

文章编号: 1001-0920(2016)06-1128-05

DOI: 10.13195/j.kzyjc.2015.0488

基于广义扩张状态观测器的干扰不匹配 离散系统状态反馈控制

张文安, 马 剑, 刑科新

(浙江工业大学 信息工程学院, 杭州 310023)

摘 要: 针对一类干扰不匹配的线性离散时间系统, 研究基于广义扩张状态观测器的稳定化状态反馈控制器设计问题. 在经典的自抗扰控制器中, 扩张状态观测器主要针对干扰匹配的积分串联型系统. 然而, 在许多实际系统中往往存在干扰不匹配的情况, 例如存在采样抖动的离散时间控制系统. 针对这一问题, 基于一类存在不匹配干扰的离散时间系统, 提出广义扩张状态观测器和相应的稳定化状态反馈控制器设计方法. 最后通过永磁同步电机调速控制仿真实例验证了所设计的观测器和控制器的有效性.

关键词: 离散时间控制系统; 广义扩张状态观测器; 干扰不匹配; 状态反馈控制

中图分类号: TP273

文献标志码: A

Generalized extended state observer based state feedback control for discrete systems with mismatched disturbances

ZHANG Wen-an, MA Jian, XING Ke-xin

(College of Information Engineering, Zhejiang University of Technology, Hangzhou 310023, China. Correspondent: ZHANG Wen-an, E-mail: wazhang@zjut.edu.cn)

Abstract: This paper investigates the stabilizing state feedback controller design problem for a class of discrete-time systems with mismatched disturbances based on generalized extended state observers. In the traditional active disturbance rejection controller, the extended state observer is designed for systems with matched disturbances and integral series structure. However, in many practical applications, the disturbances are usually mismatched, for example, in discrete-time systems with sampling chattering. Therefore, a design method is presented for generalized extended state observers and corresponding stabilizing state feedback controllers for a class of discrete-time systems with mismatched disturbances. A simulation example of the speed regulator for the permanent magnetic synchronous motor is presented to illustrate the effectiveness of the proposed observer and controller.

Keywords: discrete-time control systems; generalized extended state observer; mismatched disturbance; state feedback control

0 引 言

自抗扰控制^[1-2]是近年来在工程实际中得到有效应用的一种新型控制算法^[3-4], 它能够实时估计并补偿系统的内外干扰, 结合控制策略对其补偿, 从而达到很好的控制品质. 扩张状态观测器^[5-9]是自抗扰控制器的核心单元, 它能够估计被控对象的总和干扰, 并通过设计控制规律^[10]的方式达到补偿和消除干扰的效果. 传统的基于扩张状态观测器的自抗扰控制方法只适用于可以转化为积分串联型的干扰匹配系统^[11-12]. 然而, 在许多实际应用中, 往往存在干扰不匹

配的情况^[6,11,13]. 针对此类系统, 文献[11]提出了连续系统的广义扩张状态观测器和相应的状态反馈控制器设计方法, 实现了对不匹配干扰的实时估计和补偿.

另一方面, 计算机控制系统目前已广泛应用于各个行业, 它是典型的离散控制系统^[9,14], 存在采样保持、数字处理等过程. 首先, 传统离散时间控制理论是建立在采样周期准确的基础上, 采样必须具有严格的周期性; 其次, 控制量的计算应该在采样结束后立即开始并且所用时间尽可能短; 最后, 新控制量计算完毕后应该立即执行. 但是, 在实际应用中, 系统采样周

收稿日期: 2015-04-20; 修回日期: 2015-10-10.

基金项目: 国家自然科学基金项目(61573319, 61202203); 系统控制与信息处理教育部重点实验室项目.

作者简介: 张文安(1982—), 男, 教授, 博士生导师, 从事网络化控制等研究; 马剑(1991—), 男, 硕士生, 从事电机自抗扰控制的研究.

期波动等不确定因素使得这些条件很难满足, 通过离散化后, 往往在各状态通道中引入不匹配干扰, 而对于原本是干扰不匹配的连续时间系统, 通过离散化后各状态通道的不匹配干扰仍然存在. 针对这一类干扰不匹配的离散控制系统如何设计基于干扰观测器的状态反馈控制器尚待解决.

本文在分析干扰不匹配离散时间系统结构的基础上, 提出离散广义扩张状态观测器和相应的稳定化状态反馈控制器的设计方法. 在所提出的设计方法中, 利用广义离散扩张状态观测器的离散状态估计值和离散干扰估计值组成离散状态反馈控制律, 在分析离散控制系统状态及其误差的稳定性时提出观测器增益矩阵、控制器增益矩阵和干扰补偿增益矩阵的设计方法, 给出各参数的选择原则. 采用所设计的基于干扰观测器的状态反馈控制器, 可实时估计和补偿不匹配总和干扰, 并保持闭环系统的稳定性. 最后, 通过永磁同步电机调速系统的仿真研究分析不同采样周期下的控制效果, 验证了所提出设计方法的可行性和有效性.

1 问题描述

考虑一类单输入单输出干扰不匹配连续时间系统, 其状态空间模型描述如下:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + b_u u(t) + b_d d(t), \\ y(t) = Cx(t). \end{cases} \quad (1)$$

其中: $d(t) = f(t, w(t))$ 是包括内部干扰和外部干扰在内的总和干扰; $x \in R^n$, $u \in R$, $w \in R$, $y \in R$ 分别为系统状态、控制输入、外扰和测量输出; $A \in R^{n \times n}$, $b_u \in R^{n \times 1}$, $b_d \in R^{n \times 1}$, $C \in R^{1 \times n}$. 在经典自抗扰控制方法中, 通常考虑积分串联型系统和干扰匹配的情况, 即总和干扰总是与控制输入出现在同一输入通道. 然而, 许多实际应用往往存在干扰不匹配的情况^[5], 即总和干扰和控制输入会通过不同通道影响系统动态, 从而无法应用经典自抗扰控制中的动态线性化补偿方法解决干扰补偿问题. 文献[11]针对这类干扰不匹配的连续时间系统给出了广义扩张状态观测器和相应的状态反馈控制器的设计方法. 本文的目的是给出干扰不匹配离散时间控制系统的广义扩张状态观测器和相应的状态反馈控制器设计方法.

以采样周期 T 对系统(1)进行离散化, 可得如下离散时间系统模型:

$$\begin{cases} x(k+1) = \Phi x(k) + \Gamma_u u(k) + \Gamma_d d(k), \\ y(k) = Cx(k). \end{cases} \quad (2)$$

其中: $\Gamma_u = \int_0^T e^{At} b_u dt$, $\Gamma_d = \int_0^T e^{At} b_d dt$, $\Phi = e^{AT}$, 离散化后的总和干扰为 $d(k) = \int_0^T e^{A(kT-\tau)} d((k+1)T-\tau) d\tau$. 本文将针对如式(2)所示的干扰不匹配离散时间系统设计扩张状态观测器和相应的状态反馈控制

器, 并将这样的观测器称为广义离散扩张状态观测器.

注1 事实上, 对于干扰 $d(k)$ 有界的情况, 可以采用鲁棒控制理论中的 H_∞ 控制方法为系统(2)设计干扰抑制控制器, 使得相应的闭环系统具有一定的干扰抑制能力. 与这种干扰抑制方法不同, 基于干扰观测器的状态反馈控制方法则采用观测器实时估计总和干扰 $d(k)$, 并通过前馈补偿的方式实现干扰消除. 本文采用这种自抗扰的思想设计干扰观测器和相应的稳定化状态反馈控制器.

2 观测器和控制器设计

在给出主要结果过程中需要以下假设.

假设1 采样时间足够小, 以致 $f(t, w(t))$ 在相邻两个采样周期内变化不是很大, 满足 $d(k+1) - d(k) \in o(T^2)$, 其中 $o(T^2)$ 为 T^2 的同阶无穷小.

令 $h(k) = d(k+1) - d(k)$, 则由式(2)可得

$$\begin{cases} x(k+1) = \Phi x(k) + \Gamma_u u(k) + \Gamma_d d(k), \\ d(k+1) = d(k) + h(k), \\ y(k) = Cx(k). \end{cases} \quad (3)$$

令 $\xi(k) = [x^T(k), d^T(k)]^T$, 则由式(3)可得如下扩张的离散时间系统模型:

$$\begin{cases} \xi(k+1) = \Theta \xi(k) + \Delta_u u(k) + \Delta_h h(k), \\ y(k) = H \xi(k). \end{cases} \quad (4)$$

其中: $\xi(k)$ 为包含干扰的扩张状态向量, $H = [C, 0]$, $\Theta = \begin{bmatrix} \Phi & \Gamma_d \\ \mathbf{0} & \mathbf{1} \end{bmatrix}$, $\Delta_u = \begin{bmatrix} \Gamma_u \\ \mathbf{0} \end{bmatrix}$, $\Delta_h = \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{1} \end{bmatrix}$. 对系统(4)设计如下形式的状态观测器:

$$\begin{cases} \hat{x}(k+1) = \Phi \hat{x}(k) + \Gamma_u u(k) + \Gamma_d \hat{d}(k) + \\ \quad L_x (y(k) - \hat{y}(k)), \\ \hat{d}(k+1) = \hat{d}(k) + L_d (y(k) - \hat{y}(k)). \end{cases} \quad (5)$$

其中: $\hat{x}(k)$ 为对 $x(k)$ 的估计, $\hat{d}(k)$ 为对干扰 $d(k)$ 的估计, $\hat{y}(k)$ 为对干扰 $y(k)$ 的估计, L_x 为关于状态的观测器增益矩阵, L_d 为关于干扰的观测器增益矩阵. 可将式(5)写为如下扩张形式的状态观测器:

$$\begin{cases} \hat{\xi}(k+1) = \Theta \hat{\xi}(k) + \Delta_u u(k) + \Delta_h h(k) + \\ \quad L (y(k) - \hat{y}(k)), \\ \hat{y}(k) = H \hat{\xi}(k). \end{cases} \quad (6)$$

其中: $\hat{\xi}(k) = [\hat{x}^T(k), \hat{d}^T(k)]^T$ 为 kT 时刻对扩张状态 $\xi(k)$ 的估计, $\hat{y}(k)$ 为 kT 时刻观测器的输出, $L = [L_x^T, L_d^T]^T$ 为扩张观测器的增益矩阵.

为系统(4)设计如下形式的干扰补偿状态反馈控制器. 若状态直接可测, 则有

$$u(k) = K_x x(k) + K_d \hat{d}(k); \quad (7)$$

若状态不可测, 则有

$$u(k) = K_x \hat{x}(k) + K_d \hat{d}(k). \quad (8)$$

其中: K_x 为状态反馈控制增益矩阵, K_d 为干扰补偿

增益. 所设计的基于广义扩张状态观测器的离散时间状态反馈控制系统的结构如图 1 所示.

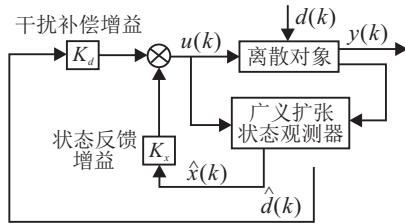


图 1 基于广义扩张状态观测器的离散时间状态反馈控制系统

定义状态估计误差为 $e_x(k) = x(k) - \hat{x}(k)$, 则输出的估计误差可记作 $y_e(k) = y(k) - \hat{y}(k) = Ce_x(k)$. 再定义干扰的估计误差 $e_d(k) = d(k) - \hat{d}(k)$, 则由式 (5) 可得

$$\begin{aligned} e_d(k+1) &= d(k+1) - \hat{d}(k+1) = \\ &e_d(k) - (\hat{d}(k+1) - \hat{d}(k)) + \\ &(d(k+1) - d(k))e_d(k+1) = \\ &e_d(k) - L_d C e_x(k) + h(k). \end{aligned} \quad (9)$$

记 $e(k) = [e_x^T(k), e_d^T(k)]^T$, 由式 (3)、(5)、(9) 和假设 1 可得

$$\begin{aligned} e(k+1) &= \\ &\begin{bmatrix} \Phi - L_x C & \Gamma_d \\ -L_d C & 1 \end{bmatrix} e(k) + \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ h(k) \end{bmatrix} = \\ &\begin{bmatrix} \Phi - L_x C & \Gamma_d \\ -L_d C & 1 \end{bmatrix} e(k) + o(T^2) = \\ &\left(\begin{bmatrix} \Phi & \Gamma_d \\ \mathbf{0} & 1 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} L_x \\ L_d \end{bmatrix} [C, 0] \right) e(k) + o(T^2) = \\ &(\Theta - LH)e(k) + o(T^2) = \\ &\Phi_o e(k) + o(T^2). \end{aligned} \quad (10)$$

对于系统状态完全可测的情况, 有如下定理.

定理 1 考虑离散时间系统 (4), 若所设计的观测器增益矩阵 L 和控制器增益矩阵 K_x 使得 $\Phi_o = \Theta - LH$ 和 $\Phi_u = \Phi + \Gamma_u K_x$ 是 Schur 稳定矩阵, 且干扰补偿增益满足 $K_d = -\frac{\Gamma_u^T \Gamma_d}{\|\Gamma_u\|^2}$, 则在观测器 (6) 和控制器 (7) 作用下的闭环系统是渐近稳定的.

证明 由式 (3) 和 (7) 可得

$$\begin{aligned} x(k+1) &= \\ &(\Phi + \Gamma_u K_x)x(k) + \Gamma_u K_d \hat{d}(k) + \Gamma_d d(k) = \\ &\Phi_u x(k) + (\Gamma_u K_d + \Gamma_d)d(k) - \Gamma_u K_d e_d(k). \end{aligned} \quad (11)$$

令 $\tilde{K} = [\mathbf{0}, K_d]$, $\tilde{h}(k) = [\mathbf{0}, h(k)]^T$, 由于 $\Gamma_u K_d + \Gamma_d = \mathbf{0}$, 由式 (10) 和 (11) 可得

$$\begin{bmatrix} x(k+1) \\ e(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Phi_u & -\Gamma_u \tilde{K} \\ \mathbf{0} & \Phi_o \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(k) \\ e(k) \end{bmatrix} + o(T^2). \quad (12)$$

由式 (12) 可知, 若 Φ_u 和 Φ_o 均是 Schur 稳定矩阵, 则系统 (12) 渐近稳定, 即 $\lim_{k \rightarrow \infty} x(k) = 0$, $\lim_{k \rightarrow \infty} e(k) = 0$. \square

若系统状态不可测, 则有如下定理.

定理 2 考虑离散时间系统 (4), 若所设计的观测器增益矩阵 L 和控制器增益矩阵 K_x 使得 $\Phi_o = \Theta - LH$ 和 $\Phi_u = \Phi + \Gamma_u K_x$ 是 Schur 稳定矩阵, 且干扰补偿增益满足 $K_d = -\frac{\Gamma_u^T \Gamma_d}{\|\Gamma_u\|^2}$, 则在观测器 (6) 和控制器 (8) 作用下的闭环系统是渐近稳定的.

证明 由式 (3) 和 (8) 可得

$$\begin{aligned} x(k+1) &= \\ &\Phi x(k) + \Gamma_u K_x \hat{x}(k) + \Gamma_u K_d \hat{d}(k) + \Gamma_d d(k) = \\ &(\Phi + \Gamma_u K_x)x(k) - \Gamma_u K_x e_x(k) + \\ &(\Gamma_u K_d + \Gamma_d)d(k) - \Gamma_u K_d e_d(k). \end{aligned} \quad (13)$$

令 $K = [K_x, K_d]$, $\tilde{h}(k) = [\mathbf{0}, h(k)]^T$, 由于 $\Gamma_u K_d + \Gamma_d = \mathbf{0}$, 由式 (10) 和 (13) 可得

$$\begin{bmatrix} x(k+1) \\ e(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Phi_u & -\Gamma_u K \\ \mathbf{0} & \Phi_o \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(k) \\ e(k) \end{bmatrix} + o(T^2). \quad (14)$$

由式 (14) 可知, 若 Φ_u 和 Φ_o 均是 Schur 稳定矩阵, 则系统 (14) 渐近稳定, 即 $\lim_{k \rightarrow \infty} x(k) = 0$, $\lim_{k \rightarrow \infty} e(k) = 0$. \square

在定理 1 和定理 2 中, K_x 和 L 可通过极点配置保证 Φ_u 和 Φ_o 均是 Schur 稳定矩阵, 设 Φ_u 或 Φ_o 的极点为 β_i , 与其对应的连续时间系统极点为 ω_i , 则有关系 $\beta_i = e^{-\omega_i T}$, T 为采样周期. 特别地, 可将 Φ_u 和 Φ_o 均配置成具有单一极点的情况并将这两个极点分别称为控制器带宽 w_c 和观测器带宽 w_o , 工程上一般可取 $w_o \approx (4 \sim 10)w_c$.

注 2 尽管设计的广义离散扩张状态观测器不能完全精确地对状态和干扰进行估计, 但可以保证估计误差在 $o(T^2)$ 范围内. 只要能够加快采样频率, 误差就能更小. 因此, 广义离散扩张状态观测器的稳定性与采样周期有关, 并且估计误差与采样周期有关, 采样周期越小, 广义离散扩张状态观测器的估计误差就越小.

3 仿真示例

考虑一个永磁同步电机调速控制系统, 电流环采用 PI 控制器, 转速环采用所设计的基于干扰观测器的状态反馈控制器, 转速环控制系统的数学模型如下所示^[15-18]:

$$\begin{aligned} \dot{\omega} &= -\frac{Bk_p + Jk_i}{Jk_p} \dot{\omega} - \frac{Bk_i}{Jk_p} \omega - \frac{\dot{T}_L}{J} - \frac{k_i}{Jk_p} T_L - \\ &\frac{n_p \varphi_f}{Jk_p} \dot{i}_q + \frac{n_p \varphi_f}{J} i_q^* + \frac{n_p \varphi_f k_i}{Jk_p} i_q^*. \end{aligned} \quad (15)$$

其中: u_q 、 i_q 分别为 dq 坐标系 q 轴定子电压和定子电

流, T_L 为负载转矩, ω 为电机转子角速度. 电机各参数为: 转子永磁磁链 $\varphi_f = 0.353 \text{ Wb}$, 转动惯量 $J = 7.24 \times 10^{-4} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$, 极对数 $n_p = 2$, 粘滞系数 $B = 0.02 \mu\text{N} \cdot \text{m} \cdot \text{s}/\text{rad}$, 电流环 PI 控制器的比例增益 $k_p = 25$, 积分增益 $k_i = 1000$.

将上述电机参数和电流环 PI 控制器参数代入式 (15) 可得如下的速度环二阶系统模型:

$$\ddot{\omega} = -40\dot{\omega} - 0.0011\omega + 39005.6i_q^* - 55248.6T_L.$$

取状态变量 $x_1 = \omega, x_2 = \dot{\omega}$. 通过光电编码器可直接测得电机转速, 因此, 系统输出 $y = \omega = x_1$. 由此可得如式 (1) 所示的永磁同步电机调速控制系统的二阶状态空间模型, 其中 $A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -0.0011 & -40 \end{bmatrix}$,

$$b_u = \begin{bmatrix} 0 \\ 39005.6 \end{bmatrix}, b_d = \begin{bmatrix} 0 \\ -55248.6 \end{bmatrix}, C = [1, 0].$$

考虑采样周期的影响, 采用离散控制系统方法设计控制器. 因此, 需要对所建立的连续状态空间模型进行离散化得到如式 (2) 所示的离散系统模型. 但在实际应用中, 系统会存在采样周期波动等不确定因素, 系统的采样序列会发生变化. 当对可测输出 $y(t)$ 进行采样时, 采样周期可表示为 $T = T_0 + \Delta T$. 其中: T_0 为采样周期的均值, ΔT 为采样周期波动且 $|\Delta T| < T$. 对所建立的永磁同步电机调速控制系统的二阶状态空间模型进行离散化, 可得

$$\begin{aligned} x(k+1) &= e^{A(T_0+\Delta T)}x(k) + \int_0^{T_0+\Delta T} e^{At} \cdot b_u dtu(k) + \int_0^{T_0+\Delta T} e^{At} \cdot b_d dtu(k) \\ &= e^{AT_0}x(k) + (e^{A(T_0+\Delta T)} - e^{AT_0})x(k) + \int_0^{T_0} e^{At} \cdot b_u dtu(k) + \int_{T_0}^{T_0+\Delta T} e^{At} \cdot b_u dtu(k) + \int_0^{T_0} e^{At} \cdot b_d dtu(k) + \int_{T_0}^{T_0+\Delta T} e^{At} \cdot b_d dtu(k). \end{aligned} \quad (16)$$

由式 (2) 可得 $\Phi = e^{AT_0}, \Gamma_u = \int_0^{T_0} e^{At} b_u dt, \Gamma_d = \int_0^{T_0} e^{At} b_d dt$. 从而, 由式 (17) 可得

$$x(k+1) = \Phi x(k) + \Gamma_u u(k) + \tilde{d}(k). \quad (17)$$

其中: $\tilde{d}(k) = \Gamma_d d(k) + (e^{A(T_0+\Delta T)} - e^{AT_0})x(k) + \int_{T_0}^{T_0+\Delta T} e^{At} \cdot b_u dtu(k) + \int_{T_0}^{T_0+\Delta T} e^{At} \cdot b_d dtu(k)$ 为包含外界转矩干扰和采样周期波动等在内的总和干扰, $\tilde{d}(k)$ 的分量分布于每个状态通道中, 该离散系统属于干扰不匹配系统. 因此, 采用本文提出的广义扩张状态观测器和状态反馈控制律 $u(k) = K_x \hat{x}(k) + K_d \hat{d}(k)$, 能够达到干扰观测补偿控制的目的. 取 $T_0 = 5 \text{ ms}$, ΔT 在 $[-2 \text{ ms}, 2 \text{ ms}]$ 之间随机变化, 观测器带宽 $\omega_o = 1500$, 控制器带宽 $\omega_c = 320$, 给定转速为 1000 rpm 的阶跃响应曲线如图 2 所示.

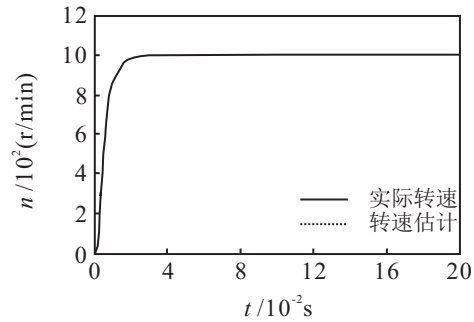


图 2 转速阶跃响应

由图 2 可见, 系统能够快速且无超调地达到给定转速, 实际转速和估计转速基本重合, 观测器对状态的估计准确且控制器调节迅速.

负载干扰时的仿真结果如图 3 所示.

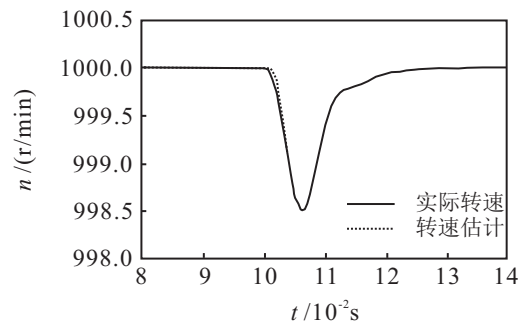


图 3 加入负载干扰的转速跟踪

在图 3 中: 在 0.1 s 时突加 $2.5 \text{ N} \cdot \text{m}$ 的负载干扰, 可见系统的最大转速降落仅为 1.5 rpm , 且实际转速和估计转速基本重合, 观测器对于干扰的估计准确.

本文提出的离散系统广义扩张状态观测器是可行有效的, 它能够快速较精确地估计各个状态和干扰, 并通过离散状态反馈控制律补偿干扰使系统达到渐近稳定.

取 $T_0 = 1 \text{ ms}$, ΔT 在 $[-0.5 \text{ ms}, 0.5 \text{ ms}]$ 之间随机变化, 其他参数不变, 其与 $T_0 = 5 \text{ ms}$ 时的对比结果如图 4~图 6 所示. 图 6 所示的是在系统中加入在 $[-2.5, 2.5] \text{ N} \cdot \text{m}$ 区间均匀分布的随机负载干扰信号时的转速跟踪结果. 由图 6 可见, 在 $T_0 = 1 \text{ ms}$ 时, 阶跃干扰造成的最大转速降落仅为 0.7 rpm , 相比于 $T_0 = 5 \text{ ms}$ 的情况, 转速到达给定值的速度更快, 抗干扰能力更好.

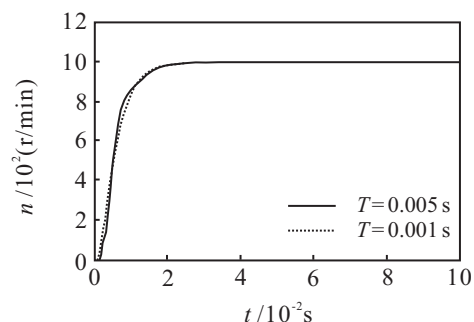


图 4 不同采样周期下转速阶跃响应

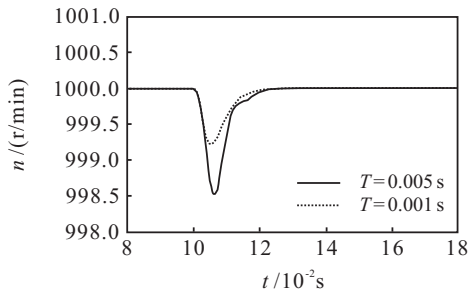


图5 不同采样周期下加入负载干扰的转速跟踪

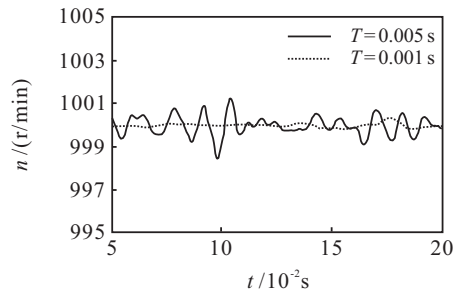


图6 不同采样周期下加入随机负载干扰的转速响应

由上述比较结果可知,采样周期越短,广义扩张状态观测器对各状态量和干扰的实时估计越准确,跟踪性能和抗干扰效果越好。

4 结论

本文针对一类干扰不匹配线性离散时间系统,提出了广义离散扩张状态观测器和相应的稳定化状态反馈控制器设计方法,给出了各参数的选择原则,从理论上分析了干扰观测器和控制器的稳定性.永磁同步电机调速系统的仿真研究结果验证了所提出的设计方法的可行性和有效性。

参考文献(References)

- [1] 韩京清. 自抗扰控制器及其应用[J]. 控制与决策, 1998, 13(1): 19-23.
(Han J Q. Active disturbance rejection controller and its application[J]. Control and Decision, 1998, 13(1): 19-23.)
- [2] Han J Q. From PID to active disturbance rejection control[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2009, 56(3): 900-906.
- [3] Miklosovic R, Gao Z. A robust two-degree-of-freedom control design technique and its practical application[J]. Industry Application Conf, 2004, 3(3): 1495-1502.
- [4] Han J Q. Nonlinear design methods for control systems[C]. Proc 14th IFAC World Congress. Beijing: Science Press, 1999: 521-526.
- [5] 韩京清. 一类不确定对象的扩张状态观测器[J]. 控制与决策, 1995, 10(1): 85-88.
(Han J Q. The extended state observer for a class of uncertain objects[J]. Control and Decision, 1995, 10(1): 85-88.)
- [6] Chen W H. Nonlinear disturbance observer-enhanced dynamic inversion control of missiles[J]. J of Guidance, Control, and Dynamics, 2003, 26(1): 161-166.

- [7] 邵立伟, 廖晓钟, 夏元清, 等. 三阶离散扩张状态观测器的稳定性分析及其综合[J]. 信息与控制, 2008, 37(2): 135-139.
(Shao L W, Liao X Z, Xia Y Q, et al. Stability analysis and synthesis of third order discrete extended state observer[J]. Information and Control, 2008, 37(2): 135-139.)
- [8] Chen C T. Linear system theory and design[M]. New York: Oxford University Press, 1998: 328-337.
- [9] Miklosovic R, Radke A, Gao Z. Discrete implementation and generalization of the extended state observer[C]. Proc of the 2006 American Control Conf. Minnesota: IEEE Press, 2006: 2209-2214.
- [10] Gao Z. Scaling and bandwidth-parameterization based controller tuning[C]. American Control Conf. Denver: IEEE Press, 2003: 4989-4996.
- [11] Li S H, Yang J, Chen W H. Generalized extended state observer based control for systems with mismatched uncertainties[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2012, 59(12): 4792-4802.
- [12] Barmish B R, Leitmann G. On ultimate boundedness control of uncertain systems in the absence of matching assumptions[J]. IEEE Trans on Automatic Control, 1982, 27(1): 153-158.
- [13] Michail K. Optimised configuration of sensing elements for control and fault tolerance applied to an electro-magnetic suspension system[D]. Leicestershire: Loughborough University, 2009.
- [14] Tenne D, Singh T. Characterizing performance of α - β - γ filters[J]. IEEE Trans on Aerospace and Electronic Systems, 2002, 38(3): 1072-1087.
- [15] 唐任远. 现代永磁电机理论与设计[M]. 北京: 机械工业出版社, 1997: 150-161.
(Tang R Y. Modern permanent magnet motor theory and design[M]. Beijing: China Machine Press, 1997: 150-161.)
- [16] 刘志刚, 李世华. 永磁同步电机的二阶自抗扰控制算法[C]. 中国控制会议. 张家界: 中国学术期刊电子杂志出版社, 2007: 68-71.
(Liu Z G, Li S H. A two-order active disturbance rejection control algorithm for permanent magnetic synchronous motor[C]. Proc of the 26th Chinese Control Conf. Zhangjiajie: China Academic J Electronic Publishing House, 2007: 68-71.)
- [17] 陈诚, 李世华, 田玉平. 永磁同步电机调速系统的自抗扰控制[J]. 电气传动, 2005, 35(9): 13-16.
(Chen C, Li S H, Tian Y P. Active disturbance rejection control of PMSM speed-adjusting system[J]. Electric Drive, 2005, 35(9): 13-16.)
- [18] Liu H, Li S H. Speed control for PMSM servo system using predictive functional control and extended state observer[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2012, 59(2): 1171-1183.