

# 基于矢量控制的永磁同步电机控制方法研究

张会娟, 姚艳艳, 刘建娟, 吴才章, 陈红梅

(河南工业大学 电气工程学院, 郑州 450000)

**摘要:** 永磁同步电机 (permanent magnet synchronous motor, PMSM) 是一个多变量、强耦合的控制对象, 为了提高 PMSM 的控制精度, 采用矢量控制对其进行解耦控制; 首先, 在三相静止坐标系下建立 PMSM 的数学模型, 并根据幅值相等和总磁动势不变原则进行 Clark、Park 坐标变换, 得到两相旋转坐标系下电机的数学模型; 其次, 深入研究电压空间矢量脉宽调制 (Space Vector Pulse Width Modulation, SVPWM) 技术, 采用 7 段调制方式进行脉宽调制, 输出作用于逆变器的 PWM 波形实现 PMSM 高精度闭环控制; 最后, 基于 MATLAB/Simulink 建立 PMSM 控制系统的仿真模型, 对矢量控制性能进行验证; 仿真结果表明: 矢量控制技术可以实现 PMSM 的高精度控制。

**关键词:** 永磁同步电机; 矢量控制; Clark、Park 坐标变换; 空间矢量脉宽调制

## Research on Method of PMSM Based on Vector Control

Zhang Huijuan, Yao Yanyan, Liu Jianjuan, Wu Caizhang, Chen Hongmei

(College of Electrical Engineering, Henan University of Technology, Zhengzhou 450001, China)

**Abstract:** In this paper, the method of vector control was used to improve the precision of permanent magnet synchronous motor (PMSM) control system which was a multi-variable and strongly coupling control system. Firstly, this paper established a mathematical model of PMSM under the three-phase stationary coordinate frame, and then the Clark and Park coordinate transformations are carried out according to the principle of equal amplitude and constant total magnetomotive force to obtain another model of PMSM in the two-phase rotating coordinate system. Secondly, the voltage space vector pulse width modulation (SVPWM) technology is deeply studied in this paper. In order to improve the accuracy of the closed-loop control of PMSM, the modulation method of seven segment was adopted to generate the PWM waveform which could act on the inverter. Finally, a simulation model of the PMSM control system is established in MATLAB/Simulink to verify the performance of vector control technology. And the results show that the high precision control of PMSM can be achieved by the vector control technology.

**Keywords:** PMSM; vector control; Clark and Park transformation; SVPWM

## 0 引言

PMSM 制作工艺得到发展的同时, 其控制策略也得到了快速发展<sup>[1-2]</sup>。PMSM 本身就是一个多变量、强耦合的控制对象, 对其控制参数进行解耦是提高电机控制精度最有效的方法。矢量控制和直接转矩控制是最为常见的解耦控制策略<sup>[3-5]</sup>。矢量控制首先将定子电流分解为电磁转矩电流和励磁电流, 实现电机电流参数的解耦, 再对两个电流分量进行独立控制, 最终实现 PMSM 的解耦控制, 其控制效果在一定程度上依赖于电机数学模型的准确型<sup>[6]</sup>。矢量控制是从定子磁链着手研究, 通过坐标转换, 将定子磁链转换到与转子磁链方向上进行控制, 因此, 该方法也被称为磁场定向控制<sup>[7-8]</sup>。直接转矩控制与矢量控制的相同之处在其控制也是基于 PMSM 数学模型进行控制, 但对模型的依赖程度比较低; 不同之处在于直接转矩控制, 不需坐标系之间的相互转化, 而是直接对电机的总磁链进行研究<sup>[9]</sup>。

矢量控制虽然对电机数学模型有一定的依赖, 但是该方法控制下的 PMSM 系统稳定性更好, 响应速度快。 $i_d = 0$  控制、 $\cos\varphi = 1$  控制、最大转矩/电流比控制、弱磁控制、最大效率控制等<sup>[10-12]</sup>是较常见的矢量控制方法。其中  $i_d = 0$  矢量控制应用最广, 该策略在控制过程中电机的转矩角一直保持  $90^\circ$  不变, 因此该方法又被称为恒转矩角控制。此外, 无论是表贴式还是内置式 PMSM,  $i_d = 0$  矢量控制效果可以与直流电机相媲美, 尤其是在低速范围内, 控制效果更为突出<sup>[13]</sup>。因此, 本文采用  $i_d = 0$  矢量控制对 PMSM 进行深入研究。

## 1 PMSM 数学模型

### 1.1 PMSM 工作原理

电动机有多种工作模式, 具体工作于哪种模式不仅与电机定子绕组的结构有关, 还与绕组的连接形式有关。本文选取的 PMSM 定子绕组采用的 Y 型连接, 单极电机定、

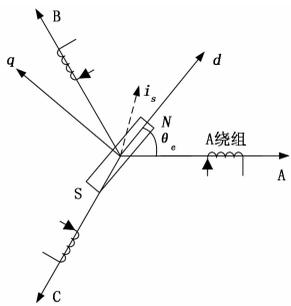
收稿日期: 2020-04-15; 修回日期: 2020-06-16。

基金项目: 国家自然科学基金青年基金(51805148); 河南省科技攻关计划项目(192102210066); 河南工业大学河南省省属高校基本科研业务费专项资金(2018QNJH28); 河南省高等学校青年骨干教师培养计划(2017GGJS071)。

作者简介: 张会娟(1988-), 河南焦作人, 博士, 讲师, 主要从事电机伺服控制与磁轴承控制方向的研究。

引用格式: 张会娟, 姚艳艳, 刘建娟, 等. 基于矢量控制的永磁同步电机控制方法研究[J]. 计算机测量与控制, 2021, 29(1): 77-81.

转子磁场相互作用示意图如图 1 所示。



注:  $\theta_e$  为 A 轴与 d 轴的夹角, 即空间电角度

图 1 定子磁场与转子磁铁作用力示意图

电机转子静止时, 如果向电机三相绕组通入直流电流, 将会定子侧产生定子磁场, 其方向近似为图中合成  $i_s$  所指方向。此时, 定子磁场与永磁体产生的转子磁场相互作用产生电磁转矩, 转子就会受到电磁转矩而转动; 当转子转动时, 电磁转矩也将会随电机定、转子磁场位置的变化而变化。为了实现转速的控制, 希望电机转子受到的作用力保持恒定, 即产生恒定的电磁转矩。因此, 需要一种力量消除电机转子旋转产生的机械旋转磁场, 常用的消除办法是在定子侧形成一个圆形的电气旋转磁场。因此, 电机转速为:

$$n = \frac{60f}{n_p} \quad (1)$$

式中,  $n$  为转速 (r/min);  $n_p$  为磁极对数 (个);  $f$  为交流电频率 (Hz)。

### 1.2 ABC 静止坐标系下 PMSM 数学模型

PMSM 定子电压状态方程:

$$\begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_A \\ \psi_B \\ \psi_C \end{bmatrix} \quad (2)$$

式中,  $u_A, u_B, u_C$  为 A、B、C 三相相电压 (V);  $i_A, i_B, i_C$  为相电流 (A);  $\psi_A, \psi_B, \psi_C$  为全磁链 (Wb), 其取值不仅与相电流有关, 还与电角度  $\theta_e$  (图 1 中 A 轴与 d 轴的夹角) 有关;  $R_s$  为单相绕组阻值 ( $\Omega$ )。

三相定子绕组全磁链方程为:

$$\begin{bmatrix} \psi_A \\ \psi_B \\ \psi_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{AA} & M_{AB} & M_{AC} \\ M_{BA} & L_{BB} & M_{BC} \\ M_{CA} & M_{CB} & L_{CC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \psi_{fA} \\ \psi_{fB} \\ \psi_{fC} \end{bmatrix} \quad (3)$$

式中,  $L_{AA}, L_{BB}, L_{CC}$  为绕组自感 (H);  $M_{AB}, M_{AC}, M_{BA}, M_{BC}, M_{CA}, M_{CB}$  为绕组间互感 (H);  $\psi_{fA}, \psi_{fB}, \psi_{fC}$  是永磁磁链在定子侧分量 (Wb), 由于本文采用的是正弦波 PMSM, 所以该永磁磁链满足:

$$\begin{bmatrix} \psi_{fA} \\ \psi_{fB} \\ \psi_{fC} \end{bmatrix} = \psi_f \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) \\ \cos(\theta_e - 2\pi/3) \\ \cos(\theta_e - 4\pi/3) \end{bmatrix} \quad (4)$$

式中,  $\psi_f$  为永磁体磁链峰值。

电动机正常工作时, PMSM 的磁能储能为:

$$W_m = \frac{1}{2} \sum_j i_j \psi_j (j = A, B, C) \quad (5)$$

电磁转矩方程为:

$$T_e = \frac{\partial W_m}{\partial \theta_m} = n_p \cdot \frac{\partial W_m}{\partial \theta_e} = \frac{n_p}{2} (i_A \bar{\psi}_A + i_B \bar{\psi}_B + i_C \bar{\psi}_C) \quad (6)$$

式中,  $\theta_m$  是电机转子位置角度 (rad), 满足  $\theta_m = n_p \theta_e$ 。

电机运动方程为:

$$T_e - T_L = \frac{J}{n_p} \frac{d\omega}{dt} \quad (7)$$

式中,  $T_L$  为负载转矩 (N·m);  $\omega$  为机械角速度 (rad/s);  $J$  为转动惯量 ( $\text{kg} \cdot \text{m}^2$ )。

综上, PMSM 在 ABC 坐标系下的数模型各个变量之间存在较强的耦合性, 基于此模型很难实现电机的高精度控制, 因此, 需要进一步简化模型。

### 1.3 dq 旋转坐标系下 PMSM 数学模型

为了实现 PMSM 控制, 关键在于如何控制电机的转子。因此, 以转子为参照物建立 dq 旋转坐标系更容易实现电机的控制。但是从 ABC 坐标系到 dq 坐标系 PMSM 数学模型很难直接进行转换, 因此引入了  $\alpha\beta$  静止坐标系进行过渡, 三种坐标系间的关系如图 2 所示。

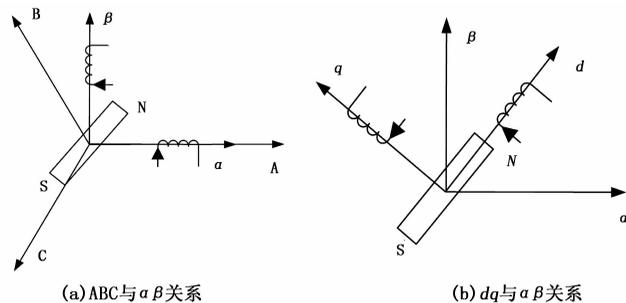


图 2 不同坐标系间的空间矢量图

为了实现 PMSM 数学模型在各个坐标系之间的电磁转化, 本文主要根据幅值相等和总磁动势不变原则进行转换。ABC 坐标系到  $\alpha\beta$  坐标系下的转换为 Clark 变换, 其变换矩阵为  $C_{3s/2s}$  见式:

$$C_{3s/2s} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \quad (8)$$

式中,  $3s$  表示 ABC 静止坐标系,  $2s$  表示  $\alpha\beta$  静止坐标系。

Clark 逆变换矩阵为  $C_{2s/3s}$  见式:

$$C_{2s/3s} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \quad (9)$$

$\alpha\beta$  坐标系到 dq 坐标系下的转换称为 Park 变换, 其变换矩阵为  $C_{2s/2r}$  见式:

$$C_{2s/2r} = \begin{bmatrix} \cos\theta_e & \sin\theta_e \\ -\sin\theta_e & \cos\theta_e \end{bmatrix} \quad (10)$$

式中,  $2r$  表示 dq 旋转坐标系。

Park 逆变换矩阵为  $C_{2r/2s}$  见式:

$$C_{2r/2s} = \begin{bmatrix} \cos\theta_e & -\sin\theta_e \\ \sin\theta_e & \cos\theta_e \end{bmatrix} \quad (11)$$

基于以上变换, 建立  $dq$  旋转坐标系 PMSM 数学模型, 电压方程为:

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\omega_e & 0 \\ 0 & \omega_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} \quad (12)$$

式中,  $u_d, u_q$  定子电压 (V);  $\omega_e$  是电角速度 (rad/s), 满足  $\omega_e = n_p\omega$ ;  $i_d, i_q$  定子电流 (A);  $\psi_d, \psi_q$  电机磁链 (Wb), 其表达式满足式:

$$\begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \psi_f \\ 0 \end{bmatrix} \quad (13)$$

式中,  $L_d, L_q$  为定子电感, 表贴式 PMSM 有式  $L_d = L_q$  成立。

在  $dq$  旋转坐标系下, 转矩方程为:

$$T_e = 1.5n_p(\psi_d i_q - \psi_q i_d) \quad (14)$$

将磁链方程代入转矩方程, 整理可得 PMSM 的转矩方程为:

$$T_e = 1.5n_p(\psi_f i_q - \psi_q i_d) = 1.5n_p i_q \psi_f \quad (15)$$

电机运动平衡方程为:

$$T_e - T_L = \frac{J}{n_p} \frac{d\omega}{dt} \quad (16)$$

由上式可知, 电机的电磁转矩与转速变化率成正比, 因此可以通过电磁转矩实现电机转速控制。观察电机的转矩方程可知, 表贴式 PMSM 的转矩与转矩电流成正比。因此在整个 PMSM 控制系统中, 可以通过控制转矩电流实现电机转矩控制, 进而实现电机转速控制。

## 2 PMSM 矢量控制系统

### 2.1 PMSM 矢量控制系统概述

PMSM 矢量控制可以独立控制电机的转矩和励磁电流。 $i_d = 0$  是励磁电流输入为零的矢量控制, 该方法使得电机定子电流全部用于电机的转矩控制, 其工作效率得以大大提高。为了达到本文所选电机的控制要求, 采用  $i_d = 0$  的矢量控制, 其系统框图如图 3 所示。

$i_d = 0$  矢量控制是双闭环 (电流环和速度环) 控制系统。为了实现电机的高精度控制, 速度环调节至关重要。

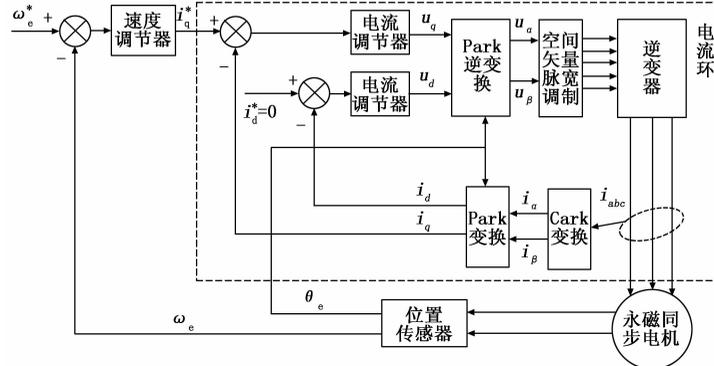


图 3 PMSM 矢量控制系统框图

速度调节器通过调节电机转速误差 (给定转速  $\omega_e^*$  与位置传感器检测转速  $\omega_e$  的差) 输出期望电机转矩电流  $i_q^*$  并作用于电流环。电流环包含交、直流电流控制两个环路: 交、直流电流控制环的输入信号分别是转矩电流  $i_q^*$  和  $i_d^* = 0$ , 反馈信号分别是转矩电流  $i_q$  和励磁电流  $i_d$ 。电流环主要是通过调控电机交直、轴电流误差输出交、直流电压  $u_q, u_d$ , Park 逆变换后, 经空间脉宽调制输出作用于逆变器的 PWM 波形, 从而实现电机闭环控制。

### 2.2 PMSM 空间脉宽调制

空间矢量脉宽调制是矢量控制的关键技术之一, 传统的空间脉宽调制技术是以产生标准的电压正弦波形为主要控制目的, 但是该方法使得输入电机绕组的电流波形无法得到保证。因此电压空间矢量脉宽调制技术应用而生。三相两电平型逆变器电路原理图如图 4 所示。

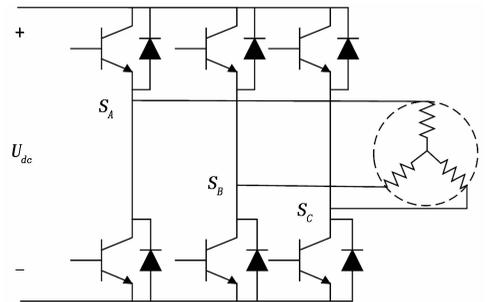


图 4 三相两电平型逆变器电路原理图

由图 4 可知, 该逆变器主要包括三相桥臂  $S_A, S_B, S_C$  (由六个功率器件组成), 并分别与电机的三相绕组连接。逆变器正常工作时, 每相桥臂的上下桥臂的功率器件不同时导或关闭。如此, 每相桥臂就相当于一个开关, 每个开关各有两种导通状态, 共由  $2^3$  个开关组合。不同开关组和状态下的 PMSM 基本电压矢量  $U_s$  见表 1。

表 1 逆变器基本电压空间矢量

开关状态	$U_s$							
	$U_0$	$U_1$	$U_2$	$U_3$	$U_4$	$U_5$	$U_6$	$U_7$
$S_A S_B S_C$	000	001	010	011	100	101	110	111

计算表 1 中 8 个基本电压矢量的幅值, 除了  $U_0$  和  $U_7$  这两个零矢量外, 其余电压的幅值均为  $2U_{dc}/3$ , 并将  $\alpha\beta$  坐标系分为了 6 个扇区如图 5 所示。

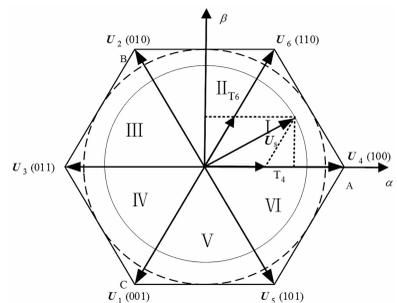


图 5 PMSM 电压空间矢量图

为了形成圆形的磁链，仅仅通过以上 8 个基本的空间矢量电压是远远不够的，但可以通过快速更替以上 8 个基本矢量电压，从而使产生的定子磁链近似圆形磁链。本文的 SVPWM 采用的平均值等效原则，根据要输出的空间矢量电压  $U_s$  所在的位置，首先判断所在的扇区，其次确定划分该扇区的两个基本空间矢量电压，最后由这两个基本电压合成  $U_s$ 。

### 2.3 SVPWM 算法实现

基于 PMSM 空间矢量脉宽调制的工作原理，SVPWM 算法可分三步完成，具体实现过程如下。

#### 1) 电压矢量 $U_s$ 的扇区判断

为了判断电压矢量  $U_s$  所在的扇区，可以通过分析不同扇区时， $U_s$  在  $\alpha\beta$  轴上的电压分量规律进行判断。不妨设三个参考电压变量  $U_{ref1}, U_{ref2}, U_{ref3}$  满足：

$$\begin{cases} U_{ref1} = u_\beta \\ U_{ref2} = \frac{\sqrt{3}}{2}u_\alpha - \frac{1}{2}u_\beta \\ U_{ref3} = -\frac{\sqrt{3}}{2}u_\alpha - \frac{1}{2}u_\beta \end{cases} \quad (17)$$

定义三个变量  $a, b, c$ ，则有以下规则成立：

当  $U_{ref1} > 0$  时， $a = 1$ ，否则  $a = 0$ ；

当  $U_{ref2} > 0$  时， $b = 1$ ，否则  $b = 0$ ；

当  $U_{ref3} > 0$  时， $c = 1$ ，否则  $c = 0$ 。

令  $N = 4c + 2b + a$ ，则  $N$  取值与扇区的关系见：

表 2  $N$  取值与扇区的关系

$N$	3	1	5	4	6	2
扇区	I	II	III	IV	V	VI

#### 2) 基本电压矢量作用时间计算

电压矢量  $U_s$  在  $\alpha\beta$  轴上的电压分量  $u_\alpha, u_\beta$  别为：

$$\begin{cases} u_\alpha = |U_s| \cos\theta = \frac{T_4}{T_s} |U_4| + \frac{T_6}{T_s} |U_6| \cos \frac{\pi}{3} \\ u_\beta = |U_s| \sin\theta = \frac{T_6}{T_s} |U_6| \sin \frac{\pi}{3} \end{cases} \quad (18)$$

已知  $|U_4| = |U_6| = 2U_{dc}/3$ ，式可变形为：

$$\begin{cases} T_4 = \frac{\sqrt{3}T_s}{2U_{dc}}(\sqrt{3}u_\alpha - u_\beta) \\ T_6 = \frac{\sqrt{3}T_s}{U_{dc}}u_\beta \end{cases} \quad (19)$$

以上完成了电压矢量  $U_s$  在第 I 扇区时在相邻基本矢量电压上作用时间的计算，用同样的方法不难计算  $U_s$  在其他扇区的作用时间，在此将不进行详尽的推导。根据推导结果，总结规律如下，令：

$$\begin{cases} X = \frac{\sqrt{3}T_s}{U_{dc}}u_\beta \\ Y = \frac{\sqrt{3}T_s}{U_{dc}}(\frac{\sqrt{3}}{2}u_\alpha + \frac{1}{2}u_\beta) \\ Z = \frac{\sqrt{3}T_s}{U_{dc}}(-\frac{\sqrt{3}}{2}u_\alpha + \frac{1}{2}u_\beta) \end{cases} \quad (20)$$

因此，通过以上  $X, Y, Z$  三个参考变量，很容易对推到结论进行总结。电压矢量  $U_s$  在各个扇区作用时间与  $N$  的关系见表 3。

表 3 各扇区作用时间与  $N$  的关系

$N$	1	2	3	4	5	6
$T_x$	$Z$	$Y$	$-Z$	$-X$	$X$	$-Y$
$T_y$	$Y$	$-X$	$X$	$Z$	$-Y$	$-Z$
$T_0, T_7$	$T_0 = T_7 = (T_s - T_4 - T_6)/2$					

注： $T_x$  为电压空间矢量  $U_s$  在主矢量 ( $U_1, U_2, U_4$ ) 上的作用时间； $T_y$  为  $U_s$  在辅矢量 ( $U_3, U_5, U_6$ ) 上的作用时间。

#### 3) 扇区矢量切换点的确定

根据 7 段式 SVPWM 算法，定义：

$$\begin{cases} T_A = (T_s - T_4 - T_6)/4 \\ T_B = T_A + T_4/2 \\ T_C = T_B + T_6/2 \end{cases} \quad (21)$$

根据以上定义的  $T_A, T_B, T_C$  时间，扇区矢量切换点  $T_{cm1}, T_{cm2}, T_{cm3}$  与  $N$  的关系如表 4 所示。

表 4 各扇区时间切换点

$N$	1	2	3	4	5	6
$T_{cm1}$	$T_B$	$T_A$	$T_A$	$T_C$	$T_C$	$T_B$
$T_{cm2}$	$T_A$	$T_C$	$T_B$	$T_B$	$T_A$	$T_C$
$T_{cm3}$	$T_C$	$T_B$	$T_C$	$T_A$	$T_B$	$T_A$

## 3 仿真实证

### 3.1 仿真条件

为了验证矢量控制算法对 PMSM 的控制效果，根据其系统框图（如图 3 所示）在 MATLAB/Simulink 上搭建仿真模型。设置如下仿真条件：逆变器直流侧电压  $U_{dc} = 310$  V，开关频率 10 kHz。速度控制器的 PI 参数对电机的工作性能有很大的影响，传统 PI 控制器一般需要手动调节。经调试速度环比例、积分参数分别为  $k_p = 0.27, k_i = 0.05$ 。此外，所选电机仿真参数详见表 5。

表 5 永磁同步电机仿真参数

参数名称	参数值
电阻/ $\Omega$	2.875
永磁磁链/Wb	0.175
转动惯量/ $(\text{kg} \cdot \text{m}^2)$	0.000 8
电感/mH	0.00153
极对数/个	4

### 3.2 仿真结果与分析

本文将在转速突变和负载突变两种情况下分析 PMSM 矢量伺服控制系统性能。为了便于观察设仿真时间为 0.16 s，下面将简单介绍仿真过程。

1) 在 0~0.04 s 内，电机以 3 000 r/min 的初始速度空载启动，保持 3 000 r/min 的速度不变；

2) 在 0.04 s 时刻，电机转速突降为 2 500 r/min，在

0.4~0.1 s 内以 2 500 r/min 的速度空载运行;

3) 在 0.1 s 时刻, 电机负载突加为 5 N·m; 在 0.1~0.16 s 内, 电机以 2 500 r/min 的速度, 5 N·m 的负载运行。

$i_d = 0$  矢量控制 PMSM 转速响应曲线如图 6 所示。

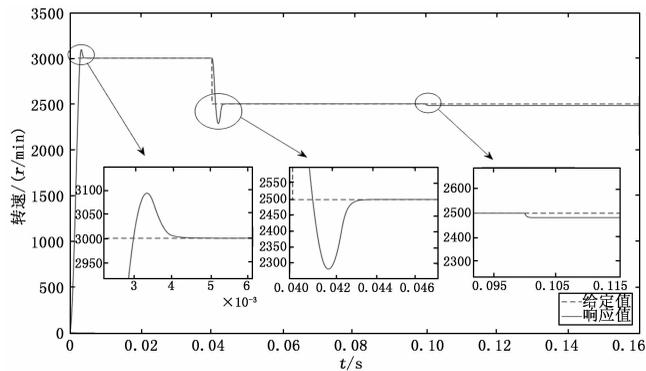


图 6 PMSM 转速响应曲线

图中虚线表示电机给定转速, 实线是电机转速响应曲线。该速度响应曲线总共包括三个阶段, 首先是电机启动阶段, 电机以 3 000 r/min 的速度空载启动, 电机转速从零开始增加, 上升时间约为 0.002 0 s, 调节时间约为 0.003 5 s ( $\pm 2\%$ ), 并产生了 3.1% 的超调。其次是电机降速阶段, 在 0.04 s 处, 电机转速突降为 2 500 r/min, 经过 0.002 6 s 的调节趋于稳定, 此过程产生了 8.56% 的超调。最后是电机负载突变阶段, 在 0.1 s 处, 电机负载由零突加到 5 N·m, 转速波形产生波动, 产生了 0.72% 的超调。由于本文选择的电机的转动惯量很小, 当电机负载突变时, 其调节时间不易求取。因此, 在此不做更多的分析。

$i_d = 0$  矢量控制 PMSM 转矩响应曲线如图 7 所示。

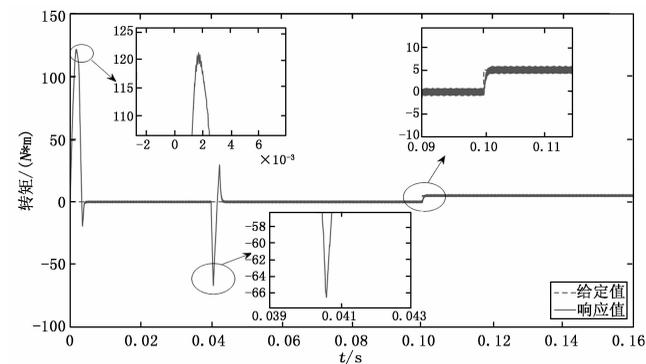


图 7 PMSM 转矩响应曲线

从 PMSM 仿真过程可知, 电机是空载启动的, 直到 0.1 s 时刻才给电机加了 5 N·m 的负载, 所以理想条件下电机转矩响应曲线正如图虚线, 实线表示电机转矩响应曲线。为了分析电机不同情况下对电机转矩响应的影响, 本文将从三个阶段进行分析。首先是电机启动阶段, 电机空载启动, 从电机转矩响应曲线观察可得电机转矩随转速的增加产生了大的波动, 产生了 121.4 N·m 的最大偏差。经

0.003 5 s 的调节, 电机完成提速的同时, 电机将不再输出转矩。其次是电机降速阶段, 在 0.04 s 处电机转速突降, 电机降速的过程中, 电机转矩也增大, 最大偏差为 66.57 N·m。降速完成后, 电机转矩再次将为零。最后是电机负载突变阶段, 在 0.1 s 处电机负载突加到 5 N·m, 经 0.000 8 s 电机转矩响应曲线无超调稳定于 5 N·m。

通过以上理论分析可知 SVPWM 算法最终输出的是逆变器开关时间切换点  $T_{cm1}$ 、 $T_{cm2}$ 、 $T_{cm3}$  波形, 该波形也被称为电机三相调制波图 8 所示。由图可得每相波形都呈马鞍状分布, 从而提高电机母线电压的利用率。

本文将三相调制波形两两做差可得图 8 处理后的调制波, 观察处理后波形正是相位相差  $120^\circ$  呈正弦分布的三相波形, SVPWM 算法可以用于 PMSM 控制。

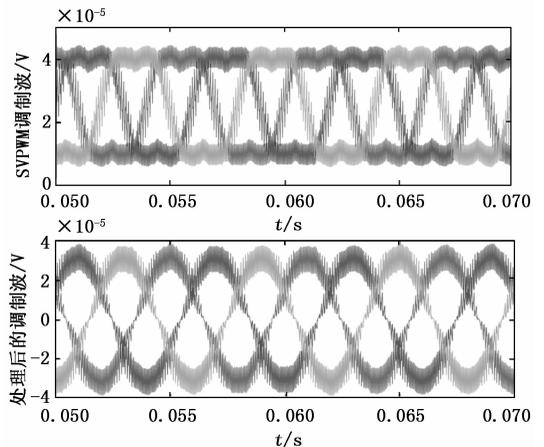


图 8 SVPWM 三相调制信号及其处理信号

$i_d = 0$  矢量控制 PMSM 三相电流响应曲线如图 9 所示。

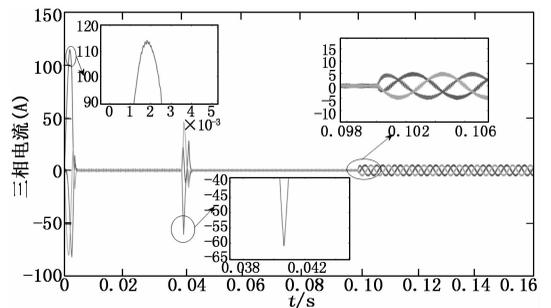


图 9 PMSM 三相电流响应曲线

下面将从以下三个阶段进行分析, 首先是电机启动阶段, 电机空载启动时, 电机转速增加的同时, 三相电流也随之增大, 最大波动值为 114.7 A。电机完成提速后, 电机三相电流趋于零。其次是电机转突降阶段, 在 0.04 s 处电机转速突降为 2 500 r/min, 电机三相电流也随之产生波动, 最大波动值为 60.84 A。电机降速完成后, 三相电流再次趋于零。最后是电机负载突变阶段, 在 0.1 s 处给电机突加 5 N·m 的负载, 三相电流经 0.000 8 s 调节后趋于稳定, 拖动电机负载运行, 且波形呈正弦规律变化。

(下转第 86 页)