

六相永磁容错电机不对称运行研究

彭芳彪¹, 严东超¹, 王光明², 袁辰晖¹

(1. 空军工程大学 工程学院, 陕西 西安 710038; 2. 空军第二飞行学院, 陕西 西安 710306)

摘要:六相永磁容错电机发生一相或多相开路故障后,如不调整剩余相的电流,转矩脉动会很大,电机性能会明显降低。为使电机单相开路后能保持正常状态下的性能,以A相开路为例,建立了该电机单相开路情况下在静止五相坐标系上的数学模型,对其进行虚拟坐标变换后,实现了电机故障状态下的解耦控制,可对电机进行矢量控制。建立了仿真模型,仿真结果表明:一相开路情况下,通过调整剩余相电流的幅值和相位,电机仍能正常运行,且保持了正常状态下的性能,实现了电机的容错控制。

关键词:六相永磁容错电机;单相开路故障;虚拟坐标变换;解耦控制;不对称运行

DOI:10.3969/j.issn.1009-3516.2009.03.016

中图分类号: TM921.52 **文献标识码:** A **文章编号:** 1009-3516(2009)03-0073-05

多电飞机是未来飞机的发展趋势,其重要特征就是电力作动系统代替传统的液压作动系统,随之而来的是重量减轻、整机可靠性高、生存能力强、维修性好和费用低等一系列优点^[1-3]。多电飞机要求电力作动系统具有很高的可靠性和容错性^[4]。六相永磁容错电机(Six Phase Permanent Fault Tolerant Motor, SPMFTM)由于其高可靠性和容错性,在未来飞机电力作动系统中有较好的应用前景^[5]。当电机出现一相绕组开路故障后,绕组的对称结构被破坏,此时基于对称结构的两相静止坐标系到两相旋转坐标系的变换矩阵将不再适合^[6-7]。如果故障后不改变电机剩余相电流,其输出转矩脉动会很大,性能会明显降低。基于绕组不对称结构的磁场定向控制可以在不对称绕组结构情形下实现电流、磁链和电磁力矩的解耦控制,使电机在故障后依然具有直流他励电动机的控制特性^[7]。电机不对称时,坐标变换由多相变换到静止二相坐标系后,如果直接采用二相静止坐标到二相旋转坐标的变换,不能消除定子磁链的非线性因素并实现电磁转矩解耦控制。本文利用文献[7]提出的虚拟坐标变换,在电机A相开路后,实现对电机的矢量控制,使电机能缺相运行,且能保持正常状态下的性能。

1 SPMFTM 及其故障后的数学模型

六相永磁容错电机的定子、转子拓扑结构见图1^[8]。电机单相(以A相为例)开路后,该相输出电流为零,不能产生磁势,磁势为零,因而不能在其它相产生感应电势,可以认为A相自感及其与其它相的互感为零。所以,理想条件下,电机电压、磁链方程分别为:

$$U_{5S} = R_{5S} I_{5S} + P \psi_{5S} \quad (1)$$

$$\psi_{5S} = L_{5S} I_{5S} + \psi_f F_{5S}(\theta) \quad (2)$$

式中: U_{5S} 、 R_{5S} 、 ψ_{5S} 、 L_{5S} 、 I_{5S} 、 $F_{5S}(\theta)$ 分别为六相定子绕组电压、电阻、磁链、自感、电流矩阵和绕组磁势; θ 为空间电角度; ψ_f 为转子永磁体磁链; P 为微分算子。

* 收稿日期:2008-09-02

基金项目:陕西省自然科学基金资助项目(2006E132)

作者简介:彭芳彪(1983-),男,江西赣州人,硕士生,主要从事电力电子与电力传动研究;

E-mail: pengfangbiao@163.com

严东超(1960-),男,江苏无锡人,教授,主要从事电力电子与电力传动研究。

故障后的电压方程可用矩阵表示为:

$$\begin{bmatrix} U_B \\ U_C \\ U_D \\ U_E \\ U_F \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_B \\ i_C \\ i_D \\ i_E \\ i_F \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L & M & 0 & 0 & 0 \\ M & L & M & 0 & 0 \\ 0 & M & L & M & 0 \\ 0 & 0 & M & L & M \\ 0 & 0 & 0 & M & L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_B \\ i_C \\ i_D \\ i_E \\ i_F \end{bmatrix} + P \begin{bmatrix} \psi_{fB} \\ \psi_{fC} \\ \psi_{fD} \\ \psi_{fE} \\ \psi_{fF} \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$\begin{bmatrix} \psi_{fB} \\ \psi_{fC} \\ \psi_{fD} \\ \psi_{fE} \\ \psi_{fF} \end{bmatrix} = \psi_f \begin{bmatrix} \cos(\theta + 60^\circ) \\ \cos(\theta + 120^\circ) \\ \cos(\theta + 180^\circ) \\ \cos(\theta + 240^\circ) \\ \cos(\theta + 300^\circ) \end{bmatrix} \quad (4)$$



图1 六相永磁容错电机
Fig.1 Six-phase permanent magnet fault tolerant motor

式中: U_N 、 i_N 、 L 、 R 、 ψ_N 分别为定子各相绕组电压、电流、自感、电阻和磁链; ψ_{fN} 为转子与定子各相交链的磁链; M 为两相绕组间互感, ($N = B, C, D, E, F$)。由于该电机特殊的拓扑结构使电机具有良好的电磁隔离能力, 数学模型只考虑相邻两相间的互感, 认为相隔和相对相的互感为零; 又由于六相绕组匝数相等、对称分布, 认为各相自感、互感和电阻相等且分别为 L 、 M 和 R 。可见, 电压、磁链方程存在交叉耦合。

根据电机统一理论^[9-10], 电磁转矩 T_d 可表示为:

$$T_d = n_p (\psi_s i_s^*) \quad (5)$$

式中: n_p 为电机极对数; ψ_s 为定转子的合成磁链; i_s^* 为定子电流矢量的共轭矢量。

电机机械运动方程为:

$$T_d - T_L - K_f \omega = J \frac{d\omega}{dt} \quad (6)$$

式中: T_L 为负载转矩; J 为转子转动惯量; ω 为转子机械角速度; K_f 为阻尼系数。

2 虚拟坐标变换

在定子绕组 A 相开路后, 为实现电机的解耦控制, 对其数学模型进行虚拟坐标变换。从五相静止坐标系到二相旋转坐标系的虚拟变换可分为 2 个步骤: ①从五相静止坐标系到二相静止坐标系的变换; ②从二相静止坐标系到虚拟二相旋转坐标系的变换。3 个坐标系的关系见图 2。

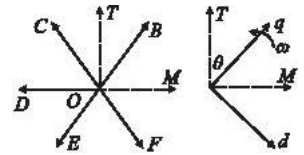


图2 3个坐标系

Fig.2 The three coordinator

根据坐标变换前后磁势不变原则, 有:

$$\begin{cases} F_M = F_B \cos 60^\circ + F_C \cos 120^\circ + F_D \cos 180^\circ + F_E \cos 240^\circ + F_F \cos 300^\circ \\ F_T = F_B \sin 60^\circ + F_C \sin 120^\circ + F_D \sin 180^\circ + F_E \sin 240^\circ + F_F \sin 300^\circ \end{cases} \quad (7)$$

式中: F_M 、 F_T 分别为两相静止坐标系下 M 、 T 轴的磁势; F_N 为五相静止坐标系下的磁势。

将式(7)写为矩阵, 并将其标准正交化, 五相静止坐标系到二相静止坐标系的变换阵 A 为:

$$A = \begin{bmatrix} 1/\sqrt{8} & -1/\sqrt{8} & -2/\sqrt{8} & -1/\sqrt{8} & 1/\sqrt{8} \\ 1/2 & 1/2 & 0 & -1/2 & -1/2 \\ 1/\sqrt{3} & -1/\sqrt{3} & 1/\sqrt{3} & 0 & 0 \\ 2/\sqrt{15} & 1/\sqrt{15} & -1/\sqrt{15} & 3/\sqrt{15} & 0 \\ 1/\sqrt{40} & 3/\sqrt{40} & 2/\sqrt{40} & -1/\sqrt{40} & 5/\sqrt{40} \end{bmatrix} \quad (8)$$

根据文献[5]中的方法, 构造二相静止坐标系到二相旋转坐标系的虚拟变换阵 B :

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \sqrt{3/2} \cos\theta & -\sin\theta & 0 & 0 & 0 \\ \sin\theta & \sqrt{2/3} \cos\theta & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (9)$$

因此,从五相静止坐标系到虚拟二相旋转坐标系的虚拟变换阵为 \mathbf{C} :

$$\mathbf{C} = \mathbf{B}\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0.611\cos(\theta+49.1^\circ) & 0.611\cos(\theta+130.9^\circ) & 0.866\cos\theta & 0.611\cos(\theta-130.9^\circ) & 0.611\cos(\theta-49.1^\circ) \\ 0.540\sin(\theta+49.1^\circ) & 0.540\sin(\theta+130.9^\circ) & 0.707\cos\theta & 0.540\sin(\theta-130.9^\circ) & 0.540\sin(\theta-49.1^\circ) \\ 1/\sqrt{3} & -1/\sqrt{3} & 1/\sqrt{3} & 0 & 0 \\ 2/\sqrt{15} & 1/\sqrt{15} & -1/\sqrt{15} & 3/\sqrt{15} & 0 \\ 1/\sqrt{40} & 3/\sqrt{40} & 2/\sqrt{40} & -1/\sqrt{40} & 5/\sqrt{40} \end{bmatrix} \quad (10)$$

从虚拟二相旋转坐标系到五相静止坐标系的虚拟变换阵(即逆变阵)为 \mathbf{C}^{-1} 。

3 虚拟旋转坐标系下电机的数学模型

将五相静止坐标系中的数学模型转化为两相旋转坐标系中的模型,对其进行虚拟坐标变换:

$$\mathbf{C}\mathbf{U}_{5s} = \mathbf{C}\mathbf{R}_{5s}\mathbf{C}^{-1}\mathbf{C}\mathbf{I}_{5s} + \mathbf{P}\mathbf{C}\psi_{5s} \quad (11)$$

$$\mathbf{C}\psi_{5s} = \mathbf{C}\mathbf{L}_{5s}\mathbf{C}^{-1}\mathbf{C}\mathbf{I}_{5s} + \psi_f\mathbf{C}\mathbf{F}_{5s}(\theta) \quad (12)$$

由式(1)、式(2)、式(11)和式(12)可得两相旋转坐标系中电机电压和磁链方程为:

$$\begin{cases} U_d = RI_d + P\psi_d - \omega_s\psi_q \\ U_q = RI_q + P\psi_q - \omega_s\psi_d \end{cases} \quad (13)$$

$$\begin{cases} \psi_d = [0.5(1 - \cos\theta)M + L]I_d - (\sqrt{6}/4)MI_q\sin\theta\cos\theta + \sqrt{3}\psi_f \\ \psi_q = -(1/\sqrt{6})MI_q\sin\theta\cos\theta + [0.5(1 + \cos\theta)M + L]I_q \end{cases} \quad (14)$$

式中 ψ_d 、 ψ_q 、 I_d 、 I_q 、 L_d 、 L_q 分别为 d 、 q 轴定子磁链、电流和电感分量。

由式(5)和式(14)可得出两相旋转坐标系中电机电磁转矩方程为:

$$T_d = n_p(MI_dI_q\cos\theta - (\sqrt{6}/4)MI_q^2\sin\theta\cos\theta + (\sqrt{6}/6)MI_q^2\sin\theta\cos\theta + \sqrt{3}I_q\psi_f) \quad (15)$$

令 $I_d = 0$, 则:

$$T_d = n_pI_q(-(\sqrt{6}/8)MI_q\sin 2\theta + \sqrt{3}\psi_f) = n_pI_q(k_0 + k_f) \quad (16)$$

此电机中,互感 $M = 0.000\ 028\ \text{H}$;永磁体磁链 $\psi_f = 0.036\ 5\ \text{Wb}$,受绕组最大电流的限制, $-100 \leq I_q \leq 100$, 所以有:

$$\begin{cases} |k_0| = |-(\sqrt{6}/8)MI_q\sin 2\theta| \leq 8.573 \times 10^{-4} \\ k_f = \sqrt{3}\psi_f = 0.063\ 3 \end{cases}, \text{可见}, k_f = 73.8|k_0| \gg |k_0|, \text{所以}: T_d = \sqrt{3}n_pI_q\psi_f, T_d$$

正比于 I_q ,且与时间电角度无关,实现了电机结构不对称时的解耦控制,从而可对其进行矢量控制。

4 仿真与结果分析

电机不对称运行时,变换器根据虚拟变换阵,重新设定电机剩余各相电流为:

$$\begin{cases} i_B = 0.544I_q\sin(\theta + 49.1^\circ) \\ i_C = 0.544I_q\sin(\theta + 130.9^\circ) \\ i_D = 0.707I_q\sin(\theta + 180^\circ) \\ i_E = 0.544I_q\sin(\theta - 130.9^\circ) \\ i_F = 0.544I_q\sin(\theta - 49.1^\circ) \end{cases} \quad (17)$$

用 MATLAB/Simulink 工具,建立了六相永磁容错电机驱动的调速系统的仿真模型。电机参数为: $J = 0.0003 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$; $K_f = 0$; $L = 0.0012 \text{ H}$, $M = 0.000028 \text{ H}$; $n_p = 4$, $\psi_f = 0.0365 \text{ Wb}$; 单相电阻 $R = 0.015 \Omega$, 额定转速 13000 r/min ; 额定功率 $p_e = 15 \text{ kW}$ 。对电机正常状态、故障后和不对称运行 3 种情况进行仿真。仿真时,设定电机转速 $\omega_s = 5000 \text{ r/min}$, 负载 $T_L = 8 \text{ N} \cdot \text{m}$, 假设电机在 0.4 s 时 A 相发生开路故障, 0.7 s 时调整剩余各相电流。仿真结果见图 3 - 图 6。

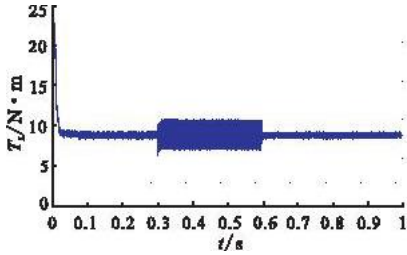


图3 转矩变化曲线

Fig. 3 Curve of torque variation

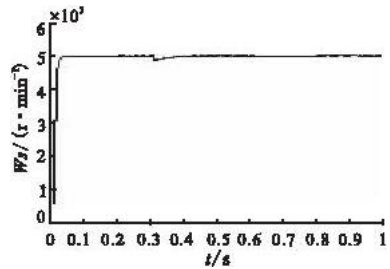


图4 转速变化曲线

Fig. 4 Curve of speed variation

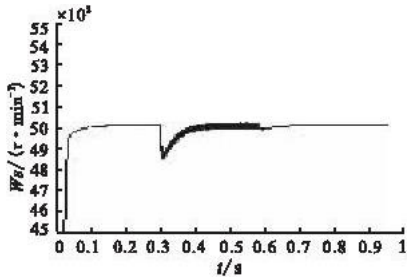


图5 放大后的转速变化曲线

Fig. 5 Curve of amplificatory speed variation

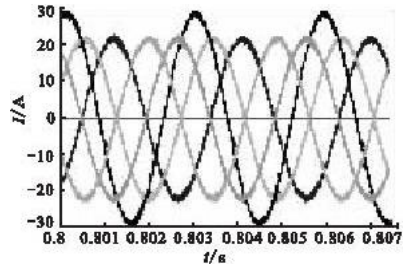


图6 调整后的各相电流

Fig. 6 Curve of current flows

图 3 表明,电机 A 相发生开路故障后,电磁转矩脉动很大,调整各相电流的幅值和相位后,脉动和正常时的一样。图 4、图 5 表明,故障后,转速降落后又回升,电机仍能运行;如不调整电流,转速不平稳,电机性能下降,调整电流后转速和正常时一样平稳,因此,调整电流后,电机能保持正常时的性能。图 6 表明,调整后的各相电流幅值不再相等,且相位也发生了变化(正常时各相相差 60° ,幅值相等)。

5 结束语

电机发生一相开路故障后,根据虚拟坐标变换,重新设定剩余相电流的幅值和相位,可以使电机在不对称情况下正常运行,而且保持了正常状态下的性能,从而实现了电机容错控制的目的。

参考文献:

- [1] Weimer J A. Power Technology for the More Electric Air - craft[R]. AIAA 1993 - 1051.
- [2] Weimer J. Past, Present & Future of Aircraft Electrical Power Systems[R]. AIAA 2001 - 7747.
- [3] Sitz J R. F - 18 Systems Research Aircraft Facility[R]. NASA Technical Memorandum, 1992 - 4433.
- [4] 齐蓉,陈明. 永磁容错电机及容错驱动结构研究[J]. 西北工业大学学报, 2005, 23(4) : 475 - 478.
QI Rong, CHEN Ming. A Better Fault Tolerant Permanent Magnet (PM) Drive Configuration for Aircraft[J]. Journal of Northwestern Polytechnical University, 2005, 23(4) : 475 - 478. (in Chinese)
- [5] 郝振洋,胡育文,黄文新. 电力作动器中的永磁容错电机及其控制系统的发展[J]. 航空学报, 2008, 29(1) : 149 - 158.
HAO Zhenyang, HU Yuwen, HUANG Wenxin. Development of Fault - tolerant Permanent Magnet Machine and Its Control System in Electro - mechanical Actuator[J]. Acta Aeronautica & Astroautica Sinica, 2008, 29(1) : 149 - 158. (in Chinese)

- [6] Bowes S R, Lai Y S. The Relationship between Space Vector Modulation and Regular - sampled PWM[J]. IEEE Trans and Electron, 1997, 44(5):670 - 679.
- [7] 欧阳红林. 多相永磁同步电机调速系统控制方法研究[D]. 湖南:湖南大学,2005.
OUYANG Honglin. The Research on Control Method of Variable Speed System of Multi - phase Permanent Magnet Synchronous Motor[D]. Hunan:Hunan University,2005. (in Chinese)
- [8] 齐 蓉,陈 峥,林 辉. 永磁容错电机解耦控制研究[J]. 西北工业大学学报,2007,25(6):809 - 813.
QI Rong, CHEN Zheng, LIN Hui. A Method for Implementing Torque Decoupling Control in Fault Tolerant Permanent Magnet Motor for Aircraft[J]. Journal of Northwestern Polytechnical University,2007,25(6):809 - 813. (in Chinese)
- [9] 唐任远. 现代永磁电机理论与设计[M]. 北京:机械工业出版社,2005.
TANG Renyuan. Modern Permanent Magnet Machines Theory and Design [M]. Beijing: Machine Industry Press,2005. (in Chinese)
- [10] 陈荣永. 磁同步电机伺服系统研究[D]. 南京:南京航空航天大学,2004.
CHEN Rongyong. Research on Permanent Magnet Synchronous Motor Servo System[D]. Nanjing: Nanjing University of Aeronautics and Astronautics,2004. (in Chinese)

(编辑:徐楠楠)

Research on Asymmetrically Operation of Six - phase Permanent Magnet Fault Tolerant Motor

PENG Fang - biao¹, YAN Dong - chao¹, WANG Guang - ming², YUAN Chen - hui¹

(1. Engineering Institute, Air Force Engineering University, Xi'an 710038, China; 2. Air Force No.2 Aviation College, Xi'an 710306, China)

Abstract: When open circuit failure occurs in single - Phase or multiphase of the six - phase permanent magnet fault tolerant motor, if the current flows of the remained phases are not adjusted, the torque ripple will be too large and the performance of the motor will be obviously reduced. In this paper, assuming that phase A is at fault, in order to preserve the performance of order, the mathematic model under five - phase stationary coordinate is set up. By performing dummy coordinator transformation for it, the decoupling control of the fault motor is realized, and vector control of it is possible. The simulation model is also set up and the simulation result indicates that, by changing the value and phase of the current flows of the remained phases, the motor can still operate in a normal way and preserve its performance in a normal state, therefore, the fault tolerant control of the motor comes true.

Key words: six - phase permanent magnet fault tolerant motor; single - phase open circuit failure; dummy coordinate transformation; decoupling control; asymmetrically operation