

双三相永磁同步电机多矢量控制技术研究

张华强¹,罗世军¹,刘陵顺²

(1. 哈尔滨工业大学(威海) 电气工程系, 山东 威海 264209;

2. 海军航空工程学院 控制工程系, 山东 烟台 264001)

摘要: 传统空间矢量调制技术只控制 α - β 平面的电压参考矢量, 忽视了 x - y 平面的电压参考矢量, 因此 x - y 平面产生较大的电流谐波分量, 导致电机定子铜耗增加, 影响电机控制性能。以双三相永磁同步电机为研究对象, 采用2种4矢量SVPWM调制策略, 同时控制 α - β 平面和 x - y 平面的电压参考矢量。结合电机解耦数学模型和基于 $i_d=0$ 的矢量控制技术, 对双三相永磁同步电机调速系统进行仿真分析。结果表明, 两种SVPWM控制算法能够提高直流母线电压的利用率, 输出电压接近正弦, 电磁转矩脉动小, 电流谐波含量少, 定子铜耗低, 验证了该方法的可行性和有效性。

关键词: 双三相永磁同步电机; 空间矢量调制; 解耦模型; 仿真

中图分类号: TM351

文献标识码: A

Study on Multi-vector Control Technique for Dual Three-phase Permanent Magnet Synchronous Motor

ZHANG Hua-qiang¹, LUO Shi-jun¹, LIU Ling-shun²

(1. Department of Electrical Engineering, Harbin Institute of Technology at Weihai,

Weihai 264209, Shandong, China; 2. Department of Control Engineer,

Naval Aeronautical and Astronautical University, Yantai 264001, Shandong, China)

Abstract: The voltage reference vectors in α - β plane are controlled according to the traditional space vector pulse width modulation (SVPWM) technique for dual three-phase permanent magnet synchronous motor (PMSM), but some are neglected in x - y plane. Therefore, some larger current harmonic components in x - y plane are produced, this lead to increase the copper consumption in stator windings and the control performance of the PMSM become bad. Taking the dual three-phase PMSM as the study object and adopting two kinds of four-vector SVPWM strategies, these voltage reference vectors both in α - β and in x - y plane were controlled at the same time. The PMSM decoupling model and the vector control method based on $i_d=0$ were used to control the dual three-phase PMSM in variable speed system. Simulation results show that both of the two SVPWM strategies can improve the DC bus utilization. The output voltage is approaching the standard sinusoidal, the harmonic components are fewer and the copper consumption is lower. Its effectiveness and feasibility are validated.

Key words: dual three-phase permanent magnet synchronous motor(PMSM); space vector pulse width modulation (SVPWM); decoupling model; simulation

1 引言

随着船舶电力推进、机车牵引、多电飞机和核电站水循环系统等对功率等级和可靠性要求越来越高, 多相电机调速系统因具有低压大功率

输出、低次谐波含量少、转矩脉动小, 动、静态性能稳定, 系统可靠性和容错性高^[1-4]等优点而倍受关注。

本文以双三相永磁同步电机(PMSM)为研究对象, 采用矢量控制技术研究其调速性能。由

基金项目:国家自然科学基金(51377168);科技部创新基金(11C26223702363);山东省科技发展基金(2011GGH20411)

作者简介:张华强(1967-),男,博士,教授,E-mail: zhq@hit.edu.cn

于空间矢量调制技术(SVPWM)电压传输比高,能够合成任意位置和大小的电压参考矢量,方便数字化实现,因此广泛应用于交流调速系统中。文献[5]基于5相电压型逆变器分析了载波PWM调制和空间矢量PWM调制技术,并根据零矢量在一个PWM周期内分布情况得出不同的SVPWM调制方法。文献[6]分别讨论了SPWM、5次谐波注入PWM以及SVPWM调制技术,分析在各种PWM调制下输出电流的畸变特性。

双三相永磁同步电机在自然坐标系下的数学模型经过空间解耦变换,变换到 $\alpha\beta-xy-o_1o_2$ 3个正交平面上,得到电机解耦数学模型,并且电机机电能量转换只与 $\alpha\beta$ 平面分量有关,与 $x-y$ 平面分量和 o_1-o_2 零序分量无关。由于传统两矢量SVPWM调制技术只考虑了 $\alpha\beta$ 平面电压参考矢量的合成情况,而并未考虑 $x-y$ 平面电压参考矢量的合成情况,且 $x-y$ 平面电压参考矢量不为零,产生较大5,7次电流谐波分量,定子铜耗增加,影响电机调速性能^[7-12]。因此采用两种4矢量SVPWM调制技术,结合 $i_d=0$ 的矢量控制方法,在Matlab/Simulink中对双三相永磁同步电机调速系统进行仿真研究,验证两种4矢量SVPWM调制技术的可行性和有效性。

2 双三相永磁同步电机矢量控制

2.1 双三相永磁同步电机数学模型

双三相永磁同步电机是一个多变量、强耦合、非线性系统,分析十分复杂。通过坐标变换可以实现电机模型的解耦,在3个二维子空间中分析电机特性。根据磁势幅值不变和功率守恒的原则,将自然坐标系下的电机模型变换到 $\alpha\beta-xy-o_1o_2$ 3个正交平面上,6相静止坐标系到两相静止坐标系的变换矩阵如下式所示:

$$C_{6s/2s} = \begin{bmatrix} 1 & \cos(4\alpha) & \cos(8\alpha) & \cos\alpha & \cos(5\alpha) & \cos(9\alpha) \\ 0 & \sin(4\alpha) & \sin(8\alpha) & \sin\alpha & \sin(5\alpha) & \sin(9\alpha) \\ \frac{1}{\sqrt{3}} & 1 & \cos(8\alpha) & \cos(4\alpha) & \cos(5\alpha) & \cos\alpha & \cos(9\alpha) \\ 0 & \sin(8\alpha) & \sin(4\alpha) & \sin(5\alpha) & \sin\alpha & \sin(9\alpha) \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (1)$$

$\alpha=30^\circ$

式中,前两行对应 $\alpha\beta$ 平面,其中的基波和 $6k\pm 1$ ($k=2, 4, 6, \dots$)次谐波映射到 $\alpha\beta$ 平面,在电机中产生圆形旋转磁势,参与机电能量转换;中间2行对应 $x-y$ 平面,其中 $6k\pm 1$ ($k=1, 3, 5, \dots$)次谐波映射到 $x-y$ 平面,它们不产生旋转磁势,与

机电能量转换无关,被称为广义的零序分量;最后2行对应 o_1-o_2 平面,3 k ($k=1, 2, 3, \dots$)次谐波映射到 o_1-o_2 平面,称为零序谐波分量^[1-2, 15]。

由于只有 $\alpha\beta$ 平面参与机电能量转换,因此只需将 $\alpha\beta$ 平面分量进行旋转变换即可,变换矩阵如下式所示:

$$C_{2s/2r} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta & 0_4 \\ -\sin\theta & \cos\theta & 0_4 \\ 0_4^T & 0_4^T & I_4 \end{bmatrix} \quad (2)$$

于是得到双三相永磁同步电机在 dq 同步旋转坐标系下的数学模型^[1, 13]。

电压方程:

$$\begin{cases} U_d = R_s \cdot i_d + \frac{d\Psi_d}{dt} - \omega\Psi_q \\ U_q = R_s \cdot i_q + \frac{d\Psi_q}{dt} + \omega\Psi_d \end{cases} \quad (3)$$

磁链方程:

$$\begin{cases} \Psi_d = L_d \cdot i_d + \sqrt{3}\Psi_f \\ \Psi_q = L_q \cdot i_q \end{cases} \quad (4)$$

电磁转矩:

$$T_e = n_p [\sqrt{3}\Psi_f i_q + (L_d - L_q)i_d i_q] \quad (5)$$

运动方程:

$$T_e - T_L - B \cdot \omega_m = J \frac{d\omega_m}{dt} \quad (6)$$

式中: R_s 为定子电阻, Ω ; i_d, i_q 分别为直轴励磁电流和交轴转矩电流, A ; U_d, U_q 分别为直轴和交轴电压, V ; L_d, L_q 分别为直轴电感和交轴电感, mH ; Ψ_d, Ψ_q 分别为直轴和交轴磁链, Wb ; Ψ_f 为转子永磁体磁链, Wb ; ω 、 ω_m 分别为电角速度和机械角速度,且 $\omega = n_p \omega_m$ (rad/s); n_p 为电机极对数; J 为转动惯量, $kg \cdot m^2$; B 为粘性摩擦系数。

2.2 双三相永磁同步电机矢量控制

由电磁转矩表达式(5)可知,采用 $i_d=0$ 的矢量控制策略时,电磁转矩只与交轴转矩电流 i_q 有关,矢量控制系统如图1所示。通过电流传感器检测双三相永磁同步电机的相电流,经过式(1)和式(2)变换后得到电机励磁电流分量 i_d 和转矩电流分量 i_q ,分别与给定励磁电流分量和转矩电流分量做差,经过PI调节得到 dq 同步旋转坐标系下的电压参考矢量 U_d^*, U_q^* ,再经过旋转变换得到 $\alpha\beta$ 静止坐标系下的电压参考矢量 U_α^*, U_β^* ,最终通过SVPWM调制模块得到控制逆变器的开关信号 S_{ABCXYZ} ,达到控制电机目的。

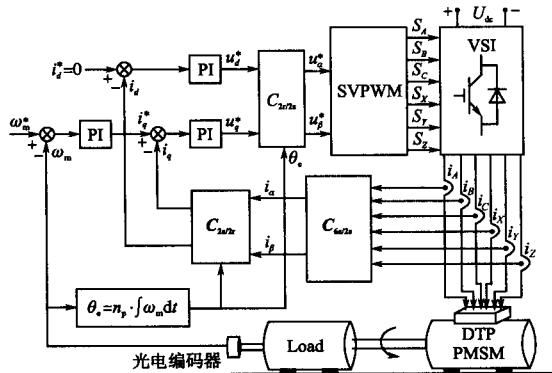


图1 双三相PMSM矢量控制系统

Fig.1 The vector control system of dual-three phase permanent-magnet synchronous motor

3 4矢量SVPWM算法

3.1 空间电压矢量分布

双三相永磁同步电机定子绕组由2套对称三相绕组构成,电机负载采用隔离中性点星形连接,其中ABC为第1套对称三相绕组,中性点用\$N_1\$表示,XYZ为第2套对称三相绕组,中性点用\$N_2\$表示,2套绕组之间相差\$30^\circ\$ (电角度)。6相电压源型桥式逆变电路拓扑结构如图2所示,逆变器共有\$2^6=64\$种开关状态,即64个空间电压矢量,其中60个为非零电压矢量,有4个为零电压矢量。

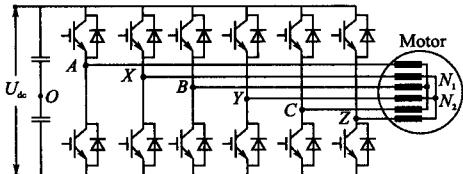


图2 6相电压源型桥式逆变电路拓扑结构

Fig.2 The topology of a six-phase voltage source inverter

在\$\alpha\$-\$\beta\$平面、\$x\$-\$y\$平面,每一种开关状态对应的电压矢量可由式(7)和式(8)确定,空间电压矢量分布如图3所示。由于每一种开关状态确定的电压矢量在\$O_1\$-\$O_2\$平面的投影为零,因此对于双三相PMSM,电压参考矢量是一个4维矢量,要对其进行完全控制,至少需要4个基本电压矢量和1个零电压矢量^[8,12]。

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_{\alpha\beta} &= v_\alpha + jv_\beta \\ &= \frac{1}{\sqrt{3}}(v_{AN_1} + v_{BN_1}e^{j4\alpha} + v_{CN_1}e^{j8\alpha} + \\ &\quad v_{XN_2}e^{j\alpha} + v_{YN_2}e^{j5\alpha} + v_{ZN_2}e^{j9\alpha}) \quad (7) \\ \mathbf{v}_{xy} &= v_x + jv_y \\ &= \frac{1}{\sqrt{3}}(v_{AN_1} + v_{BN_1}e^{j8\alpha} + v_{CN_1}e^{j4\alpha} + \end{aligned}$$

$$v_{XN_2}e^{j\alpha} + v_{YN_2}e^{j9\alpha} + v_{ZN_2}e^{j5\alpha}) \quad (8)$$

式中,\$\alpha=30^\circ\$;\$v_{AN_1}, v_{BN_1}, v_{CN_1}, v_{XN_2}, v_{YN_2}, v_{ZN_2}\$为相电压,可由下式确定:

$$\begin{cases} v_{AN_1} = 2/3v_{AO} - 1/3(v_{BO} + v_{CO}) \\ v_{BN_1} = 2/3v_{BO} - 1/3(v_{AO} + v_{CO}) \\ v_{CN_1} = 2/3v_{CO} - 1/3(v_{AO} + v_{BO}) \\ v_{XN_2} = 2/3v_{XO} - 1/3(v_{YO} + v_{ZO}) \\ v_{YN_2} = 2/3v_{YO} - 1/3(v_{XO} + v_{ZO}) \\ v_{ZN_2} = 2/3v_{ZO} - 1/3(v_{XO} + v_{YO}) \end{cases} \quad (9)$$

式中:\$v_{kO}\$为逆变桥臂与直流电源假想中性点\$O\$之间的电压,\$v_{kO}=0.5U_{dc}(k=A, B, C, X, Y, Z)\$。

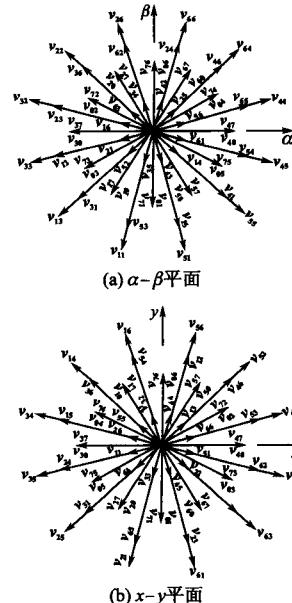


图3 空间矢量分布

Fig.3 Space vector distribution

3.2 基本电压矢量的选取及时间计算

因为只有\$\alpha\$-\$\beta\$平面电压参考矢量参与机电能量转换,\$x\$-\$y\$平面电压参考矢量只与电机谐波有关,产生定子铜损。因此在选择基本电压矢量时应该遵循以下原则^[3,14-16]:1)使\$\alpha\$-\$\beta\$平面合成电压参考矢量幅值最大,以提高直流母线利用率;2)使\$x\$-\$y\$平面合成电压参考矢量幅值最小,减少定子铜损。以扇区2为例阐述SVPWM调制原理。

方式1:选择\$\alpha\$-\$\beta\$平面与电压参考矢量相邻的幅值最大的4个基本电压矢量来合成电压参考矢量\$\mathbf{v}_{ref}\$,且在\$\alpha\$-\$\beta\$平面内幅值最大的矢量对应在\$x\$-\$y\$平面内幅值最小,如图4所示。

$$\begin{cases} |\mathbf{v}_{45}| = |\mathbf{v}_{44}| = |\mathbf{v}_{64}| = |\mathbf{v}_{66}| = |\mathbf{v}|_{max} = 2/3U_{dc} \cos(\pi/12) \\ |\mathbf{v}'_{45}| = |\mathbf{v}'_{44}| = |\mathbf{v}'_{64}| = |\mathbf{v}'_{66}| = |\mathbf{v}'|_{min} = 2/3U_{dc} \cos(5\pi/12) \end{cases}$$

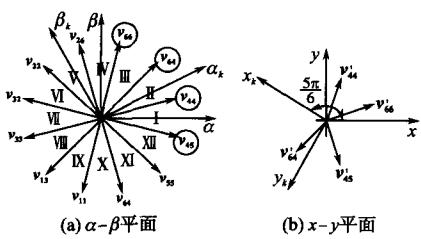


图4 最大4矢量SVPWM调制技术

Fig.4 Four biggest vectors SVPWM technique

方式2:选择 α - β 平面2个幅值最大的电压矢量和同相位的2个幅值次大的电压矢量作为基本电压矢量来合成电压参考矢量 ν_{ref} 。 α - β 平面上两个幅值最大的矢量在 x - y 平面幅值最小, α - β 平面上幅值次大的2个矢量在 x - y 平面幅值不变,仍为次大矢量,如图5所示。

$$|\nu_{64}| = |\nu_{44}| = |\nu|_{max} = 2/3U_{dc} \cos(\pi/12)$$

$$|\nu_{65}| = |\nu_{46}| = |\nu'_{65}| = |\nu'_{46}| = |\nu|_{mid} = 2/3U_{dc} \cos(\pi/4)$$

$$|\nu'_{64}| = |\nu'_{44}| = |\nu|_{min} = 2/3U_{dc} \cos(\pi/12)$$

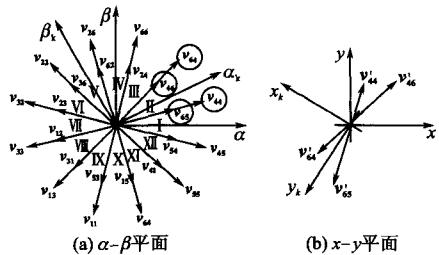


图5 最大2矢量与次大2矢量SVPWM调制技术

Fig.5 Two biggest and two second-biggest vectors SVPWM technique

对于最大4矢量SVPWM调制技术,设PWM周期为 T_s ,4个基本电压矢量 $\nu_{45}, \nu_{44}, \nu_{64}, \nu_{65}$ 作用的时间分别为 T_1, T_2, T_3, T_4 ,零矢量作用时间为 T_0 ,且有 $T_0=T_s-T_1-T_2-T_3-T_4$ 。根据电压参考矢量和4个基本电压矢量在 α - β 坐标系中的投影关系,可以求解出4个基本电压矢量的作用时间,为了保证每个扇区矩阵具有统一的形式,可以在 α - β 平面和 x - y 平面中假定一个辅助坐标系 α_k - β_k 和 x_k - y_k ,其中 α_k, x_k 为扇区的角平分线, β_k, y_k 分别与 α_k, x_k 垂直。且 α_k 轴与 α 轴的夹角为 $k \times (\pi/6)$, x_k 轴与 x 轴的夹角为 $k \times (5\pi/6)$, k 为扇区号($k=1, 2, 3, \dots, 12$)。于是得到:

$$\begin{bmatrix} \nu_{1\alpha_k} & \nu_{2\alpha_k} & \nu_{3\alpha_k} & \nu_{4\alpha_k} \\ \nu_{1\beta_k} & \nu_{2\beta_k} & \nu_{3\beta_k} & \nu_{4\beta_k} \\ \nu_{1z_{1k}} & \nu_{2z_{1k}} & \nu_{3z_{1k}} & \nu_{4z_{1k}} \\ \nu_{2z_{2k}} & \nu_{2z_{2k}} & \nu_{2z_{2k}} & \nu_{2z_{2k}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_1 \\ T_2 \\ T_3 \\ T_4 \end{bmatrix} = T_s \begin{bmatrix} \nu_{\alpha_k}^* \\ \nu_{\beta_k}^* \\ \nu_{x_k}^* \\ \nu_{y_k}^* \end{bmatrix} \quad (10)$$

$$\begin{bmatrix} \nu_{\alpha} \\ \nu_{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\frac{k\pi}{6}) & -\sin(\frac{k\pi}{6}) \\ \sin(\frac{k\pi}{6}) & \cos(\frac{k\pi}{6}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \nu_{\alpha_k}^* \\ \nu_{\beta_k}^* \end{bmatrix} \quad (11)$$

$$\begin{bmatrix} \nu_x \\ \nu_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\frac{k5\pi}{6}) & -\sin(\frac{k5\pi}{6}) \\ \sin(\frac{k5\pi}{6}) & \cos(\frac{k5\pi}{6}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \nu_{x_k}^* \\ \nu_{y_k}^* \end{bmatrix} \quad (12)$$

式中: $\nu_{\alpha_k}^*, \nu_{\beta_k}^*, \nu_{x_k}^*, \nu_{y_k}^*$ 分别为电压参考矢量在 α_k - β_k 坐标系和 x_k - y_k 坐标系下的投影; $\nu_{m\alpha_k}, \nu_{m\beta_k}, \nu_{mx_k}, \nu_{my_k}$ ($m=1, 2, 3, 4$)分别为4个基本电压矢量在 α_k - β_k 坐标系和 x_k - y_k 坐标系下的投影。

由于 x_k - y_k 平面不参与机电能量转换,令 $\nu_{x_k}^*, \nu_{y_k}^*$ 为零,即 x_k - y_k 平面合成电压参考矢量为零。因此,由式(10)解得最大4矢量调制方式各个基本电压矢量作用时间,如下式:

$$\begin{bmatrix} T_1 \\ T_2 \\ T_3 \\ T_4 \end{bmatrix} = \frac{T_s}{2U_{dc}} \begin{bmatrix} 2\sqrt{3}-3 & -\sqrt{3} & -2\sqrt{3}-3 & \sqrt{3} \\ 3-\sqrt{3} & -3+\sqrt{3} & 3+\sqrt{3} & -3-\sqrt{3} \\ 3-\sqrt{3} & 3-\sqrt{3} & 3+\sqrt{3} & 3+\sqrt{3} \\ 2\sqrt{3}-3 & \sqrt{3} & -2\sqrt{3}-3 & -\sqrt{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \nu_{\alpha_k}^* \\ \nu_{\beta_k}^* \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (13)$$

对于2个最大矢量和2个次大矢量调制方式,设PWM周期为 T_s ,4个基本电压矢量 $\nu_{65}, \nu_{64}, \nu_{44}, \nu_{46}$ 作用的时间分别为 T_1, T_2, T_3, T_4 ,零矢量作用时间为 T_0 ,且有 $T_0=T_s-T_1-T_2-T_3-T_4$ 。同样可以由式(10)求得各个基本电压矢量作用时间,如下式:

$$\begin{bmatrix} T_1 \\ T_2 \\ T_3 \\ T_4 \end{bmatrix} = \frac{T_s}{2U_{dc}} \begin{bmatrix} 2\sqrt{3}-3 & -\sqrt{3} & 2\sqrt{3}+3 & -\sqrt{3} \\ 3-\sqrt{3} & 3+\sqrt{3} & -3-\sqrt{3} & -3+\sqrt{3} \\ 3-\sqrt{3} & -3-\sqrt{3} & -3-\sqrt{3} & 3-\sqrt{3} \\ 2\sqrt{3}-3 & \sqrt{3} & 2\sqrt{3}+3 & \sqrt{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \nu_{\alpha_k}^* \\ \nu_{\beta_k}^* \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (14)$$

当 $T_1+T_2+T_3+T_4 > T_s$ 时,对各基本电压矢量作用时间作如下调整:

$$\begin{cases} \tilde{T}_1 = T_1 / (T_1 + T_2 + T_3 + T_4) \\ \tilde{T}_2 = T_2 / (T_1 + T_2 + T_3 + T_4) \\ \tilde{T}_3 = T_3 / (T_1 + T_2 + T_3 + T_4) \\ \tilde{T}_4 = T_4 / (T_1 + T_2 + T_3 + T_4) \end{cases} \quad (15)$$

4 仿真验证

在Matlab/Simulink中建立双三相永磁同步电机的仿真模型,对基于空间最大4矢量调制的矢量控制和基于最大2矢量与次大2矢量的矢量控制进行仿真分析。永磁同步电机仿真参数为:电机额定功率 $P=3$ kW,额定相电压 $U=220$ V,定

子电阻 $R=1.45 \Omega$, 极对数 $n_p=4$, 转子永磁体磁链 $\Psi=0.175 \text{ Wb}$, 电机转动惯量 $J=0.085 \text{ kg}\cdot\text{m}^2$, 阻尼系数 $B=0.05 \text{ N}\cdot\text{m}\cdot\text{s}/\text{rad}$, 直轴电感 L_d 和交轴电感 L_q 均为 8.5 mH , 仿真结果如图 6~图 8 所示。

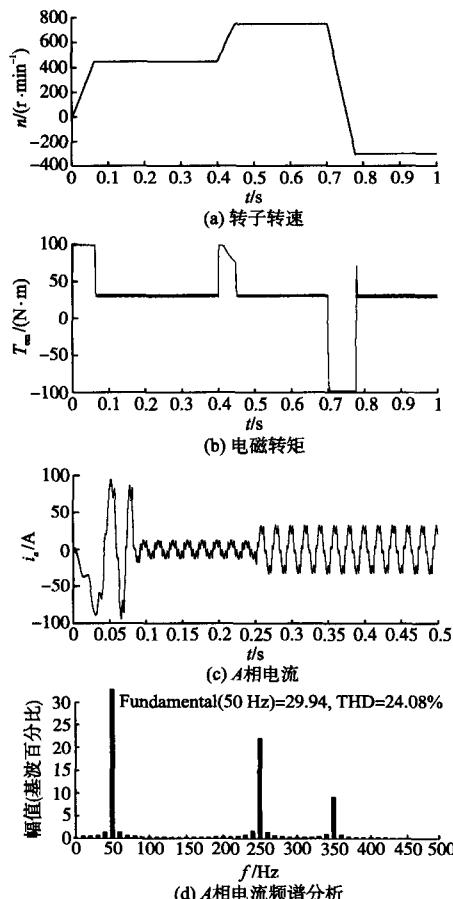


图 6 最大 2 矢量 SVPWM 控制策略

Fig.6 Two biggest vectors SVPWM control strategy

图 6~图 8 中给出了最大 2 矢量、最大 4 矢量、2 个最大矢量与 2 个次大矢量 SVPWM 控制策略的仿真波形, 电机给定恒转矩负载 $T_L=30 \text{ N}\cdot\text{m}$ 。由最大 2 矢量 SVPWM 控制策略的仿真波形可以看出, 电机初始给定转速为 450 r/min , 在 0.4 s 时转速给定值为 750 r/min , 此时电磁转矩正向脉动, 电磁转矩大于负载转矩, 电机加速直到达到给定转速 750 r/min , 电磁转矩恢复到 $30 \text{ N}\cdot\text{m}$; 在 0.7 s 时, 电机给定转速变为 -300 r/min , 此时电磁转矩产生负脉冲, 电磁转矩小于负载转矩, 电机减速并反向, 直到达到给定转速 -300 r/min , 电磁转矩恢复到 $30 \text{ N}\cdot\text{m}$ 。同样可以分析得到最大 4 矢量, 最大 2 矢量和次大 2 矢量 SVPWM 的转速和转矩变化一致, 3 种 SVPWM 算法都能获得很好的动静态性能。

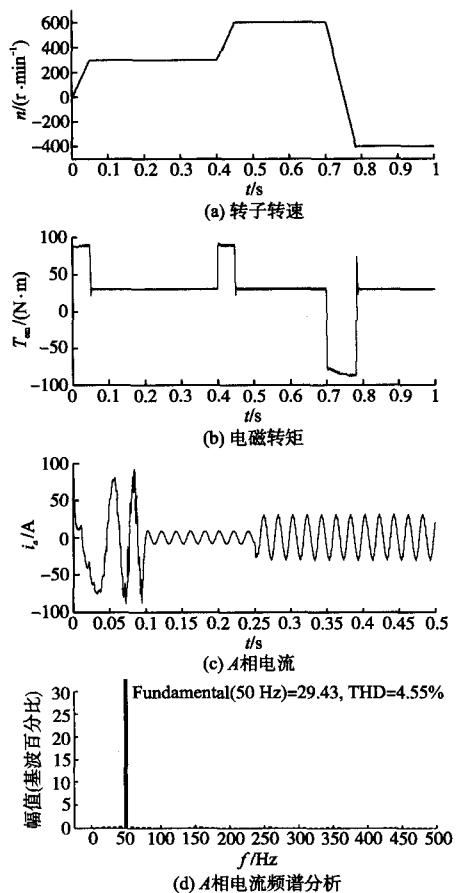


图 7 最大 4 矢量 SVPWM 控制策略

Fig.7 Four biggest vectors SVPWM control strategy

在抑制电流谐波方面, 由于最大 2 矢量 SVPWM 只对 α - β 平面电压参考矢量进行控制, 而并未对 x - y 平面电压参考矢量进行控制, 从图 6d 看出, 逆变器输出 A 相电流中包含大量的 5 次、7 次谐波电流, 导致电流波形畸变, THD 值高达 24.08%, 电机发热量大, 易烧坏定子绕组, 因此传统的 2 矢量 SVPWM 控制策略不适合用于双三相 PMSM 的控制。而最大 4 矢量 SVPWM 控制算法和最大 2 矢量与次大 2 矢量 SVPWM 控制算法均同时对 α - β 平面和 x - y 平面的电压参考矢量进行控制, 并且使 x - y 参考电压矢量幅值最小, 大大减少了 5 次、7 次谐波的产生, 解决了电机发热严重问题。从图 7c、图 7d 和图 8c、图 8d A 相电流波形及其频谱分析可知, 最大 4 矢量 SVPWM 控制策略的电流波形正弦性好, THD 值为 4.56%, 而最大 2 矢量和次大 2 矢量 SVPWM 控制策略的电流波形正弦性也很好, THD 值只有 3.96%。就电磁转矩脉动而言, 最大 2 矢量 SVPWM 转矩脉动大, 在给定负载转矩的 $\pm 6.7\%$ 范围内波动, 最大 4 矢量 SVPWM 控制算法的转矩脉动范围为 $\pm 3.68\%$, 而最大 2 矢量

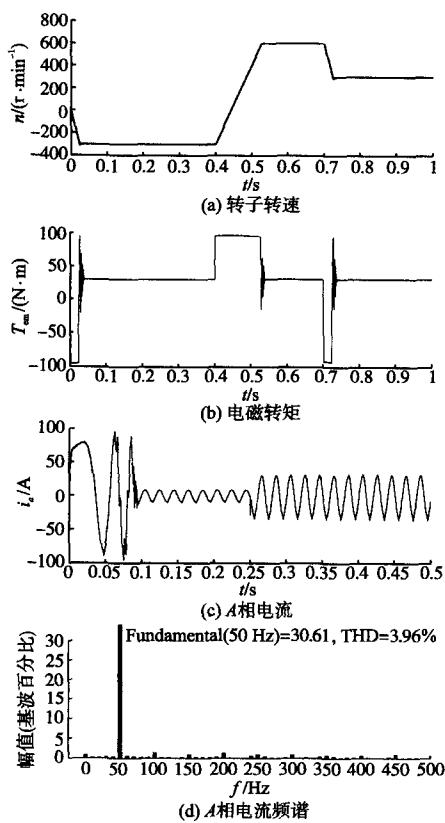


图8 2个最大矢量和2个次大矢量SVPWM控制策略

Fig.8 Two biggest and two second-biggest vectors SVPWM control strategy

和次大2矢量的转矩脉动最小,仅为 $\pm 1.67\%$ 。

5 结论

本文以双三相永磁同步电机为研究对象,采用SVPWM控制算法研究其调速性能,仿真结果表明:3种SVPWM算法都能获得很好的动静态性能,但是在抑制电流谐波方面,由于最大2矢量SVPWM包含较大的5次、7次谐波电流,导致电流波形畸变,电机发热严重,而最大4矢量SVPWM控制算法和最大2矢量和次大2矢量SVPWM控制算法5次、7次谐波很小,电流波形正弦性好,解决了电机发热严重问题。同时,最大2矢量SVPWM转矩脉动大,而最大4矢量SVPWM控制算法的转矩脉动次之,最大2矢量和次大2矢量的转矩脉动最小。因此在实际应用中,可以根据需要合理选择控制算法。

参考文献

- [1] 杨金波,杨贵杰,李铁才.双三相永磁同步电机的建模与矢量控制[J].电机与控制学报,2010,14(6):1-7.
- [2] Zhao Yifan, Lipo T A. Space Vector PWM Control of Dual-Phase Induction Machine Using Vector Space Decomposition[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1995, 31(5):1100-1109.
- [3] 陈巨涛,郭焱,郑华耀.船舶电力推进双三相永磁同步电机的数学模型和仿真[J].电网技术,2006,30(增刊):653-658.
- [4] 孟超,欧阳红林,刘伟候,等.双Y移30°永磁同步电机的空间矢量调制[J].中国电机工程学报,2010,30(3):90-98.
- [5] Iqbal A, Moinuddin S. Comprehensive Relationship Between Carrier-based PWM and Space Vector PWM in a Five-phase VSI [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24(10):2379-2390.
- [6] Dujic D, Jones M, Levi E. Analysis of Output Current Ripple rms in Multiphase Drives Using Space Vector Approach [J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2009, 24(8):1926-1938.
- [7] Iqbal A, Levi E. Space Vector PWM for a Five-phase VSI Supplying Two Five-phase Series-connected Machines [C]//12th International Power Electronics and Motion Control Conference, 2006:222-227.
- [8] Iqbal A, Levi E. Space Vector Modulation Schemes for a Five-phase Voltage Source Inverter [C]//European Conference on Power Electronics and Applications, 2005:1-12.
- [9] Yazdani D, Khajehoddin S A, Bakhshai A, et al. Full Utilization of Inverter in Split phase Drives by Means of a Dual Three-phase Space Vector Classification Algorithm[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(1):120-129.
- [10] Boglietti A, Bojoi R, Cavagnino A, et al. Efficiency Analysis of PWM Inverter Fed Three-phase and Dual Three-phase High Frequency Induction Machines for Low/Medium Power Applications [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55(5):2015-2023.
- [11] Dujic D, Grandi G, Jones M, et al. A Space Vector PWM Scheme for Multi-frequency Output Voltage Generation with Multiphase Voltage Source Inverter [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55(5):1943-1955.
- [12] Duran M J, Barrero F J, Toral S L. Multi-dimensional Space Vectors Pulse Width Modulation Scheme for Five-phase Series-connected Two-motor Drives [C]// Electric Machines and Drives Conference, 2007(2):1208-1214.
- [13] 袁飞雄,汪伟,龙文枫.双三相永磁同步电机矢量控制研究[J].船电技术,2010,30(8):1-4.
- [14] Yazdani D, Khajehoddin S A, Bakhshai A, et al. Full Utilization of the Inverter in Split-phase Drives by Means of a Dual Three-phase Space Vector Classification Algorithm [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(1):120-129.
- [15] 薛山,温旭辉.一种新颖的多相SVPWM[J].电工技术学报,2006,21(2):68-72.
- [16] 王斌,王跃,王兆安.空间矢量调制的永磁同步电机直接转矩控制[J].电机与控制学报,2010,14(6):45-50.