

DOI: 10.19650/j.cnki.cjsi.J2312240

# 一种 PMSM 位置伺服系统的动态建模与控制

王禹智<sup>1</sup>, 吴志强<sup>2</sup>, 徐世超<sup>2</sup>

(1 南京理工大学中法工程师学院 南京 210014; 2. 南京理工大学机械工程学院 南京 210014)

**摘要:** 本文根据永磁同步电机(PMSM)的基本电磁关系及其动态数学模型建立了位置伺服控制模型,按照闭环负反馈控制原理,设计了具有电流、速度、位置三闭环的位置控制系统。首先,根据 PMSM 矢量控制的特性,利用 3S/2S 和 2S/2R 的坐标变换理论,建立了位置伺服系统在同步坐标系下的动态数学模型,同时给出了按照转子磁场定向的位置控制策略和算法;其次,研究了基于空间矢量脉宽调制(SVPWM)的数字实现,并根据电机的数学模型,在 MATLAB/Simulink 环境中构建了三环模型,同时搭建了基于 DSP 实验样机。在仿真和实验中直轴、交轴以及速度和位置均采用 PI 控制,在控制参数的整定过程中,遵循先内环(电流环),后速度环,再位置环的增量调试原理,实现了同步电机的位置闭环控制;最后,对仿真结果和试验结果进行了对比分析,说明了模型的正确性和有效性。

**关键词:** 永磁同步电机;位置伺服系统;空间矢量脉宽调制;矢量控制;增量调试原理

**中图分类号:** TP273.2 TH39 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 460.50

## Dynamic modeling and control of a PMSM position servo system

Wang Yuzhi<sup>1</sup>, Wu Zhiqiang<sup>2</sup>, Xu Shichao<sup>2</sup>

(1. Sino-French Engineer School of NUST, Nanjing University of Science and Technology, Nanjing 210014, China;

2. College of Mechanical Engineering, Nanjing University of Science and Technology, Nanjing 210014, China)

**Abstract:** This article establishes a position servo control model based on the basic electromagnetic relationship and dynamic mathematical model of Permanent Magnet Synchronous Motor (PMSM). Following the principle of closed-loop feedback control, a position control system with three closed loops for current, speed, and position is designed. Firstly, the article, according to the characteristics of PMSM vector control, utilizes the coordinate transformation theory of 3S/2S and 2S/2R to establish the dynamic mathematical model of the position servo system in the synchronous coordinate system. It also provides the position control strategy and algorithm based on rotor field orientation. Secondly, this paper studies the digital implementation based on Space Vector Pulse Width Modulation (SVPWM) and constructs a three-loop model in the MATLAB/Simulink environment according to the mathematical model of the motor. Additionally, a prototype based on DSP is built. In simulation and experimentation, the authors employ PI control for both the direct and quadrature axes as well as for speed and position. During the tuning process of control parameters, they adhere to the principle of incremental debugging starting with the inner loop (current loop), then the speed loop, and finally the position loop, achieving closed-loop control of the synchronous motor's position. Lastly, the article compares and analyzes the simulation results with the experimental results, demonstrating the correctness and effectiveness of the model.

**Keywords:** permanent magnet synchronous motor; position servo system; space vector pulse width modulation; vector control technology; incremental debugging principle

## 0 引言

伺服电机要求具备快速准确的位置跟踪能力,能够

对给定电信号(如电压或电流)进行快速反应<sup>[1]</sup>。伺服电机一般分为两类,直流伺服电机与交流伺服电机,直流电机由于成本高昂,维护不便,电磁干扰大等问题,逐渐在伺服电机领域被交流电机所替代。永磁同步电机

(permanent magnet synchronous motor, PMSM) 作为交流电机的一种,具有功率密度高、体积小、效率高、可靠性强、短期过载能力强等诸多优点<sup>[2-3]</sup>,因此永磁同步电机在精确位置伺服控制方面具有独特的优点<sup>[4]</sup>。永磁同步电机控制的主要方法为矢量控制,又称为磁场定向控制<sup>[5]</sup>,矢量控制方法能够从根本上提升位置伺服的控制性能,因此对永磁同步电机的位置控制建模研究具有比较重要的工程应用价值<sup>[6]</sup>。

现在对于PMSM的控制方法主要集中在速度控制方面,对位置伺服相关方面的研究较少,而位置伺服在舵机、机械臂等方面有着广泛的应用。本文研究了永磁同步电机在两相旋转坐标系下的数学模型,按照直轴电流 $i_d = 0$ 矢量控制方法,提出了一种基于PMSM的三闭环(位置、速度、电流)控制模型,其后采用PID的控制策略实现了PMSM位置伺服建模与控制,此控制模型可以实现高动态响应和精确的位置控制。最后搭建了实验原理样机,相比较与常规的位置伺服控制方法具有较好的鲁棒性与快速性。

## 1 PMSM 数学模型分析

永磁同步电机是一种时变、非线性和强耦合的高阶多变量系统<sup>[7]</sup>,其电气结构由三相定子绕组和三相转子绕组组成<sup>[8]</sup>。永磁同步电机的原理示意图如图1所示<sup>[9]</sup>。

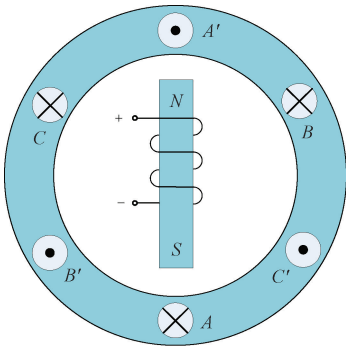


图1 永磁同步电机原理图

Fig. 1 Schematic diagram of permanent magnet synchronous motor

### 1.1 PMSM 在 ABC 坐标系下的数学模型

在三相静止ABC坐标系下的定子电压方程为:

$$\begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_A \\ \psi_B \\ \psi_C \end{bmatrix} \quad (1)$$

其中, $u_A, u_B, u_C$ 为三相电压; $i_A, i_B, i_C$ 为三相电流; $\psi_A, \psi_B, \psi_C$ 为磁链; $R_s$ 为定子电阻。

在ABC坐标系下的磁链方程为:

$$\begin{bmatrix} \psi_A \\ \psi_B \\ \psi_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & L_m & L_m \\ L_m & L_s & L_m \\ L_m & L_m & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \psi_{rA} \\ \psi_{rB} \\ \psi_{rC} \end{bmatrix} \quad (2)$$

其中, $L_s$ 为定子电感; $L_m$ 为绕组间的互感; $\psi_{rA}, \psi_{rB}, \psi_{rC}$ 为转子磁链。转子磁链为:

$$\begin{bmatrix} \psi_{rA} \\ \psi_{rB} \\ \psi_{rC} \end{bmatrix} = \psi_r \begin{bmatrix} \cos\theta \\ \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (3)$$

其中, $\psi_r$ 为转子磁链, $\theta$ 为转子磁链 $\psi_r$ 与A轴之间的夹角。电机的运动方程为:

$$T_e - T_L - B\omega_r = Jd\omega_r/dt \quad (4)$$

其中, $T_e$ 为电磁转矩, $T_L$ 为负载转矩, $B$ 为阻尼系数, $J$ 为电机转动惯量。

### 1.2 PMSM 在两相旋转 d-q 坐标系下的数学模型

在两相旋转dq坐标系中,定义转子磁链方向为d轴,q轴超前d轴90°。在dq坐标系下的磁链方程为:

$$\psi_d = L_d i_d + \psi_f \quad (5)$$

$$\psi_q = L_q i_q \quad (6)$$

其中, $L_d, L_q$ 为定子绕组在dq轴上的等效电感, $\psi_f$ 为转子磁链, $\psi_d, \psi_q$ 为dq轴上的等效磁链;定子电压方程为:

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} d\psi_d/dt \\ d\psi_q/dt \end{bmatrix} + \omega \begin{bmatrix} -\psi_q \\ \psi_d \end{bmatrix} \quad (7)$$

其中, $\omega$ 为转子角速度,电磁转矩方程为:

$$T_e = 3n_p/2(\psi_d i_q - \psi_q i_d) \quad (8)$$

其中, $T_e$ 为电磁转矩, $n_p$ 为极对数;运动方程为:

$$T_e - T_L = J \frac{d\omega_r}{dt} + B\omega_r \quad (9)$$

其中, $\omega_r$ 为机械速度。电感 $L_d = L_q = L_s$ ,将式(5)和(6)带入式(8)中,可得电磁转矩为:

$$T_e = 3n_p/2\psi_f i_q \quad (10)$$

## 2 PMSM 位置伺服控制系统控制模型

本文所研究的伺服系统为一个三闭环结构,如图2所示,最内环为电流环,中间环为速度环,外环为位置环,其中位置环为主控制环,通过输入指定的旋转角度控制永磁同步电机。控制系统将传感器采集的三相定子电流 $i_a, i_b, i_c$ 经过Clark, Park变换转换为实际的定子直轴电流 $i_d$ 和定子交轴电流 $i_q$ 。位置环的指令值 $\theta^*$ 与实际值 $\theta$ 经过比较后作为位置调节器的输入,转速的指令值 $\omega^*$ 与实际值 $\omega$ 经过比较后作为转速调节器的输入,转速调节器的输出即为交轴电流调节器的指令值 $i_q^*$ ,设定定子直轴电流 $i_d^* = 0$ 。 $i_d^*, i_q^*$ 分别经过直轴和交轴电流PI调节

器,生成定子直轴电压  $u_d^*$  和定子交轴电压  $u_q^*$ ,  $u_d^*$  和  $u_q^*$  经过反 Park 变换后输入空间矢量 SVPWM 模块,生成控制逆变器功率开关的触发脉冲,逆变器经触发脉冲驱动产生三相电压,驱动永磁同步电机运行。

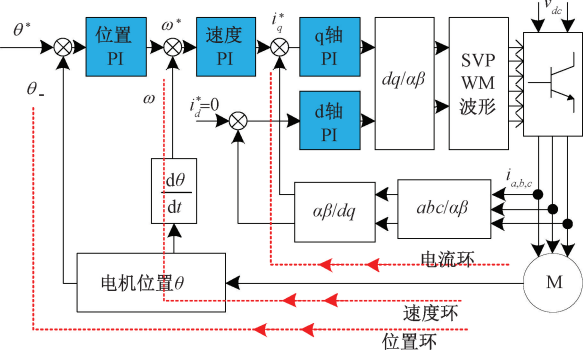


图 2 PMSM 三闭环系统原理图

Fig. 2 PMSM Three closed-loop system schematic diagram

2.1 Clark 变换仿真模型

将  $\alpha$  轴与 A 轴重合,按照磁动势等效原则,三相合成磁动势与两相合成磁动势相等,因此:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \quad (11)$$

根据式 (11),构造 Clark 变换,其波形如图 3 所示。

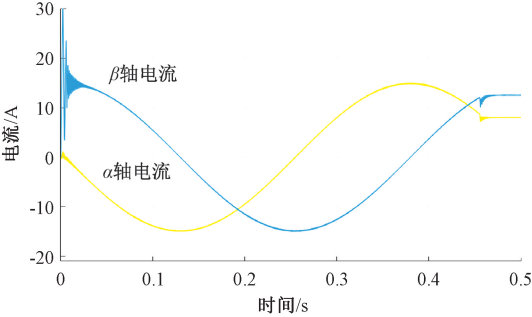


图 3 Clark 变换 Simulink 仿真波形

Fig. 3 Clark transform Simulink simulation

2.2 Park 变换仿真模型

Park 变换可以将磁动势从两相静止坐标系  $\alpha\beta$  上投影到两相旋转坐标系  $dq$  上,如图 4 所示。

其中,  $q$  轴超前  $d$  轴  $90^\circ$ ,  $dq$  轴与  $\alpha\beta$  轴之间的夹角为  $\varphi$ 。直流电流  $i_d$ 、 $i_q$  和两相交流电流  $i_\alpha$ 、 $i_\beta$  产生同样的以角速度  $\omega$  旋转的合成磁动势  $F$ 。

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \varphi & \sin \varphi \\ -\sin \varphi & \cos \varphi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = C_{2s/2r} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (12)$$

根据公式 (12),构造 Park 变换,其的波形如图 5 所示。

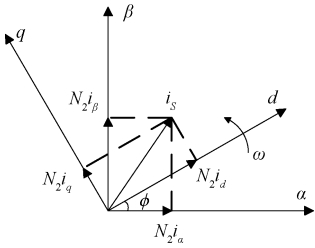


图 4 Park 变换

Fig. 4 Park transformation

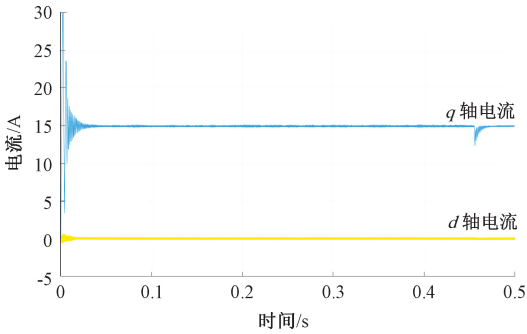


图 5 Park 变换 Simulink 仿真

Fig. 5 Park transform Simulink simulation

2.3 SVPWM 模块

1) 逆变器的矢量关系

在 A、B、C 三相绕组中,定义电压矢量为  $u_{AO}$ 、 $u_{BO}$ 、 $u_{CO}$ ,用基本电压矢量合成期望的矢量,来实现对电机的变频调速<sup>[10]</sup>。每个桥臂上记上桥臂导通,下桥臂关断为 1;记上桥臂关断,下桥臂导通为 0<sup>[11]</sup>,产生 8 种状态,分为 6 个有效矢量与两个 0 矢量,所有的组合如表 1 所示。

表 1 三相逆变器通断情况

Table 1 On/off condition of three-phase inverter

| $S_a$ | $S_b$ | $S_c$ | $V_{as}$     | $V_{bs}$     | $V_{cs}$     | $V_n (n=1\sim7)$               |
|-------|-------|-------|--------------|--------------|--------------|--------------------------------|
| 0     | 0     | 0     | 0            | 0            | 0            | $V_0=0\angle0^\circ$           |
| 1     | 0     | 0     | $2V_{DC}/3$  | $-V_{DC}/3$  | $-V_{DC}/3$  | $V_1=2V_{DC}/3\angle0^\circ$   |
| 1     | 1     | 0     | $V_{DC}/3$   | $V_{DC}/3$   | $-2V_{DC}/3$ | $V_2=2V_{DC}/3\angle60^\circ$  |
| 0     | 1     | 0     | $-V_{DC}/3$  | $2V_{DC}/3$  | $-V_{DC}/3$  | $V_3=2V_{DC}/3\angle120^\circ$ |
| 0     | 1     | 1     | $-2V_{DC}/3$ | $V_{DC}/3$   | $V_{DC}/3$   | $V_4=2V_{DC}/3\angle180^\circ$ |
| 0     | 0     | 1     | $-V_{DC}/3$  | $-V_{DC}/3$  | $2V_{DC}/3$  | $V_5=2V_{DC}/3\angle240^\circ$ |
| 1     | 0     | 1     | $V_{DC}/3$   | $-2V_{DC}/3$ | $V_{DC}/3$   | $V_6=2V_{DC}/3\angle300^\circ$ |
| 1     | 1     | 1     | 0            | 0            | 0            | $V_7=0\angle0^\circ$           |

根据表 1 可以画出 6 个有效电压空间矢量和两个 0 矢量的通断情况的对应关系,如图 6 所示。

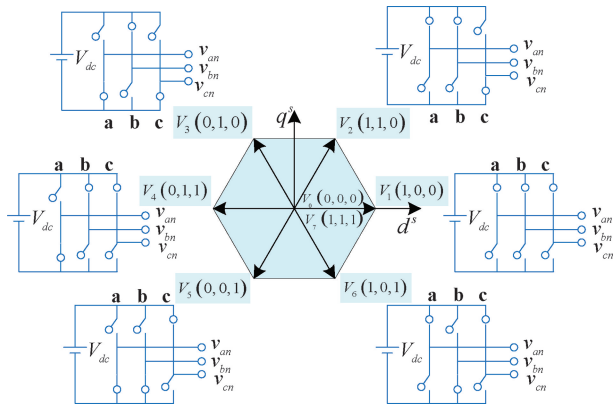


图6 开关与电压空间矢量的对应关系

Fig. 6 Correspondence between switches and voltage space vectors

## 2) 扇区判断模块

静止坐标下根据以下准则来确定  $U_{ref}$  扇区<sup>[12-13]</sup>:

准则 A: 若  $U_\beta > 0$ , 则  $A = 1$ ; 若  $U_\beta < 0$ , 则  $A = 0$ ;

准则 B: 若  $\sqrt{3}U_\alpha - U_\beta > 0$ , 则  $B = 1$ ; 若  $\sqrt{3}U_\alpha - U_\beta < 0$ , 则  $B = 0$ ;

准则 C: 若  $-\sqrt{3}U_\alpha - U_\beta > 0$ , 则  $C = 1$ ; 若  $-\sqrt{3}U_\alpha - U_\beta < 0$ , 则  $C = 0$ 。准则值汇总如表 2 所示<sup>[14]</sup>。

表 2 扇区分

Table 2 Dividing sectors

| 扇区  | 准则<br>(4) | C<br>(4) | B<br>(2) | A<br>(1) | 扇区分   |
|-----|-----------|----------|----------|----------|-------|
| I   | 0         | 1        | 1        | 1        | $N=3$ |
| II  | 0         | 0        | 1        | 1        | $N=1$ |
| III | 1         | 0        | 1        | 1        | $N=5$ |
| IV  | 1         | 0        | 0        | 0        | $N=4$ |
| V   | 1         | 1        | 0        | 0        | $N=6$ |
| VI  | 0         | 1        | 0        | 0        | $N=2$ |

其扇区分如下图 7 所示。

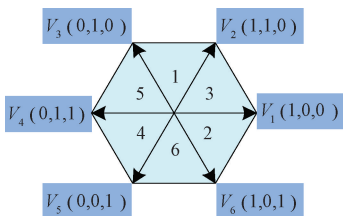


图7 扇区分

Fig. 7 Dividing sectors

## 3) 计算作用时间模块

定义 001, 010, 100 为各个扇区的主矢量<sup>[15-16]</sup>。而 110, 101, 011 为各个扇区的副矢量。记主矢量作用时间为  $T_1$ , 副矢量的作用时间为  $T_2$ , 用向量式表示:

$$\vec{U}_{ref} T_{sw} = \vec{U}_{100} T_1 + \vec{U}_{110} T_2 \quad (13)$$

得到  $T_1, T_2$  为:

$$T_1 = \sqrt{3} U_{ref} / U_{dc} \sin(60^\circ - \theta) T_{sw} \quad (14)$$

$$T_2 = \sqrt{3} U_{ref} / U_{dc} \sin \theta T_{sw} \quad (15)$$

其中,  $T_1, T_2$  为作用时间长度, 且  $U_{dc}$  与  $U_{ref}$  满足:

$$U_{ref} \leq (U_{dc} / \sqrt{3} \cos(\theta - 30^\circ))_{\min} \quad (16)$$

如图 8 所示为其电压矢量  $U_{ref}$  在空间的运动范围情况。

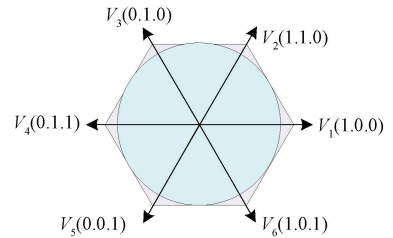


图8 期望电压矢量作用范围

Fig. 8 Expected voltage vector action range

除  $T_1, T_2$  外, 其余由  $0$  矢量来填补, 即:

$$T_{sw} = T_1 + T_2 + T_0 \quad (17)$$

在仿真时引入  $X, Y, Z$  变量, 来确定作用  $T_1, T_2$ , 即:

$$X = \sqrt{3} / U_{dc} T_{sw} U_\beta \quad (18)$$

$$Y = \sqrt{3} / U_{dc} T_{sw} (\sqrt{3} / 2 U_\alpha + 1 / 2 U_\beta) \quad (19)$$

$$Z = \sqrt{3} / U_{dc} T_{sw} (-\sqrt{3} / 2 U_\alpha + 1 / 2 U_\beta) \quad (20)$$

根据上述变量, 得出的扇区分布如表 3 所示。

表 3 XYZ 判断

Table 3 XYZ judgment

| 扇区    | 1 | 2  | 3  | 4  | 5  | 6  |
|-------|---|----|----|----|----|----|
| $T_1$ | Z | Y  | -Z | -X | X  | -Y |
| $T_2$ | Y | -X | X  | Z  | -Y | -Z |

## 4) 开关模式的优化

在一个周期  $T_{sw}$  内, 按表 3 得到作用时间  $T_1, T_2, T_0$ , 其在一个开关周期内的分配关系如图 9 所示。

根据合成的期望电压矢量  $U_{ref}$  所处的扇区, 分配  $T_a, T_b, T_c$  至逆变器的桥臂 A, B, C, 如表 4 所示。

根据三闭环原理图可以构建出 PMSM 伺服系统的仿真模型, 如图 10 所示, 系统的参数如下。

(1) 电机参数: 额定电压  $V_m = 24$  V; 额定转矩  $T_m = 0.48$  N·m; 额定电流  $i_m = 5.06$  A; 额定输出功率  $P_m = 200$  W; 额定转速为  $n_m = 4\,000$  rpm。



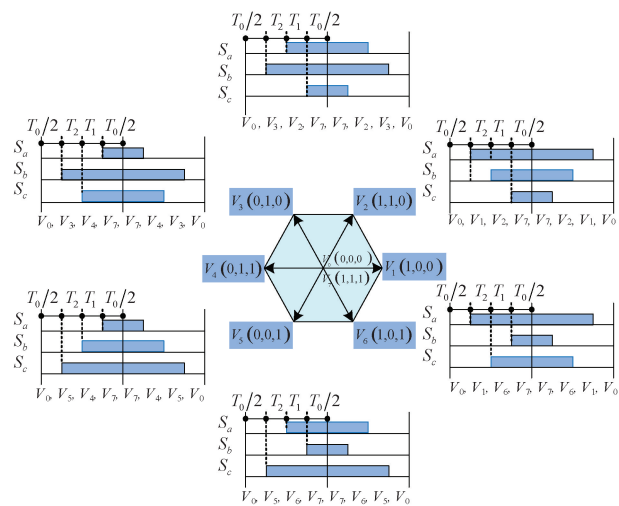


图 9 各个扇区的开关时序

Fig. 9 Switching timing of each sector

表 4 扇区分配

Table 4 Sector allocation

| 扇区 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 |
|----|---|---|---|---|---|---|
| A  | b | a | a | c | c | b |
| B  | a | c | b | b | a | c |
| C  | c | b | c | a | b | a |

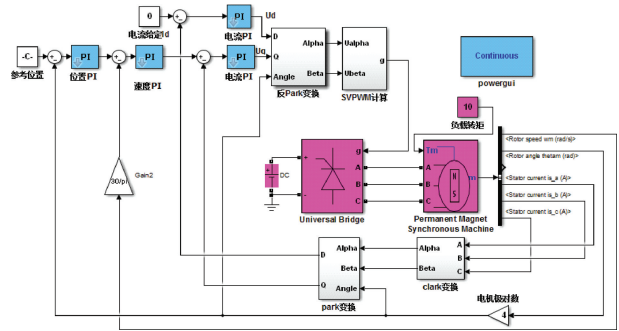


图 10 Simulink 中的三闭环控制系统仿真

Fig. 10 Simulation of three closed loop control system in Simulink

- (2)开关频率为 1 000 Hz
- (3)电源电压  $V_{dc} = 24\text{ V}$
- (4)给定负载  $T_e = 10\text{ N}\cdot\text{m}$
- (5)给定参考位置  $\theta^* = 9\pi/5$

3 PMSM 三闭环位置伺服系统实验结果

逆变器中包含了开关等强非线性环节,在此采用了增量调试,设计时先从电流内环开始整定,再整定转速环

的控制参数,最后整定位置环的参数。

试验中设定电流 PI 为  $K_p = 4, K_I = 200$ ;转速 PI 为  $K_p = 0.5, K_I = 100$ ;位置 PI 为  $K_p = 500, K_I = 500$ 。

3.1 电流环追踪情况分析:

如图 11 所示,一直较平稳的曲线为  $U_d$ ,震荡开始较大的曲线为  $U_q$ ,采用了  $i_d = 0$  的控制,经过 PI 调节调制后的  $U_d$  一直为 0,可以看出电流环在 0.03 s 和 0.46 s 后  $U_q$  有一定的震荡。由此可以说明在时间为 0.46 s 时,电机已经旋转到既定位置,具有较好的跟踪情况。

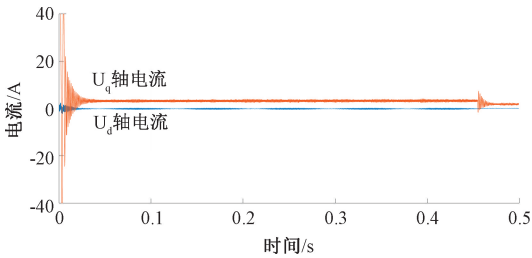


图 11 电流环仿真曲线

Fig. 11 Current loop simulation curve

3.2 速度环追踪情况分析

如图 12 所示,其速度稳定后一直保持在,在 0.46 s 后达到指定的位置,速度下降为零。

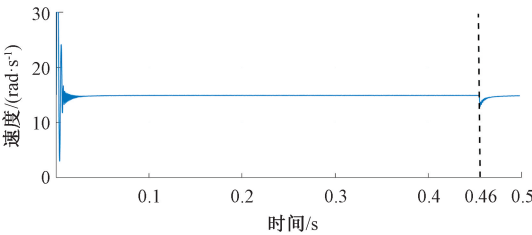


图 12 速度曲线

Fig. 12 Velocity curve

3.3 位置环追踪情况分析

如图 13 所示,参考位置为  $\theta^* = 9\pi/5$ ,最终的位置追踪值为  $\theta = 5.6^\circ$ 。

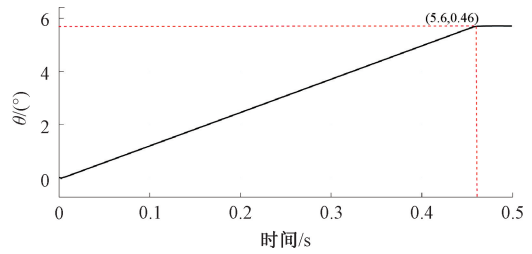


图 13 伺服电机位置曲线

Fig. 13 Position curve of servo motor

如图 14 所示为速度积分曲线。

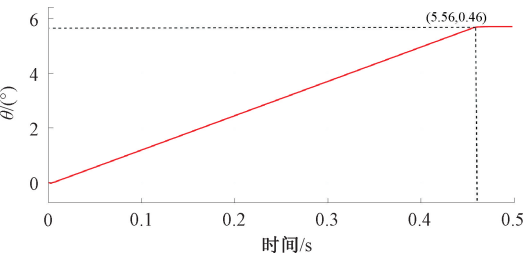


图 14 速度积分曲线  
Fig. 14 Curve of velocity integral

电机在 0.46 s 时达到  $\theta_s = 5.56^\circ$ ,这与位置的追踪值  $\theta$  相比其误差为  $s = 0.045$ , 进一步证明了此伺服系统的精确性。

3.4 其它参数结果分析

如图 15 所示为三相电流  $i_a, i_b, i_c$ , 在 0.46 s 时间伺服电机旋转到参考位置,正弦度较好。

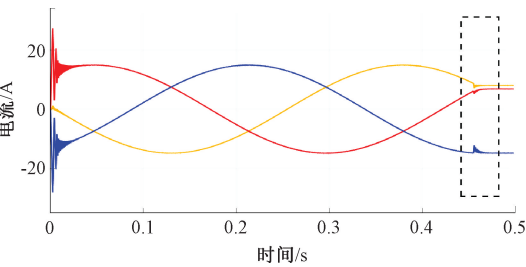


图 15 定子三相电流曲线  
Fig. 15 Three phase current curve of stator

电磁转矩如图 16 所示,电机转矩在稳定后一直保持在 10 N·m,说明电机运转平顺,无扭矩突变。

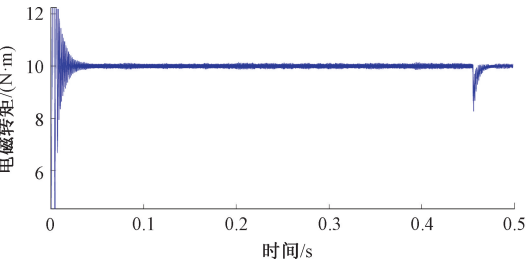


图 16 电磁转矩曲线  
Fig. 16 Torque of electric curve

3.5 原理样机实验结果

在实验室搭建了基于 DSP 的 PMSM 试验平台,如图 17 所示。

为验证此 PMSM 试验平台是否正常工作,通过在示

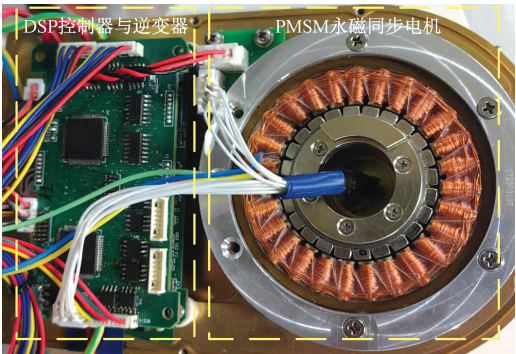


图 17 基于 TMS320F820X 的位置伺服样机  
Fig. 17 Positioning servo prototype based on TMS320F820X

波器上采集到的 PWM 端电压波形,观察到其波形宽度成正弦规律变化,说明此时 PMSM 永磁同步电机已经受控,如图 18 所示。

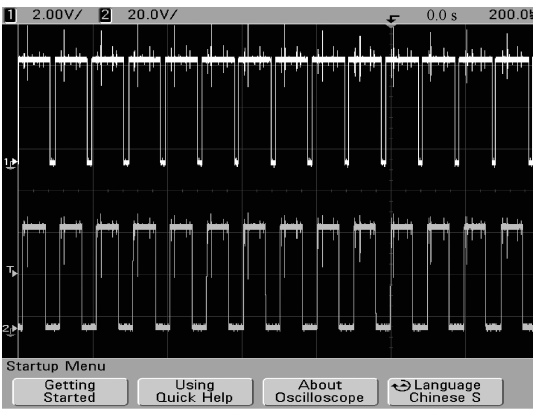
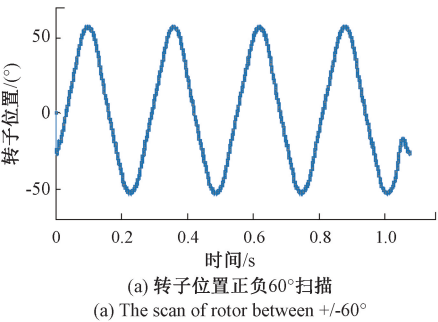


图 18 伺服系统的 PWM 波形  
Fig. 18 The PWM wave of PMSM

在实验过程中,设计电机在  $+60^\circ$  和  $-60^\circ$  之间进行俯仰扫描运动,如图 19(a) 所示看到位置控制的过渡平稳,如图 19(b) 所示为电机在扫描过程中的 Q 和 D 轴电流,控制系统采用了 D 轴电流为零的控制策略,因此 D 轴电流维持在零不变, Q 轴随着电机的加速和减速过程,电流出现周期性的变化。



(a) 转子位置正负  $60^\circ$  扫描  
(a) The scan of rotor between  $+/-60^\circ$

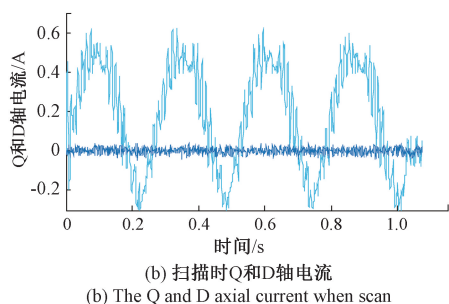


图 19 转子的空间位置扫描和 DQ 轴的电流曲线

Fig. 19 The spatial position scan of the rotor and the current curve of the DQ axis

## 4 结 论

本文主要研究了 PMSM 位置伺服控制系统。提出了一种同步电机三闭环位置控制系统模型,使位置伺服系统具有良好的跟定指定角度的能力。试验结果表明,该伺服电机控制模型可以在较短的时间内达到规定的角度,同时电机的扭矩响应曲线表明电机运行平顺,无扭矩突变,证明此系统模型具有较好的准确性和鲁棒性。

为验证其控制模型的工程可行性,搭建了基于 DSP+FPGA 双核的试验原理样机,试验中设定电机在  $+60^\circ$  和  $-60^\circ$  之间进行俯仰扫描运动,其响应曲线表明具有较好的平稳性,无抖震出现。试验现象说明位置伺服控制系统在实际运用中具有良好的动态性能。通过仿真模型和原理样机的对比,证明了此控制策略在 PMSM 位置系统中的有效性,具有在机械臂等高精度位置伺服系统中广泛的应用价值。在后续的试验可以尝试在此控制系统模型中引入滑模控制,来进一步提高此位置伺服系统的准确性和稳定性。

## 参考文献

- [1] 仇翔,俞立,南余荣. 永磁同步直线电机控制策略综述[J]. 微特电机,2005(10):39-43.  
QIU X, YU L, NAN YU R. Review of control strategy of permanent magnet synchronous linear motor[J]. Micro Motor,2005(10):39-43.
- [2] 陈涛,周扬忠. 六相串联三相双 PMSM 驱动系统低速区转子位置角高精度解耦观测研究[J]. 仪器仪表学报,2023,44(8):265-276.  
CHEN T, ZHOU Y ZH. Research on high-precision decoupling observation of rotor position angle in the low-speed region of a six phase series three-phase dual PMSM drive system [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument,2023,44(8):265-276.
- [3] 刘增文. 永磁同步电机性能、控制和选用探讨[J]. 中

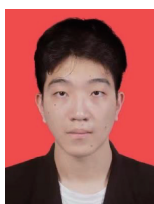
国设备工程,2023,525(11):145-147.

- LIU Z W. Discussion on the performance, control, and selection of permanent magnet synchronous motors [J]. China Equipment Engineering,2023,525(11):145-147.
- [4] 袁继成,徐松,蔡华祥,等. 机器人关节电机及其技术发展综述[J]. 微电机,2022,55(12):89-95.  
YUAN J CH, XU S, CAI H X, et al. Overview of robot joint motors and their technical development [J]. Micromotors,2022,55,(12):89-95.
- [5] 程诗卿,黄海波,卢军,等. 永磁同步电机矢量控制技术的研究与仿真[J]. 现代制造技术与装备,2023,59(4):1-3.  
CHNG SH Q, HUANG H B, LU J, et al. Research and simulation of permanent magnet synchronous motor vector control technology [J]. Modern Manufacturing Technology and Equipment, 2023,59(4):1-3.
- [6] XI X, GUO X, GAO C, et al. Sliding mode control of an outer-rotor magnetic-gear-integrated motor with a Halbach array [J]. Control Engineering Practice, 2023, 137: 105561.
- [7] MAMAT N, KARIM K A, IBRAHIM Z, et al. Bearingless permanent magnet synchronous motor using independent control [J]. International Journal of Power Electronics & Drive Systems, 2015, 6(2):233-241.
- [8] 陈伯时. 电力拖动自动控制系统[M]. 北京:机械工业出版社,2008,3:242-244.  
CHEN B SH. Electric drive automatic control system[M]. Beijing: Mechanical Industry Press, 2008, 3:242-244.
- [9] 刘锡均,谷爱昱,庞城洁. 基于 PID 代价函数的鲁棒型永磁同步电机模型预测控制[J]. 广东工业大学学报,2023,40(3):67-73.  
LIU X J, GU AI Y, PANG CH J. Robust model predictive control of permanent magnet synchronous motor based on PID cost function [J]. Journal of Guangdong University of Technology, 2023,40(3):67-73.
- [10] 周朝霞,伍诗雨,张亮,等. 预测电流型三相逆变器的 SVPWM 控制仿真分析[J]. 自动化技术与应用,2020,39(1):17-20,29.  
ZHOU CH X, WU SH Y, ZHANG L, et al. Simulation analysis of SVPWM control for predictive current source three-phase inverters [J]. Automation Technology and Application, 2020,39(1):17-20,29.
- [11] 刘鑫. 基于滑模控制的永磁同步电机矢量控制系统研究与仿真[J]. 科学技术创新,2023(7):196-199.  
LIU X. Research and simulation of permanent magnet synchronous motor vector control system based on sliding mode control [J]. Science and Technology Innovation,

2023 (7): 196-199.

- [12] 李瑾,李可迪. 基于优化SVPWM控制算法的三相电压型逆变器[J]. 冶金设备, 2023, 282(2): 6-11.  
LI J, LI K D. Three phase voltage source inverter based on optimized SVPWM control algorithm [J]. Metallurgical Equipment, 2023, 282 (2): 6-11.
- [13] 任智博,周浩. 高性能位置伺服控制系统的Simulink仿真研究[J]. 数字海洋与水下攻防, 2019, 2(1): 58-61, 72.  
REN ZH B, ZHOU H. Simulink simulation research on high-performance position servo control system [J]. Digital Ocean and Underwater Attack and Defense, 2019, 2(1): 58-61, 72.
- [14] 李建军,司宾强,陈少华,等. 六相开绕组永磁同步电机通四相SVPWM控制方法[J]. 电力电子技术, 2023, 57(11): 23-25, 34.  
LI J J, SI B Q, CHEN SH H, et al. Four-phase SVPWM control method for six-phase open-winding permanent magnet synchronous motor[J]. Power Electronics, 2023, 57(11): 23-25, 34.
- [15] 蒋说东,刘训龙,张玮,等. 基于TMS320F28335的永磁同步直线电机伺服控制系统设计[J]. 电力设备管理, 2021(8): 112-114.  
JIANG SH D, LIU X L, ZHANG W, et al. Design of permanent magnet synchronous linear motor servo control system based on TMS320F28335 [J]. Electric Power Equipment Management, 2021(8): 112-114.
- [16] 王富利,张瑞,赵浩. 基于改进指数趋近律的PMSM滑模观测器控制策略[J]. 黑龙江电力, 2023, 45(5): 393-397.  
WANG F L, ZHANG R, ZHAO H. PMSM sliding mode observer control strategy based on improved exponential reaching law [J]. Heilongjiang Electric Power, 2023, 45(5): 393-397.

## 作者简介



王禹智, 2023 年于南京理工大学获得学士学位, 现为南京理工大学在读研究生, 主要研究方向为测控技术及仪器。

E-mail: 3311214331@qq.com

**Wang Yuzhi** received his B. Sc. degree from Nanjing University of Science and Technology in 2023. He is currently a M. Sc. candidate at Nanjing University of Science and Technology. His main research interests include measurement and control technology and instruments.



吴志强(通信作者), 2003 年于西北工业大学获得学士学位, 2006 年于西北工业大学获得硕士学位, 2009 年于西北工业大学获得博士学位, 现为南京理工大学讲师, 主要研究方向为嵌入式系统开发与组合导航系统。

E-mail: wuzhiqiang@njjust.edu.cn

**Wu Zhiqiang** (Corresponding author) received his B. Sc. degree from Northwestern Polytechnic University in 2003, his M. Sc. degree from Northwestern Polytechnic University in 2006, and his Ph. D. degree from Northwestern Polytechnic University in 2009. He is currently a lecturer at Nanjing University of Science and Technology. His main research interests include embedded system development and integrated navigation system.



徐世超, 2023 年于南京理工大学获得学士学位, 现为南京理工大学研究生, 主要研究方向为嵌入式系统开发。

E-mail: 1954474859@qq.com

**Xu Shichao** received his B. Sc. degree from Nanjing University of Science and Technology in 2023. He is currently a M. Sc. candidate at Nanjing University of Science and Technology. His main research interest includes embedded system development.