

# 基于TMS320LF2812的永磁同步交流伺服系统\*

王子涛,王家军\*,郭超

(杭州电子科技大学 自动化学院, 浙江 杭州 310018)

**摘要:**为实现永磁同步交流伺服系统的快速、准确的位置跟踪控制,在分析永磁同步电动机数学模型以及矢量控制原理的基础上,设计了基于数字信号处理器TMS320LF2812的三相永磁同步电机交流伺服系统,并详细论述了该系统的硬件电路构成和软件设计方法,最后根据上述硬件电路及软件编程,对永磁交流伺服系统进行了测试。研究表明,基于TMS320LF2812 DSP的三相永磁同步电机交流伺服系统硬件和软件设计合理,系统响应速度良好,可实现精确的位置跟踪。

**关键词:** TMS320LF2812; 永磁同步电动机; 矢量控制; 伺服系统

中图分类号: TM341; TH39

文献标志码: A

文章编号: 1001-4551(2012)09-1050-05

## Permanent magnet synchronous motor servo control system based on TMS320LF2812

WANG Zi-tao, WANG Jia-jun, GUO Chao

(College of Automation, Hangzhou Dianzi University, Hangzhou 310018, China)

**Abstract:** For the realization of the quick and accurate position tracking performance of permanent magnet synchronous motor (PMSM), on the basis of analysis of the mathematical model of PMSM, the permanent magnet synchronous motor servo system was established by using TMS320LF2812 digital signal processor. The system's hardware and software design were introduced in detail. The test of PMSM servo control system was done according to the design of the hardware and software. Experiment results prove that the design of PMSM servo control system on hardware and software is effective, the system response is quick and the performance of position tracking is excellent.

**Key words:** TMS320LF2812; permanent magnet synchronous motor (PMSM); vector control; servo system

## 0 引言

永磁同步电动机(PMSM)因其体积小、重量轻、效率高、转动惯量小、可靠性高等特点,成为高性能运动控制的理想执行单元。近年来,由于电力电子技术、微型计算机技术、稀土永磁材料和电机控制理论的快速发展,永磁同步电动机的数字化控制技术得到了广泛的应用<sup>[1-3]</sup>。其中以华中科技大学、哈尔滨工业大学为代表的一批高校设计出了各自的交流伺服系统,但是这些伺服系统在调速范围、控制精度等方面与国外产品仍有差距。

本研究将采用TMS320LF2812 DSP作为控制核

心,应用矢量控制原理,设计永磁同步电动机交流伺服系统,实现高性能的速度与位置跟踪,并给出相应的转速以及位置跟踪波形<sup>[4-6]</sup>。

## 1 永磁同步电动机的数学模型

永磁同步电动机的矢量坐标图如图1所示。本研究使用三相坐标系(A-B-C)、两相固定坐标系( $\alpha-\beta$ )、两相旋转坐标系(d-q)对电动机进行分析。其中,旋转坐标系固定在转子上,其d轴(直轴)与转子的磁场方向重合,q轴(交轴)逆时针超前d轴90°电角度。

研究者可以在d-q坐标上得到永磁同步电动机

收稿日期: 2012-04-05

基金项目: 浙江省新苗计划资助项目(2010R407061)

作者简介: 王子涛(1984-),男,浙江杭州人,主要从事伺服电动机控制方面的研究. E-mail: 148250684@qq.com

通信联系人: 王家军,男,博士后,副教授,硕士生导师. E-mail: wangjiajun@hdu.edu.cn

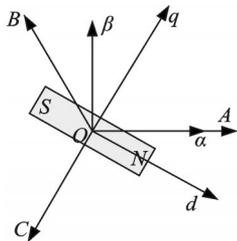


图1 永磁同步电动机矢量坐标图

的电压方程<sup>[7]</sup>为:

$$\begin{cases} U_q = R_a i_q + p\psi_q + \omega_1 \psi_d \\ U_d = R_a i_d + p\psi_d - \omega_1 \psi_q \end{cases} \quad (1)$$

电磁转矩方程为:

$$T_e = 1.5 p_m [\psi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \quad (2)$$

其中:

$$\psi_q = L_q i_q, \psi_d = L_d i_d + \psi_f$$

式中:  $U_d, U_q$ —dq 坐标系上的电枢电压分量;  $i_d, i_q$ —dq 坐标系上的电枢电流分量;  $L_d, L_q$ —dq 坐标系上的等效电枢电感;  $\psi_d, \psi_q$ —dq 坐标系上的定子磁链分量;  $R_a, \omega_1$ —电枢绕组电阻和 dq 坐标系的旋转角速度;  $\psi_f$ —永磁体对应的转子磁链;  $p$ —微分算子,  $p = d/dt$ ;  $p_m$ —极对数。

如果电动机气隙磁场分布均匀,电动机感应反电动势呈正弦波状分布,那么  $L_d = L_q = L_a$ 。忽略运动阻尼系数  $B$ ,可以得到永磁同步电动机数学模型的状态方程为:

$$p \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \omega_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_a/L_a & p_m \omega_m & 0 \\ -p_m \omega_m & -R_a/L_a - p_m \psi_f/L_a & \\ 0 & p_m \psi_f/J & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \omega_m \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} U_d/L_a \\ U_q/L_a \\ -T_m/J \end{bmatrix} \quad (3)$$

式中:  $\omega_m$ —电动机机械角速度,  $T_m$ —负载转矩,  $J$ —电机和负载的转动惯量之和。

由式(3)可以看出,三相永磁同步电动机的数学模型是一个多变量的非线性状态方程,存在机械角速度  $\omega_m$  和 d-q 旋转坐标上电枢电流分量  $i_d, i_q$  的乘积项。因此,不能简单地通过调节电枢电流来直接控制电磁转矩,需要通过矢量控制来实现电流和机械角速度的解耦控制。

## 2 PMSM 矢量控制原理

永磁同步电动机矢量控制系统<sup>[8]</sup>的基本结构如图2所示。该系统采用了典型的三闭环(位置环、速度环、电流环)控制结构。首先位置环的给定信号  $\theta_m^*$  与光电编码器反馈的转子位置信号  $\theta_m$  进行比较,其差值经过位置环PI控制器调节后,可输出速度控制器的给定信号  $\omega_m^*$ ,而位置信号  $\theta_m$  通过速度计算单元计算后,可得转速反馈信号  $\omega_m$ ,  $\omega_m^*$  与  $\omega_m$  进行比较,其差值经过PI控制器调节后,输出控制转矩的电流分量指令

号  $i_d^*, i_q^*$  与经过坐标变换后电机实际的电流分量  $i_d, i_q$  相比较,其差值通过电流环PI控制器调节后输出  $U_q, U_d$  经过 Park 逆变换得到  $U_\alpha$ , 另外,为了保证转子磁场和定子磁场正交,励磁电流分量给定信号  $i_d^* = 0$ , 与经过坐标变换计算所得的电机实际电流分量  $i_d$  进行比较,其差值再经过电流环PI控制器调节,可得输出量  $U_d$ ,  $U_d$  则经过 Park 逆变换得到输出量  $U_\beta$ , 由于  $U_\alpha, U_\beta$  已知,可求得定子电压矢量所在的扇区,最终利用电压空间矢量脉宽调制技术(SVPWM),产生相应的PWM控制信号来控制逆变器,产生可变频频率和幅值的三相正弦电流输入电机定子,以驱动电机工作。

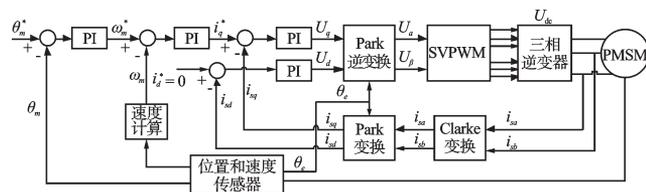


图2 永磁同步电动机矢量控制系统结构图

## 3 硬件电路设计

硬件电路的总体设计方案如图3所示。在设计中根据控制电路与驱动电路的区别,同时考虑到强电与弱电之间可能产生的干扰,该系统将硬件电路分为两部分,分别是功率驱动部分和DSP TMS320LF2812 控制电路部分。功率驱动部分上集成了系统中所有强电电路,包括滤波电路、IPM 驱动电路(IPM 模块中包含了整流电路)、过流保护电路、电流采样与隔离电路等。控制电路部分则是以目前最为流行的电机控制专用定点 DSP(TMS320LF2812)芯片为核心。控制电路包含了电平转换隔离电路、串口通信电路,以及相应的电源等。

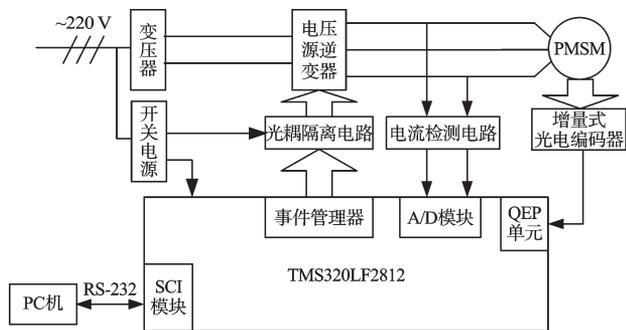


图3 系统硬件结构框图

### 3.1 功率驱动电路

功率驱动电路的核心是IPM模块,这里采用的是三菱公司的IPM PS11033智能功率模块,该模块内部集成了三相IGBT桥式逆变器,过电压、过电流等故障检测保护电路。最大工作电压为800V,最大工作电流为16A,开关频率最高可达15kHz。由于该模块内

部还集成了整流电路,只需加入相应的滤波和保护电路即可实现电流的整流。主电路输入部分如图4所示,PS11033外部接线电路如图5所示。

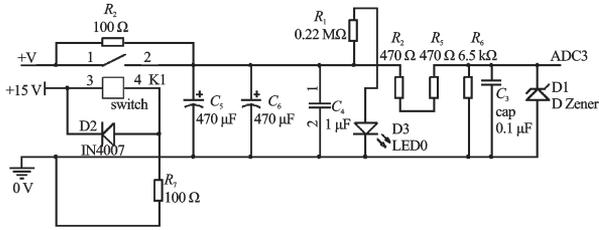


图4 主电路输入部分

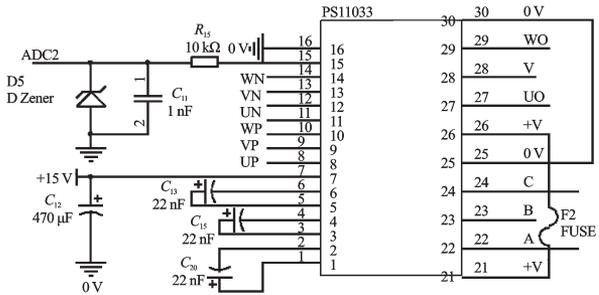


图5 PS11033外部接线电路

### 3.2 A/D 采样电路

本研究采用霍尔传感器对定子侧电流进行采样,将霍尔传感器 CSM025A 的引脚以如图6所示的方式连接,可得传感器的匝数比为 5:1 000。此时,可采样的原边额定电流为 5 A,峰值电流为 10 A,副边输出电流为 25 mA。由于 TMS320F2812 芯片的 A/D 端口输入信号为 0~3 V,还需要将采集到的信号进行放大滤波,调整为 0~3 V 的模拟电压信号,并将最终得到的电压信号输入到 DSP 上的 12 位 A/D 转换器中,从而获得电机的实际电流值。

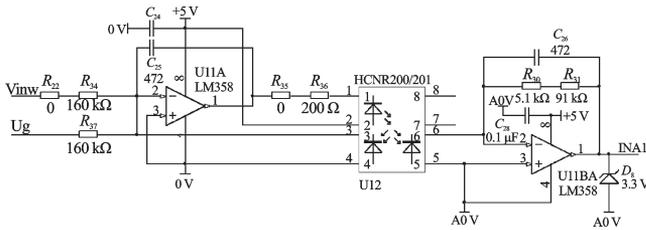


图6 A/D 信号隔离电路

### 3.3 隔离电路

由于 IPM 模块内部采用标准化与逻辑电路相连的栅控接口,若直接与 PWM 引脚相连会导致强电和弱电对地相通,在电机运行过程中易烧坏器件,且会对控制信号形成较大的干扰,研究者在 DSP 与驱动模块之间需要添加光耦隔离电路。又考虑到 IPM (PS11033) 模块高速开关频率的需要,光耦的传输延迟时间必须小于 0.8 μs,且应具有较大的传输比,因此,本研究采用了惠普公司生产的 HP-4504 高速驱动光耦,其中一路驱动控制电路如图7所示。

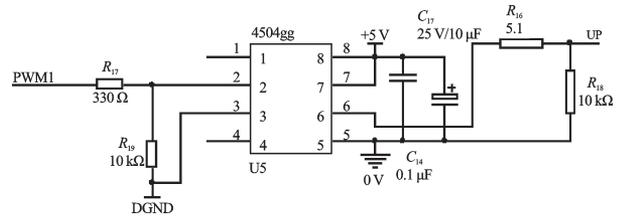


图7 隔离电路

## 4 系统软件设计

伺服控制系统主函数主要完成的是全局变量的定义、各个子函数的初始化和中断的设置,在整个程序中考虑到程序执行的优先级,笔者在主函数部分加入了与上位机之间的串口通信程序,伺服系统程序初始化流程图如图8所示。

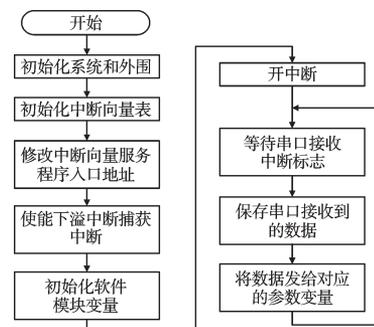


图8 主函数流程图

### 4.1 主中断程序

主中断是整个伺服系统程序的核心<sup>[9]</sup>,它完成了位置环、速度环、电流环的三环矢量控制,同时在中断内部还包含了电流的检测与处理函数,电机转速的计算函数, Park、Clark、逆 Park 变换函数, SVPWM 函数、PWM 信号生成函数等程序,主中断流程图如图9所示。

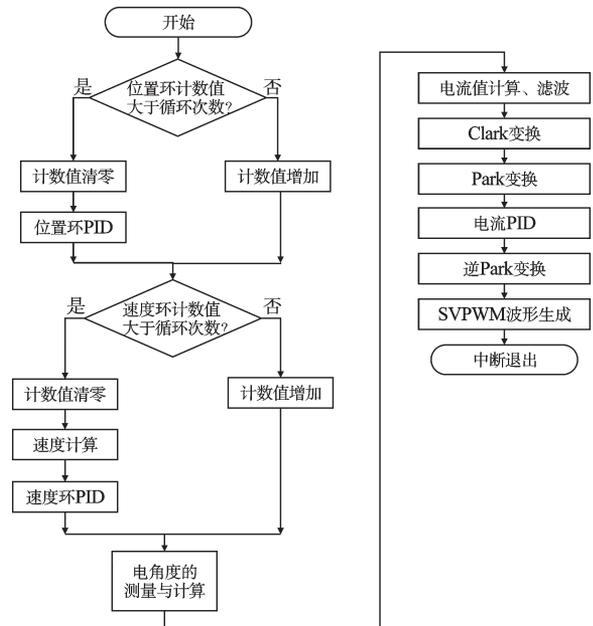


图9 主中断流程图

### 4.2 SVPWM子程序

SVWPM子程序是电机控制子程序的重要部分,利用TMS320F2812的事件管理器很容易实现电压空间矢量脉宽调制(SVPWM)的控制<sup>[10]</sup>。根据智能功率模块参数的要求,本研究设置PWM载波频率为10 kHz;死区时间为4.3 μs。其程序流程图如图10所示。

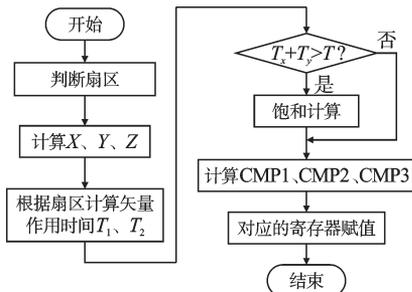


图10 SVPWM子程序流程图

### 4.3 速度环与电流环的实现

速度控制和电流控制采用的是抗饱和和积分PI控制器,为实现数字化控制必须对PI算法离散化。

比例项:

$$u_p(k) = K_p e(k) \quad (4)$$

抗饱和积分项:

$$u_i(k) = u_i(k-1) + K_p \frac{T}{T_i} e(k) + K_c (u(k) - u_{\text{presat}}(k)) \quad (5)$$

$$u_{\text{presat}}(t) = u_p(t) + u_i(t) + u_d(t) \quad (6)$$

式中:  $u_{\text{presat}}$ —控制器输出信号,  $e(k)$ —控制器输入信号,  $K_p$ —控制器比例增益,  $K_c$ —PID控制器积分矫正增益,  $T_i$ —积分时间,  $T$ —采样一个周期所用的时间。

PI程序流程图如图11所示。

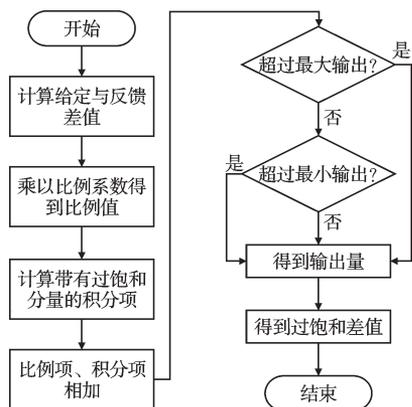


图11 抗饱和和积分程序流程图

### 4.4 转速计算与滤波

转速的精度在电机控制中是重要的性能指标,它能直接反应电机控制性能的优劣。下面给出转速计算方法。

转速方程:

$$\omega_e(k) = K_1 (\theta_e(k) - \theta_e(k-1)) \quad (7)$$

模拟1阶低通滤波方程:

$$\frac{d\hat{\omega}}{dt} = \frac{1}{\tau_c} (\omega_e - \hat{\omega}_e) \quad (8)$$

差分方式的低通滤波方程:

$$\hat{\omega}_e(k) = K_2 \hat{\omega}_e(k-1) + K_3 \omega_e(k) \quad (9)$$

且参数:

$$K_1 = \frac{1}{f_b T}; K_2 = \frac{\tau_c}{\tau_c + T}; K_3 = \frac{T}{\tau_c + T}。$$

式中:  $T$ —采样时间;  $\omega_e$ —电动机转子的机械角速度;  $\tau_c$ —低通滤波时间常数,  $s$ ,  $\tau_c = 1/2\pi f_c$ ;  $f_b$ —基准频率。

转速测量程序流程图如图12所示。



图12 转速测量流程图

为了获得更精确的转速,并滤除周期性干扰,本研究在程序中还加入了移动平均滤波。移动平均滤波对周期性干扰有良好的抑制作用,平滑度高、灵敏度低,主要适用于高频振荡的系统。具体公式如下:

$$y(n) = \{x(n) + x(n-1) + x(n-2) + \dots + x(n-N+1)\} / N \quad (10)$$

式中:  $x(k)$ —各个时刻的  $\hat{\omega}_e(k)$ ,  $y(n)$ —滤波后的转速值。

$N$ 值的选取主要是通过在实际运用中观察不同 $N$ 值下移动平均滤波的输出响应来进行选取,以便减少DSP的运算时间,达到最好的滤波效果,经过反复测试发现,取 $N$ 值为20较为合适。

## 5 实验结果分析

本研究根据上述硬件电路及软件编程,对永磁交流伺服系统进行测试,参数如下:额定电压200 V,额定电流3.3 A,额定转速3 000 r/min,额定转矩1.27 N·m,极对数4,额定功率400 W。调节后的电流波形如图13所示。由图13可以看出,转速的电流波形经过调节以后为2条相位差为120°的正弦波。

设定电流环PI参数: $P$ 为0.5, $I$ 为0.001;速度环PI参数的设置为: $P$ 为0.2, $I$ 为0.001。

给定转速为300 r/min、500 r/min、600 r/min时上位机采集到的转速波形如图14所示,从图中可以看出,电机响应速度较快,超调较小,转速在稳态和动态

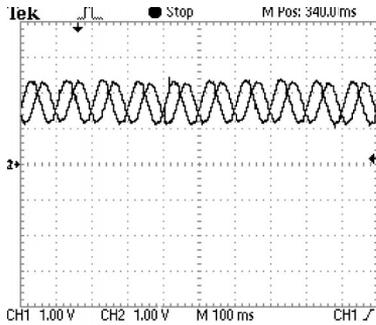


图 13 闭环电流波形

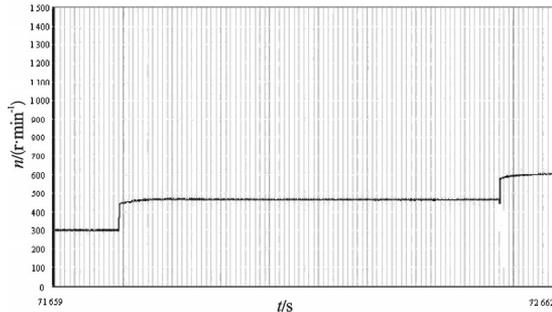


图 14 上位机转速阶跃波形

时波动均较小,给定信号为梯形波时的速度跟踪波形图如图 15 所示。

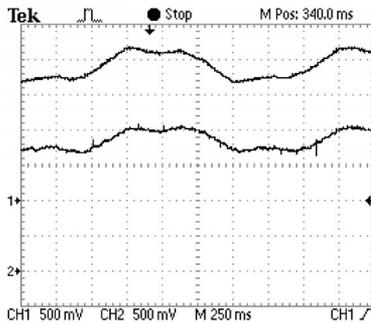


图 15 梯形波速度跟踪

本研究在加入位置环后进行三角波位置跟踪(1路为给定信号、2路为跟踪波形),位置环 $P$ 为1, $I$ 为0.001。电机转速 100 r/min、400 r/min 时的位置跟踪波形图如图 16、图 17 所示。

从不同转速下位置跟踪波形可以看出,在高速情况下位置跟踪精度较好,但是当转速为 100 r/min 情况下,如图 16 所示,位置跟踪波形略有扭曲。这主要是因为转速的测量采用的是测频的方法,而在低转速情况下一个中断周期内能采集到的光编信号脉冲数较少,这使得电机位置计算存在一定的误差。

从转速环和位置环总的测试结果可以看出:“位置环+速度环”的控制方法比单独采用速度环的控制方法控制效果更好。

## 6 结束语

本研究采用 TMS320LF2812 DSP 设计了交流永磁同

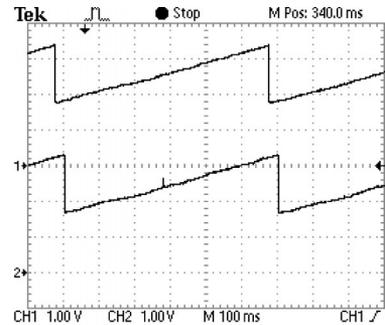


图 16 转速为 100 r/min 时三角波位置跟踪波形

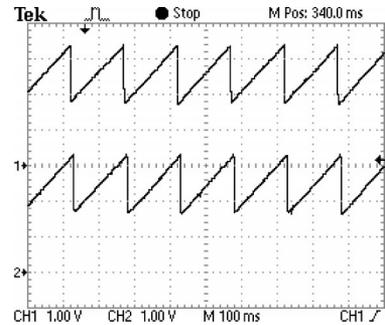


图 17 转速为 400 r/min 时三角波位置跟踪波形

步电机伺服系统,实现了对永磁同步电机伺服系统速度、位置的矢量控制,充分发挥了矢量控制的作用,提高了系统的控制速度和精度。实验结果证明,所设计的伺服系统硬件和软件能够可靠运行,控制系统动静态性能良好。

## 参考文献(References):

- [1] 王成元,夏加宽,孙宜标. 现代电机控制技术[M]. 北京:机械工业出版社,2008:103-113.
- [2] 钱 昊,赵荣祥. 基于 DSP 的永磁同步电机矢量控制系统[J]. 机电工程,2006,23(5):12-15.
- [3] 陈伯时. 电机拖动自动控制系统[M]. 2版. 北京:机械工业出版社,2003.
- [4] 林伟杰. 永磁同步电机伺服系统控制策略的研究[D]. 杭州:浙江大学电气工程学院,2005.
- [5] FRENCH C, ACAMLEY P. Direct torque control of permanent magnet drives [J]. **IEEE Transaction on Industry Application**, 1996, 32(5):199-206.
- [6] BOSE B K. Power electronics and motion control-technology status and recent trends [J]. **Transaction on Industry Application**, 1993, 29(5):902-909.
- [7] ZHOU Ke-liang, WANG Dan-wei. Relationship between space-vector modulation and three-phase carrier based PWM: a comprehensive analysis [J]. **IEEE Transaction on Industrial Electronics**, 2002, 49(1):186-196.
- [8] 何 杰,王家军. 基于 SVPWM 的永磁同步电动机系统建模与仿真[J]. 机电工程,2009,26(7):77-82.
- [9] 王晓明,王 玲. 电动机的 DSP 控制—TI 公司 DSP 应用[M]. 北京:北京航空航天大学出版社,2004:158-162.
- [10] 何 杰. 基于交流伺服系统的平面倒立摆控制研究[D]. 杭州:杭州电子科技大学自动化学院,2009.

[编辑:张 翔]