

一类网络化系统控制器设计新方法

刘自鑫^{1,2}, 吕 恕¹, 钟守铭¹, 叶 茂³

(1 电子科技大学 应用数学学院, 四川 成都 611731; 2 贵州财经学院 数学与统计学院, 贵州 贵阳 550004;
3 电子科技大学 计算机科学与工程学院, 四川 成都 611731)

摘 要: 研究了一类包含网络诱导时延、数据丢包以及错序等非理想因素网络模型的控制器设计问题. 结合线性矩阵不等式技术, 通过控制器分解, 提出了一种新的控制器设计方法. 新算法具有控制器直接求解, 不需要计算逆矩阵等特点. 仿真例子表明新算法是有效的.

关键词: 网络控制系统; 时变时延; 线性矩阵不等式

中图分类号: TP13

文献标识码: A

文章编号: 1000-7180(2010)12-0014-04

A New Controller Design Method for a Class of Networked Control Systems

LIU Zi-xin^{1, 2}, LV Shu¹, ZHONG Shou-ming¹, YE Mao³

(1 School of Applied Mathematics, University of Electronic Science & Technology of China, Chengdu 611731, China;

2 School of Mathematics and Statistics, Guizhou College of Finance and Economics, Guiyang 550004, China;

3 School of Computer Science and Engineering, University of Electronic Science & Technology of China, Chengdu 611731, China)

Abstract: The controller design problem of a class of non-ideal networked control system with time delay, data packet and wrong-sequence is investigated. Combined with linear matrix inequality (LMI) technique, by decomposing the controller, a new controller design method is proposed. The new design method has feature that controller can be solved directly and inverse matrix computation is not needed. Simulation example shows that the method proposed in this paper is valid.

Key words: networked control system; time-varying delays; linear matrix inequality

1 引言

与通常的点对点控制系统相比网络控制系统^[1] (Networked Control Systems, NCS) 具有成本低, 系统灵活性高, 安装维护简便, 便于进行故障诊断等特点^[2], 其广泛应用于工业过程控制、制造自动化等领域. 由于网络系统不可避免地存在信息传输延时、丢包、错序、节点驱动方式以及噪声干扰等因素^[3], 使得网络系统的动力学行为变得纷繁复杂. 这些因素会降低网络性能, 甚至导致网络的不稳定. 这使得网络化控制系统成为工业界和学术界的研究热点之一^[4]. 近年来, 网络化控制系统的稳定性分析以

及控制器设计问题引起了国内外学者的广泛关注, 并取得了一定进展^[5-7]. 文献[5]研究了一类具有非线性扰动的连续网络化随机系统鲁棒控制问题; 文献[6]综合考虑了网络时延、丢包、错序等非理想因素, 建立了离散时滞网络化控制模型, 并对离散 NCS 模型进行了渐近稳定性分析和控制器设计. 文献[7]针对文献[6]中模型的不足, 建立了闭环时滞系统模型, 并采用线性矩阵不等式技术设计了状态反馈控制器.

文献[6-7]中所给的稳定性判据不是一个严格的线性矩阵不等式条件, 从而不能对控制器进行直接求解; 控制器需要进行单独设计, 并且控制器设计

收稿日期: 2009-11-30; 修回日期: 2010-01-30

基金项目: 国家“九七三”计划项目(2010CB732501); 国家自然科学基金项目(10961008)

需要求解逆矩阵. 当网络系统维数较高时, 其计算量较大. 针对上述不足, 结合线性矩阵不等式技术, 通过控制器分解, 提出了一种新的控制器设计方法, 新方法有效地克服了上述不足.

2 网络化控制问题描述

考虑如图 1 所示单回路网络控制系统. 在考虑到网络诱导时滞、数据丢包以及错序等因素, 图 1 中的被控对象可以采用如下离散线性系统加以描述^[7]:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(k+1) &= \mathbf{A}\mathbf{x}(k) + \mathbf{B}\mathbf{u}(k) \\ \mathbf{y}(k) &= \mathbf{C}\mathbf{x}(k) \end{aligned} \quad (1)$$

式中, $\mathbf{x}(k) \in R^n$, $\mathbf{u}(k) \in R^m$, $\mathbf{y}(k) \in R^l$ 分别表示状态向量、控制输入和控制输出变量. $\mathbf{A}, \mathbf{B}, \mathbf{C}$ 为具有适当维数的常数矩阵. 图 1 中 τ_c, τ_m 分别表示从传感器到控制器以及控制器到执行器的网络时延. 综合考虑这两类时延, 状态反馈控制器 $\mathbf{u}(k)$ 可以用 $\mathbf{u}(k) = \mathbf{K}\mathbf{x}(k - \tau(k))$ 表示^[7], 其中 $\tau(k)$ 为时变时延且具有上下界 τ_m, τ_M . 将 $\mathbf{u}(k)$ 代入式(1), 则网络控制系统可描述为

$$\mathbf{x}(k+1) = \mathbf{A}\mathbf{x}(k) + \mathbf{B}\mathbf{K}\mathbf{x}(k - \tau(k)) \quad (2)$$

$\mathbf{x}(k) = \phi(k)$, $\forall k \in [-\tau_M, 0]$, $\phi(k)$ 为初值函数.

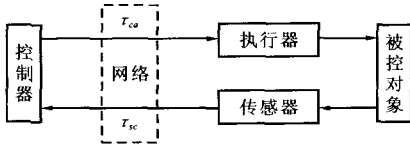


图 1 网络化控制系统的结构

3 状态反馈控制器设计

为设计控制增益矩阵 $\mathbf{K}$, 令 $\mathbf{K} = \mathbf{K}_1 + \mathbf{K}_2$. 注意到 $\mathbf{x}(k) - \sum_{i=k-\tau(k)}^{k-1} \boldsymbol{\eta}(i) - \mathbf{x}(k - \tau(k)) = 0$, 其中 $\boldsymbol{\eta}(k) = \mathbf{x}(k+1) - \mathbf{x}(k)$ 则式(2)可变形为

$$\mathbf{x}(k+1) = (\mathbf{A} + \mathbf{B}\mathbf{K}_2)\mathbf{x}(k) + \mathbf{B}\mathbf{K}_1\mathbf{x}(k - \tau(k)) - \mathbf{B}\mathbf{K}_2 \sum_{i=k-\tau(k)}^{k-1} \boldsymbol{\eta}(i) \quad (3)$$

基于式(3), 可得到如下控制器设计方法.

定理 1 若存在正定矩阵 $\mathbf{Q}, \mathbf{R}$, 以及具有适当维数的任意矩阵 $\mathbf{P}_1, \mathbf{P}_2, \mathbf{G}_1, \mathbf{G}_2$ 使得如下线性矩阵不等式成立:

$$\Xi = \begin{bmatrix} \Xi_{11} & \Xi_{12} & \Xi_{13} & \Xi_{14} \\ * & \Xi_{22} & \Xi_{23} & \Xi_{24} \\ * & * & -2\mathbf{I} + \tau_M \mathbf{R} & \Xi_{34} \\ * & * & * & \Xi_{44} \end{bmatrix} < 0 \quad (4)$$

其中

$$\begin{aligned} \Xi_{11} &= \mathbf{A} + \mathbf{A}^T + \mathbf{B}\mathbf{K}_2 + \mathbf{K}_2^T \mathbf{B}^T - 2\mathbf{I} + \mathbf{P}_1 + \mathbf{P}_1^T + [(\tau_M - \tau_m)(\tau_M - \tau_m + 1)^{-1} + (\tau_M - \tau_m + 1)^{-1}] \mathbf{Q} + \mathbf{G}_1 + \mathbf{G}_1^T, \\ \Xi_{12} &= \mathbf{B}\mathbf{K}_1 - \mathbf{P}_1 + \mathbf{P}_2^T - \mathbf{G}_1 + \mathbf{G}_2^T, \\ \Xi_{13} &= 2\mathbf{A}^T + \mathbf{K}_2^T \mathbf{B}^T - \mathbf{I} + \mathbf{P}_1^T, \\ \Xi_{14} &= \mathbf{P}_2^T + \mathbf{G}_2^T - \mathbf{P}_1 - \mathbf{G}_1 - \mathbf{B}\mathbf{K}_2, \\ \Xi_{22} &= -\mathbf{P}_2^T - \mathbf{G}_2^T - \mathbf{P}_2 - \mathbf{G}_2 - (\tau_M - \tau_m + 1)^{-1} \mathbf{Q}, \\ \Xi_{23} &= 2\mathbf{K}_1^T \mathbf{B}^T + \mathbf{K}_2^T \mathbf{B}^T - \mathbf{P}_1^T, \\ \Xi_{24} &= -\mathbf{P}_2 - \mathbf{P}_2^T - \mathbf{G}_2 - \mathbf{G}_2^T, \\ \Xi_{34} &= -\mathbf{B}\mathbf{K}_2 - \mathbf{P}_1, \\ \Xi_{44} &= -\mathbf{P}_2 - \mathbf{P}_2^T - \mathbf{G}_2 - \mathbf{G}_2^T - \tau_M^{-1} \mathbf{R} \end{aligned}$$

式(4)中, “*” 表示对称矩阵主对角线下方的元素, 则存在控制器增益 $\mathbf{K} = \mathbf{K}_1 + \mathbf{K}_2$ 使得闭环系统(式(2))是渐近稳定的.

证明: 构造如下 Lyapunov 函数

$$V(k) = V_1(k) + V_2(k) + V_3(k) + V_4(k),$$

其中

$$V_1(k) = 2\mathbf{x}^T(k)\mathbf{x}(k),$$

$$V_2(k) = \sum_{j=-\tau_M}^{-1} \sum_{i=j+k}^{k-1} \boldsymbol{\eta}^T(i) \mathbf{R} \boldsymbol{\eta}(i),$$

$$V_3(k) = (\tau_M - \tau_m + 1)^{-1} \sum_{i=k-\tau(k)}^{k-1} \mathbf{x}^T(i) \mathbf{Q} \mathbf{x}(i),$$

$$V_4(k) = (\tau_M - \tau_m + 1)^{-1} \sum_{i=k+1-\tau_M}^{k-\tau_m} \mathbf{x}^T(i) \mathbf{Q} \mathbf{x}(i),$$

沿闭环系统(式(3))求差分可得

$$\Delta V_1(k)$$

$$\begin{aligned} &= 2\mathbf{x}^T(k+1)\mathbf{x}(k+1) - 2\mathbf{x}^T(k)\mathbf{x}(k) \\ &= 2[\mathbf{x}(k) + \boldsymbol{\eta}(k)]^T \mathbf{x}(k+1) - 2\mathbf{x}^T(k)\mathbf{x}(k) \\ &= 2[\mathbf{x}(k) + \boldsymbol{\eta}(k)]^T [(\mathbf{A} + \mathbf{B}\mathbf{K}_2)\mathbf{x}(k) + \mathbf{B}\mathbf{K}_1\mathbf{x}(k - \tau(k)) - \mathbf{B}\mathbf{K}_2 \sum_{i=k-\tau(k)}^{k-1} \boldsymbol{\eta}(i)] - 2\mathbf{x}^T(k)\mathbf{x}(k) \end{aligned} \quad (5)$$

$$\Delta V_2(k) \leq \tau_M \boldsymbol{\eta}^T(k) \mathbf{R} \boldsymbol{\eta}(k) - \tau_M^{-1} \left(\sum_{i=k-\tau_M}^{k-1} \boldsymbol{\eta}(i) \right)^T \cdot$$

$$\mathbf{R} \left(\sum_{i=k-\tau_M}^{k-1} \boldsymbol{\eta}(i) \right)$$

$$\leq \tau_M \boldsymbol{\eta}^T(k) \mathbf{R} \boldsymbol{\eta}(k) - \tau_M^{-1} \left(\sum_{i=k-\tau(k)}^{k-1} \boldsymbol{\eta}(i) \right)^T$$

$$\mathbf{R} \left(\sum_{i=k-\tau(k)}^{k-1} \boldsymbol{\eta}(i) \right) \quad (6)$$

$$\begin{aligned} \Delta V_3(k) &\leq (\tau_M - \tau_m + 1)^{-1} [\mathbf{x}^T(k) \mathbf{Q} \mathbf{x}(k) - \mathbf{x}^T(k - \tau(k)) \mathbf{Q} \mathbf{x}(k - \tau(k))] + (\tau_M - \tau_m + 1)^{-1} \left[\sum_{i=k+1-\tau_M}^{k-\tau_m} \mathbf{x}^T(i) \mathbf{Q} \mathbf{x}(i) \right] \end{aligned} \quad (7)$$

$$\begin{aligned} \Delta V_4(k) &= (\tau_M - \tau_m)(\tau_M - \tau_m + 1)^{-1} \mathbf{x}^T(k) \mathbf{Q} \mathbf{x}(k) - (\tau_M - \tau_m + 1)^{-1} \left[\sum_{i=k+1-\tau_M}^{k-\tau_m} \mathbf{x}^T(i) \mathbf{Q} \mathbf{x}(i) \right] \end{aligned} \quad (8)$$

对任意具有适当维数的矩阵 $\mathbf{P}_1, \mathbf{P}_2, \mathbf{G}_1, \mathbf{G}_2$,

恒有

$$\tilde{X}_1^T \begin{bmatrix} 0 & P_1 \\ 0 & P_2 \end{bmatrix} \tilde{X}_2 = \tilde{X}_1^T \begin{bmatrix} 0 & G_1 \\ 0 & G_2 \end{bmatrix} \tilde{X}_2 = 0 \quad (9)$$

其中

$$\tilde{X}_1^T(k) = [\eta^T(k) + x^T(k), \sum_{i=k-\tau(k)}^{k-1} \eta^T(i) + x^T(k-\tau(k))],$$

$$\tilde{X}_2^T(k) = [\eta^T(k) + x^T(k), x^T(k) - \sum_{i=k-\tau(k)}^{k-1} \eta^T(i) - x^T(k-\tau(k))],$$

$$\tilde{X}_1^T(k) = [x^T(k), \sum_{i=k-\tau(k)}^{k-1} \eta^T(i) + x^T(k-\tau(k))] \quad (10)$$

由式(2)可知

$$2\eta^T(k)[(A-I)x(k) + B(K_1 + K_2)x(k-\tau(k)) - \eta(k)] = 0 \quad (11)$$

联立式(5)~(11)可得

$$V(k) \leq X^T(k) \Xi_1 X(k) < 0,$$

式中, $X^T(k) = [x^T(k), x^T(k-\tau(k)), \eta^T(k), \sum_{i=1-\tau(k)}^{k-1} \eta^T(i)]$, 根据 Lyapunov 稳定性理论可知系统(式(2))是渐近稳定的。

注 1. 将控制器增益矩阵 K 分解为 $K = K_1 + K_2$, 并将式(2)变换成式(3)的形式, 从而使得控制增益矩阵 K 对连接权矩阵 A 发生作用, 其有利于降低算法的保守性。

注 2. 定理 1 所给判据是一个严格的线性矩阵不等式条件, 其容易通过 Matlab 中的 LMI 工具箱进行求解, 求解出可行解 K_1, K_2 便可以直接得到控制器增益矩阵 $K = K_1 + K_2$ 。

注 3. 定理 1 中, 由于控制增益矩阵 K_2 对 Ξ_1 的第四行第四列元素抑制性较强, 从而使得算法产生了一定的保守性, 为克服该缺点, 有必要给出如下改进算法。

定理 2 若存在正定矩阵 P, Q, R , 以及具有适当维数的任意矩阵 M 使得如下线性矩阵不等式成立

$$\Xi_2 = \begin{bmatrix} \Xi_{11} & \Xi_{12} & \Xi_{13} & \Xi_{14} \\ * & \Xi_{22} & \Xi_{23} & \Xi_{24} \\ * & * & \Xi_{33} & 0 \\ * & * & * & \Xi_{44} \end{bmatrix} < 0 \quad (12)$$

其中

$$\Xi_{11} = A + A^T + BK_2 + K_2^T B^T - 2I + [(\tau_M - \tau_m)(\tau_M - \tau_m + 1)^{-1} + (\tau_M - \tau_m + 1)^{-1}]Q$$

$$\Xi_{12} = BK_1, \Xi_{13} = -2I + P + A^T,$$

$$\Xi_{14} = M^T - BK_2, \Xi_{22} = -(\tau_M - \tau_m + 1)^{-1}Q,$$

$$\Xi_{23} = K_1^T B^T + K_2^T B^T, \Xi_{24} = -M^T,$$

$$\Xi_{33} = P - 2I + \tau_M R, \Xi_{44} = -M - M^T - \tau_M^{-1}R.$$

式(12)中, “*”表示对称矩阵主对角线下方的元素, 则存在控制器增益 $K = K_1 + K_2$ 使得闭环系统(式(2))是渐近稳定的。

证明: 构造如下 Lyapunov 函数

$$V(k) = V_1(k) + V_2(k) + V_3(k) + V_4(k),$$

其中 $V_1(k) = x^T(k)Px(k)$, $V_2(k)$, $V_3(k)$, $V_4(k)$ 与定理 1 中的 V 函数一样。沿闭环系统(式(3))求差分可得

$$\begin{aligned} \Delta V_1(k) &= x^T(k+1)Px(k+1) - x^T(k)Px(k) \\ &= [x(k) + \eta(k)]^T P [x(k) + \eta(k)] - x^T(k)Px(k) \\ &= \eta(k)^T P \eta(k) + \eta(k)^T Px(k) + x^T(k)P\eta(k) \end{aligned} \quad (13)$$

对具有适当维数的任意矩阵 M , 由式(3)易得

$$\begin{aligned} 2x^T(k)[(A+BK_2-I)x(k) + BK_1x(k-\tau(k)) - \\ BK_2 \sum_{i=k-\tau(k)}^{k-1} \eta(i) - \eta(k)] = 0, \\ 2[\sum_{i=k-\tau(k)}^{k-1} \eta^T(i)]M[x(k) - \sum_{i=k-\tau(k)}^{k-1} \eta^T(i) - \\ x(k-\tau(k))] = 0 \end{aligned} \quad (14)$$

联立式(6)~(8), 式(11), 式(13)以及式(14)可得

$$V(k) \leq X^T(k) \Xi_2 X(k) < 0,$$

其中

$$X^T(k) = [x^T(k), x^T(k-\tau(k)), \eta^T(k), \sum_{i=k-\tau(k)}^{k-1} \eta^T(i)].$$

根据 Lyapunov 稳定性理论可知系统(式(2))是渐近稳定的。

注 4. 由定理 1、定理 2 可知, 控制器增益矩阵 K 可以通过 LMI 工具箱直接求解, 不需要对控制器进行单独设计。以往文献^[6-7]对闭环系统(式(3))给出的稳定条件都是非线性矩阵不等式形式, 因此必须单独给出控制器设计方法, 并且控制器的设计需要求解逆矩阵。当网络控制系统维数较高时, 其设计算法计算量较大。而本文所给设计方法具有控制器直接求解, 含自由矩阵少, 不需要求解逆矩阵等特点, 因而具有较强的实用性。

4 仿真例子

考虑离散化网络控制系统(式(2)), 其中

$$A = \begin{bmatrix} \sigma & 0.1 \\ 0.1 & 0.68 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0.2 & 0 \\ 0.1 & 0.3 \end{bmatrix}$$

假定网络诱导时延 $\tau(k)$ 的上下界为 $\tau_m = 1, \tau_M = 4$ 。当 $\sigma = 0.93$ 时, 根据定理 1, 利用 Matlab 中的

LMI 工具箱可解得式(4)的可行解为

$$Q = \begin{bmatrix} 0.0546 & -0.1371 \\ -0.1371 & 0.4251 \end{bmatrix},$$

$$R = \begin{bmatrix} 0.3182 & 0.0140 \\ 0.0140 & 0.3614 \end{bmatrix}$$

$$K_1 = \begin{bmatrix} -0.3217 & -0.1132 \\ -0.0260 & -0.1046 \end{bmatrix},$$

$$K_2 = \begin{bmatrix} 0.1764 & 0.0726 \\ 0.0145 & 0.0164 \end{bmatrix}$$

$$G_1 = \begin{bmatrix} 0.1836 & 0.1028 \\ -0.0307 & 0.1644 \end{bmatrix},$$

$$G_2 = a * \begin{bmatrix} 3.7218 & -1.8293 \\ -0.6446 & 0.0870 \end{bmatrix}$$

$$P_1 = \begin{bmatrix} -0.5656 & -0.2373 \\ -0.0478 & -0.2849 \end{bmatrix},$$

$$P_2 = a * \begin{bmatrix} -3.7218 & 1.8293 \\ 0.6446 & -0.0870 \end{bmatrix}$$

$a = 1.0e+003$, 从而控制器增益矩阵 $K = K_1 + K_2$ 为

$$K_2 \text{ 为 } K = \begin{bmatrix} -0.1452 & -0.0407 \\ -0.0115 & -0.0882 \end{bmatrix}. \text{ 在该反馈增益}$$

矩阵条件下,系统的状态响应如图2所示,由图2可知闭环系统(式(2))是渐近稳定的.

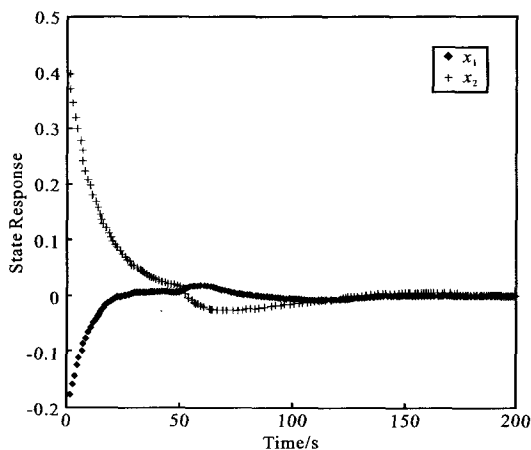


图2 系统(式(2))的状态响应

当 $\tau_m = 1, \tau_M > 4$ 或 $\sigma > 0.93$ 时,可以验证,定理1所给线性矩阵不等式不具有可行解,其主要原因在于控制增益矩阵 K_2 对矩阵 E_1 的第4行第4列元素抑制性较强所致(见注3).可以验证此时定理2所给改进算法仍具有可行解.令 $\tau_m = 1, \tau_M = 5, \sigma = 0.98$.由定理2,利用 Matlab 中的 LMI 工具箱可解得式(12)的可行解为

$$Q = \begin{bmatrix} 0.0287 & -0.0951 \\ -0.0951 & 0.3824 \end{bmatrix},$$

$$R = \begin{bmatrix} 0.1482 & 0.0120 \\ 0.0120 & 0.0747 \end{bmatrix}$$

$$M = \begin{bmatrix} 0.0059 & -0.0195 \\ -0.0191 & 0.0633 \end{bmatrix},$$

$$P = \begin{bmatrix} 1.0184 & -0.0838 \\ -0.0838 & 1.2729 \end{bmatrix}$$

$$K_1 = \begin{bmatrix} 0.0270 & -0.0846 \\ -0.0678 & 0.2239 \end{bmatrix},$$

$$K_2 = \begin{bmatrix} -0.0308 & 0.1191 \\ -0.1652 & -0.3361 \end{bmatrix},$$

从而控制器增益矩阵 $K = K_1 + K_2$ 为 $K =$

$$\begin{bmatrix} -0.0039 & 0.0345 \\ -0.2330 & -0.1122 \end{bmatrix}, \text{ 在该反馈增益矩阵条件}$$

下,系统的状态响应如图3所示,由图3可知闭环系统(式(2))仍然是稳定的(为图2与图3的区别需要,图3与图2的初值略有改动).此例表明,定理2所给算法比定理1中算法具有更弱的保守性.

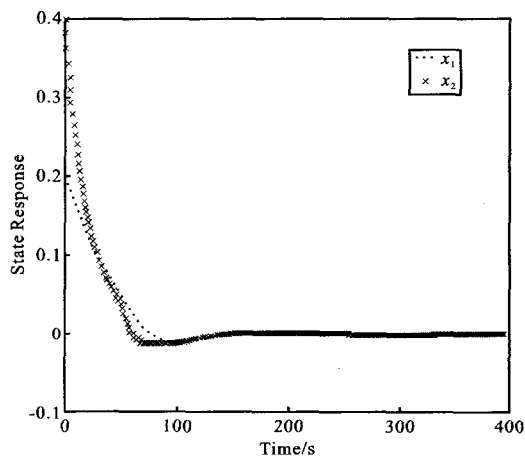


图3 系统(式(2))的状态响应

5 结束语

针对一类同时具有网络时延、数据丢包、错序等非理想网络状况的网络控制系统控制器设计问题,通过控制器分解,提出了一种新的控制器设计方法,与以往文献中控制器设计方法相比,新方法具有设计方便、计算量小、实用性强等特点.仿真算例表明,该设计方法是有效的.

参考文献:

- [1] Zhang W, Michael S B, Stephen M P. Stability of networked control systems [J]. IEEE Control Systems Magazine, 2001, 21(2): 84-99.

(下转第21页)

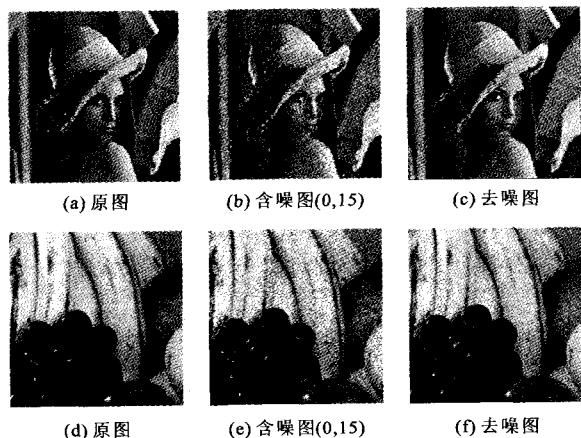


图4 lifting-9.7小波对lena图像和fruit图像去噪效果

从图2、图3、图4及表1、表2、表3可得出如下结论。

(1) 提升小波进行图像去噪比原始小波要快。这是因为提升小波是原位计算,节约了大量内存,同时它不依赖傅里叶变换带来的大量冗余。

(2) 相同大小的不同图像在多级分解时,lena图像比fruit图像所需时间要多,这是因为图像处理所需时间还跟图像的细节复杂度有关,细节越复杂,处理耗时越多。

(3) 对含相同噪声等级的两图像使用相同的提升小波去噪时,fruit图像的去噪效果要好于lena图像,这说明,噪声方差相同时,而图像的方差即图像的细节变化少、纹理特征不明显时,误差较小,去噪效果好,但能量保持基本相同。

5 结束语

本文通过对原始小波进行提升变换,使小波性能得到改善,同时针对传统阈值选取的不足,介绍了

一种自适应阈值选取方法,将两者进行有效结合,运用在图像去噪处理中。

试验表明:基于lifting-9.7小波的自适应阈值去噪法对含噪图像进行去噪处理后,去噪后的图像比较清晰,能真实地反映原始图像,其信噪比SNR较db9.7直接对图像进行处理有所提高,同时在去噪所需时间、能量保持等方面具有优势,是一种有效的图像去噪方法。

参考文献:

- [1] Shubhankar R, Bani K. A Bayesian transformation model for wavelet shrinkage[J]. IEEE Transactions on IP, 2003, 12(12): 1512-1520.
- [2] Li Honggang, Wang Qiao, Wu Lenan, et al. A novel design of lifting scheme from general wavelet[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2001, 49(3): 1714-1716.
- [3] 飞思科技产品研发中心. 小波分析理论与MATLAB7实现[M]. 北京: 电子工业出版社, 2005.
- [4] 朱锡芳. 一种基于连续小波闭值的图像去噪新算法[J]. 微电子学与计算机, 2007, 24(11): 181-185.
- [5] Henk J A M Heijmans, Piella G, Pesquet Popescu B. Building adaptive 2D wavelet decompositions by update lifting[C]// Proceedings of the IEEE International Conference on Image Processing (ICIP 2002). Rochester: IEEE, 2002: 397-400.

作者简介:

吴昌东 男, (1978-), 讲师. 研究方向为信号与信息处理。

江桦 女, (1979-), 讲师. 研究方向为嵌入式系统与信号处理。

邱晓初 男, (1964-), 副教授. 研究方向为人工智能与模式识别。

(上接第17页)

- [2] 赵虹, 吴敏, 刘国平. 带时变时延的网络化控制系统控制器设计方法[J]. 信息与控制, 2006, 35(3): 325-329.
- [3] 张玉泉, 钟秋海. 时延和丢包网络控制系统的观测器设计[J]. 微计算机信息, 2009, 25(4): 108-110.
- [4] 刘磊明, 童朝南, 武延坤. 一种带有动态输出反馈控制器的网络控制系统的Markov跳变模型[J]. 自动化学报, 2009, 35(5): 627-631.
- [5] 张小美. 具有非线性扰动的网络化随机系统鲁棒控制[J]. 电机与控制学报, 2007, 11(4): 387-393.
- [6] 彭晨, 岳东, 彭丽萍. 网络控制中基于LMI的次优化允许等价时滞界研究[J]. 系统仿真学报, 2007, 19(2): 369

-387.

- [7] 戴建国. 时滞系统方法的网络化 H_∞ 控制[J]. 计算机工程与应用, 2009, 45(19): 1-5.

作者简介:

刘自鑫 男, (1977-), 博士研究生, 讲师. 研究方向为网络控制系统稳定性理论。

吕恕 博士研究生, 副教授。

钟守铭 学士, 教授。

叶茂 博士, 教授。