

文章编号 1004-924X(2014)06-1598-08

基于预测函数控制和扰动观测器的 永磁同步电机速度控制

邓永停^{1,2*}, 李洪文¹, 王建立¹, 阴玉梅¹, 吴庆林¹

(1. 中国科学院 长春光学精密机械与物理研究所, 吉林 长春 130033;
2. 中国科学院大学, 北京 100039)

摘要: 设计了基于预测函数控制的速度控制器, 以减小永磁同步电机的转矩波动, 提高电机的转速控制精度。针对因外部扰动因素引起的控制器跟踪性能下降问题, 设计了基于预测函数控制和扰动观测器的双环控制器; 通过扰动观测器估计系统扰动, 并据此产生转矩电流补偿量对控制量进行前馈修正, 从而实现扰动的抑制。实验结果显示: 当电机从静止跟踪到设定 600 r/min 转速时, 系统没有超调, 稳态精度为 2 r/min; 当电机以 600 r/min 稳速运行并加入 1.6 N·m 的转矩扰动时, 转速最大波动为 5 r/min。与传统的 PI 控制算法相比, 所设计的控制器使转速波动减小了 4.2%。仿真分析和实验数据表明: 基于预测函数控制和扰动观测器的控制器能够有效地抑制扰动, 提高系统转速跟踪精度。

关键词: 永磁同步电机; 预测函数控制; 扰动观测器; 速度控制

中图分类号: TM351 文献标识码: A doi: 10.3788/OPE.20142206.1598

Speed control for PMSM based on predictive functional control and disturbance observer

DENG Yong-ting^{1,2*}, LI Hong-wen¹, WANG Jian-li¹, YIN Yu-mei¹, WU Qing-lin¹

(1. Changchun Institute of Optics, Fine Mechanics and Physics,
Chinese Academy of Sciences, Changchun 130033, China;
2. University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100039, China)
* Corresponding author, E-mail: dyt0612@163.com

Abstract: A speed controller was designed based on predictive functional control to reduce the torque ripples of a permanent magnet synchronous motor and to increase the speed control accuracy at a steady state. To solve the problem of controller deterioration due to the load disturbance, a two loop controller was designed based on the predictive functional control and a disturbance observer. The observer was used to estimate the system disturbance and compensation current was produced to feed in the speed controller to attenuate the load disturbance. Experimental results demonstrate that the system has no overshoot and the speed fluctuation is 2 r/min when the motor reaches the steady state of 600 r/min from stillness. The speed fluctuation is 5 r/min when the motor is operating at a speed of

收稿日期: 2013-04-03; 修订日期: 2013-05-08.

基金项目: 中国科学院长春光学精密机械与物理研究所三期创新工程资助项目 (No. 065X32CN60)

600 r/min and a 1.6 N·m torque disturbance is added. Compared with the traditional PI controller, the proposed controller decreases the speed fluctuation by 4.2%. Simulation and experimental results show that the proposed controller can increase steady accuracy and improve anti-disturbance performance.

Key words: Permanent Magnet Synchronous Motor(PMSM); predictive functional control; disturbance observer; speed control

1 引言

与直流有刷电机相比,交流永磁同步电机具有体积小、输出转矩大、过载能力强、跟踪性能好、定位精度高、不存在电刷摩擦等优点^[1]。在国外,交流永磁同步电机已在光电跟踪设备中得到成功应用^[2];国内也已有相关单位开展了此方面的应用研究,并取得了进展^[3]。交流永磁同步电机在光电设备中的广泛应用是未来电控系统发展的必然趋势,因此,研究交流永磁同步电机的控制系统具有重要的意义。

交流永磁同步电机控制系统存在参数时变、负载扰动以及电机的非线性特性和强耦合性等不确定因素,因此对控制策略的要求比较高,而传统的控制策略例如PI控制算法,并不能满足交流伺服控制系统的高性能要求^[4-5]。近年来,许多先进的控制策略已经用于永磁同步电机的转速控制,例如线性控制^[6]、自适应控制^[7]、神经网络控制^[8]、滑模变结构控制^[9]等,这些控制策略从不同方面提高了永磁同步电机转速的控制精度,在一定程度上满足了控制系统的性能要求,但是上述控制策略对系统模型的要求相对较高,并且算法计算量较大,需要高性能的微型处理器才能满足伺服控制系统实时性的要求,从而增加了系统的设计成本。

预测函数控制(Predictive Functional Control,PFC)作为一种新型的预测控制方法首先由Richalet提出^[10],并被广泛应用在工业控制领域。PFC相比其他的控制策略具有实时计算量小、对过程模型要求低、跟踪性能好、鲁棒性强以及稳态精度高等特点^[11],因此适合于永磁同步电机转速的高精度控制。PFC在进行控制律的设计时,并未考虑外部扰动的影响,因此预测控制器对外部扰动无法做出直接处理;当外部扰动比较强或模型失配严重时,PFC的预测误差将会变大,使得系统的控制精度降低。本文基于PFC原理,将PFC方法用于永磁同步电机的速度控制器设计;

然后针对PFC的抗扰动问题,设计了基于扰动观测器(Disturbance Observer,DOB)的双环控制器,以补偿外部扰动如摩擦力矩扰动、负载扰动等因素的影响,提高系统的抗干扰能力和转速控制精度。

2 预测函数控制原理

PFC属于预测控制的范畴,具有预测控制的3大特点:预测模型、滚动优化和反馈校正。PFC认为控制量是一组与过程特性和跟踪设定值有关的基函数的线性组合,用这些基函数的过程响应对目标函数进行优化,得到基函数的权系数,并求出控制量^[12]。

2.1 预测模型

为了便于计算机实现,PFC的预测模型采用离散化的状态方程描述,状态方程形式如下:

$$\begin{cases} \mathbf{X}_m(k) = \mathbf{A}_m \mathbf{X}_m(k-1) + \mathbf{B}_m \mathbf{U}(k-1) \\ \mathbf{Y}_m(k) = \mathbf{C}_m \mathbf{X}_m(k) \end{cases}, \quad (1)$$

式中: $\mathbf{X}_m(k)$ 为预测模型的状态向量, \mathbf{A}_m 、 \mathbf{B}_m 、 \mathbf{C}_m 为状态方程的系数矩阵, $\mathbf{Y}_m(k)$ 为预测模型的输出。

控制量由基函数线性组合而成,基函数的选择与过程特性和跟踪设定值有关,通常选取阶跃、斜坡、抛物线等函数。控制量表达式如下:

$$u(k+i) = \sum_{j=1}^N u_j u_{bj}(i), i = 1, 2, \dots, P, \quad (2)$$

式中: N 为基函数的个数; u_j 为权系数,需要优化计算; $u_{bj}(i)$ 为第*i*个采样周期时基函数的取值; $u(k+i)$ 为*k+i*时刻的控制量。

2.2 滚动优化

对于一个稳定的系统,参考轨迹通常采用一阶指数形式,表达式如下:

$$y_r(k+i) = y^*(k+i) - \alpha^i (y^*(k) - y(k)), \quad i = 1, 2, \dots, P \quad (3)$$

式中: y_r 为参考轨迹; y^* 为设定值; y 为过程输出; $\alpha_r = e^{-T_s/T_r}$, T_s 为采样周期, T_r 为闭环响应时间。

PFC 优化目标函数的目的是使预测过程输出与参考轨迹在选定的预测时域 P 的拟合点上的平方和最小, 目标函数表达式如下:

$$J_p = \min \left(\sum_{i=P_1}^{P_2} (y_r(k+i) - y_p(k+i))^2 \right), \quad (4)$$

$$y_p(k+i) = y_m(k+i) + e(k+i), \quad (5)$$

式中: P_1 、 P_2 分别为优化时域的上限和下限; y_p 为过程预测输出; y_m 为模型输出; e 为未来误差。

2.3 反馈校正

实际情况下, 由于模型失配和噪声的影响, 预测输出和模型输出之间存在着误差, 需要对未来优化时域中的误差进行预测, 通常采用如下的表达式:

$$e(k+i) = y(k+i) - y_m(k+i), \quad (6)$$

式中: y 为对象输出; y_m 为预测模型输出。

3 永磁同步电机的 PFC 控制器设计

3.1 永磁同步电机数学模型

永磁同步电机伺服控制系统通常采用速度、电流双闭环控制。对于表面式永磁同步电机来说, 在同步旋转 d - q 直角平面坐标系下, 采用 d 轴电流 $i_d = 0$ 的矢量控制方式, 可以使单位定子电流获得最大转矩。电磁转矩方程为:

$$T_e = p_n \psi_f i_q = K_t i_q, \quad (7)$$

系统运动方程为:

$$J \frac{d\omega}{dt} = T_e - B\omega - T_L, \quad (8)$$

式中: ψ_f 为永磁体磁链; p_n 为磁极对数; T_e 为电磁转矩; T_L 为负载力矩; B 为摩擦系数; ω 为机械角速度; K_t 为转矩系数; J 为转动惯量; 旋转坐标系中的 d 轴电流 i_d 为电机的磁场电流; q 轴电流 i_q 为电机的转矩电流。

根据式(7)、式(8)得到电机的转速传递函数:

$$\omega(s) = \frac{K_t I_q(s) - T_L}{Js + B}. \quad (9)$$

3.2 永磁同步电机速度控制器优化设计

在不考虑外部负载扰动 T_L 的情况下, 式(9)

可以改写为:

$$G_m(s) = \frac{K_m}{T_m s + 1}, \quad (10)$$

式中: $K_m = K_t/B$, $T_m = J/B$ 。

在预测函数控制中, 控制精度主要取决于基函数的选择。当控制对象为一阶对象, 并且设定值做阶跃变化时, 只需选取阶跃函数作为基函数即可。文献[13]已经证明了当设定值做阶跃变化时, PFC 方法可以达到无偏跟踪的控制效果。

当采用一个基函数, 即阶跃函数时有:

$$u(k+i) = u(k), \quad i=1, 2, \dots, P. \quad (11)$$

为了得到一阶对象的控制律, 对电机传递函数(10)进行离散化处理, 采用前向 Euler 法和数学归纳法得到系统离散化输出为:

$$y_m(k+i) = \alpha_m^i y_m(k) + K_m(1 - \alpha_m^i) u(k), \quad (12)$$

式中: $\alpha_m = 1 - T_s/T_m$ 。

目标函数(4)的优化方法: 取 $P_1 = P_2 = P$, 并令:

$$\frac{\partial J_p}{\partial u(k)} = 0. \quad (13)$$

根据式(3)、式(4)、式(5)、式(6)、式(11)、式(12)、式(13)得到 k 时刻的控制量输出为:

$$u(k) = \frac{y^*(k+P) - \alpha_r^P y^*(k) - y(k)(1 - \alpha_r^P)}{K_m(1 - \alpha_m^P)} + \frac{y_m(k)}{K_m}. \quad (14)$$

对于永磁同步电机的控制来说, 式(11)中的控制量 $u(k)$ 是速度控制器的输出 $i_q^*(k)$; 式(12)中的 $y_m(k)$ 为电机预测模型的角速度输出 $\omega_m(k)$; 式(14)中的 $y^*(k)$ 、 $y(k)$ 分别为速度控制器的阶跃设定值 $\omega^*(k)$ 和电机的实际角速度输出 $\omega(k)$ 。

基于 PFC 方法的永磁同步电机伺服系统的结构框图如图 1 所示, 其转速控制采用速度、电流双闭环控制, 速度外环采用 PFC 控制器, 电流内环采用 PI 控制算法。电流环的作用是实现磁场电流 i_d 和转矩电流 i_q 的无偏差快速跟踪, 其采样频率远高于速度环的采样频率, 具有较高的带宽, 因此在分析设计速度环时, 认为电流环闭环传递函数 $G_i(s) \approx 1$ 。

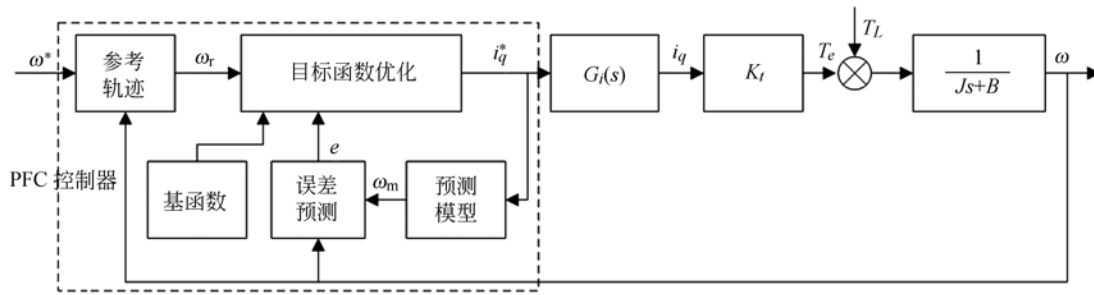


图 1 基于 PFC 方法的永磁同步电机控制结构框图

Fig. 1 Schematic diagram of PMSM servo system based on PFC method

4 扰动观测器的设计

虽然 PFC 算法具有一定的抗扰动能力和较强的参数鲁棒性^[14],但是在进行 PFC 算法设计时,并没有考虑负载扰动 T_L 对系统的影响。当控制系统受到较强的负载转矩扰动时,PFC 的跟踪性能将下降,并且会产生较大的预测误差,因此

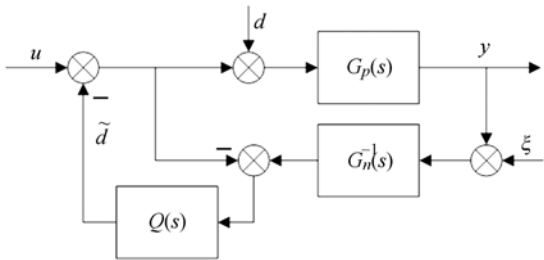


图 2 扰动观测器原理框图

Fig. 2 Principle diagram of DOB

必须采取适当的补偿方法以增强 PFC 的抗干扰能力。常用的补偿方法有内模控制^[15]、扰动观测器 (Disturbance Observer, DOB)^[16] 等方法。DOB 能够从系统的可测信息中估计出不可测扰动,进而在控制算法中对扰动进行补偿,从而提高系统的抗干扰能力^[17],在伺服控制系统中得到广泛的应用。DOB 的原理框图如图 2 所示,其中: $G_p(s)$ 为控制对象, $G_n^{-1}(s)$ 为名义模型的逆,因为名义模型的逆不能物理实现,因此引入了滤波器 $Q(s)$,文献^[18]详细说明了滤波器 $Q(s)$ 的设计方法,其一般形式为:

$$Q(s) = \frac{1 + \sum_{m=1}^{n_q - p_q} f_m s^m}{1 + \sum_{m=1}^{n_q} f_m s^m}, \quad (15)$$

式中: n_q 是 $Q(s)$ 的阶数, p_q 是 $Q(s)$ 的相对度。

在考虑因电机负载变化而引起的摩擦力矩扰动的情况下,名义模型的传递函数为:

$$G_n(s) = \frac{1}{J_n s + B_n}, \quad (16)$$

式中: J_n 、 B_n 分别为等效转动惯量和等效摩擦系数。

因为 $\frac{G_p(s)}{G_n(s)}$ 的相对阶为 1,所以滤波器 $Q(s)$ 中的 p_q 应满足: $p_q \geq 1$ 。为了补偿常量扰动例如库伦摩擦力矩和阶跃负载力矩的干扰,仅需要一个积分环节即可消除阶跃扰动误差,因此取 $p_q = 1$,即 $Q(s)$ 为一阶低通滤波器形式:

$$Q(s) = \frac{\omega}{s + \omega}, \quad (17)$$

式中: ω 为低通滤波器的截止频率。低通滤波器的截止频率将直接影响 DOB 的扰动抑制能力,为了尽可能地滤除噪声,滤波器应选择较低的截止频率,但是截止频率过低又会造成较大的相位延迟,影响系统稳定性^[19]。因此实际应用过程中应选择合理的截止频率,以达到最佳的扰动观测效果。

在 DOB 设计完成后,基于 PFC+DOB 方法的永磁同步电机伺服系统的结构框图如图 3 所示,系统反馈部分由 PFC 完成,DOB 负责对系统

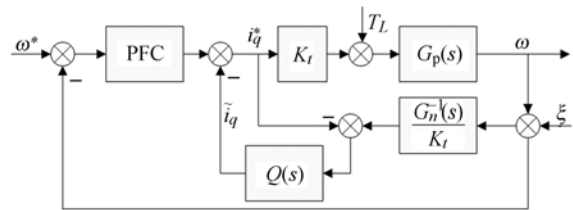


图 3 基于 PFC+DOB 方法的永磁同步电机控制结构框图

Fig. 3 Schematic diagram of PMSM servo system based on PFC+DOB method

扰动进行估计,据此产生一个转矩电流补偿量并对控制量 $i_q^*(k)$ 进行前馈修正,从而达到抑制扰动的目的。

5 仿真分析

选取和利时公司的 120MB150A 交流永磁同步电机对上述算法进行仿真。电机参数如下: $K_t = 1.6 \text{ N} \cdot \text{m}/\text{A}$; $J = 2.52 \times 10^{-3} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$; $B = 3.0 \times 10^{-4} \text{ N} \cdot \text{m} \cdot \text{s}/\text{rad}$; $p_n = 4$ 。为了更好地说明 PFC+DOB 的控制效果,将其与基于 PI 控制算法、PFC 算法的速度控制器的性能进行对比仿真。仿真的前提条件是上述 3 种算法的电流内环均采用 PI 控制器,并且参数设置相同:比例增益为 1.0,积分常数为 0.08;速度控制器的 q 轴电流输出限幅为 $\pm 5 \text{ A}$;速度环采样周期均为 $T_s = 1 \text{ ms}$ 。PI 速度控制器参数: $K_p = 0.15$, $K_i = 0.002$; PFC 速度控制器参数为: $T_r = 100 \mu\text{s}$, $P = 3$; PFC+DOB 速度控制器参数为: $T_r = 100 \mu\text{s}$, $P = 3$, $J_n = 2.70 \times 10^{-3} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$, $B_n = 3.30 \times 10^{-3} \text{ N} \cdot \text{m} \cdot \text{s}/\text{rad}$,低通滤波器截止频率为 $\omega = 250 \text{ rad}$ 。

如图 4 所示,当给定转速为 $600 \text{ r}/\text{min}$ 时,PFC 控制器相比 PI 控制器具有较小的超调量和较快的调节时间;而 PFC+DOB 控制器比 PFC 的调节时间更快,并且没有转速超调。

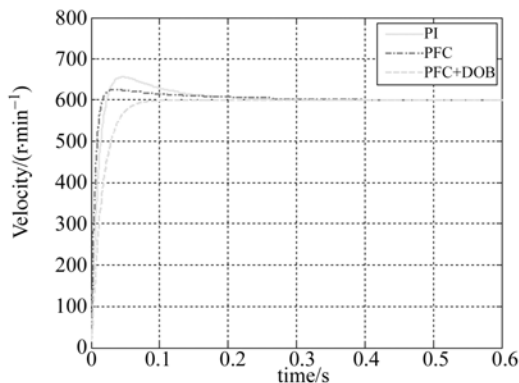


图 4 3 种控制器的速度仿真响应曲线

Fig. 4 Simulation speed response curves of three controllers

当电机带负载以 $600 \text{ r}/\text{min}$ 稳速运行时,在 0.4 s 时刻突然卸去 $1.6 \text{ N} \cdot \text{m}$ 的负载扰动,然后在 0.8 s 时刻再加入负载,其速度曲线如图 5 所示。由图 5 可知,PI 控制器具有较大的转速波动,最大波动值为 $75 \text{ r}/\text{min}$;PFC 控制器的最大转速波动减小为 $25 \text{ r}/\text{min}$;而 PFC+DOB 控制器

对负载扰动具有比较好的鲁棒性,最大转速波动为 $5 \text{ r}/\text{min}$ 。

以上仿真结果表明:PFC+DOB 速度控制器可以快速、无超调、无偏跟踪转速变化,并且具有较强的抗负载扰动能力。

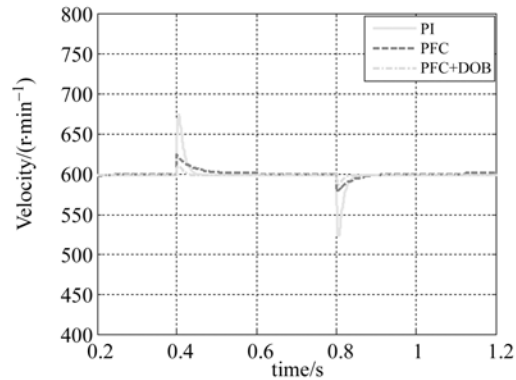


图 5 3 种控制器在负载扰动条件下的速度仿真曲线

Fig. 5 Simulation speed response of three controllers with load disturbance

6 实验研究

为了验证上述算法和原理的有效性,伺服控制器采用 TMS320F28335 DSP 和 EP3C40F324 FPGA 作为核心控制芯片,功率驱动使用 IPM 模块 PS21A79 设计。试验平台由永磁同步电机、联轴器和磁粉制动器三部分组成。负载的变化由 FPGA 实时控制磁粉制动器的励磁电流实现,实验平台结构框图如图 6 所示。电机的参数如仿真分析部分所述,设置电流环的采样频率为 15 kHz ,利用外扩的 16 位 A/D 转换芯片提高电机相电流采样精度;速度采样频率为 1 kHz ,即采样

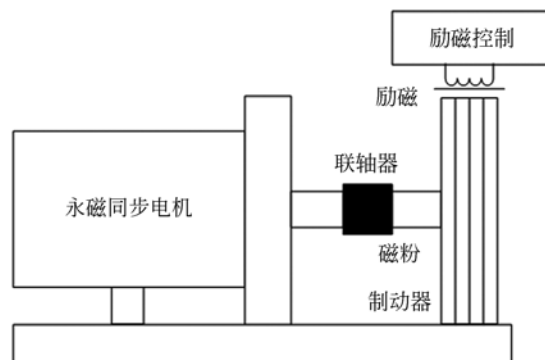


图 6 实验平台框图

Fig. 6 Schematic diagram of experimental platform

周期 $T_s=1\text{ ms}$,位置传感器采用光电编码器(分辨率为 2 500 ppr),A、B 脉冲经过 FPGA 四倍频后,实际位置分辨率可达到 10 000 ppr。实验硬件装置如图 7 所示。

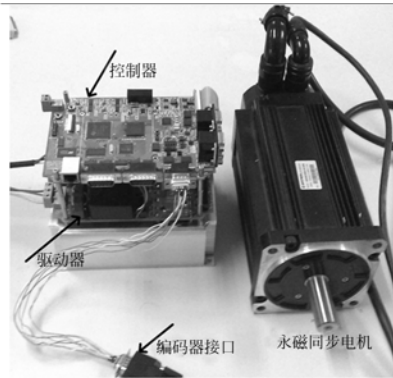
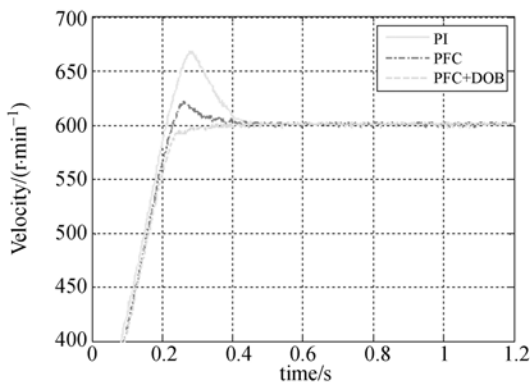


图 7 实验硬件装置图

Fig. 7 Hardware circuit of experimental setup

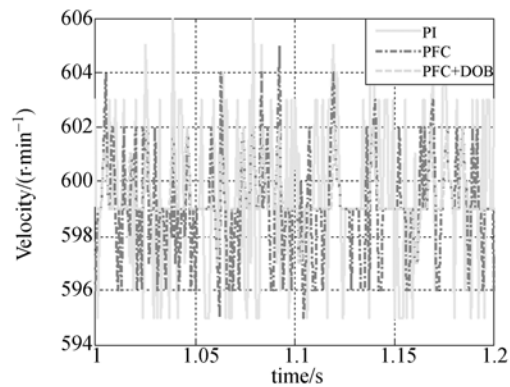
实验中设置 d 、 q 轴电流环的 PI 控制器参数如下:比例增益为 0.5,积分常数为 0.05;速度控制器的 q 轴电流输出限幅为 $\pm 3\text{ A}$;PI 速度控制器的参数为: $K_p=0.12, K_i=0.001\text{ 2}$;PFC 速度控制器的参数为: $T_r=50\text{ }\mu\text{s}, P=3$;PFC+DOB 速度控制器的参数为: $T_r=50\text{ }\mu\text{s}, P=3, J_n=2.70\times 10^{-3}\text{ kg}\cdot\text{m}^3, B_n=3.30\times 10^{-3}\text{ N}\cdot\text{m}\cdot\text{s}/\text{rad}$,低通滤波器截止频率为 $\omega=100\text{ rad}$ 。

图 8(a)为电机空载条件下,转速为 600 r/min 时,在相同条件下 PI 控制器、PFC 控制器和 PFC+DOB 控制器的速度响应曲线。实验结果显示,PI 控制器的转速超调量达到了 12.5%,调节时间为 0.42 s;相比于 PI 控制器,PFC 控制器的超调量减小到 4.2%,调节时间为 0.39 s;与 PFC 控制器相比,PFC+DOB 控制器没有转速超



(a) 3 种控制器的速度实验响应曲线

(a) Experimental speed response curves of three controllers



(b) 3 种控制器速度稳态曲线

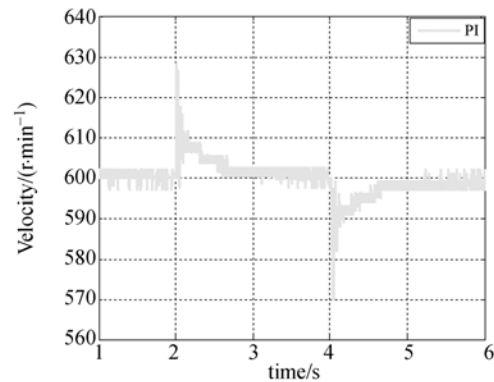
(b) Steady state speed curves of three controllers

图 8 速度阶跃响应曲线

Fig. 8 Speed step response curves

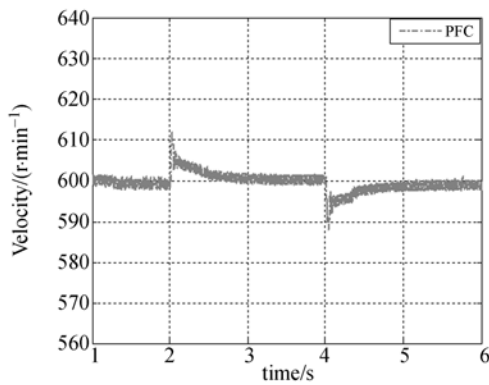
调,调节时间缩短为 0.3 s。对上述 3 种控制器的转速阶跃响应比较可知:PFC+DOB 控制器具有较快的阶跃响应速度,在波动为 $\pm 2\text{ r/min}$ 的稳态转速允许范围内,认为 PFC+DOB 控制器能够无差、无超调跟随转速给定。图 8(b)为 3 种控制器在阶跃响应达到稳定时的转速波动情况,由曲线可以看出:PFC+DOB 控制器的稳态转速波动为 2 r/min,稳态误差较小,这是因为 DOB 对负载扰动估计的同时,抑制了摩擦力矩的干扰,从而提高了稳态转速精度。

图 9 为电机带负载以 600 r/min 的速度稳速运行时的情况。首先大约在 2 s 时,通过 FPGA 控制磁粉制动器卸去 1.6 N·m 的负载扰动,然后大约在 4 s 时,通过 FPGA 控制磁粉制动器加入负载。比较图 9(a)、(b)、(c)可以看出:PI 控制器和 PFC 控制器的最大转速波动分别为

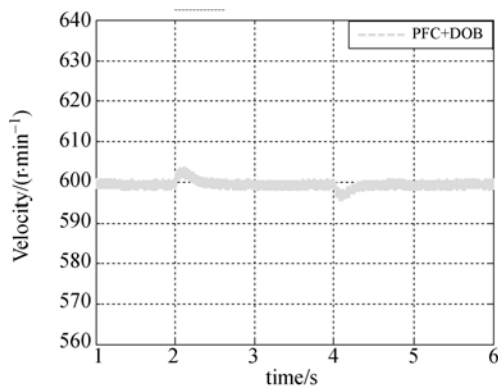


(a) 采用 PI 控制器时在负载扰动条件下的速度响应

(a) Speed response of PI controller with load disturbance



(b) 采用 PFC 控制器时在负载扰动条件下的速度响应
(b) Speed response of PFC controller with load disturbance



(c) 采用 PFC+DOB 控制器时在负载扰动条件下的速度响应
(c) Speed response of PFC+DOB controller with load disturbance

图 9 3 种控制器在负载扰动条件下的速度响应

Fig. 9 Speed responses of three controllers with load disturbance

参考文献:

- [1] ZHU Z Q. Recent advances on permanent magnet machines [J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2012, 27(3):1-11.
- [2] ERM T, GUTIERREZ P. Integration and tuning of the VLT drive systems[J]. *SPIE*, 2000, 4004:490-498.
- [3] CHANG J J, MA W L, HUANG J L. Design and optimization of arc permanent magnet synchronous motor used on large telescope [J]. *IEEE Trans. magnetics*, 2012, 48(5):1943-1947.
- [4] 李迪, 陈向坚, 续志军. 增益自适应滑模控制器在微型飞行器飞行姿态控制中的应用[J]. *光学精密工程*, 2013, 21(5):1184-1190.

30 r/min、12 r/min; PFC+DOB 控制器对负载扰动的控制效果较好, 转速经过最大为 5 r/min 的波动后, 很快恢复给定转速。相比于 PI 控制器, 其转速波动减小了 4.2%, 这是因为 DOB 可以根据扰动转矩计算出电流补偿量, 对 PFC 控制器的电流控制量输出进行前馈修正, 以消除扰动的影响。

实验结果表明, 在采用预测函数控制和干扰观测器相结合的方法后, 控制器可以保持动态响应快速、无超调, 同时具有良好的抗扰动性能。

7 结 论

本文基于 PFC 原理给出了永磁同步电机速度控制器的设计方法。该方法针对 PFC 抗扰动问题, 提出了 PFC+DOB 的交流伺服控制系统, 有效地抑制了转矩扰动。所设计的控制结构具有良好的动态和稳态性能, 可以实现电机转速的快速、无超调和无偏跟踪。实验结果显示: 当电机静止跟踪设定转速为 600 r/min 时, 系统没有超调, 稳态精度为 2 r/min; 当电机以 600 r/min 稳速运行, 加入 1.6 N·m 的转矩扰动时, 转速最大波动为 5 r/min。实验结果证明了 PFC+DOB 方法的有效性。该方法可以推广到直流伺服控制系统的设计中, 具有良好的实用性。

LI D, CHEN X J, XU ZH J. Gain adaptive sliding mode controller for flight attitude control for MAV [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2013, 21(5): 1184-1190. (in Chinese)

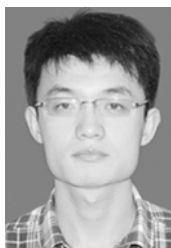
- [5] 王宏佳, 杨明, 牛里, 等. 永磁交流伺服系统速度控制器优化设计方法[J]. *电机与控制学报*, 2012, 16(2):26-30.

WANG H J, YANG M, NIU L, et al.. Optimal speed controller design method for permanent magnet AC servo system [J]. *Electric Machine and Control*, 2012, 16(2):26-30. (in Chinese)

- [6] ZARCHI H A, MARKADEH G R A, SOLTANI J. Direct torque and flux regulation of synchronous reluctance motor drives based on input-output feedback linearization[J]. *Energy Conversion and Man-*

- agement, 2010, 51(1):71-80.
- [7] MOHAMED Y A R I. Design and implementation of a robust current-control scheme for a PMSM vector drive with a simple adaptive disturbance observer [J]. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 2007, 54(4): 1981-1988.
- [8] WAI R J. Hybrid fuzzy neural-network control for nonlinear motor-toggle servomechanism [J]. *IEEE Trans. Control Syst. Technol.*, 2002, 10(4):519-532.
- [9] BAIK I C, KIM K H, YOUN M J. Robust nonlinear speed control of PM synchronous motor using boundary layer integral sliding mode control technique [J]. *IEEE Trans. Control Syst. Technol.*, 2000, 8(1):47-54.
- [10] RICHALET J. Predictive functional control: Application to fast and accurate robots [C]. *Proc. of 10th IFAC World Congress, Munich*, 1987.
- [11] 潘红华, 胡家升, 王建明, 等. 交流伺服系统串级预测函数控制的仿真研究 [J]. *系统仿真学报*, 2003, 15(2):852-855.
PAN H H, HU J SH, WANG J M, et al.. Simulation study of cascade predictive functional control for AC servo system [J]. *Journal of System Simulation*, 2003, 15(2):852-855. (in Chinese)
- [12] 岳俊红, 刘吉臻, 刘向杰, 等. 具有可测扰动典型过程的预测函数控制 [J]. *系统仿真学报*, 2007, 19(16):3752-3755.
YUE J H, LIU J ZH, LIU X J, et al.. Predictive functional control for typical process with measurable disturbance [J]. *Journal of System Simulation*, 2007, 19(16):3752-3755. (in Chinese)
- [13] 潘红华, 苏宏业, 胡剑波, 等. 预测函数控制及其在导弹控制系统中的应用 [J]. *火力与指挥控制*, 2000, 25(2):56-59.
PAN H H, SU H Y, HU J B, et al.. Predictive functional control and its application in missile control system [J]. *Fire Control & Command Control*, 2000, 25(2):56-59. (in Chinese)
- [14] 王国玉, 梅华, 韩璞, 等. 主汽温系统模糊自适应预测函数控制 [J]. *中国电机工程学报*, 2003, 23(10):230-235.
WANG G Y, MEI H, HAN P, et al.. Fuzzy adaptive predictive functional control in main steam temperature system [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2003, 23(10):230-235. (in Chinese)
- [15] 张刚, 刘品宽, 张波, 等. 直线电机精密运动平台轨迹跟踪控制器设计 [J]. *光学精密工程*, 2013, 21(2):372-378.
ZHANG G, LIU P K, ZHANG B, et al.. Design of trajectory tracking controller for precision positioning table driven by linear motor [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2013, 21(2):372-378. (in Chinese)
- [16] 韩邦成, 崔华, 汤恩琼. 基于滑模扰动观测器的磁轴承主动振动控制 [J]. *光学精密工程*, 2012, 20(3):564-570.
HAN B CH, CUI H, TANG E Q. Vibration suppression of magnetic bearing based on sliding mode disturbance observer [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2012, 20(3):564-570. (in Chinese)
- [17] 孙明玮, 邱德敏, 王永坤, 等. 大口径深空探测天线的抗风干扰伺服系统 [J]. *光学精密工程*, 2013, 21(6):1569-1575.
SUN M W, QIU D M, WANG Y K, et al.. Wind disturbance rejection servo system for large deep space observatory antenna [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2013, 21(6):1569-1575. (in Chinese)
- [18] 张绍德, 陈主成. 一种基于干扰观测器的伺服系统设计 [J]. *电子科技大学学报*, 2005, 34(1):86-88.
ZHANG SH D, CHEN ZH CH. Design method for servo-system based on disturbance observer [J]. *Journal of UEST of China*, 2005, 34(1):86-88. (in Chinese)
- [19] 纪科辉, 沈建新. 采用扰动转矩观测器的低速电机伺服系统 [J]. *中国电机工程学报*, 2012, 32(15):100-106.
JI K H, SHEN J X. A low speed servo motor drive system with disturbance torque observers [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2012, 32(15):100-106. (in Chinese)

作者简介:



邓永停(1987—),男,山东潍坊人,博士研究生,2010年于中国石油大学(华东)获得学士学位,主要从事望远镜精密跟踪控制技术的研究及电子学设计。
E-mail: dyt0612@163.com

导师简介:



王建立(1971—),男,山东曲阜人,研究员,博士生导师,主要从事空间探测技术和地基高分辨率成像光电望远镜总体技术的研究。
E-mail: wangjianli@ciomp.ac.cn

(本栏目编辑:马健)

(版权所有 未经许可 不得转载)