

扩展近似时间最优伺服控制及其试验验证^{*}

胡 杨, 滕召海, 程国扬

(福州大学 电气工程与自动化学院, 福建 福州 350116)

摘 要: 针对带有惯性阻尼环节的典型伺服系统, 提出一种能实现大范围快速定点运动的控制方案。控制方案首先利用时间最优控制律进行快速目标追踪, 当系统速度下降到一定范围内时平滑切换成线性控制律。采用线性控制区内的闭环极点阻尼系统和自然频率作为设计参数, 给出了全参数化的控制律。基于 Lyapunov 理论分析了控制系统的闭环稳定性。将该控制方案用于一个直流伺服电机的位置-速度环的定点位置控制, 并进行了 MATLAB 数字仿真和基于 TMS320F28335 DSC 的试验研究。结果表明: 所设计的控制系统可以对大范围的给定目标进行快速和准确的跟踪, 且对扰动和系统参数差异具有较好的鲁棒性。

关键词: 伺服系统; 惯性阻尼; 定点运动; 近似时间最优伺服控制; 扰动抑制

中图分类号: TM 301.2 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2018)09-0059-06

Expanded Proximate Time-Optimal Servo Control and Its Experimental Verification^{*}

HU Yang, TENG Zhaohai, CHENG Guoyang

(College of Electrical Engineering and Automation, Fuzhou University, Fuzhou 350116, China)

Abstract: A control scheme was proposed to achieve large-stroke fast set-point motion in typical servo systems with an inertia damping block. The control scheme initially utilizes the time-optimal control (TOC) to accomplish fast targeting, and then smoothly switches to linear control when the motion speed falls below the specified threshold. Using the damping ratio and natural frequency of the closed-loop poles within the linear control regime as the two design parameters, a fully-parameterized control law was presented. The closed-loop stability was analyzed based on the Lyapunov theory. The control scheme was applied to the position-velocity control loop in a DC motor servo system for set-point position regulation. MATLAB simulations had been carried out, together with experimental studies based on the TMS320F28335 DSC. The results showed that the proposed control scheme could track a wide range of target references fast and accurately, and had a good performance robustness with respect to the disturbance and parameter variations.

Key words: servo system; inertia damping; set-point motion; time-optimal control (TOC); disturbance rejection

0 引 言

在自动化制造车间和物流仓库中, 经常需要进行大范围的准确的点对点运动, 伺服系统必须在物理执行器(如功率器件)受限的条件下实现期望的

运动控制性能^[1-6]。为实现快速的点位控制, 时间最优控制(Time-Optimal Control, TOC)技术采用一种 Bang-Bang 控制策略, 即依次把正反最大幅值控制量施加到系统中, 但其在实际系统中缺乏鲁棒性。近似时间最优伺服控制(Proximate Time-

^{*} 基金项目: 福建省自然科学基金项目(2017J01747)

作者简介: 胡 杨(1993—), 女, 硕士研究生, 研究方向为先进控制技术的应用。

滕召海(1994—), 男, 硕士研究生, 研究方向为控制工程。

程国扬(1970—), 男, 教授, 博士生导师, 研究方向为控制工程与自动化、电气传动系统。

Optimal Servo Control, PTOS)^[7-8]对 TOC 控制律进行了如下改进:当系统位置误差较小时改用线性控制律,从而提高控制系统的鲁棒性。

实际的伺服系统中存在着各种未知扰动(如负载)和不确定性,影响了系统的精度。通常可采用积分控制来消除定常扰动所引起的稳态误差。但积分控制可能带来积分器饱和(Windup)的风险,因而需考虑抗饱和措施^[9]。文献[10]指出,积分控制的性能对系统给定和扰动的幅值差异较为敏感,如果给定或扰动的幅值偏离原设计值,积分控制的瞬态性能将发生明显的偏差,而采用基于扰动估计和补偿的控制方案则能在较大的给定和扰动范围内保持良好的控制性能和鲁棒性。文献[11]设计了1个降阶的扩展状态观测器来同时估计出不可量测的速度信号和扰动信号,在 PTOS 控制律基础上进行扰动补偿,并在1台永磁同步电机(Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM)上进行了试验验证,实现了大范围的快速和准确的位置控制。

文献[8-9, 11]介绍的 PTOS 控制方案都是针对双积分模型的伺服系统而设计的,这种双积分模型是一种过度简化的假设模型。实际的机电伺服系统由于受到摩擦力矩的阻尼作用,其模型往往带有1个惯性阻尼环节,而不是纯粹的双积分模型。当这个环节的阻尼作用较弱的时候,可以将其看作一种未知恒定扰动,然后采用针对双积分模型的鲁棒 PTOS 控制。如果这种阻尼作用较强,则采用针对双积分模型的鲁棒 PTOS 控制则可能会在瞬态性能上出现明显偏差。因此,有必要针对带惯性阻尼环节的伺服系统,对原先的 PTOS 控制方案进行修正或扩展。实际上,文献[12]已对这个问题展开了研究,提出了一种单参数的扩展 PTOS 控制方案(Expanded PTOS, EPTOS)。该单参数的 EPTOS 设计方案在控制性能的整定方面不够灵活。本文给出一种采用线性控制区,将闭环极点阻尼系数和自然频率作为可调参数的双自由度 EPTOS 设计方案,分析其闭环稳定性,并进行试验验证。

1 双自由度 EPTOS 控制律的设计

本文考虑带惯性阻尼环节的伺服系统:

$$\begin{cases} \dot{y} = v \\ \dot{v} = a \cdot v + b \cdot \text{sat}(u) \end{cases} \quad (1)$$

式中: y ——可测量的系统输出(位置);

v ——速度信号;

u ——幅值饱和和受限的控制输入信号;

a, b ——模型参数, $a < 0, b > 0$ 。

饱和限幅函数 $\text{sat}(\cdot)$ 定义为

$$\text{sat}(u) = \begin{cases} u & |u| < u_{\max} \\ \text{sign}(u) \cdot u_{\max} & |u| \geq u_{\max} \end{cases} \quad (2)$$

式中: $\text{sign}(\cdot)$ ——符号函数。

为实现对某个定点目标 r 的快速跟踪控制,根据最优控制理论推导出如下时间最优控制律^[13]:

$$u_1 = u_{\max} \cdot \text{sign}[e + f_1(v)] \quad (3)$$

其中: $e = r - y$ 为跟踪误差, $f_1(v)$ 为关于速度变量 v 的非线性函数, $f_1(v) = \text{sign}(v) \cdot$

$$\frac{bu_{\max}}{a^2} \ln \left| 1 - \frac{a|v|}{bu_{\max}} \right| + \frac{v}{a}。$$

控制律 u_1 是一种 Bang-Bang 控制律,应用在实际系统中易触发“颤振”现象。为避免该问题,采用一个饱和限幅函数来近似替代 Bang-Bang 控制律中的符号函数,从而可得控制律如下:

$$u_s = \text{sat}\{k_1[e + f_s(v)]\} \quad (4)$$

其中, $k_1 > 0$ 是饱和函数线性区的斜率,而 $f_s(v)$ 则定义为

$$f_s(v) = \text{sign}(v) \cdot \left(\frac{bu_{\max}}{a^2} \ln \left| 1 - \frac{a|v|}{bu_{\max}} \right| - y_s \right) + \frac{v}{a} \quad (5)$$

其中: y_s 是一个偏置值。参数 k_1 和 y_s 的值将在下文确定。

为确保伺服系统的平稳性,考虑在运动速度减缓到某个阈值时转而采用线性控制律。为此,将上文关于速度变量 v 的非线性函数进一步改造如下:

$$f_{ep}(v) = \begin{cases} \frac{k_2}{k_1} v & |v| \leq v_1 \\ \text{sign}(v) \cdot \left(\frac{bu_{\max}}{a^2} \ln \left| 1 - \frac{a|v|}{bu_{\max}} \right| - y_s \right) + \frac{v}{a} & |v| > v_1 \end{cases} \quad (6)$$

式中: v_1 ——线性控制区的宽度, 即速度的阈值;

k_1, k_2 ——控制律的增益系数。

文献[12]给出了采用 v_1 作为唯一的设计参数进而推算 k_1 和 k_2 之值的表达式。为便于对控制性能进行更灵活的整定, 采用线性控制区的闭环极点阻尼系数 $\zeta \in (0, 1]$ 和自然频率 $\omega > 0$ 作为设计参数(双自由度), 从而确定 k_1 和 k_2 之值如下:

$$\begin{cases} k_1 = \frac{\omega^2}{b} \\ k_2 = -\frac{a + 2\zeta\omega}{b} \end{cases} \quad (7)$$

其中, ζ 和 ω 的取值应保证: $a + 2\zeta\omega > 0$ 。

利用非线性函数 $f_{ep}(v)$ 在 v_1 处的连续性和平滑性, 可得:

$$\begin{cases} \frac{k_2}{k_1} v_1 = \frac{bu_{\max}}{a^2} \ln\left(1 - \frac{av_1}{bu_{\max}}\right) - y_s + \frac{v_1}{a} \\ \frac{k_2}{k_1} = \frac{bu_{\max}}{a(av_1 - bu_{\max})} + \frac{1}{a} \end{cases} \quad (8)$$

从上面的联立方程可解得参数 v_1 和 y_s 的值如下:

$$\begin{cases} v_1 = \frac{bu_{\max}(a + 2\zeta\omega)}{a(a + 2\zeta\omega) + \omega^2} \\ y_s = \frac{bu_{\max}}{a^2} \ln\left(1 - \frac{av_1}{bu_{\max}}\right) - \frac{bu_{\max}v_1}{a(av_1 - bu_{\max})} \end{cases} \quad (9)$$

可得到扩展 PTOS 控制律为

$$u_{ep} = \text{sat}\{k_1[e + f_{ep}(v)]\} \quad (10)$$

控制律 u_{ep} 是一个以 ζ 和 ω 作为设计参数的全参数化控制律, 其与以往研究所设计的 PTOS 控制律有一个显著的差别: PTOS 控制律根据位置误差 e 来划分线性控制区域, 而扩展 PTOS 控制律则用速度阈值来定义线性控制区, 如图 1 所示。

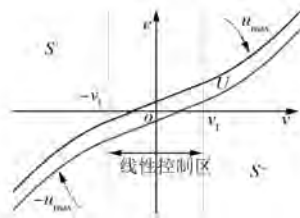


图 1 扩展 PTOS 的切换曲线与控制域

2 稳定性分析

关于带阻尼伺服系统的扩展 PTOS 控制, 有如下结论。

定理 1: 对式(1)所示的带有阻尼环节的伺服系统, 采用式(8)的 EPTOS 控制律, 在其参数满足 $a + 2\zeta\omega > 0$ 的条件下, 能保证闭环系统的稳定性, 且系统输出量 y 能渐近跟踪定点目标信号 r 。

证明: 在 EPTOS 控制律的作用下, 闭环系统的误差动态方程可写为

$$\begin{cases} \dot{e} = -v \\ \dot{v} = a \cdot v + b \cdot \text{sat}(u) \\ e = r - y \end{cases} \quad (11)$$

在二维状态空间上定义一个不饱和控制区域:

$$U \doteq \left\{ \begin{pmatrix} e \\ v \end{pmatrix} \in \mathbb{R}^2 : |k_1[e + f_{ep}(v)]| < u_{\max} \right\} \quad (12)$$

下面的证明将分为 2 步: 第 1 步是证明所有源自区域 U 之外的轨迹最终都将进入 U 之内, 第 2 步是证明 U 之内的轨迹将渐近收敛到原点。

第 1 步: 假定系统的初始状态在 U 之外, 定义 $\bar{u} = k_1[e + f_{ep}(v)]$, 则: $\bar{u} \geq u_{\max}$ 或 $\bar{u} \leq -u_{\max}$ 。

不妨先考虑 $\bar{u} \geq u_{\max}$ 的情况。由系统模型得 $\dot{v} = a \cdot v + b \cdot u_{\max}$, 且有:

$$\dot{\bar{u}} = k_1[(av + bu_{\max})f_{ep}(v) - v] \quad (13)$$

其中,

$$f_{ep}(v) = \frac{\partial f_{ep}(v)}{\partial v} = \begin{cases} \frac{v_1}{av_1 - bu_{\max}} & |v| \leq v_1 \\ \frac{|v|}{a|v| - bu_{\max}} & |v| > v_1 \end{cases} \quad (14)$$

将式(14)代入式(13), 可得:

$$\dot{\bar{u}} = \begin{cases} \frac{k_1 bu_{\max}(v + v_1)}{av_1 - bu_{\max}} & |v| \leq v_1 \\ \frac{k_1 bu_{\max}(v + |v|)}{a|v| - bu_{\max}} & |v| > v_1 \end{cases} \quad (15)$$

注意到系统模型参数 $a < 0$ 和 $b > 0$, 且根据 k_1 和 k_2 的计算表达式可知: $k_1 > 0, k_2 < 0$ 。可知: $\dot{\bar{u}} \leq 0$ 。此时, 误差动态方程的解为

$$\begin{cases} v(t) = \frac{av(0) + bu_{\max}}{a} e^{at} - \frac{bu_{\max}}{a}, \\ e(t) = e(0) + \frac{bu_{\max}}{a} t - \frac{av(0) + bu_{\max}}{a^2} e^{at} + \frac{av(0) + bu_{\max}}{a^2} \end{cases} \quad (16)$$

式中: $e(0)$ 和 $v(0)$ ——系统的初始状态(有限值)。

考虑到 $a < 0$, 当 $t \rightarrow \infty$ 时,

$$v(t) \rightarrow -\frac{bu_{\max}}{a}, e(t) \rightarrow -\infty$$

因而:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \bar{u}(t) = \lim_{t \rightarrow \infty} k_1 [e(t) + f_{ep}(v(t))] = -\infty。$$

该结论连同前面的 $\dot{\bar{u}} \leq 0$ 表明: 源自区域 U 之外且 $\bar{u} \geq u_{\max}$ 的轨迹最终都将进入 U 之内。类似地, 对 $\bar{u} \leq -u_{\max}$ 的情形, 也可证明系统的轨迹最终都将进入 U 之内。

第2步: 假定系统的轨迹在区域 U 内部, 即 $|k_1[e + f_{ep}(v)]| < u_{\max}$, 可忽略模型方程中的饱和和限幅函数。

定义一个 Lyapunov 函数:

$$V(t) = \frac{bk_1}{2} e^2(t) + \frac{1}{2} v^2(t) \quad (17)$$

沿着闭环系统的轨迹计算其时间导数如下:

$$\dot{V} = -bk_1 e \dot{v} + v \{ a v + b \cdot k_1 [e + f_{ep}(v)] \} = av^2 + bk_1 f_{ep}(v) v \quad (18)$$

根据 $f_{ep}(v)$ 的定义式和 $\dot{f}_{ep}(v)$ 的计算式, 可知: $f_{ep}(0) = 0, \dot{f}_{ep}(v) < 0$ 。所以 $f_{ep}(v) v \leq 0$ 且等号仅在 $v = 0$ 处成立。因而, 有:

$$\dot{V} \leq av^2 \leq 0$$

由 LaSalle 不变性原理可得: $v \rightarrow 0$ 。进而, 由 $\dot{v} = av + b \cdot k_1 [e + f_{ep}(v)]$ 可知 v 一致连续, 利用 Barbalat 引理可得 $\dot{v} \rightarrow 0$, 考虑到 $v \rightarrow 0$ 和 $f_{ep}(v) \rightarrow 0$, 从而可得: $e \rightarrow 0$, 即 $y \rightarrow r$ 。由此表明: 受控系统的状态轨迹渐近收敛到原点, 系统输出量 y 渐近跟踪定点目标信号 r 。

3 在电机位置伺服系统中的应用

被控对象是型号为 Pittman 9393A006-R8 的永磁直流伺服电机。其额定电压为 12 V, 通过改变电枢电压, 可以对电机的位置或转速进行调节。该电机带有 500 线的双路正交脉冲信号的光电码盘, 提供转角位置和转速的反馈信息。首先, 根据物理定律, 可得电机的动态数学模型为

$$\begin{cases} J \cdot \frac{d^2 \theta_r(t)}{dt^2} + k_f \cdot \frac{d\theta_r(t)}{dt} + T_L = k_t \cdot i_s(t) \\ u(t) = R \cdot i_s(t) + L \cdot \frac{di_s(t)}{dt} + k_e \cdot \frac{d\theta_r(t)}{dt} \end{cases} \quad (19)$$

式中: J ——转动惯量;

θ_r ——电机的机械转角;

k_f ——黏性阻尼系数;

T_L ——负载转矩;

k_t ——电磁转矩系数;

$u(t), i_s(t)$ ——输入电压和电枢电流;

R, L ——电枢的电阻和电感;

k_e ——反电动势系数。

由于电路的响应速度通常比机械子系统的响应快, 因此可忽略电路响应的瞬态过程, 从而可得如下简化模型:

$$J \cdot \frac{d^2 \theta_r(t)}{dt^2} + \left(k_f + \frac{k_t k_e}{R} \right) \cdot \frac{d\theta_r(t)}{dt} + T_L = \frac{k_t}{R} \cdot u(t) \quad (20)$$

以上模型可转化为连续域状态空间模型:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A} \cdot \mathbf{x} + \mathbf{B} \cdot [\text{sat}(u) + d] \\ \mathbf{y} = \mathbf{C} \cdot \mathbf{x} \end{cases} \quad (21)$$

其中: $\mathbf{x} = \begin{pmatrix} \theta_r \\ \dot{\theta}_r \end{pmatrix}, \mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & a \end{bmatrix}, \mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 \\ b \end{bmatrix}, \mathbf{C} = [1 \quad 0], b = k_t/(JR), a = -(k_f R + k_t k_e)/(JR), d = -RT_L/k_t$ 。 d 表示由负载和其他不确定因素折算而成的等价输入扰动(分段恒定或慢变化); $\text{sat}(u)$ 代表饱和限幅函数, 其饱和上限为 $u_{\max} = 12 \text{ V}$ 。

经试验辨识, 系统模型的参数值: $b = 430, a = -10$ 。该电机从输入电压(V)到转角(rad)输出量的动态模型是一个带阻尼的双积分伺服系统, 可以采用扩展 PTOS 控制技术来进行位置控制。

按照上文介绍的扩展 PTOS 设计方法, 首先选择线性控制区的闭环极点阻尼系数 $\zeta = 0.8$ 和自然频率 $\omega = 33 \text{ rad/s}$, 从而确定 k_1 和 k_2 的值:

$$\begin{cases} k_1 = \frac{\omega^2}{b} = 2.532 \ 6 \\ k_2 = -\frac{a + 2\zeta\omega}{b} = -0.099 \ 5 \end{cases}$$

进一步, 可计算其他参数值:

$$\begin{cases} v_1 = \frac{bu_{\max}(a + 2\zeta\omega)}{a(a + 2\zeta\omega) + \omega^2} = 334.112 \\ y_s = \frac{bu_{\max}}{a^2} \ln \left(1 - \frac{av_1}{bu_{\max}} \right) - \frac{bu_{\max} v_1}{a(av_1 - bu_{\max})} = 5.482 \end{cases}$$

由于系统存在未知的扰动, 要实现准确的伺服

控制,需考虑扰动补偿,并对未量测的速度信号进行在线估计。基于分段恒定或慢变化扰动的假设,可先对模型式(21)进行增广,进而设计如下的降阶扩展状态观测器来对速度和扰动进行估计:

$$\begin{cases} \dot{\boldsymbol{\eta}} = \begin{bmatrix} -2\zeta_0\omega_0 & b \\ -\frac{\omega_0^2}{b} & 0 \end{bmatrix} \boldsymbol{\eta} + \begin{bmatrix} b & (1-4\zeta_0^2)\omega_0^2 - 2a\zeta_0\omega_0 \\ 0 & -\frac{(a+2\zeta_0\omega_0)\omega_0^2}{b} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \text{sat}(u) \\ y \end{bmatrix} \\ \begin{pmatrix} \hat{v} \\ \hat{d} \end{pmatrix} = \boldsymbol{\eta} + \begin{bmatrix} a+2\zeta_0\omega_0 \\ \frac{\omega_0^2}{b} \end{bmatrix} y \end{cases} \quad (22)$$

其中: $\boldsymbol{\eta}$ 为观测器的内部状态量, $\hat{v}$ 和 $\hat{d}$ 分别为速度和扰动的估计值, $\zeta_0 = \frac{\sqrt{2}}{2}$ 和 $\omega_0 = 99 \text{ rad/s}$ 为观测器的一对共轭极点的阻尼系数和自然频率。

基于观测器的鲁棒扩展 PTOS 控制律为

$$u = \text{sat} \{ k_1 [e + f_{\text{ep}}(\hat{v})] - k_c \cdot \hat{d} \} \quad (23)$$

其中:函数 $f_{\text{ep}}(\hat{v})$ 由式(6) 可得; $k_c \in [0, 1]$ 为扰动前馈补偿的系数,其取值可用于在控制精度和鲁棒性之间进行折衷。扰动补偿系数采用动态值: $k_c(t) = 1 - 2^{-500t}$,可降低观测器初始估计误差造成的影响。

为评价所设计的控制器的性能,首先在 MATLAB/Simulink 下进行仿真。仿真中,扰动初始值为零,然后在 0.3 s 后跳变为 -4 V。图 2 所示为 3 种目标角位移的跟踪控制效果。图 3 所示为电机位置(归一化显示)、转速(rad/s)、控制电压和扰动估值的波形。在各种情况下系统都能实现快速和平稳的定位,其超调量低于 2%,稳态无误差,而且在负载扰动发生跳变之后,系统输出位置能快速回归到目标值。表 1 给出了位置控制的 2% 调节时间。图 3 和图 4 所示为当模型参数出现偏差时(控制器仍按标称值设计)对目标角位移 6π 的跟踪控制结果。虽然在对象参数摄动时,扰动估计出现了较明显的波动(模型不确定性被归入扰动进行估计),但系统的位置输出响应仍有较好的性能,说明伺服系统具有一定的性能鲁棒性。

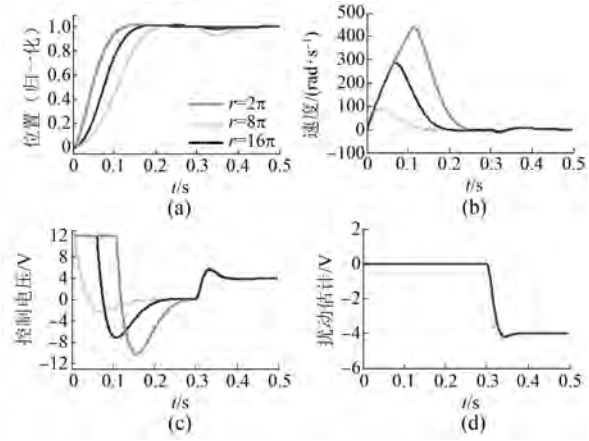


图 2 3 种目标角位移的跟踪控制仿真结果

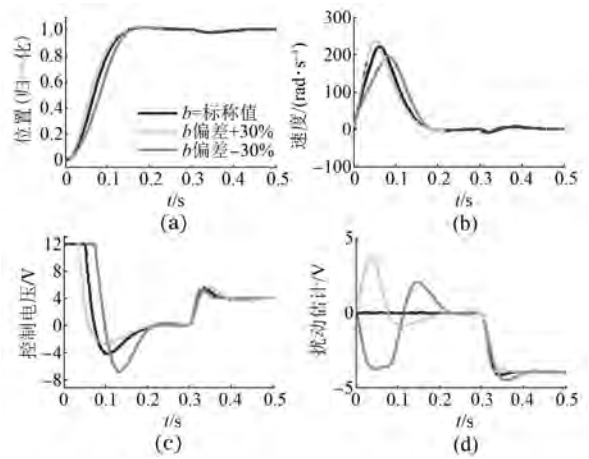


图 3 模型参数 b 值发生偏差的仿真结果(角位移 6π)

表 1 位置控制的 2% 调节时间 s				
目标角位移 θ/rad	2π	4π	8π	16π
仿真	0.115	0.127	0.156	0.210
试验	0.116	0.126	0.148	N/A

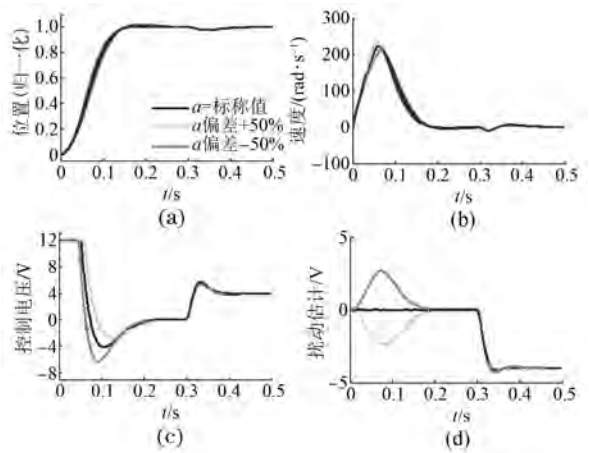


图 4 模型参数 a 值发生偏差的仿真结果(角位移 6π)

在实际的永磁直流伺服电机上进行实时控制试验。采用 Texas Instruments 公司的 TMS320F28335 DSC 作为电机控制的主芯片,进行控制算法编程。采用基于 L298N 的功率驱动模块和 12 V 稳压直流电源。伺服电机的光电编码器的双路正交编码信号由 DSC 的 eQEP 模块进行解码处理,然后计算出角位置;控制器输出的控制量转换为对应占空比的 PWM 信号,去驱动 L298N 的功率开关。整个伺服系统的配置如图 5 所示。位置控制算法的离散采样周期为 1 ms,而 PWM 调制的频率为 5 kHz。试验中利用 Code Composer Studio 软件系统进行数据采集,再转换到 MATLAB 进行绘图。分别对 3 种角位移(2π 、 4π 和 8π)进行了控制试验(在空载条件下,但系统中有其他扰动因素),结果如图 6 所示。可以看出,系统对给定目标能快速且准确地跟踪,其 2% 调节时间分别是 0.116 s、0.126 s 和 0.148 s。试验性能与仿真结果基本吻合。最后,为考察参数扰动后的控制性能,让控制律中参数 b 分别变化 $\pm 20\%$ (其他可调参数之值不变),在角位移为 8π 条件下进行定位控制,并与标称情况比较,如图 7 所示。发现系统位置的跟踪性能仅略有差异,控制性能保持在理想范围内,可见本控制方案对参数变化也有一定的鲁棒性。

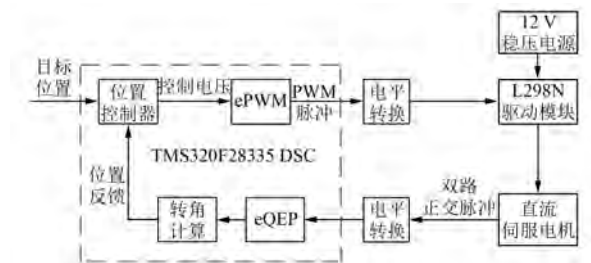


图5 直流伺服电机位置控制系统的结构图

4 结 语

本文提出了一种适用于带阻尼环节的伺服系统的扩展近似时间最优伺服控制方案。初始阶段采用饱和控制量对系统进行最大的加速和减速,而在速度较小的区域则平滑切换为线性控制律,以实现平稳控制。采用线性区的阻尼系数和自然频率作为可调参数,设计了全参数化的控制律,方便了控制系统的性能整定。从理论上分析了闭环系统的稳定性。该控制方案被应用到一个实际的

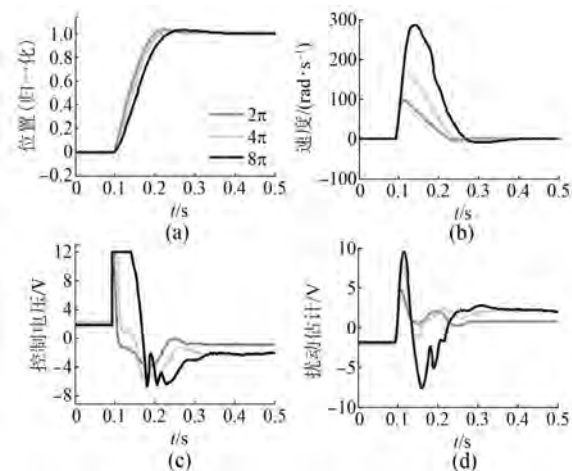
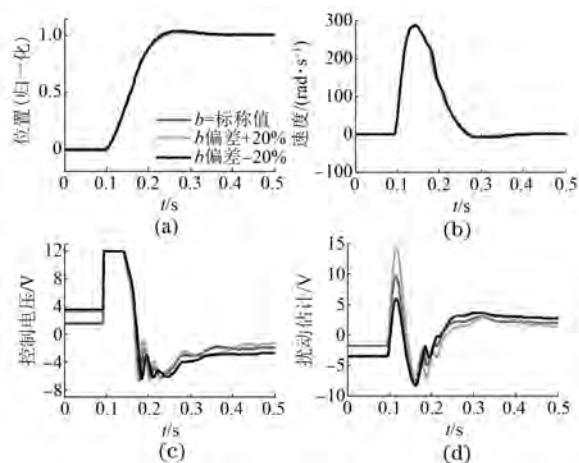


图6 3种目标角位移的跟踪控制试验结果

图7 参数 b 值发生偏差的位置控制实验结果(角位移 8π)

直流电机位置伺服系统,进行了 MATLAB 仿真分析,随后在 TMS320F28335 DSC 上进行编程实现、试验研究。仿真与试验结果表明:所提出的控制方案可以实现快速与准确的定位控制,且对扰动和参数变化也有较好的鲁棒性。该控制方案适用于诸如数控机床进给系统之类的快速位置伺服控制。

【参考文献】

- [1] 王宏,于泳,徐殿国.永磁同步电动机位置伺服系统[J].中国电机工程学报,2004,24(7): 151-155.
- [2] 孙凯,许镇琳,盖廓,等.基于自抗扰控制器的永磁同步电机位置伺服系统[J].中国电机工程学报,2007,27(15): 43-46.

(下转第 78 页)

- Transactions on Energy Conversion, 2015, 30 (1): 175-182.
- [7] 陈小元, 邓智泉, 许培林, 等. 整距绕组分块转子开关磁阻电机的电磁设计[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(36): 109-115.
- [8] 王毅, 马洪飞, 赵凯岐, 等. 电动车用感应电机磁场定向矢量控制研究[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(11): 113-117.
- [9] 刘万振, 刘广强, 林岩, 等. 铁氧体辅助同步磁阻电机转子优化设计[J]. 微电机, 2017, 50(2): 17-20.
- [10] CAI H, GUAN B, XU L. Low-cost ferrite PM-assisted synchronous reluctance machine for electric vehicles [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(10): 5741-5748.
- [11] ZHAO W, LIPO T A, KWON B I. Comparative study on novel dual stator radial flux and axial flux permanent magnet motors with ferrite magnets for traction application [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2014, 50(11): 8104404.
- [12] 潘绪前, 朱孝勇, 左月飞, 等. 定子永磁型双凸极非稀土永磁电机谐波电流抑制[J]. 电机与控制应用, 2017, 44(11): 72-78.
- [13] CHEN Q, LIU G, ZHAO W, et al. Design and analysis of the new high-reliability motors with hybrid permanent magnet material[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2014, 50(12): 8207010.
- [14] LIU C, CHAU K T, JIANG J Z, et al. Design of a new outer-rotor permanent magnet hybrid machine for wind power generation [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2008, 44(6): 1494-1497.
- [15] 符荣, 窦满峰. 电动汽车驱动用内置式永磁同步电机设计与实验研究[J]. 西北工业大学学报, 2014, 32(5): 737-743.

收稿日期: 2018-02-06

(上接第 58 页)

- [4] 于飞, 张晓锋, 乔鸣忠. 基于零序信号注入的载波型多相 PWM 控制技术[J]. 电工技术学报, 2009, 24(2): 127-131.
- [5] 杨金波, 杨贵杰, 李铁才. 六相电压源逆变器 PWM 算法[J]. 电工技术学报, 2012, 27(7): 205-211.
- [6] 周长攀, 苏健勇, 杨贵杰, 等. 基于双零序电压注入 PWM 策略的双三相永磁同步电机矢量控制[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(10): 2522-2533.
- [7] 史友情, 陶彩霞. 双 Y 移 30° 六相永磁同步电机谐波电流抑制技术[J]. 电机与控制应用, 2017, 44(3): 90-95.
- [8] LEVI E. Multiphase electric machines for variable-speed applications [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55(5): 1893-1909.
- [9] 周长攀, 杨贵杰, 苏健勇. 五桥臂逆变器驱动双三相永磁同步电机系统双零序电压注入 PWM 策略[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(18): 5043-5052.
- [10] 梅杨, 王立朋, 李正熙. 提高五桥臂逆变器电压利用率的调制策略[J]. 电工技术学报, 2013, 28(12): 207-214.

收稿日期: 2018-04-25

(上接第 64 页)

- [3] 滕福林, 胡育文, 李宏胜, 等. 基于自抗扰控制器的交流位置伺服系统[J]. 电气传动, 2011, 41(11): 46-50, 58.
- [4] 胡金高, 程国扬. PMSM 位置伺服系统的鲁棒复合非线性控制[J]. 电气传动, 2013, 43(8): 49-52.
- [5] 王继超, 杨振强. 基于细菌觅食优化算法的永磁同步电机位置伺服系统模糊控制策略[J]. 电机与控制应用, 2017, 44(6): 40-44.
- [6] 曹薇, 谢天驰. 高阶非线性系统的位置控制器 PID 参数优化[J]. 电机与控制应用, 2017, 44(9): 84-87.
- [7] WORKMAN M L. Adaptive proximate time optimal servo mechanisms [D]. Palo Alto: Stanford University, 1987.
- [8] DHANDA A, FRANKLIN G F. An improved 2-DOF proximate time optimal servomechanism [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2009, 45(5): 2151-2164.
- [9] CHOI J W, LEE S C. Anti-windup strategy for PI-type speed controller [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(6): 2039-2046.
- [10] CHENG G Y, PENG K M. Robust composite nonlinear feedback control with application to a servo positioning system [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, 54(2): 1132-1140.
- [11] 胡金高, 程国扬. 鲁棒近似时间最优控制及其在电机伺服系统的应用[J]. 电工技术学报, 2014, 29(7): 163-172.
- [12] LU T, CHENG G Y. Expanded proximate time-optimal servo control of permanent magnet synchronous motor[J]. Optimal Control Applications and Methods, 2016, 37(4): 782-797.
- [13] 李传江. 最优控制[M]. 北京: 科学出版社, 2011.

收稿日期: 2018-04-25