制器使各项指标均能得到满足。

参考文献(References):

- [1] Gahinet P. Explicit controller formulas for LMI-based  $H$  synthesis[J]. Automatic, 1996, 32(7): 1007-1014.
- [2] 王远钢, 郭治. 状态反馈中圆形极点与状态方差约束的相容性[J]. 自动化学报(Acta Automatica Sinica), 2001, 27(2): 207-213.
- [3] Guo Zhi. A survey of satisfying control and estimation [A]. Proc of the 14th IFAC Congress[C]. Beijing: Press of Tsinghua University, 1999. G: 443-447.
- [4] 黄琳. 系统与控制理论中的线性代数[M]. 北京: 科学出版社, 1984. 31-34.

(上接第 281 页)

## 5 结 论

本文针对基于非线性谱分析的故障诊断的需要, 研究了使用部分噪声向量盲辨识非线性系统广义脉冲响应函数的子空间方法。仿真实验的结果表明, 使用该方法估计得到的 GFRF 可以满足基于非线性谱分析的故障诊断的需要, 并且运算量较小, 因而更适宜于在线应用。

参考文献(References):

- [1] 方李旺, 韩崇昭. 基于非线性传递函数的非线性闭环控制系统的稳定性研究[J]. 控制与决策(Control and Decision), 1999, 14(3): 199-205.
- [2] G M Raz, B D V Veen. Baseband Volterra filters for implementing carrier based nonlinearities [J]. IEEE Trans on Signal Processing, 1998, 46(1): 103-114.
- [3] 唐晓泉. 非线性系统频谱分析理论及其在故障诊断中的

应用研究[D]. 西安: 西安交通大学, 1999.

- [4] 方李旺, 焦李成, 韩崇昭. 非线性有限冲激响应 Volterra 信道的盲辨识[J]. 西安交通大学学报(J of Xi an Jiaotong Univ), 2000, 34(12): 24-27.
- [5] G B Giannakis, E Serpedin. Linear multichannel blind equalizers of nonlinear FIR Volterra channels[J]. IEEE Trans on Signal Processing, 1997, 45(1): 67-81.
- [6] E Moulines, P Duhamel, J F Cardoso, et al. Subspace methods for the blind identification of multichannel FIR filters [J]. IEEE Trans on Signal Processing, 1995, 43(2): 516-525.
- [7] Y B Hua, K A Meraim, M Wax. Blind system identification using minimum noise subspace [J]. IEEE Trans on Signal Processing, 1997, 45(3): 770-773.
- [8] T Kailath. Linear systems [M]. Englewood Cliffs: Prentice-Hall, 1980.