

基于降阶扩张状态观测器的重复控制系统设计

周 兰^{1†}, 姜福喜¹, 潘昌忠¹, 陈 静²

(1. 湖南科技大学 信息与电气工程学院, 湖南 湘潭 411201;

2. 湖南科技大学 数学与计算科学学院, 湖南 湘潭 411201)

摘要: 针对一类含有非匹配状态相关不确定性和外界干扰的伺服系统, 提出一种基于降阶扩张状态观测器的重复控制方法, 通过对不确定性和扰动进行实时估计和主动补偿, 实现对周期性参考输入信号的高精度跟踪. 首先, 利用系统可测输出和控制输入信号设计降阶扩张状态观测器, 对系统的不可测状态以及包含不确定性和外界扰动的总扰动进行估计; 其次, 通过选择合适的扰动补偿增益, 构造基于扰动动态补偿的复合重复控制规律, 消除总扰动对系统输出的影响, 保证系统输出对周期性参考信号的准确跟踪; 然后, 基于小增益定理推导出系统稳定性条件和控制器参数设计算法; 最后, 通过数值仿真实例和实验验证所提方法的有效性和优越性.

关键词: 不确定性; 降阶扩张状态观测器; 重复控制; 扰动补偿; 跟踪控制

中图分类号: TP273

文献标志码: A

DOI: 10.13195/j.kzyjc.2020.1377

开放科学(资源服务)标识码(OSID):



引用格式: 周兰, 姜福喜, 潘昌忠, 等. 基于降阶扩张状态观测器的重复控制系统设计[J]. 控制与决策, 2022, 37(4): 933-943.

A method of designing a reduced-order-extended-observer-based repetitive-control system

ZHOU Lan^{1†}, JIANG Fu-xi¹, PAN Chang-zhong¹, CHEN Jing²

(1. School of Information and Electrical Engineering, Hunan University of Science and Technology, Xiangtan 411201, China; 2. School of Mathematics and Computational Science, Hunan University of Science and Technology, Xiangtan 411201, China)

Abstract: This paper presents a reduced-order-extended-state-observer (RESO) based repetitive control (RC) method for a class of servo systems with mismatched state-dependent uncertainties and external disturbances. It aims to achieve high-accuracy tracking for periodic reference input by on-line estimating and compensating the effects of the state-dependent uncertainties and disturbances. Firstly, using the measurable output and control input of the plant, an RESO is constructed to estimate the unmeasurable states and the total disturbance including uncertainties and external disturbances. Based on the estimates, a composite RC law is devised that dynamically compensates for the influence on the output of the total disturbance and ensure the precise tracking for the periodic reference signal. Then, based on the small gain theorem, both the stability criterion and design procedure of the closed-loop system are provided. Finally, simulational and experimental results demonstrate the effectiveness and superiority of the proposed method.

Keywords: uncertainties; reduced-order-extended-state-observer; repetitive control; disturbance compensation; tracking control

0 引言

在控制工程实践中,经常需要对周期信号进行跟踪或抑制,例如并网逆变器对正弦波电流的跟踪^[1]、磁悬浮飞轮系统对谐波电流引起的振动抑制^[2]、直流双馈感应发电机对周期性转矩波动的抑制^[3]等.基于内模原理^[4]的重复控制是解决此类周期信号控制问题的有效方法之一.

重复控制由Inoue等^[5]于20世纪80年代提出,该方法通过将基于时滞正反馈环节的周期信号内模 $1/(1 - e^{-T_r s})$ 置于稳定的闭环回路中,实现对周期为 T_r 的周期信号的完全跟踪或抑制.尽管重复控制系统对周期信号具有良好的控制效果,根据Bode积分定理^[6],重复控制器在周期信号的基频和谐波处的增益无穷大导致其在其他频段处的增益减小,使得系

收稿日期: 2020-10-07; 录用日期: 2021-02-10.

基金项目: 国家自然科学基金项目(61673167).

责任编委: 张维海.

[†]通讯作者. E-mail: zhoulan75@163.com.

统在这些频段的控制性能降低^[7]. 为了提高重复控制系统的非周期扰动抑制性能,有学者提出了自适应重复控制^[8]、滑模重复控制^[9]、 H_∞ 重复控制^[10]等方法,这类方法主要通过提高控制器本身的鲁棒性来降低扰动在系统输出通道的灵敏度,被视为被动扰动抑制方法. 但是,在这类单自由度反馈控制系统中存在一些固有的性能约束,其中较为突出的是标称性能与鲁棒性、跟踪控制与扰动抑制性能之间的折衷问题^[11].

主动扰动抑制方法建立的系统具有两个控制自由度,其中一个自由度用于改善系统的扰动抑制性能,另一个自由度则用于设计反馈控制性能,使系统达到期望的控制状态^[12-13],在提高系统扰动抑制性能方面具有很大的潜力. 典型的主动扰动抑制方法有自抗扰控制(active disturbance rejection control, ADRC)方法、等价输入干扰方法和扰动观测器方法等. 近年来,这些方法已被应用于重复控制系统的鲁棒性设计^[14-16]. 但是,基于等价输入干扰的重复控制系统设计方法目前主要应用于线性系统,当系统存在与状态相关的不确定性时,等价输入干扰估计器和反馈控制器存在耦合关系,分离设计原理不再适用. 基于扰动观测器的重复控制方法需要利用系统的逆模型构造扰动估计器,当被控对象具有不稳定零点或极点时,使用模型的逆会引起不稳定的零极点对消,从而破坏系统的内部稳定性.

ADRC是由文献[12]提出的一种主动抗干扰方法,其基本思想是将被控对象中的各种内扰和外扰归结为总扰动,采用扩张状态观测器(extended state observer, ESO)对总扰动进行估计和补偿,从而实现系统的扰动抑制. ADRC方法不依赖于系统的精确模型,当系统存在多种不确定性时,依然能够保持良好的控制性能,体现出很好的工程应用前景^[17-18]. 为了简化ADRC的参数整定方法,文献[19]将ESO和反馈控制这两个环节进行线性处理,提出了线性自抗扰控制(linear ADRC, LADRC)方法,进一步推动了ADRC在工程应用方面的发展.

值得注意的是,ESO作为ADRC的核心部分容易引起系统相位滞后,并且ESO的阶数越高相位滞后越明显. 解决这个问题的一种有效方法是降低ESO的阶数,即使用降阶ADRC^[20-21]. 相比于全阶ESO,使用降阶ADRC方法的控制系统具有幅值裕度更大、能耗更低、鲁棒性更好等特点. 但是,传统的ADRC方法应用于扰动满足匹配条件的积分链式系统. 对于具有非匹配干扰的非积分链式系统,需要将模型重构为具有匹配型等效总扰动的积分器串联形式^[22-24],这种转化通常需要对扰动项、输出或输入项进行求

导,导致扰动被放大,并且可能会影响系统的稳定^[25]. 而控制工程实践中的许多控制系统都是含有非匹配扰动的非积分链式系统,如连铸结晶器震动位移系统^[26]、电液伺服系统^[27]、机械臂遥操作系统^[28]等,这在一定程度上限制了降阶ADRC方法的应用.

同时,在重复控制系统中,重复控制器的时滞环节与控制对象的状态相关不确定性之间存在耦合关系,如何从保证重复控制系统周期性能的角度出发,提出一种适用于一般控制对象的非周期扰动估计和补偿方法,并基于这种估计和补偿进行重复控制系统设计,这是目前重复控制研究亟需解决的问题. 本文针对一类含有非匹配扰动的非积分链式系统,提出基于降阶扩张状态观测器(reduced-order extended-state-observer, RESO)的重复控制方法,通过选择合适的扰动补偿增益,有效地抑制非匹配扰动对系统输出的影响,从而实现对周期性参考输入信号的高精度跟踪,并通过数值实例和无刷直流电机转速控制实验验证所提方法的可行性.

本文提出的基于RESO的重复控制方法具有以下几方面优点: 1)与文献[19]中的LADRC方法比较,本文设计的RESO可对非积分链式系统中的非匹配扰动进行估计和补偿,拓宽扩张状态观测器的应用范围; 2)相较于文献[22]中的广义扩张状态观测器(generalized extended state observer, GESO),本文利用RESO估计不可测系统状态和总扰动,避免对已知输出量的二次估计,减小观测器引起的相位滞后,并提高扰动估计精度,同时可有效地降低工程应用成本和控制系统的复杂度; 3)本文对重复控制器时滞常数的校正可较大地改善系统对周期性参考输入的稳态跟踪性能.

1 问题描述

考虑如下单输入单输出系统:

$$\begin{aligned} \dot{x}_p(t) &= A_p x_p(t) + B_u u(t) + B_d f(x_p(t), M_c(t)), \\ y_p(t) &= C_p x_p(t). \end{aligned} \quad (1)$$

其中: $x_p(t) = \text{col}\{x_1(t), x_2(t), \dots, x_n(t)\}$ 为系统状态变量; $u(t) \in \mathbf{R}$ 为控制输入; $y_p(t) \in \mathbf{R}$ 为系统可测量输出; $f(x_p(t), M_c(t))$ 为包含外扰 $M_c(t)$ 和状态相关不确定性的总扰动. 系数矩阵已知,分别为

$$A_p = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & \dots & a_{1n} \\ a_{21} & a_{22} & \dots & a_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{n1} & a_{n2} & \dots & a_{nn} \end{bmatrix}, B_u = \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_n \end{bmatrix},$$

$$B_d = [b_{d1} \quad b_{d2} \quad \dots \quad b_{dn}]^T, C_p = [1 \quad 0 \quad \dots \quad 0]. \quad (2)$$

假设1 系统(1)中总扰动 $f(x_p(t), M_c(t))$ 及其一阶导数 $h(t) = \frac{d}{dt}f(x_p(t), M_c(t))$ 有界。

注1 当矩阵 B_u 和 B_d 满足 $B_u = \lambda B_d, \lambda \in \mathbf{R}$ 时,总扰动 $f(x_p(t), M_c(t))$ 与控制输入 $u(t)$ 在同一通道,属于匹配型扰动. 而对于实际控制系统, $B_u \neq \lambda B_d$, 即 $f(x_p(t), M_c(t))$ 为非匹配型扰动的情形更为普遍,此时文献[19]提出的LADRC以及文献[29]中的滑模变结构控制不再适用. 另一方面,由于系统(1)中扰动 $f(x_p(t), M_c(t))$ 和系统状态有关,文献[30]中的等价输入干扰方法也不能采用。

本文的控制设计目标为:针对含有非匹配扰动的系统(1),构造RESO对扰动进行实时估计,通过选择合适的扰动补偿增益和重复控制器参数,设计基于扰动动态补偿的复合重复控制规律 $u(t)$, 保证系统稳定,并同时获得满意的动态性能、稳态性能和鲁棒性,从而实现周期性参考信号的高精度跟踪。

2 基于RESO的重复控制系统结构

本节将给出RESO的结构、重复控制器参数的选择方法,建立复合重复控制规律。

2.1 构造RESO

对于系统(1),引入扩张状态变量

$$\begin{aligned} x_{n+1}(t) &= f(x_p(t), M_c(t)), \\ \dot{x}_{n+1}(t) &= \dot{f}(x_p(t), M_c(t)) = h(t). \end{aligned} \quad (3)$$

系统(1)中,状态 $x_1(t) = y_p(t)$ 可测量,可以直接用于状态反馈. 为了构造状态反馈控制和扰动反馈补偿,需要对系统状态 $x_i(t) (i = 2, 3, \dots, n + 1)$ 进行估计. 为此,取变量

$$\begin{aligned} \tilde{x}(t) &= \text{col}\{x_2(t), x_3(t), \dots, x_{n+1}(t)\}, \\ \tilde{y}(t) &= \dot{x}_1(t) - a_{11}x_1(t) - b_1u(t). \end{aligned}$$

由系统(1)得到

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{x}}(t) &= \tilde{A}\tilde{x}(t) + [\tilde{A}x_1(t) + \tilde{B}_u u(t)] + \tilde{E}h(t), \\ \tilde{y}(t) &= \tilde{C}\tilde{x}(t). \end{aligned} \quad (4)$$

其中

$$\begin{aligned} \tilde{A} &= \begin{bmatrix} a_{22} & a_{23} & \cdots & a_{2n} & b_{d2} \\ a_{32} & a_{33} & \cdots & a_{3n} & b_{d3} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ a_{n2} & a_{n3} & \cdots & a_{nn} & b_{dn} \\ 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \end{bmatrix}, \tilde{A} = \begin{bmatrix} a_{21} \\ a_{31} \\ \vdots \\ a_{n1} \\ 0 \end{bmatrix}, \\ \tilde{B}_u &= [b_2 \ b_3 \ \dots \ b_n \ 0]^T, \tilde{E} = [0 \ 1]^T, \\ \tilde{C} &= [a_{12} \ a_{13} \ \dots \ a_{1n} \ b_{d1}]. \end{aligned} \quad (5)$$

假设2 系统(1)中的 (A_p, B_u) 能控,系统(4)中的 (\tilde{A}, \tilde{C}) 能观。

针对系统(1),设计如下RESO:

$$\begin{aligned} \dot{\hat{x}}(t) &= \\ \tilde{A}\hat{x}(t) &+ [\tilde{A}x_1(t) + \tilde{B}_u u(t)] + L[\tilde{y}(t) - \hat{y}(t)], \\ \hat{y}(t) &= \tilde{C}\hat{x}(t). \end{aligned} \quad (6)$$

其中: $\hat{x}(t) = \text{col}\{\hat{x}_2(t), \hat{x}_3(t), \dots, \hat{x}_n(t), \hat{x}_{n+1}(t)\}$, $\hat{x}_i(t)$ 为 $x_i(t)$ 的估计值, $i = 2, 3, \dots, n$, $\hat{x}_{n+1}(t)$ 为总扰动 $x_{n+1}(t) = f(x_p(t), M_c(t))$ 的估计值; L 为待设计的观测器增益矩阵。

进一步地,为了消除式(6)中的可测量状态的导数项,引入状态变量 $M(t) = \hat{x}(t) - Ly_p(t)$, 将模型(6)中的状态方程等价变换为

$$\dot{M}(t) = A_m M(t) + B_m u(t) + Fy_p(t). \quad (7)$$

其中

$$\begin{aligned} A_m &= \tilde{A} - L\tilde{C}, \quad B_m = \tilde{B}_u - Lb_1, \\ F &= (\tilde{A} - L\tilde{C})L - La_{11} + \tilde{A}. \end{aligned} \quad (8)$$

注2 对于实际控制系统,若存在更多已知的系统状态可供利用,则系统(4)的阶数可进一步降低,相应得到更低阶的RESO,在此本文不作单独讨论。

2.2 基于扰动动态补偿的复合控制规律

基于RESO的重复控制系统结构如图1所示。

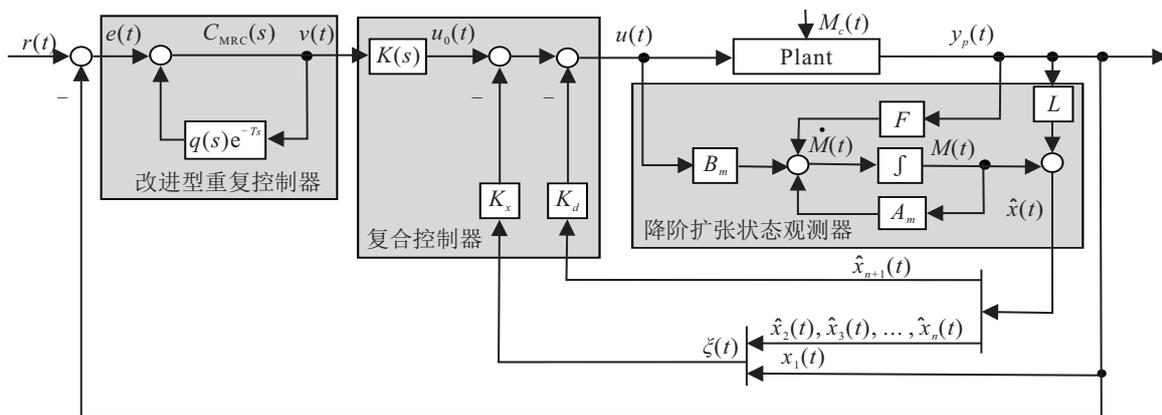


图1 基于RESO的重复控制系统结构

设参考输入 $r(t)$ 的周期为 T_r , 改进型重复控制器的正反馈回路包含纯延时环节 e^{-Ts} 和低通滤波器 $q(s)$, 其传递函数为

$$C_{\text{MRC}}(s) = \frac{1}{1 - q(s)e^{-Ts}}. \quad (9)$$

注3 基本重复控制系统中 $q(s) = 1$, 在以 T_r 为周期的外激励信号的基频 ($\omega_v = 2\pi/T_r$) 和谐波 $\omega_k = k\omega_v (k \in Z^+)$ 处, 重复控制器的增益为无穷大, 即

$$|C_{\text{RC}}(j\omega_k)| = \left| \frac{1}{1 - e^{-T_r s}} \right|_{s=j\omega_k} = \left| \frac{1}{1 - e^{-\frac{2\pi}{\omega_v} j\omega_k}} \right| = \left| \frac{1}{1 - \cos(2k\pi) + j \sin(2k\pi)} \right| = \infty.$$

因此, 基本重复控制系统可实现对周期性外激励信号的零稳态误差完全跟踪或抑制. 但它是一个中立型时滞系统, 只有当被控对象的相对度为零时, 系统才能稳定. 为了解决这个问题, 文献[31]在时滞环节嵌入低通滤波器 $q(s)$, 构造了改进型重复控制器, 使得改进型重复控制器的极点偏向左半复平面并接近虚轴, 以提高系统的稳定裕度.

不失一般性, 取 $q(s)$ 为一阶低通滤波器

$$q(s) = \frac{\omega_c}{s + \omega_c}. \quad (10)$$

其中: ω_c 为滤波器的截止频率, 其取值满足如下幅值特性^[31]:

$$\begin{aligned} |q(j\omega)| &\approx 1, \quad \omega \leq \omega_r; \\ |q(j\omega)| &\leq \rho < 1, \quad \omega > \omega_r. \end{aligned} \quad (11)$$

这里 ω_r 为周期性参考输入 $r(t)$ 的最大角频率. 一般地, 为了获得较好的控制性能, 滤波器的截止频率须满足 $\omega_c \geq 5\omega_r$.

通常情况下, 重复控制器的时滞常数 T 设置为与 $r(t)$ 的周期 T_r 相同. 事实上, 时滞常数 T 取为比 T_r 略小的正数, 可以使得系统跟踪误差 $e(t)$ 的稳态值更小, 设

$$e^{-Ts} q(s) = e^{-T_r s} q_1(s). \quad (12)$$

为了减小系统的稳态跟踪误差, 在低频段, $q_1(j\omega)$ 应尽可能接近于 1. 由式(12)和(10)得到 $q_1(s)$ 的泰勒展开式

$$q_1(s) = 1 + (T_r - T - 1/\omega_c)s + o(|s|^2). \quad (13)$$

因此, 为使 $C_{\text{MRC}}(s) \approx \frac{1}{1 - e^{-T_r s}}$, 改进型重复控制器的时滞常数应取为

$$T = T_r - 1/\omega_c. \quad (14)$$

在图1中, $K(s)$ 为重复控制前馈补偿器, $v(t)$ 为重复控制器输出, 基于扰动动态补偿的复合重复控制规律为

$$u(t) = u_0(t) - K_x \xi(t) - K_d \hat{x}_{n+1}(t), \quad (15)$$

$$u_0(t) = L^{-1}[K(s) V(s)]. \quad (16)$$

其中:

$$\begin{aligned} \xi(t) &= \text{col}\{x_1(t), \hat{x}_2(t), \dots, \hat{x}_n(t)\}; \\ K_x &= [K_{x_1} \quad K_{x_2} \quad \dots \quad K_{x_n}] \end{aligned}$$

为状态反馈控制增益矩阵; K_d 为扰动补偿增益; $V(s)$ 为重复控制器输出 $v(t)$ 的 Laplace 变换; $L^{-1}[\cdot]$ 为 Laplace 逆变换运算.

注4 复合控制律(15)中的 $u_0(t)$ 和状态反馈控制律 $K_x \xi(t)$ 用于保证系统的稳定性和周期信号跟踪性能, 扰动补偿器 $K_d \hat{x}_{n+1}(t)$ 用于消除总扰动对系统输出的影响. 因此, 复合控制律 $u(t)$ 能够同时保证系统的跟踪性能和扰动抑制性能.

3 稳定性分析与控制器设计算法

定义状态估计误差

$$\begin{aligned} x_e(t) &= \tilde{x}(t) - \hat{x}(t) = \text{col}\{x_{ep}(t), x_{ef}(t)\}, \\ x_{ep}(t) &= \text{col}\{x_2(t), x_3(t), \dots, x_n(t)\} - \text{col}\{\hat{x}_2(t), \hat{x}_3(t), \dots, \hat{x}_n(t)\}, \\ x_{ef}(t) &= f(x_p(t), M_c(t)) - \hat{x}_{n+1}(t). \end{aligned}$$

由式(4)和(6)得到状态估计误差动态方程

$$\dot{x}_e(t) = (\tilde{A} - L\tilde{C})x_e(t) + Eh(t). \quad (17)$$

结合被控对象(1)、复合控制律(15)以及状态估计误差(17), 得到图1所示的闭环系统状态方程

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{x}_p(t) \\ \dot{x}_e(t) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} A_p - B_u K_x & B_u \bar{K} \\ 0 & \tilde{A} - L\tilde{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_p(t) \\ x_e(t) \end{bmatrix} + \\ &\begin{bmatrix} B_u & 0 & B_d - B_u K_d \\ 0 & E & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_0(t) \\ h(t) \\ f(x_p(t), M_c(t)) \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (18)$$

其中 $\bar{K} = [K_{x_2} \quad \dots \quad K_{x_n} \quad K_d]$.

引理1 对于系统 $\dot{\eta}(t) = W\eta(t) + g(\eta(t))$, 如果 W 是 Hurwitz 矩阵, $g(\eta(t))$ 有界, 则状态 $\eta(t)$ 有界^[19]. 其中: $\eta(t) \in \mathbf{R}^n$, $W \in \mathbf{R}^{n \times n}$.

定理1 如果系统(1)满足假设1和假设2, 通过极点配置法求取状态反馈控制增益矩阵 K_x 和观测器增益矩阵 L 时, 使得矩阵 $A_p - B_u K_x$ 和 $\tilde{A} - L\tilde{C}$ 为 Hurwitz 矩阵, 则可保证闭环系统(18)有界输入有界输出(BIBO)稳定.

证明 由于 (A_p, B_u) 能控并且 (\tilde{A}, \tilde{C}) 能观, 矩阵 $A_p - B_u K_x$ 和 $\tilde{A} - L\tilde{C}$ 的极点可以任意配置. 当矩阵 $A_p - B_u K_x$ 和 $\tilde{A} - L\tilde{C}$ 为 Hurwitz 矩阵时, 闭环系统(18)的状态矩阵

$$A = \begin{bmatrix} A_p - B_u K_x & B_u \bar{K} \\ 0 & \tilde{A} - L\tilde{C} \end{bmatrix} \quad (19)$$

为Hurwitz矩阵.

根据引理1, 对于任何有界的 $u_0(t)$ 、 $h(t)$ 以及 $f(x_p(t), M_c(t))$, 闭环系统(18)的BIBO稳定. \square

假设 $A_p - B_u K_x$ 为Hurwitz 矩阵, 并且 $C_p(A_p - B_u K_x)^{-1} B_u$ 可逆, 取扰动补偿增益

$$K_d = (\Psi B_u)^{-1} \Psi B_d, \quad (20)$$

其中 $\Psi = C_p(A_p - B_u K_x)^{-1}$. 将式(20)代入系统(1), 得到

$$y_p(t) = \Psi[\dot{x}_p(t) - B_u u_0(t)] - \Psi B_u \bar{K} x_e(t). \quad (21)$$

显然, 若有 $x_e(t) \rightarrow 0 (t \rightarrow \infty)$, 则可以完全消除扰动 $f(x_p(t), M_c(t))$ 对系统输出的影响.

另一方面, 图1中 $u_0(t)$ 到系统输出 $y_p(t)$ 的传递函数为

$$P(s) = [C_p \ 0](sI - A)^{-1} [B_u^T \ 0]^T = C_p [sI - (A_p - B_u \bar{K})]^{-1} B_u, \quad (22)$$

其中 Λ 的定义见式(19).

注5 由式(22)可知, 传递函数 $P(s)$ 中不含观测器增益矩阵 L . 这意味着在保证系统稳定的前提下, 图1中的重复控制规律 $u_0(t)$ 可以独立于RESO进行设计. 因此, 控制系统的设计过程实际上分为两个阶段: 1) 设计观测器增益 L 和扰动补偿增益 K_d , 保证RESO的收敛性和扰动补偿效果; 2) 设计重复控制规律 $u_0(t)$, 保证系统稳定, 并具有满意的跟踪性能.

设

$$G(s) = K(s)P(s), \quad G_0(s) = [1 + G(s)]^{-1}, \quad (23)$$

$$\|G\|_\infty = \sup_{0 \leq \omega < \infty} \sigma_{\max}[G(j\omega)], \quad (24)$$

其中 $\sigma_{\max}[\cdot]$ 为最大奇异值. 结合引理1和定理1, 得到以下结论.

定理2 如果系统(1)满足假设1和假设2, 并且以下条件同时成立: 1) 矩阵 $A_p - B_u K_x$ 和 $\tilde{A} - L\tilde{C}$ 为Hurwitz 矩阵; 2) 矩阵 $C_p(A_p - B_u K_x)^{-1} B_u$ 可逆; 3) $G_0(s)G(s)$ 稳定, 并且 $G(s)$ 中没有不稳定的零极点相消; 4) $\|qG_0\|_\infty < 1$. 则基于RESO的闭环系统(18)在复合控制律(15)作用下稳定. 若 $h(t) \rightarrow 0 (t \rightarrow \infty)$, 则可以完全消除扰动 $f(x_p(t), M_c(t))$ 对稳态输出的影响.

证明 由于重复控制规律 $u_0(t)$ 可以独立于RESO进行设计, 系统满足分离设计原理, 可以将设计好的RESO直接插入稳定的重复控制系统. 因此, 闭环系统的稳定性条件实际上由两部分构成. 首先, 如果条件1)满足, 则由定理1可知基于RESO的闭环系统(18)的BIBO稳定. 如果条件2)满足, 则可以构造式(20)中的扰动补偿增益 K_d . 条件3)和条件4)保证

基于RESO的重复控制系统满足小增益定理条件^[32], 从而闭环系统稳定. 特别地, 当 $h(t) \rightarrow 0 (t \rightarrow \infty)$ 时, 由式(21)可知, 在复合控制律(15)作用下, 总扰动 $f(x_p(t), M_c(t))$ 对系统(1)稳态输出的影响被完全消除. \square

注6 在满足假设1和假设2的条件下, 定理1和定理2在多数实际控制系统中都是成立的, 例如文献[25]的冲压型无翼超声导弹系统和文献[28]中的机械臂遥操作系统等. 此外, 依据定理1和定理2设计 L 和 K_x 时, 为了保证RESO的收敛性, 需保证 $\tilde{A} - L\tilde{C}$ 的极点比 $A_p - B_u K_x$ 的极点离虚轴的距离更远.

综合上述结论, 得到图1所示的基于RESO的重复控制系统设计算法.

step 1: 使用极点配置法设计观测器增益矩阵 L , 使得矩阵 $\tilde{A} - L\tilde{C}$ 为Hurwitz 矩阵.

step 2: 使用极点配置法设计状态反馈控制增益矩阵 K_x , 使得矩阵 $A_p - B_u K_x$ 为Hurwitz 矩阵, 并且矩阵 $C_p(A_p - B_u K_x)^{-1} B_u$ 可逆.

step 3: 利用式(20)求取扰动补偿增益 K_d .

step 4: 选取低通滤波器截止频率 ω_c , 使其满足频域条件(11).

step 5: 设计前馈补偿器 $K(s)$, 使得定理2中的条件3)成立.

step 6: 判断定理2中的条件4)是否满足, 若不满足, 则返回step 2, 重新设计 K_x 、 K_d 以及 $K(s)$.

4 数值仿真与实验验证

本节通过一个数值仿真实例和无刷直流电机转速控制实验, 验证本文设计的基于RESO的重复控制系统的性能.

4.1 数值实例

考虑二阶系统

$$\begin{aligned} \dot{x}_1(t) &= -30x_1(t) + 2x_2(t) + f(x_p(t), M_c(t)), \\ \dot{x}_2(t) &= x_1(t) - 11x_2(t) + 4u(t), \\ y_p(t) &= x_1(t). \end{aligned} \quad (25)$$

其中总扰动

$$\begin{aligned} f(x_p(t), M_c(t)) &= \frac{2x_2(t)}{50 + x_1(t)} e^{-0.5t} + M_c(t), \\ M_c(t) &= 0.4 \cos(0.8\pi t) + 1.6 \arctan(t). \end{aligned} \quad (26)$$

经计算可知系统(25)能控. 设参考输入

$$r(t) = 10 \sin(2\pi t) + 8 \sin(\pi t), \quad (27)$$

则 $T_r = 2$ s. 选取式(10)中低通滤波器 $q(s)$ 的截止频率 $\omega_c = 100$ rad/s. 根据式(14), 重复控制器的时滞常数 $T = T_r - 1/\omega_c = 1.99$ s.

选取RESO的极点为 $\sigma(\tilde{A}-L\tilde{C}) = \{-14, -14\}$, 状态反馈控制器极点为 $\sigma(A_p - B_u K_x) = \{-5, -5\}$, 采用极点配置法求得观测器增益矩阵和状态反馈控制增益矩阵分别为

$$L = [-0.4091 \quad 17.8182]^T, \quad (28)$$

$$K_x = [78.3750 \quad -7.7500]. \quad (29)$$

由式(20)计算得到扰动补偿增益

$$K_d = -2.5000. \quad (30)$$

前馈补偿器 $K(s)$ 采用PID控制, 调节参数得到

$$K(s) = 100 + \frac{50}{s} + \frac{5000s}{s + 1000}. \quad (31)$$

经计算, $\det(C_p(A_p - B_u K_x)^{-1} B_u) = -0.3200$, 即矩阵 $C_p(A_p - B_u K_x)^{-1} B_u$ 可逆. $G_0(s)G(s)$ 的极点 $\sigma_{G_0G} = \{-515.0756 \pm 406.4748j, -0.4244 \pm 0.8654j\}$, $\|qG_0\|_\infty = 0.2169 < 1$. 因此, 定理2中的条件1)~条件4)全部满足, 从而图1所示的基于RESO的重复控制系统稳定.

图2为RESO(7)对状态 $x_2(t)$ 和总扰动 $x_3(t) = f(x_p(t), M_c(t))$ 的估计以及相应的估计误差曲线.

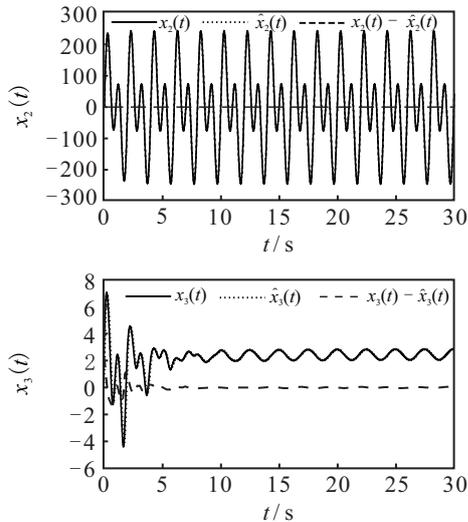


图2 RESO(7)对状态 $x_2(t)$ 和总扰动 $x_3(t) = f(x_p(t), M_c(t))$ 的估计

由图2可知, 本文设计的RESO可以准确估计系统不可测状态和总扰动, 估计误差快速收敛至零附近. 其中, 总扰动估计误差的稳态值约为总扰动实际值的1.8433%.

图3为本文提出的基于RESO的重复控制系统输出响应, 可知系统输出能够快速、准确地跟踪周期性参考输入信号 $r(t)$, 最大稳态跟踪误差为 7.4393×10^{-4} , 即约为参考输入信号 $r(t)$ 的0.0041%.

图4为相同控制器参数下本文所提方法与基于全阶GESO的重复控制系统的跟踪性能及扰动估计性能比较

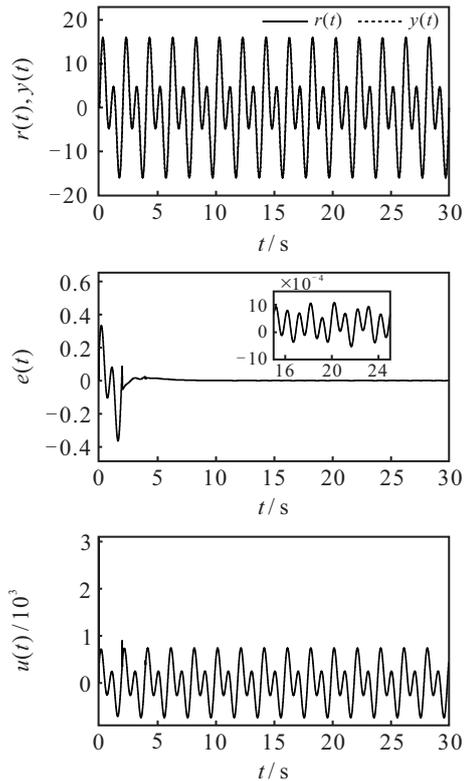


图3 基于RESO的重复控制系统输出响应

性能对比. 可以发现, 在相同观测器带宽下, 本文提出的RESO的扰动估计误差更小, 基于RESO的重复控制系统扰动抑制性能更强, 对周期性参考输入信号的跟踪精度更高.

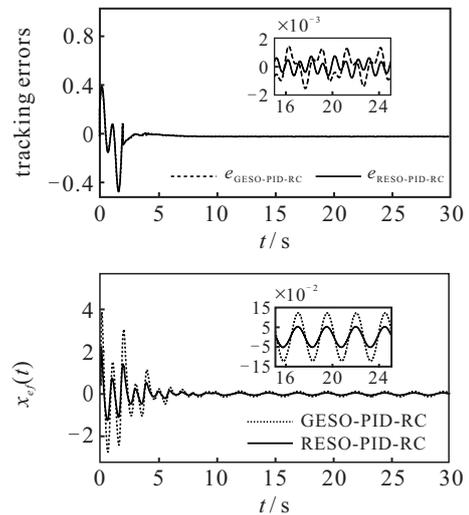


图4 与基于GESO^[24]的重复控制系统跟踪性能及扰动估计性能比较

为验证本文对重复控制器时滞常数的校正对系统跟踪性能的影响, 本文进行了对比仿真.

图5为重复控制器时滞常数分别取为 $T = T_r$ 和 $T = T_r - 1/\omega_c$ 时基于RESO的重复控制系统的跟踪误差对比. 在图5中可以观察到, 在暂态过程中两条曲线无明显差别, 但后者的稳态跟踪误差仅为前者的3.3751%. 由此可见, 本文对重复控制器时滞常数

的校正可以有效提高系统的稳态跟踪性能.

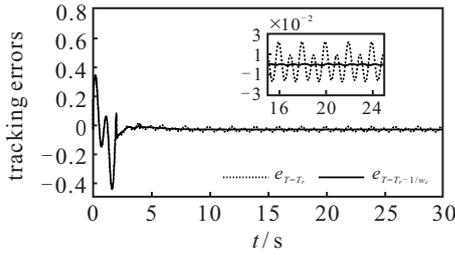


图5 $T = T_r$ 和 $T = T_r - 1/\omega_c$ 时的系统跟踪误差对比

4.2 实验验证

4.2.1 实验系统与无刷直流电机数学模型描述

搭建如图6所示的无刷直流电机转速控制实验平台. 实验平台主要包括5个部分: 一台无刷直流电机(额定电压为48 V, 额定功率为200 W, 额定转速为3 000 r/min)、一台磁粉式刹车器、一台RTLAB OP5600实时数字仿真器(内含CPU及FPGA板卡, 外接数字量及模拟量I/O板卡)、一个电机驱动板以及一台上位机.

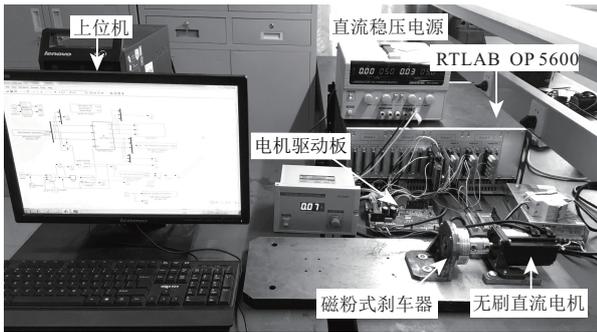


图6 无刷直流电机转速控制实验平台

图7为三相全桥驱动带霍尔位置传感器式无刷直流电机的等效电路图.

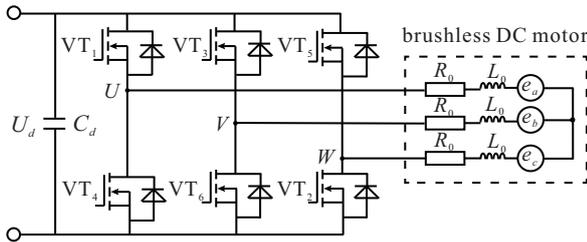


图7 无刷直流电机等效电路

无刷直流电机采用两两导通方式, 考虑理想换向情况, 任意时刻只有两相导通, 电流从一相流入, 从另一相流出, 第三相悬空. 由电压平衡与转矩平衡关系可建立无刷直流电机微分方程模型^[33]

$$\begin{aligned} \dot{\omega}(t) &= \frac{2k_e p}{J} i(t) - \frac{1}{J} M_c(t), \\ \dot{i}(t) &= -\frac{k_e p}{L_0} \omega(t) - \frac{R_0}{L_0} i(t) + \frac{1}{2L_0} u(t). \end{aligned} \quad (32)$$

其中: $\omega(t)$ 为电机旋转角速度, $u(t)$ 为加在两相导通绕组上的电压, $i(t)$ 为电枢电流, $M_c(t)$ 为外负载转矩, 其他参数定义及数值列于表1.

表1 无刷直流电机参数

参数	符号	数值
相电感	L_0	0.975 0 mH
相电阻	R_0	0.925 0 Ω
反电动势系数	k_e	0.040 1 V/(rad/s)
极对数	p	4
转动惯量	J_0	$0.480 0 \times 10^{-4}$ kg·m ²

电机在实际运行过程中存在多种不确定性因素, 包括未建模动态、参数摄动、外负载扰动等. 设外负载转矩为 $M_c(t)$, 负载变化引起的转动惯量的摄动满足关系式

$$J = J_0(1 + \Delta J). \quad (33)$$

式中: J_0 为转动惯量标称值, $J_0 \Delta J$ 为摄动量.

选取系统状态和输出分别为

$$\begin{aligned} x_p(t) &= [x_1(t) \ x_2(t)]^T = [\omega(t) \ i(t)]^T, \\ y_p(t) &= \omega(t). \end{aligned} \quad (34)$$

由方程(32)得到系统(1)形式的无刷直流电机状态空间模型, 对应的系统矩阵和扰动为

$$\begin{aligned} f(x_p(t), M_c(t)) &= \frac{2k_e p \Delta J}{1 + \Delta J} i(t) + \frac{M_c(t)}{1 + \Delta J}, \\ A_p &= \begin{bmatrix} 0 & \frac{2k_e p}{J_0} \\ -\frac{k_e p}{L_0} & -\frac{R_0}{L_0} \end{bmatrix}, \quad B_u = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{2L_0} \end{bmatrix}, \\ B_d &= \begin{bmatrix} -\frac{1}{J_0} \\ 0 \end{bmatrix}^T, \quad C_p = [1 \ 0]. \end{aligned} \quad (35)$$

显然, 系统(35)满足假设2条件.

4.2.2 控制器参数设计与系统性能分析

设周期性参考输入转速为 $r(t) = 1\ 100 + 60 \times \sin(2\pi t)$ r/min, 则参考输入的周期 $T_r = 1$ s. 选取一阶低通滤波器 $q(s)$ 的截止频率 $\omega_c = 50$ rad/s, 重复控制器的时滞常数 $T = T_r - 1/\omega_c = 0.98$ s, 系统的采样步长设为 0.000 05 s.

外负载转矩设置为

$$M_c(t) = \begin{cases} 0.22 \text{ N}, & t < 35 \text{ s}; \\ 0.1 + 0.05 \cos(0.3\pi t) \text{ N}, & t \geq 35 \text{ s}. \end{cases} \quad (36)$$

选取控制器参数

$$\sigma_{(\bar{A}-L\bar{C})} = \{-41, -41\}, \quad (37)$$

$$\sigma_{(A_p-B_u K_x)} = \{-13, -13\}, \quad (38)$$

$$L = [-0.2529 \quad -0.0850]^T, \quad (39)$$

$$K_x = [-0.2716 \quad 48.8500], \quad (40)$$

$$K_d = -0.0790, \quad K(s) = 0.75 + \frac{0.3}{s} + \frac{0.006s}{s+1}. \quad (41)$$

经计算, $\det[C_p(A_p - B_u K_x)^{-1} B_u] = -20.2837$, 即矩阵 $C_p(A_p - B_u K_x)^{-1} B_u$ 可逆; $G_0(s)G(s)$ 的极点 $\sigma_{G_0G} = \{-0.3777, -477.5177, -24.0523 \pm 47.6672j\}$; $\|qG_0\|_\infty = 0.8512 < 1$. 因此, 定理2中的条件1)~条件4)全部满足, 基于RESO的无刷直流电机重复控制系统稳定.

设对应增广系统的状态矩阵为

$$A = \begin{bmatrix} A_p & B_d \\ 0 & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} & A_{13} \\ A_{21} & A_{22} & A_{23} \\ A_{31} & A_{32} & A_{33} \end{bmatrix}. \quad (42)$$

为进一步比较RESO和全阶GESO的扰动估计性能, 设RESO的观测器增益矩阵 $L = [\beta_1 \quad \beta_2]^T$, GESO的观测器矩阵 $\bar{L} = [\gamma_1 \quad \gamma_2 \quad \gamma_3]^T$, 结合式(17)求得在RESO和GESO中总扰动估计值 $\hat{x}_3(t)$ 到总扰动 $f(x_p(t), M_c(t))$ 的传递函数分别为

$$G_{\text{RESO}} = \frac{A_{13}\beta_2 s + \beta_2(A_{12}A_{23} - A_{13}A_{22})}{s^2 + (A_{13}\beta_2 + A_{12}\beta_1 - A_{22})s + \beta_2(A_{12}A_{23} - A_{13}A_{22})}, \quad (43)$$

$$G_{\text{GESO}} = \frac{-A_{33} - (A_{31} - \gamma_3)G_1 - A_{32}G_2}{s - A_{33} - (A_{31} - \gamma_3)G_1 - A_{32}G_2}. \quad (44)$$

其中

$$G_1 = \frac{A_{13}s + A_{12}A_{23} - A_{12}A_{22}}{(s + \gamma_1 - A_{11})(s - A_{22}) - A_{12}(A_{21} - \gamma_2)}, \quad (45)$$

$$G_2 = \frac{G_1(A_{21} - \gamma_2) + A_{23}}{s - A_{22}}. \quad (46)$$

图8为不同观测器极点条件下 G_{RESO} 的频率响应, 其中从上到下5条曲线的 $\sigma_{(\bar{A}-A\bar{C})}$ 值分别为 -80 、 -60 、 -40 、 -20 、 -10 . 由图8可知, 随着观测器极点离虚轴越远, 总扰动估计值 \hat{x}_3 在低频段的相位滞后越小, 总扰动估计得更加准确. 同时, 当观测器极点远离虚轴时, G_{RESO} 在高频段的增益增加, 这意味着系统对高频噪声更加敏感. 因此, RESO极点的选取要兼顾扰动估计效果和系统对噪声的敏感度.

图9为RESO和GESO的所有观测器极点都配置在 -41 时 G_{RESO} 和 G_{GESO} 的频率响应. 可以发现, G_{RESO} 在低频段的相位滞后更小, 总扰动估计精度更高. 同时, 相比 G_{GESO} , G_{RESO} 在高频处的增益更大. 因此, 降阶观测器提高了总扰动估计精度, 却不可避免地一定程度上牺牲了系统对高频噪声的敏感性.

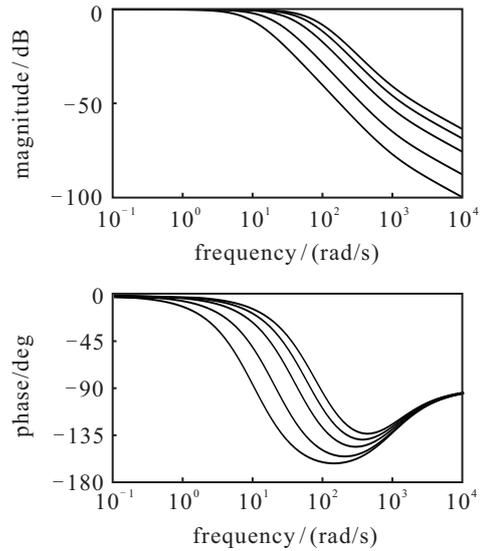


图8 不同观测器极点条件下 G_{RESO} 为式(43)时的频率响应

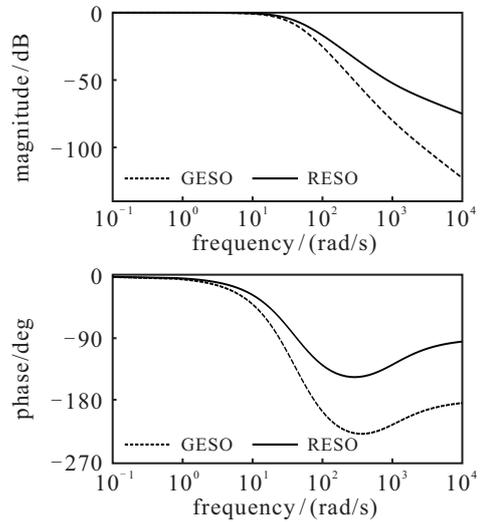


图9 G_{RESO} 为式(43)和 G_{GESO} 为式(44)的频率响应

4.2.3 实验结果对比分析

图10为本文所提方法下的系统输出响应和总扰动估计曲线, 该实验结果说明采用本文设计的无刷直流电机伺服系统能够实时估计总扰动(包括内部参数摄动、外部负载扰动, 及运行过程中的各种不确定性), 能有效地动态补偿总扰动对系统输出的影响, 从而保证系统对周期性参考输入转速的高精度跟踪.

在负载转矩为 0.22 N 的常值干扰下, 约 10 s 后系统转速跟踪误差减小至参考输入转速的 1% . 在第 35 s 发生负载突变时(由常值负载变为余弦时变负载), 电机转速波动较小, 约 2 s 后即恢复稳态. 在余弦时变外负载干扰影响下, 系统的最大稳态跟踪误差仅为 9.0313 r/min , 即参考输入转速 $r(t)$ 的 0.7786% . 具体的性能指标列于表2. 其中: t_p 为上升时间, t_s 为系统从零时刻至到达稳态的时间, $\max |e(t)|_{t \geq 35}$ 为第 35 s 负载突变至重新回到稳态的过程中系统的最大

表 2 性能指标对比

控制方法	t_p	$\max e(t) _{t < t_s}$	$\max e(t) _{t \geq 35}$	e_{ss}	u_{ss}
PID-RC	2.689 3	691.589 3	35.120 1	18.479 4	33.428 4
LADRC-PID-RC	0.452 3	331.951 1	19.022 7	11.540 6	33.682 5
GESO-PID-RC	0.387 4	320.492 5	17.971 5	10.058 2	33.676 0
RESO-PID-RC	0.339 0	256.125 4	14.482 1	9.031 3	33.660 9

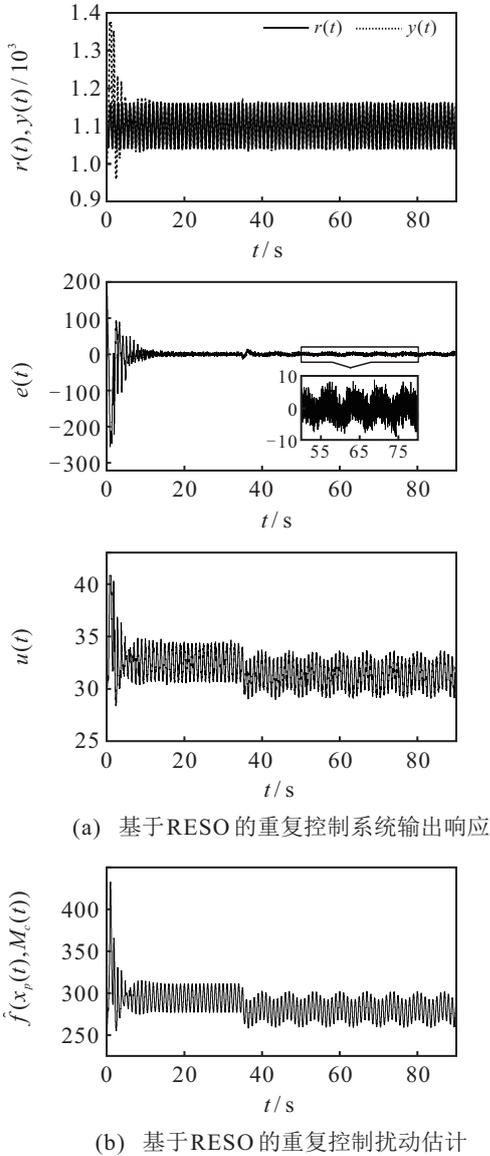


图 10 基于RESO的重复控制系统输出响应与扰动估计

大跟踪误差, e_{ss} 为稳态最大跟踪误差, u_{ss} 为稳态最大控制输入电压.

为进一步评价基于RESO的重复控制系统性能, 本文设计了基于全阶GESO的重复控制系统. 全阶GESO极点取为 $\sigma(\tilde{A}-L\tilde{C}) = \{-41, -41, -41\}$, 其他控制器参数和实验条件设置与基于RESO的重复控制实验时一致.

由图11和表2可知, 无论是暂态过程、负载突变过程还是稳态过程, 本文设计的基于RESO的重复控制系统跟踪性能都优于基于全阶GESO的重复控制系统.

注7 基于RESO的重复控制系统性能优于全阶GESO的重复控制系统的原因主要在于两方面: 一方面是由于本文提出的RESO直接使用测量输出转速进行状态反馈控制器设计, 而全阶GESO利用观测器估计转速进行状态反馈控制器设计, RESO避免了转速估计引起的误差(由图12可知GESO的转速估计存在误差). 另一方面, 由上述数值仿真结果和频域分析可知, 在相同观测器带宽条件下RESO的相位滞后更小, 扰动估计准确度更高, 从而提高了系统的扰动抑制性能和跟踪精度.

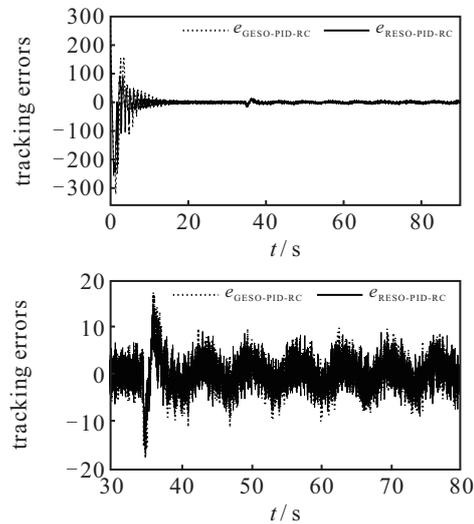


图 11 与基于GESO^[22]的重复控制系统跟踪性能比较

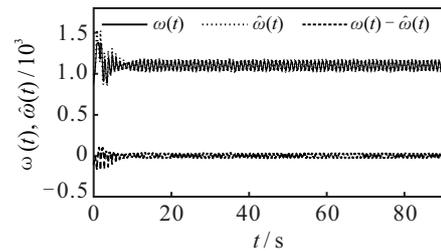


图 12 基于GESO^[22]的重复控制系统转速输出及其估计

图13为基于LADRC的重复控制(LADRC-PID-RC)方法和传统重复控制(PID-RC)方法与本文所提方法下的系统跟踪性能对比. 对比实验中所有控制器参数设置均相同. 可见, 基于LADRC和基于RESO的重复控制系统的跟踪误差收敛得更快, 稳态误差值更小. 这说明相比于传统重复控制系统, 加入主动抗干扰控制方法的二自由度重复控制系统响应更快, 鲁棒性更强. 此外, LADRC-PID-RC系统的上升时间约为0.425 3 s, 最大稳态跟踪误差为11.540 6 r/min; 本

文所提控制方法下的系统上升时间约为0.3390s,最大稳态跟踪误差为9.0313 r/min. 因此,本文设计的控制系统具有更好的扰动抑制性能、快速响应性和稳态跟踪性能.

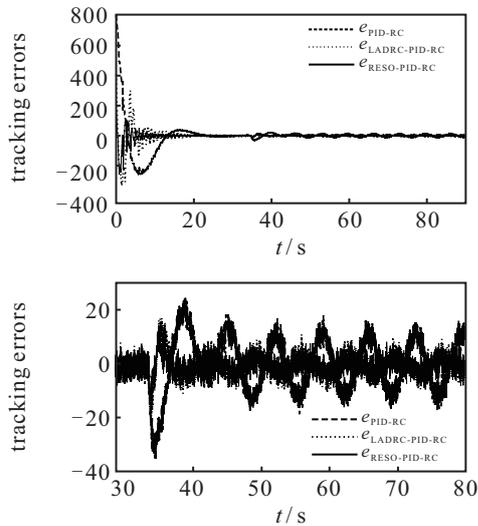


图13 与传统PID-RC系统和基于LADRC^[19,23-24]的重复控制系统跟踪误差对比

注8 根据文献[19],LADRC的设计思想是以积分器串联型为标准型,将除此以外的所有系统已知或未知的动态都视为总扰动的一部分加以估计和补偿.这种处理方式的优点是不依赖于模型,便于实际工程中的控制器设计.但是,如果能合理利用系统的已知信息,可以进一步改善系统的控制效果.另一方面,将所有非线性动态纳入总扰动进行估计,会放大实际总扰动,从而需要更大的观测器增益才能较为准确地估计,而对于实际控制系统,过大的观测器增益可能会导致系统对噪声敏感,并可能会引起系统输出在初始时刻的峰值现象^[34](peaking phenomenon).本文提出的RESO充分利用了系统的已知信息,因此基于RESO的重复控制系统扰动抑制作用更强,暂态和稳态跟踪误差更小.

图14为重复控制器时滞常数分别取为 $T = T_r$ 和 $T = T_r - 1/\omega_c$ 时基于RESO的重复控制系统的跟踪误差.由图14可知,在暂态过程中,两条曲线无明显差别,但后者的稳态跟踪误差仅为前者的0.5462倍.因此,本文对重复控制器时滞常数的校正有效提高了系统的稳态跟踪精度.

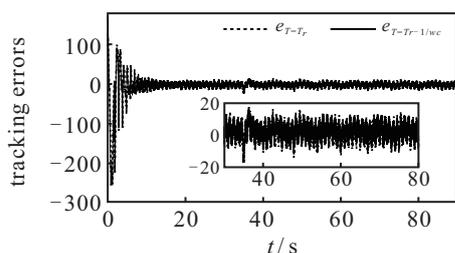


图14 $T = T_r$ 和 $T = T_r - 1/\omega_c$ 时的系统跟踪误差对比

5 结论

本文针对一类含有状态相关不确定性和外扰的伺服系统,研究了基于扰动补偿的周期信号跟踪控制问题.提出了基于RESO的重复控制系统设计方法,并给出了控制器参数选取原则和闭环系统稳定性条件.数值仿真和电机控制实验表明,本文所提方法可以实现对非匹配总扰动的实时估计和有效补偿,保证伺服系统对周期性参考输入信号的高精度跟踪.如何针对具有参考输入信号周期不确定的伺服系统,设计基于扰动估计器和补偿器重复控制系统,将是下一步研究的重点.

参考文献(References)

- [1] Ye J, Liu L G, Xu J B, et al. Frequency adaptive proportional-repetitive control for grid-connected inverters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(9): 7965-7974.
- [2] Cui P L, Zhang G X, Liu Z Y, et al. A second-order dual mode repetitive control for magnetically suspended rotor[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(6): 4946-4956.
- [3] Wu C, Nian H. An improved repetitive control of DFIG-DC system for torque ripple suppression[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(9): 7634-7644.
- [4] Francis B A, Wonham W M. The internal model principle for linear multivariable regulators[J]. Applied Mathematics and Optimization, 1975, 2(2): 170-194.
- [5] Inoue T, Nakano M, Iwai S. High accuracy control of servomechanism for repeated contouring[C]. Proceedings of the 10th Annual Symposium on Incremental Motion Control Systems and Devices. Urbana: Incremental Motion Control Society, 1981: 285-292.
- [6] Pipeleers G, Demeulenaere B, De Schutter J, et al. Robust high-order repetitive control: Optimal performance trade-offs[J]. Automatica, 2008, 44(10): 2628-2634.
- [7] Zhou L, She J H, Zhang X M, et al. Performance enhancement of RCS and application to tracking control of chuck-workpiece systems[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(5): 4056-4065.
- [8] Luo C Y, Yao J Y, Chen F H, et al. Adaptive repetitive control of hydraulic load simulator with RISE feedback[J]. IEEE Access, 2017, 5: 23901-23911.
- [9] Mitrevska M, Cao Z, Zheng J, et al. Discrete terminal sliding mode repetitive control for a linear actuator with nonlinear friction and uncertainties[J]. International Journal of Robust and Nonlinear Control, 2019, 29(13): 4285-4297.
- [10] Ramos G A, Ruget R I, Costa-Castelló R. Robust repetitive control of power inverters for standalone operation in DG systems[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2020, 35(1): 237-247.
- [11] Chen W H, Yang J, Guo L, et al.

- Disturbance-observer-based control and related methods-an overview[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(2): 1083-1095.
- [12] Han J Q. From PID to active disturbance rejection control[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(3): 900-906.
- [13] Xue W C, Huang Y. Performance analysis of 2-DOF tracking control for a class of nonlinear uncertain systems with discontinuous disturbances[J]. International Journal of Robust and Nonlinear Control, 2018, 28(4): 1456-1473.
- [14] Zhou L, She J H, Zhou S W, et al. Compensation for state-dependent nonlinearity in a modified repetitive-control system[J]. International Journal of Robust and Nonlinear Control, 2018, 28(1): 213-226.
- [15] Wu Y H, Ye Y Q. Internal model-based disturbance observer with application to CVCF PWM inverter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(7): 5743-5753.
- [16] Sayem A H M, Cao Z W, Man Z H. Model free ESO-based repetitive control for rejecting periodic and aperiodic disturbances[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(4): 3433-3441.
- [17] He T, Wu Z L, Li D H, et al. A tuning method of active disturbance rejection control for a class of high-order processes[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(4): 3191-3201.
- [18] Qu L Z, Qiao W, Qu L Y. An enhanced linear active disturbance rejection rotor position sensorless control for permanent magnet synchronous motors[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(6): 6175-6184.
- [19] Gao Z Q. Active disturbance rejection control: A paradigm shift in feedback control system design[C]. Proceedings of the 2006 American Control Conference. Minneapolis, 2006: 2399-2405.
- [20] Li H C, Cheng L, Li Z W, et al. Active disturbance rejection control for a fluid-driven hand rehabilitation device[J]. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 2012, 262: 841-853.
- [21] Fu C F, Tan W. Parameters tuning of reduced-order active disturbance rejection control[J]. IEEE Access, 2020, 8: 72528-72536.
- [22] Li S H, Yang J, Chen W H, et al. Generalized extended state observer based control for systems with mismatched uncertainties[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59(12): 4792-4802.
- [23] Chen S, Bai W Y, Hu Y, et al. On the conceptualization of total disturbance and its profound implications[J]. Science China Information Sciences, 2019, 63(2): 1-3.
- [24] Chen S, Xue W C, Huang Y. On active disturbance rejection control for nonlinear systems with multiple uncertainties and nonlinear measurement[J]. International Journal of Robust and Nonlinear Control, 2020, 30(8): 3411-3435.
- [25] Li T, Zhang S F, Yang H B, et al. Robust missile longitudinal autopilot design based on equivalent-input-disturbance and generalized extended state observer approach[J]. Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part G: Journal of Aerospace Engineering, 2015, 229(6): 1025-1042.
- [26] 李强, 方一鸣, 李建雄, 等. 非匹配不确定性下连铸结晶器振动位移系统准滑模控制[J]. 控制与决策, 2020, 35(7): 1615-1622.
(Li Q, Fang Y M, Li J X, et al. Quasi-sliding mode control for mold vibration displacement system with unmatched uncertainties[J]. Control and Decision, 2020, 35(7): 1615-1622.)
- [27] Yang G C, Yao J Y. Output feedback control of electro-hydraulic servo actuators with matched and mismatched disturbances rejection[J]. Journal of the Franklin Institute, 2019, 356(16): 9152-9179.
- [28] Zhang W A, Jin J K, Yu L, et al. Synchronization control of teleoperation systems based on generalized extended state observers[J]. Control and Decision, 2016, 31(11): 2077-2082.
- [29] Yan X G, Christopher E, Sarah K S. Decentralised robust sliding mode control for a class of nonlinear interconnected systems by static output feedback[J]. Automatica, 2004, 40(10): 1761-1769.
- [30] She J H, Xin X, Pan Y D. Equivalent-input-disturbance approach-analysis and application to disturbance rejection in dual-stage feed drive control system[J]. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 2011, 16(2): 330-340.
- [31] Hara S, Yamamoto Y, Omata T, et al. Repetitive control system: A new type servo system for periodic exogenous signals[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 1988, 33(7): 659-668.
- [32] Doyle J C, Francis B A. Feedback control theory[M]. London: Macmillan Publishing Company, 1992: 43-52.
- [33] Xia C L, Li Z J, Yang R, et al. Control system of brushless DC motor based on active disturbance rejection controller[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(2): 82-86.
- [34] Mao J L, Yang J, Li S H, et al. Output feedback-based sliding mode control for disturbed motion control systems via a higher-order ESO approach[J]. IET Control Theory & Applications, 2018, 12(15): 2118-2126.

作者简介

周兰(1975—), 女, 教授, 博士生导师, 从事非线性系统和重复控制等研究, E-mail: zhoulan75@163.com;

姜福喜(1995—), 男, 硕士生, 从事主动抗干扰和重复控制的研究, E-mail: 18890333830@163.com;

潘昌忠(1984—), 男, 副教授, 博士生, 从事非线性与鲁棒控制的研究, E-mail: pancz@hust.edu.cn;

陈静(1980—), 女, 副教授, 博士生, 从事分数阶微分系统的研究, E-mail: cjhust@hust.edu.cn.