

DOI:10.3969/j.issn.1001-4551.2014.01.021

交流电机位置伺服系统的扰动补偿控制^{*}

刘伯育

(惠安职业中专学校,福建 泉州 362100)

摘要:针对交流电机伺服系统在未知负载条件下进行准确位置控制的需求,提出了一种参数化复合控制方案。该方案建立在交流电机磁场定向矢量控制构架的基础上,以转矩电流作为控制信号(电流内环的给定值),以电机转角位置信号作为可量测的系统输出量,设计了基于极点配置的状态反馈与扰动前馈补偿组成的参数化控制律,并利用一个降阶线性扩展状态观测器对电机转速(未量测)和未知负载扰动加以估计。该控制律通过 TMS320F28335 DSP 编程,在一台永磁同步电机伺服系统上进行了实验测试,实验结果验证了伺服系统能在未知负载情况下对各目标位置进行平稳且准确地跟踪。研究表明,这种基于扩展状态观测器的复合控制方案可以有效地实现交流伺服系统的高性能位置调节,且对负载幅值和模型参数差异具有较好的鲁棒性。

关键词:伺服电机;观测器;扰动抑制;复合控制;参数化

中图分类号: TM381; TH39; TP273

文献标志码: A

文章编号: 1001-4551(2014)01-0097-04

Disturbance-rejection control of AC motor position servo systems

LIU Bo-yu

(Secondary Vocational Technical School of Hui'an, Quanzhou 362100, China)

Abstract: In order to meet the requirement for accurate positioning in AC motor servo systems with unknown load disturbance, a parameterized composite control scheme was proposed. The scheme was based on the field-oriented vector control framework for AC motors. Using the torque-producing current as the control signal (reference input for inner current loop), and the motor angular position as the measurable system output, a parameterized control law was designed, consisting of the pole-placement based state feedback and disturbance feed-forward compensation. A reduced-order linear extended state observer was adopted to estimate the un-measured motor speed and the unknown load disturbance. After software programming in TMS320F28335 DSP, the control law was tested on a permanent magnet synchronous motor (PMSM) servo system, and experimental results verify that the servo system is capable of tracking various target positions smoothly and accurately in the face of unknown load disturbance. The results indicate that the proposed composite control scheme with extended state observer can effectively achieve high performance position regulation in AC servo systems, and have a good robustness against the perturbation in load magnitude and model parameter.

Key words: servo motor; observer; disturbance rejection; composite control; parameterization

0 引言

伺服控制技术是现代装备制造业的关键技术。在典型的伺服应用中,要求机器设备的运动部件快速、平稳且准确地进入预定的目标区域^[1-2]。永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)由于功

率密度高、结构简单可靠等优点,在各类伺服系统中得到广泛的应用。目前,PMSM 主要利用 DSP(数字信号处理器)来实现全数字化伺服控制^[3-5]。常规的伺服系统采用“电流-速度-位置”3 环串级 PID 控制的结构。PID 中的积分项对消除系统误差、提高精度起了重要作用^[6],但在给定输入或扰动出现阶跃变化时易

收稿日期:2013-10-14

基金项目:中央财政支持职业教育专项基金资助项目(35111052621)

作者简介:刘伯育(1969-),男,福建惠安人,高级讲师,高级技师,主要从事机电一体化方面的研究。E-mail:liuby01@126.com

产生积分器饱和 (Windup) 现象, 导致系统输出量持续大超调和低频振荡, 严重降低了控制系统的瞬态性能。为改善 PID 对给定输入和扰动的鲁棒性, 实际应用中需引入非线性增益^[7]、抗饱和^[8]或参数自适应整定^[9-10]等措施。文献[11]利用迭代学习方法对扰动引起的误差进行补偿, 但速度环仍以 PI 控制为基础, 且缺乏实验验证。文献[12]采用扰动观测器和参数在线辨识相结合来改善电机调速精度, 但也只进行了仿真研究。

本研究针对 PMSM 位置伺服系统的模型特点和性能需求, 提出一种基于线性扩展状态观测器的扰动补偿复合控制方案。在矢量控制的模式下, 把电机速度和位置环构成的机械子系统作为受控系统, 分别以转矩电流和电机转角作为控制输入和受控输出量, 在仅有转角可量测的条件下, 设计一个扩展状态观测器来估计电机转速和未知扰动 (包括负载转矩和其他不确定性因素), 并用于反馈和补偿, 最终实现平稳和准确的位置控制。本研究设计的控制器经离散化, 成为数字控制器, 通过 DSP 编程实现, 在实际的永磁同步电机上进行实验测试, 以验证控制方案的有效性。

1 PMSM 位置伺服系统的模型

常用的面装式永磁同步电机, 其在 dq 坐标系中的数学模型如下:

$$\begin{cases} \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r \\ T_e = 1.5n_p\psi i_q = J \frac{d\omega_r}{dt} + k_b\omega_r + T_L \\ u_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + n_p\omega_r L_d i_d + n_p\omega_r \psi \\ u_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - n_p\omega_r L_q i_q \end{cases} \quad (1)$$

式中: θ_r —机械转角; ω_r —机械角速度; T_e —电磁转矩; T_L —负载转矩; J —折合到电机轴上的惯量; k_b —粘性摩擦系数; L_d, L_q —电机直轴和交轴同步电感; R_s —定子电阻; n_p —极对数; ψ —永磁体磁链; u_d, u_q — dq 坐标系中 d, q 轴的电压; i_d, i_q —直轴和交轴电流, 即励磁电流和转矩电流。

考虑电机速度和位置环构成的机械子系统 (假定电流内环已实现了闭环控制): 以电机转角 θ_r (单位: rad) 和转速 ω_r (单位: rad/s) 作为系统的状态变量, 其中 θ_r 是受控输出量 (记为 y), 交轴电流 i_q 作为控制输入量 u (其值将作为转矩电流的给定信号), 则可得到如下所示的二阶状态空间模型:

$$\begin{cases} \dot{x} = A \cdot x + B \cdot [\text{sat}(u) + d] \\ y = C \cdot x \end{cases} \quad (2)$$

式中: $x = \begin{pmatrix} \theta_r \\ \omega_r \end{pmatrix}$, $A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & a \end{bmatrix}$, $B = \begin{bmatrix} 0 \\ b \end{bmatrix}$, $C = [1 \ 0]$, 参数 $b = 1.5n_p\psi/J$, $a = -k_b/J$, $d = -T_L/1.5n_p\psi$; d —由负载转矩折算而成的等价输入扰动, 也可包括系统模型的不确定性。饱和限幅函数 $\text{sat}(u)$ 定义为:

$$\text{sat}(u) = \text{sign}(u) \cdot \min\{u_{\max}, |u|\} \quad (3)$$

式中: $\text{sign}(\cdot)$ —符号函数, $u_{\max}$ —控制量的最大允许值。

2 复合控制律的设计

控制的目标是使输出 y 精确地跟踪给定位置 r , 考虑如下带扰动补偿的复合反馈控制律:

$$u_c = F \cdot x + G \cdot r - d \quad (4)$$

式中: G —待定的标量参数, F —状态反馈增益矩阵。

使 $(A + BF)$ 具有期望的特征值 $-\zeta\omega \pm j\omega\sqrt{1-\zeta^2}$, 按照极点配置算法, 可得:

$$F = -\left[\frac{\omega^2}{b} \quad \frac{a+2\zeta\omega}{b}\right] \quad (5)$$

在控制律(4)作用下, 系统闭环稳定, 则当 $t \rightarrow \infty$, 有 $\dot{x}(t) \rightarrow 0$, $x(t) \rightarrow x_{ss}$ 。其中 x_{ss} 是状态量 x 的稳态值。从式(2,4)可推导出:

$$x_{ss} = -(A + BF)^{-1}BG \cdot r \quad (6)$$

系统输出 y 的稳态值为:

$$y_{ss} = Cx_{ss} = -C(A + BF)^{-1}BG \cdot r \quad (7)$$

由于控制的目标是使输出 y 能准确跟踪目标 r , 即: $y_{ss} \equiv r$, $\forall (r, d)$, 于是可得:

$$G = -1/[C(A + BF)^{-1}B] = \frac{\omega^2}{b} \quad (8)$$

控制律(4)需用到未量测的速度和未知扰动信号。由于扰动是常值或慢变化的, 则可用微分方程描述为 $\dot{d} = 0$ 。把这个方程结合到对象模型中, 得到增广模型:

$$\begin{cases} \dot{\bar{x}} = \bar{A} \cdot \bar{x} + \bar{B} \cdot \text{sat}(u) \\ y = \bar{C} \cdot \bar{x} \end{cases} \quad (9)$$

$$\text{其中: } \bar{x} = \begin{pmatrix} \theta_r \\ \omega_r \\ d \end{pmatrix}, \bar{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & a & b \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \bar{B} = \begin{bmatrix} 0 \\ b \\ 0 \end{bmatrix}, \bar{C} = [1 \ 0 \ 0].$$

注意到输出量 y (即位置 θ_r) 是可测的, 只需估计转速 ω_r 和扰动 d 的值, 因此可采用降阶观测器。笔者选择观测器的一对共轭极点的阻尼系数 ζ_0 和自然频率 ω_0 , 可得如下的观测器方程:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{v}} = \mathbf{A}_0 \cdot \mathbf{v} + \mathbf{B}_1 \cdot \text{sat}(u) + \mathbf{B}_2 \cdot \mathbf{y}, \\ \begin{pmatrix} \hat{\omega}_r \\ \hat{d} \end{pmatrix} = \mathbf{v} + \mathbf{K} \cdot \mathbf{y} \end{cases} \quad (10)$$

式中: $\mathbf{v}$ —观测器内部状态量; $\hat{\omega}_r, \hat{d}$ —速度和扰动的估计值。

各系数矩阵如下:

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} a + 2\zeta_0\omega_0 \\ \frac{\omega_0^2}{b} \end{bmatrix}, \mathbf{A}_0 = \begin{bmatrix} -2\zeta_0\omega_0 & b \\ -\frac{\omega_0^2}{b} & 0 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} b \\ 0 \end{bmatrix}, \mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} (1 - 4\zeta_0^2)\omega_0^2 - 2a\zeta_0\omega_0 \\ -\frac{(a + 2\zeta_0\omega_0)\omega_0^2}{b} \end{bmatrix}.$$

虽然在设计观测器时仅考虑输入扰动,但估计出来的却是一个综合的扰动,它不但包括输入扰动,还包括所有可被输入扰动等价匹配的其他扰动和不确定性。相应地,扰动补偿也是补偿了所有能匹配的扰动。把状态量和扰动的估计值用于控制律,得到如下的鲁棒复合控制律:

$$u = \mathbf{F} \cdot \begin{pmatrix} \theta_r \\ \hat{\omega}_r \end{pmatrix} + \mathbf{G} \cdot r - \hat{d} \quad (11)$$

在对控制算法编程实现之前,需把观测器(10)的动态方程加以离散化。假定离散采样周期为 T ,采用常规的前向差分方法,可得到如下离散化的观测器方程:

$$\begin{cases} \mathbf{v}(k) = (\mathbf{I}_2 + \mathbf{T}\mathbf{A}_0) \cdot \mathbf{v}(k-1) + \\ \mathbf{T}\mathbf{B}_1 \cdot \text{sat}(u(k-1)) + \mathbf{T}\mathbf{B}_2 \cdot \mathbf{y}(k-1), \\ \begin{pmatrix} \hat{\omega}_r(k) \\ \hat{d}(k) \end{pmatrix} = \mathbf{v}(k) + \mathbf{K} \cdot \mathbf{y}(k) \end{cases} \quad (12)$$

式中: $\mathbf{I}_2$ —二阶单位矩阵, k —某个采样时刻。

对应的控制律可写成:

$$u(k) = \mathbf{F} \cdot \begin{pmatrix} \theta_r(k) \\ \hat{\omega}_r(k) \end{pmatrix} + \mathbf{G} \cdot r - \hat{d}(k) \quad (13)$$

式(12,13)构成的控制器将用于编程和实验测试。

3 实验研究

本研究在一台实际的永磁同步电机上进行了位置伺服控制实验。电机型号为 60CB020C,其额定转速为 3 000 r/min,额定转矩为 0.6 N·m,极对数为 4;带有 2 500 线的光电码盘,利用磁粉制动器来提供负载。电机 q 轴电流(转矩电流)最大值限定为 1.5 A,即 $u_{\max} = 1.5$ A。经实验辨识,模型(2)中的参数为: $b = 1\,040$, $a = -12$ 。首先选择状态反馈控制律的设计参数: $\zeta = 0.68$, $\omega = 35$,以及观测器极点的阻尼和自然频率分别为 $\zeta_0 = 0.707$, $\omega_0 = 105$ 。位置控制的离散采样周期为 $T = 0.002$ s。本研究采用具有浮点运算功能的 TMS320F

28335DSP 作为电机控制的主芯片,以及基于 SVPWM (Space Vector PWM)的磁场定向控制方式。电流环采用抗饱和和 PI 控制律(采样频率为 20 kHz)已实现了闭环控制。伺服系统的整体结构如图 1 所示。

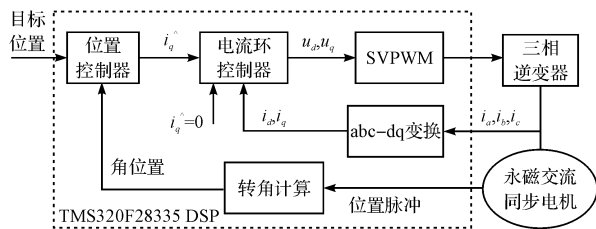


图1 永磁同步电机位置伺服系统结构简图

本研究利用 Code Composer Studio 软件系统进行控制实验。首先在空载条件下(但系统中有其他扰动因素)对 3 种角位移($\pi/2, \pi$ 和 2π)进行控制实验,实验结果如图 2 所示,图 2 中分别给出了电机位置(归一化处理)、控制电流(转矩电流给定)和扰动估计值的波形,可以看出系统对给定目标能快速平稳且准确地跟踪,调节时间(5% 误差带)分别是 0.080 s、0.092 s 和 0.112 s,且超调量不大于 2%。角位移为 2π 在 3 种负载转矩条件下的实验结果比较如图 3 所示:虽然负载扰动的增大使得系统的响应性能有所趋缓,但总体控制效果仍有很好的 consistency,负载扰动的影响受到了有效的抑制。为考察系统参数发生变化后的控制性能,让控制律中参数 b 分别取值 780 和 1 300(其他参数值不变),在角位移为 π 和 20% 额定负载的条件下进行实验,并与标称情况($b = 1\,040$)比较,实验结果如图 4 所示,系统瞬态性能虽略有恶化,例如 $b = 1\,300$ 时超调量接近 3%,但控制性能仍在可接受范围内。该控制方案在参数摄动 $\pm 25\%$ 时还能保持较理想的伺服定位性能,这种鲁棒性有利于实际应用。

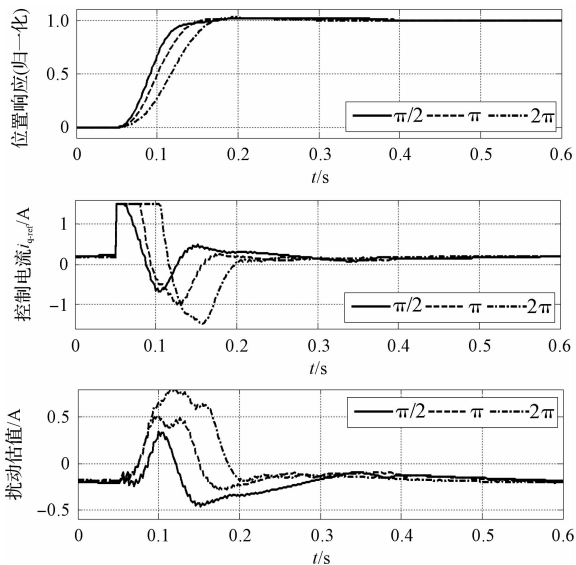
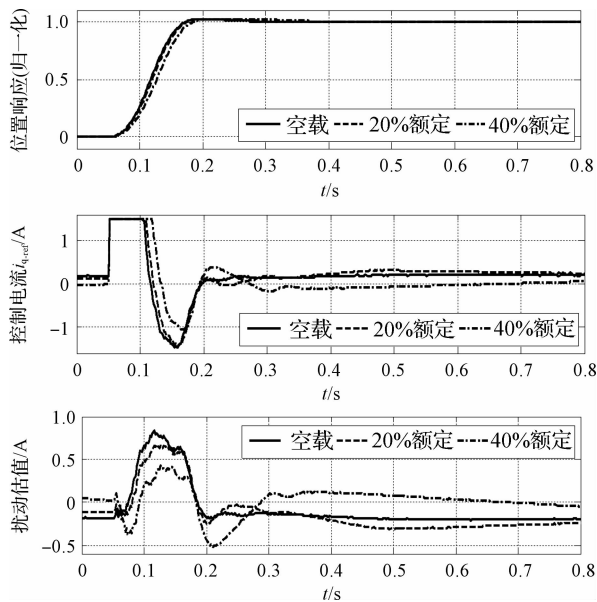
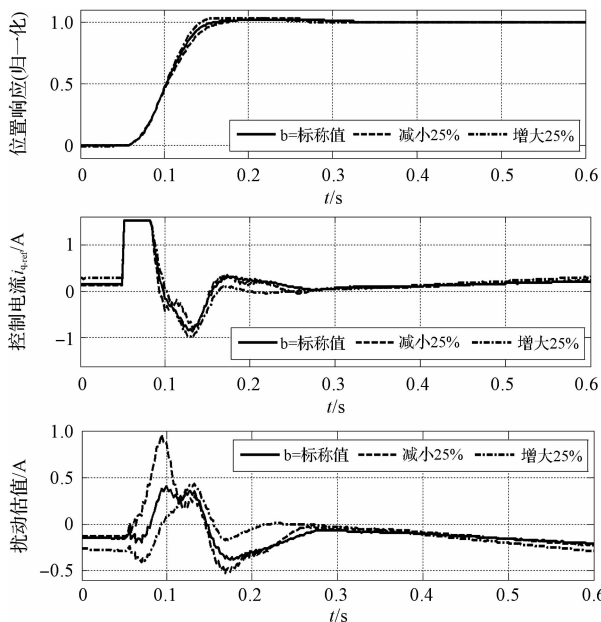


图2 空载时3种目标角位移($0.5\pi, \pi, 2\pi$)的实验结果

图3 目标角位移为 2π 在不同负载下的实验结果图4 目标位移为 π 在 20% 额定负载时参数摄动的实验结果

4 结束语

本研究提出一种基于状态反馈和前馈补偿相结合的伺服控制方案,采用扩展状态观测器技术,从电机的

位置测量信号中估计出转速和未知负载扰动信号,以实现反馈控制和扰动补偿。笔者采用 TMS320F28335D SP 在实际的永磁同步电机上进行了实验测试。结果表明,本研究所提出的控制方案可在各种负载条件下实现平稳和准确的电机位置伺服控制,且对模型参数摄动也具有一定的鲁棒性。控制器采用参数化设计,可以方便地应用于相关领域的伺服控制系统。

参考文献 (References):

- [1] 郑艳文,王彤宇,林琳,等. 基于 DSP 的二轴转台伺服控制系统设计[J]. 机电工程,2013,30(2):210-213.
- [2] 余智胜,赵燕伟. 皮革数控裁剪机伺服进给系统的设计与仿真[J]. 机电工程,2013,30(4):464-467.
- [3] 王子涛,王家军,郭超. 基于 TMS320LF2812 的永磁同步交流伺服系统[J]. 机电工程,2012,29(9):1050-1054.
- [4] 陈高,杨家强. 基于 TMS320F28335 的永磁同步电机数字化矢量控制器设计[J]. 机电工程,2011,28(9):1090-1094.
- [5] 胡东轩,史伟民,鲁文其,等. 高性能永磁交流伺服系统高精度电流采样实现[J]. 机电工程,2013,30(7):847-851.
- [6] 柳应全,卢琴芬,叶云岳. 带积分补偿器的永磁直线同步电机滑模控制研究[J]. 机电工程,2013,30(6):717-720.
- [7] 王江,王静,费向阳. 永磁同步电动机的非线性 PI 速度控制[J]. 中国电机工程学报,2005,25(7):125-130.
- [8] 杨立永,陈智刚,李正熙,等. 新型抗饱和 PI 控制器及其在异步电动机调速系统中的应用[J]. 电气传动,2009,39(5):20-23.
- [9] 鲁文其,胡育文,梁骄雁,等. 永磁同步电机伺服系统抗扰动自适应控制[J]. 中国电机工程学报,2011,31(3):75-81.
- [10] 宋词,王东文,陈雪松,等. 永磁同步电机伺服系统的自适应 PI 调节器控制[J]. 电力电子技术,2013,47(4):24-26.
- [11] 史伟民,路丰瑜,沈加海. 基于输入和误差补偿的 PMSM 迭代学习控制[J]. 机电工程,2012,29(12):1461-1463,1470.
- [12] 章玮,王伟颖. 基于降阶负载扰动观测器的永磁同步电机控制[J]. 机电工程,2012,29(7):821-824,832.

[编辑:李辉]

本文引用格式:

刘伯育. 交流电机位置伺服系统的扰动补偿控制[J]. 机电工程,2014,31(1):97-100.

LIU Bo-yu. Disturbance-rejection control of AC motor position servo systems[J]. Journal of Mechanical & Electrical Engineering, 2014,31(1):97-100.

《机电工程》杂志: <http://www.meem.com.cn>