

基于 $i_d=0$ 的双 Y 移 30° 永磁同步电机 磁场定向控制仿真

宗世勇, 余致廷, 周米洋

湖南大学电气与信息工程学院, 长沙 410082

摘要 双 Y 移 30° 永磁同步电机 (PMSM) 由于其结构特点, 不存在感应电机的转差频率电流。在磁场定向控制过程中, 不需要对磁链进行观测, 因而 PMSM 的磁场定向控制简单。但是磁场定向控制方法依赖于电机精确的数学模型。根据双 Y 移 30° PMSM 的数学模型, 选择了一种易于实现的六相 PMSM 高性能电磁转矩控制的磁场定向控制方法, 并对其进行仿真。基于 PMSM 在六相静止坐标系下的数学模型, 运用坐标变换理论建立了 PMSM 在二相旋转坐标系下的数学模型。与六相静止坐标系相比, 数学模型在两相旋转坐标系下有了很大的简化, 降低了微分方程阶数, 直轴电磁链和交轴磁链不再是角度的函数。在此模型下, 用基于 $i_d=0$ 的磁场定向控制方法完成对双 Y 移 30° PMSM 的解耦控制, 通过仿真证明该控制方法可以得到稳定的转速和转矩, 非常适合多相 PMSM 的控制系统。

关键词 双 Y 移 30° 永磁同步电动机; 坐标变换; 磁场定向控制

中图分类号 TM351

文献标识码 A

文章编号 1000-7857(2009)19-0057-04

Study on the Field Oriented Control Based on Dual Y Shift 30° Permanent-Magnet Synchronous Motor

ZONG Shiyong, SHE Zhiting, ZHOU Miyang

*Electrical and Information Engineering College, Hunan
University, Changsha 410082, China*

Abstract Dual Y shift 30° Permanent-Magnet Synchronous Motor (PMSM) enjoys many good qualities. Due to its structural characteristics, there is no induction motor slip frequency current. In the field-oriented control of a process, one does not need to observe the flux linkage. Therefore, the permanent magnet synchronous motor field-oriented control is simple. But the field-oriented control method relies on a precise mathematical model of the motor. This paper uses the mathematical model of dual Y shift 30° PMSM to implement a six-phase high-performance permanent magnet synchronous motor electromagnetic torque control by the field oriented control method in a simulation. Permanent magnet

synchronous motor is based on the six-phase static coordinate system of the mathematical model. With coordinate transformation, the mathematical model of a permanent magnet synchronous motor in the two-phase rotating coordinate system is established. Compared with the six-phase static coordinate system, the two-phase rotating coordinate system is greatly simplified, with reduced number of lower-order differential equations, and the straight chain and the cross-axis magnetic flux axis are no longer related with the angle. Based on the $i_d=0$ field oriented control, the decoupling control of dual Y shift 30° permanent-magnet is realized under this mathematical model. Simulation results show that a steady speed and torque can be obtained by this control method. This control scheme is very suitable for a multi-phase PMSM control system.

Keywords dual Y shift 30° permanent-magnet synchronous motor; coordinate transformation; field oriented control

0 引言

对于系统可靠性要求很高的场合, 如宇航、潜艇和战车的动力系统、核电站水冷系统等; 低压大功率的传动场合, 如城市轻轨的牵引; 大功率的精密传动场合, 如轧钢的速度控制, 尽管三相拖动系统为提高系统的可靠性, 从软、硬件方面做了大量工作, 但系统一旦出现缺相故障就必须停车。而多相

收稿日期: 2009-05-15

作者简介: 宗世勇, 研究方向为计算机控制技术及应用, 电子信箱: wowamao@163.com; 余致廷 (通信作者), 教授, 研究方向为计算机控制技术及应用、电力电子与电力传动, 电子信箱: shezhiting@yahoo.com.cn

系统,出现缺相故障时只要适当改变控制方式,系统就可以继续运行而不必立即停车,从而提高了多相系统的可靠性。20 世纪 80 年代以前,当时的技术条件严重束缚了多相电机驱动系统的研究与应用。直到近二三十年来,现代电力电子技术、微电子技术和现代电机控制理论的迅速发展使得高性能多相电机驱动系统的实现成为可能,其优势才得以充分发挥,应用范围迅速扩大^[1]。

永磁交流同步电机 (Permanent-Magnet Synchronous Motor, PMSM) 具有功率密度大、效率高、可靠性高和动态性能优良等优点,20 世纪 70 年代,提出并逐步得到完善的交流电机矢量控制理论与当今先进的电机控制芯片 DSP 相结合,是高性能交流伺服系统的标志^[2]。本文根据双 Y 移 30°PMSM 的数学模型,选择了一种易于实现的六相 PMSM 高性能电磁转矩控制的磁场定向控制方法,并对其进行仿真,对双 Y 移 30°PMSM 控制的分析和研究具有一定的参考价值。

1 双 Y 移 30°PMSM 数学模型

1.1 六相静止坐标系下的双 Y 移 30°PMSM 数学模型

在分析六相 PMSM 数学模型时,假设多相 PMSM 为理想电机,满足下列假设^[3-4]:

- 1) 忽略磁路饱和、涡流、磁滞及趋肤效应的影响。
- 2) 气隙磁场按正弦分布,忽略空间谐波磁场的影响。
- 3) 永磁体磁势恒定,转子无阻尼绕组。
- 4) 不考虑频率和温度对电机参数影响。

在上述前提下,六相静止坐标系中,PMSM 定子侧的磁链方程和电压方程分别为^[3-4]

$$u_{6s} = R_{6s} \cdot i_{6s} + p \psi_{6s} \quad (1)$$

$$\psi_{6s} = L_{6s} \cdot i_{6s} + \psi_f \cdot F_{6s}(\theta) \quad (2)$$

式中,

$$\begin{aligned} u_{6s} &= (u_A \ u_B \ u_C \ u_D \ u_E \ u_F)^T \\ i_{6s} &= (i_A \ i_B \ i_C \ i_D \ i_E \ i_F)^T \\ \psi_{6s} &= (\psi_A \ \psi_B \ \psi_C \ \psi_D \ \psi_E \ \psi_F)^T \end{aligned}$$

$$F_{6s}(\theta) = \begin{pmatrix} \sin\theta \\ \sin(\theta-30^\circ) \\ \sin(\theta-120^\circ) \\ \sin(\theta-150^\circ) \\ \sin(\theta-240^\circ) \\ \sin(\theta-270^\circ) \end{pmatrix} \quad R_{6s} = \begin{pmatrix} R & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R \end{pmatrix}$$

$$L_{6s} = L_{16} \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} +$$

$$L_{m6} \begin{pmatrix} 1 & \cos 30^\circ & \cos 120^\circ & \cos 150^\circ & \cos 240^\circ & \cos 270^\circ \\ \cos 30^\circ & 1 & \cos 90^\circ & \cos 120^\circ & \cos 210^\circ & \cos 240^\circ \\ \cos 120^\circ & \cos 90^\circ & 1 & \cos 30^\circ & \cos 120^\circ & \cos 150^\circ \\ \cos 150^\circ & \cos 120^\circ & \cos 30^\circ & 1 & \cos 90^\circ & \cos 120^\circ \\ \cos 240^\circ & \cos 210^\circ & \cos 120^\circ & \cos 90^\circ & 1 & \cos 30^\circ \\ \cos 270^\circ & \cos 240^\circ & \cos 150^\circ & \cos 120^\circ & \cos 30^\circ & 1 \end{pmatrix}$$

$u_A, u_B, \dots, u_F$ 为定子相电压; $i_A, i_B, \dots, i_F$ 为定子相电流; $\psi_A, \psi_B, \dots, \psi_F$ 为定子相绕组磁链, ψ_f 为永磁体磁链, $p=d/dt$ 为微分算子, θ 为永磁磁势的轴线与定子 A 相绕组轴线的夹角, L_{16} 为定子各相漏磁通所对应的电感, 称定子漏感, L_{m6} 为与定子一相绕组交链的最大互感磁通, 称定子互感。

根据机电能量转变原理, 电磁转矩等于磁场储能对机械角位移的偏导, 则电磁转矩方程为^[3-4]

$$T_{em} = \frac{1}{2} n_p \frac{\partial}{\partial \theta} (i_{6s}^T \cdot \psi_{6s}) \quad (3)$$

式中 n_p 为六相 PMSM 的极对数。

运动方程为^[2,6]

$$T_{em} - T_L - B\omega = J \frac{d\omega}{dt} \quad (4)$$

式中, T_L 为负载转矩, J 为转动惯量, B 为阻尼系数, ω 为机械角速度。

式(1)~式(4)构成了双 Y 移 30°PMSM 在六相静止坐标系下的数学模型, 这是一个高阶、非线性、强耦合的系统。从式(2)可以看出, 定子磁链是转子位置角 θ 的函数, 这是系统非线性的重要根源, 而由式(3)可知, 电磁转矩的大小既与六相相电流的瞬时值大小有关, 也与转子的位置角 θ 有关, 在这种模型下, 要达到与直流电机同样的控制效果是不可能的。为了达到磁场定向控制的目的, 必须对上述数学模型进行降阶和去耦变换。

1.2 六相永磁同步电机在二相旋转坐标系的数学模型

为了简化六相 PMSM 在六相静止坐标下的数学模型, 将 PMSM 的数学模型建立在二相旋转坐标系上。二相旋转坐标系和六相静止坐标系的关系如图 1 所示, 以六相 PMSM 的转子永磁体磁链 ψ_f 轴线作为 d 轴, 超前 d 轴 90°电角度为 q 轴, dq 轴以同步转速逆时针旋转。

在磁势不变和功率不变的原则下可得 dq 坐标下双 Y 移 30°六相 PMSM 定子侧的电压方程、磁链方程和电磁力矩方程分别为^[3-4]

$$\begin{cases} u_d = R i_d + p \psi_d - \omega_s \psi_q \\ u_q = R i_q + p \psi_q + \omega_s \psi_d \end{cases} \quad (5)$$

$$\begin{cases} \psi_d = L_{d6} i_d + \sqrt{3} \psi_f \\ \psi_q = L_{q6} i_q \end{cases} \quad (6)$$

$$T_{em} = n_p (\sqrt{3} \psi_f i_q + (L_{d6} - L_{q6}) i_d i_q) \quad (7)$$

其中, ψ_d, ψ_q 为 d, q 轴定子磁链分量; i_d, i_q 为 d, q 轴定子电流分量; L_{d6}, L_{q6} 为 d, q 轴电感分量; u_d, u_q 为 d, q 轴定子电压分量; R, n_p 为定子电阻和极对数; ω_s 为同步角速度; ψ_f 为永磁体磁链, p 为微分算子 d/dt 。

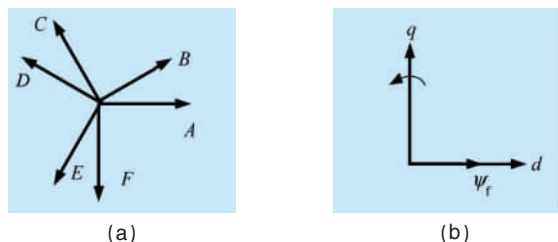


图 1 六相静止坐标系(a)和两相旋转坐标系(b)
Fig. 1 Six-phase stationary (a) and two-phase rotation (b) coordinates

电机的运动方程仍然为式(4)。

与六相静止坐标系相比,在两相旋转坐标系下的数学模型得到了很大的简化,降低了微分方程阶数, ψ_{α} 和 ψ_{β} 不再是 θ 的函数。这为多相 PMSM 的高性能转矩控制打下了基础。

2 基于 $i_d=0$ 的双 Y 移 30° PMSM 的磁场定向控制

多相 PMSM 在二相旋转坐标系下的数学模型中,如果控制定子电流直轴分量 $i_d=0$,则式(6)磁链方程变为

$$\begin{cases} \psi_d = \sqrt{3} \psi_f \\ \psi_q = L_{q6} i_q \end{cases} \quad (8)$$

电磁转矩方程变为

$$T_{\text{em}=n_p}(\psi_{d\dot{i}_q})=n_p(\sqrt{3} \psi_{\dot{i}_q}) \quad (9)$$

从式(9)可以看出,在 ψ_f 恒定和 n_p 为定值情况下,多相PMSM的 T_{em} 与定子电流的交轴分量 i_q 呈正比。这与直流他励电机情况完全一致,控制交轴电流 i_q 的瞬时值就可以实现对电磁转矩的瞬时值控制。因此,在控制多相PMSM定子电流直轴分量 $i_d=0$ 的情况下,多相PMSM的磁场转矩仅与定子电流的交轴分量有关。通过改变 i_q 值可以独立控制电磁转矩,从而实现了电流、磁链和转矩的解耦控制。这就是六相PMSM磁场定向控制的核心思想。图2为根据上述磁场定向控制思想构造的基于 $i_d=0$ 六相PMSM的驱动系统结构图。该

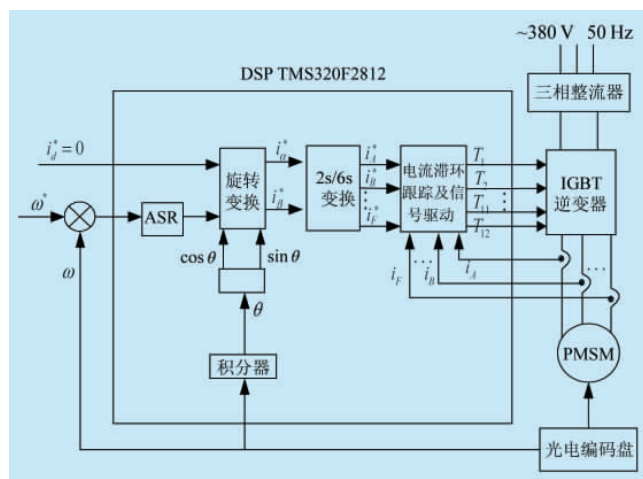


图 2 基于 $i_f=0$ 的六相 PMSM 驱动系统框图

Fig. 2 Block diagram of the drive system of six-phase PMSM based on $i_f=0$

系统结构图与直流电机的双环调速系统十分类似,由转速外环和电流内环构成。

图 2 系统的工作过程如下, 给定转速 ω^* 和实际转速 ω 通过转速调节器调节后的值作为转矩电流的给定值 i_q^* , 同时给定直轴分量 $i_d^*=0$ 。

转子永磁磁链 ψ_r 的位置 θ 由光电编码盘测出, 将 i_d^* 和 i_q^* 的值经过旋转变换和 $2s/6s$ 变换后得到六相静止坐标下定子各相绕组的电流瞬时给定值 $(i_A^* \ i_B^* \ i_C^* \ i_D^* \ i_E^* \ i_F^*)$, 六相给定的电流值和通过霍尔传感器测得的六相实际电流值通过滞环控制器进行电流调节, 从而迫使六相实际电流值跟踪电流指令值。电流滞环控制可获得快速的电流调节响应。电流反馈采用霍尔电流传感器, 以确保信号的快速和不失真, 多相永磁同步电动机的相数越多, 需要的反馈电流传感器越多。光电编码盘一方面提供了实际速度反馈值, 另一方面提供了转子磁链的位置角 θ , 这是确定二相旋转坐标系瞬时位置的关键参数, 也是实现转子磁链磁场定向控制的关键。双环控制以及磁场定向控制算法的实现采用快速数字信号处理器 (DSP) TMS320F2812 完成, 其快速的指令周期可以满足快速的速度调节和电流调节的要求。

由于基于 $i_d=0$ 的磁场定向控制是一种比较简单的电流矢量控制方法,且该方法不存在电枢反应对永磁同步电机的去磁问题,具有优异的转矩控制特性,所以本文采用此种方法控制双 Y 移 30° 永磁同步电机。

3 双 Y 移 30°PMSM 基于 $i_d=0$ 的磁场定向控制仿真

表 1 双 Y 移 30° PMSM 的电机参数
Table 1 Parameters of dual Y shift 30° permanent-magnet synchronous motor

参数	取值
极对数	5
定子电阻/ Ω	1.885 6
永磁体磁链/Wb	1.619 42
d 轴电抗/H	0.047 5
q 轴电抗/H	0.078 3
相电流/A	6.76
额定转速/($r \cdot \min^{-1}$)	300
相电压/V	230.9
基本频率/Hz	50

给定电机转速 300 r/min, 负载转矩 30 N·m, 采样时间 0.000 2 s, Matlab 仿真结果如图 3 所示。

通过仿真波形可以看出,双 Y 移 30° 永磁同步电机基于 $i_d=0$ 的磁场定向控制可以得到稳定的转速和转矩,采样频率适中,非常适合多相永磁同步电机的控制系统。

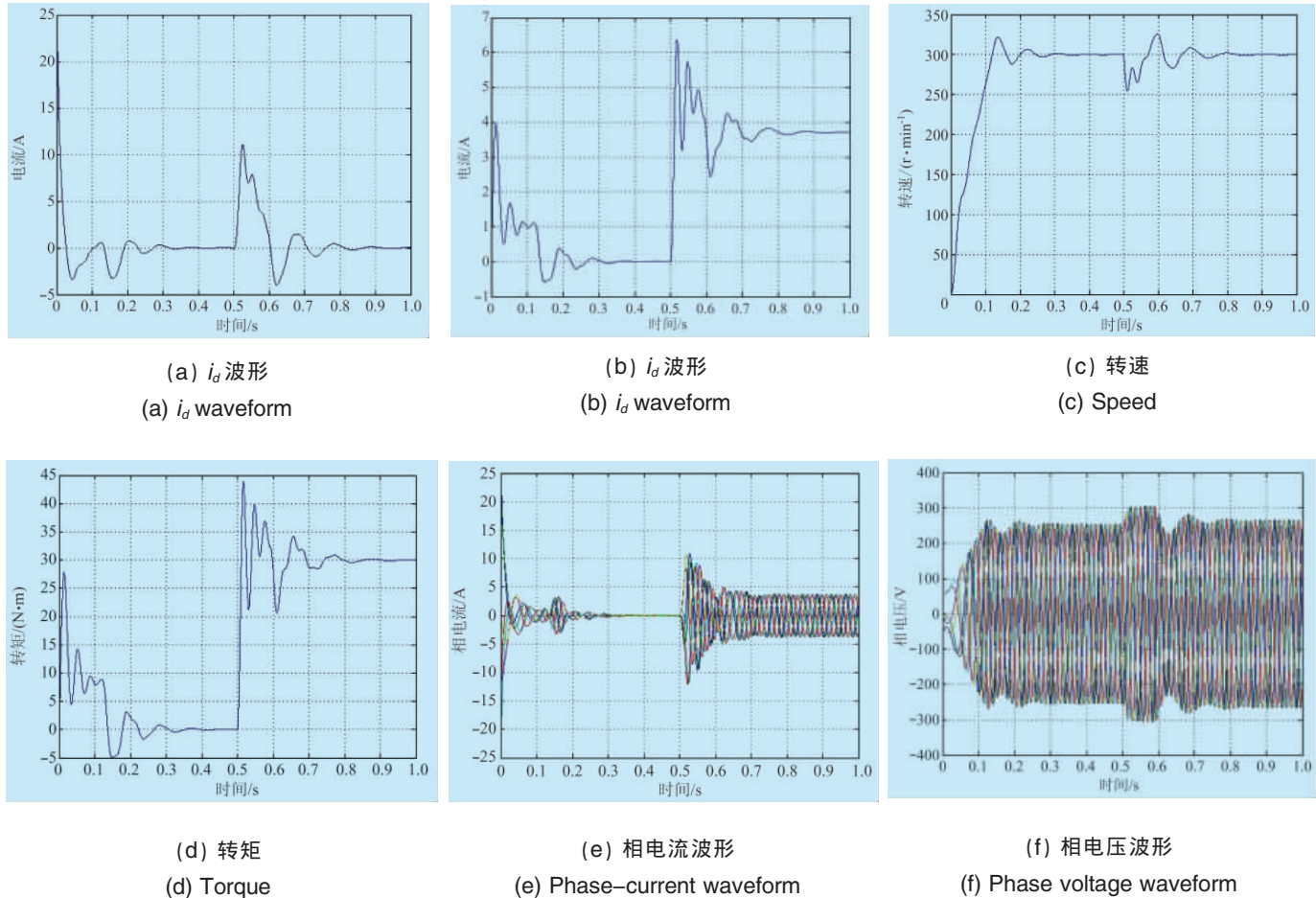


图 3 电机仿真结果
Fig. 3 Simulation result of motor

4 结论

本文以双 Y 移 30° 永磁同步电机的数学模型为基础, 根据多相系统的性能指标要求选择了一种优异的双 Y 移 30° PMSM 的控制方法——基于 $i_d=0$ 的磁场定向控制, 同时结合 Matlab 仿真, 对整个系统进行了分析和设计, 结果表明, 该系统运行稳定, 具有良好的动、静态特性, 验证了本文提出模型的正确性, 为多相永磁同步电机更深一步的研究打下了基础。

参考文献 (References)

- [1] 薛山, 温旭辉, 王又珑. 多相变频调速技术的现状及发展方向[J]. 变频器世界, 2007(12): 5-9.
Xue Shan, Wen Xuhui, Wang Youlong. *World of Inverters*, 2007(12):5-9.
- [2] 林益平. 基于矢量控制的 PMSM 高性能伺服系统设计[J]. 电力电子技术, 2007, 41(3): 15-24.
Lin Yiping. *Power Electronics*, 2007, 41(3): 15-24.
- [3] 许大中, 贺益康. 电机控制[M]. 杭州: 浙江大学出版社, 2002.
Xu Dazhong, He Yikang. *Motor control* [M]. Hangzhou: Zhejiang University Press, 2002.
- [4] Pillay P, Krishnan R. Modeling, simulation, and analysis of permanent-magnet motor drivers, part I: The permanent-magnet synchronous motor driver[J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1989, 25(1): 265-273.
- [5] 唐任远. 现代永磁电机理论与设计[M]. 北京: 机械工业出版社, 2000.
Tang Renyuang. *Modern permanent magnet machines theory and design* [M]. Beijing: China Machine Press, 2000.
- [6] 苏少平, 王正茂, 励鹤鸣. 六相双 Y 移 30° 绕组变频调速异步电机性能分析[J]. 中小型电机, 2000, 27(1): 4-7.
Su Shaoping, Wang Zhengmao, Li Heming. *Electric Machines & Control Application*, 2000, 27(1): 4-7.
- [7] 薛定宇. 基于 Matlab/Simulink 的系统仿真技术与应用[M]. 北京: 清华大学出版社, 2002.
Xue Dingyu. *Based on Matlab/Simulink for system simulation technology and application*[M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2002.
- [8] Abbas M A, Christen R, Jahns T M. Six-phase voltage source inverter driven induction motor [J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1984, 20(5): 1251-1259.
- [9] 许实章. 交流电机的绕组理论[M]. 北京: 机械工业出版社, 1985: 319-327.
Xu Shizhang. *Theory of AC motor winding* [M]. Beijing: China Machine Press, 1985: 319-327.

(责任编辑 代丽)