

多相开路故障下的双三相 PMSM 统一容错控制策略*

高一唱¹, 姚钢¹, 周荔丹¹, 金楠², 李铁³

(1. 上海交通大学 电力传输与功率变换控制教育部重点实验室, 上海 200240;

2. 郑州轻工业大学 电气信息工程学院, 河南 郑州 450002;

3. 上海交通大学 船舶与海洋工程系, 上海 200240)

摘要: 多相电机在定子开路故障下具有良好的容错性能, 与此相关的设备和控制策略改进方面的研究理论也不断被提出。然而, 却少有基于统一模型的适用于多相开路故障的容错控制策略。提出了一种应用于双三相永磁同步电机(PMSM)系统三相或三相以下开路故障的容错控制策略, 并获得了良好的电机电力和动态性能。针对发生单相到三相开路故障的 PMSM 提出了统一数学模型, 提取出每种故障下对应电机不对称性的矩阵。通过电压方程, 推导出每种故障对应的解耦变换矩阵。为了对相电流中的每种谐波进行无差别抑制, 建立了谐波子空间。考虑开路故障相数的增加, 提出了用于三相开路的有中性点电流的容错控制策略, 达到了降低相电流幅值和提升系统冗余度的目的。最后通过试验和仿真结果, 验证了理论分析的正确性。

关键词: 双三相永磁同步电机; 容错控制; 开路故障; 电机不对称性; 统一模型

中图分类号: TM 341 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2019)11-0094-09

Unified Fault-Tolerant Control Strategy of Dual Three-Phase PMSM Under Multi-Phase Open-Circuit Faults*

GAO Yichang¹, YAO Gang¹, ZHOU Lidan¹, JIN Nan², LI Tie³

(1. Key Laboratory of Control of Power Transmission and Conversion, Ministry of Education, Shanghai Jiao Tong University, Shanghai 200240, China;

2. School of Electrical and Information Engineering, Zhengzhou University of Light Industry, Zhengzhou 450002, China;

3. Department of Naval Architecture and Ocean Engineering, Shanghai Jiao Tong University, Shanghai 200240, China)

Abstract: Multi-phase motors had great fault tolerance under stator open-circuit faults. Related facilities, as well as research theories to improve the control strategies, were continuously proposed. However, there were few fault-tolerant control strategies based on unified model suitable for multi-phase open-circuit faults. A fault-tolerant control strategy applying to open-circuit faults in three or fewer phases of the dual three-phase permanent magnet synchronous motor (PMSM) system was proposed, which supported better electrical and dynamical performances of the motor. The unified mathematical model for PMSM open-circuit faults in 1~3 phases was presented, and the matrixes representing asymmetry of the motor under faults were extracted. Corresponding decoupling transformation matrixes were derived from voltage equations. Subspaces were also created for harmonics suppression regardless of the harmonic types. With

* 基金项目: 上海市自然科学基金重点资助项目(18ZR1418400)

作者简介: 高一唱(1994—), 女, 硕士研究生, 研究方向为永磁同步电机容错控制。

姚钢(1977—), 男, 博士, 副研究员, 研究方向为柔性交流输电系统 FACTS 技术、新能源并网接入技术。

周荔丹(1973—), 女, 博士, 副研究员, 研究方向为电能质量分析与治理、新能源并网接入技术。

the number of open phases increasing, a fault-tolerant control strategy for the neutral point current of three-phase open circuit was presented, which aimed at reducing the amplitude of phase currents and increasing the system redundancy. Simulation and experimental results of these fault-tolerant control strategies were provided for verification of the theoretical analysis.

Key words: dual three-phase permanent magnet synchronous motor (PMSM); fault-tolerant control; open-circuit fault; asymmetry of motor; unified model

0 引言

多相永磁同步电机(PMSM)因功率密度大、转矩波动低、容错性能高以及控制对象多等特点^[1],得到越来越多的关注^[2-3]。其中,较高的容错性能对提升系统的运行安全和维护系统的运行稳定具有重大的意义。为提高多相电机在单相或多相开路故障下的可靠性,在电机结构和控制策略上的创新日渐成为多相电机领域的研究焦点之一^[4-9]。

多相电机的容错性一般由相数的冗余所决定^[10]。PMSM的冗余通常来源于绕组数增加,或变换器开关数增加导致开关模式增多^[11-12]。可以通过改进电机的结构来提升电机的容错性。文献[13]提出可以通过改变定子结构和绕组分布来限制发生短路故障时的故障电流,从而减小对系统的破坏。文献[1]则提出可以优化槽数和绕线分布来改变定子的集中参数,减小互感,从而提高电机各相的独立性。另外,通过添加冗余器件的方法,仅添加一个半桥对PMSM的中性点进行调压,可对切除故障相进行弥补。该类方法需要增加器件,通常用于解决故障情况下自由度减少的问题,因此多应用于三相PMSM单相开路故障的容错控制(FTC)^[14-15]。文献[14]提出了一种新型FTC变换器,在原有三相PMSM变换器的三桥臂结构基础上,增加一个半桥桥臂,用于发生单相开路故障时的中性点调压。文献[15]在文献[14]的控制方法基础上讨论了三相PMSM多机并联的拓扑结构,提出了两相运行的数学模型,讨论了中性点支路的线路参数对控制的影响,并且研究了该种控制方法的无传感器控制。

除了改进电机结构,针对故障下电机的稳定运行的FTC策略也被不断提出。文献[16-17]通过建立广义零序子空间,辅助进行六相电流矢量解耦。文献[16]建立了单相故障的数学模型,但是没有对六相PMSM多自由度的优势进行充分

利用,文献[17]建立了任意位置关系的两相开路故障数学模型。但二者均没有考虑定子漏感的影响。文献[18-19]通过创造虚拟变量,对对称六相PMSM进行直接转矩控制(DTC),但DTC原理的特点,不可避免地产生转矩脉动,低速时的性能也不够稳定。文献[20]对如何利用多相电机的剩余自由度在缺相运行下均衡电流,从而平衡转矩的问题进行了细致分析,但是仅仅从维持圆形空间磁势的角度解决问题,对于后续解耦控制策略没有讨论。文献[21]从满足实时能量平衡的角度对多相PMSM的多相缺相运行提出了数学通式,主要目的在于令缺相运行的电机能够输出最大转矩。

目前对于三相以下任意相开路故障下六相PMSM运行稳定性的研究较少。本文提出对三相以下任意相开路故障下偏移30°的双三相PMSM进行容错控制。构造任意三相及三相以下开路故障,对系统进行坐标系变换,提取出由开路故障造成的电流、电压矢量中的非时变矩阵,从而对容错控制下的非对称相电流矢量进行解耦控制,得到相对稳定的电磁转矩,从而维持了故障下PMSM的稳定运行。仿真和试验结果表明所提出的容错控制方法具有很好的控制效果。

1 双三相PMSM容错运行

偏移30°的双三相PMSM的定子绕组由两组对称三相绕组构成,相电流名称及矢量方向如图1所示。图1中的 $\alpha\text{-}\beta$ 为静止坐标系, $d\text{-}q$ 为旋转坐标系。

双三相PMSM的相电压方程为

$$\mathbf{u} = \frac{d}{dt}\boldsymbol{\psi} + R_s \mathbf{i} \quad (1)$$

式中: \mathbf{u} ——相电压列矩阵,元素为 u_k ;

$\boldsymbol{\psi}$ ——定子磁链列矩阵,元素为 ψ_k ;

R_s ——定子绕组内阻;

\mathbf{i} ——相电流列矩阵,元素为 i_k ;

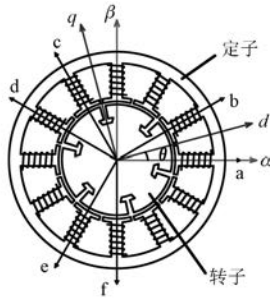


图1 偏移 30° 双三相 PMSG 矢量及坐标系

下标 k ——相名,包括 a、b、c、d、e、f。
定子磁链 ψ 的表达式为

$$\psi = L_s \cdot i + \psi_r \begin{bmatrix} \cos\theta \\ \cos\left(\theta - \frac{\pi}{6}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{5\pi}{6}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{3\pi}{2}\right) \end{bmatrix} \quad (2)$$

式中: ψ_r ——定子相电流与转子磁极之间的最大磁链;

θ ——转子的电角度;

L_s ——电机相电感矩阵,元素为 L_{kp} ;

L_{kp} ——定子两相之间的电感;

k, p ——a~f 相的具体相名。

当 k 和 p 相同时, L_{kp} 代表这一相的自感, k 和 p 不同时, L_{kp} 代表两相互感。 L_{kp} 的表达式为

$$L_{kp} = \begin{cases} L_m \cos(\alpha_p - \alpha_k) + L_a \cos(2\theta - \alpha_p - \alpha_k), & k \neq p \\ L_1 + L_m \cos(\alpha_p - \alpha_k) + L_a \cos(2\theta - \alpha_p - \alpha_k), & k = p \end{cases} \quad (3)$$

式中: L_1 ——相漏感;

L_m ——由定子电流产生的电感系数;

L_a ——由转子磁通产生的电感系数;

α_p, α_k ——a 相与 p 相和 k 相的夹角。

L_m 和 L_a 满足: $L_d = 3L_m + 3L_a, L_q = 3L_m - 3L_a$ 。

L_d, L_q 分别为 PMSG 的直轴和交轴电感。

在双三相 PMSG 正常运行下,各个相电流均

为幅值相等的正弦波形,相位之间的夹角与实际电角度相符,在空间中产生正圆形磁势,从而产生平稳的电磁转矩。当发生单相或多相开路故障时,剩余相电流的幅值和相位可通过开路下的容错控制产生变化,达到维持正圆形磁势不变的目标。因此应满足以下方程:

$$\begin{cases} \sum_k \cos \alpha_k \cdot i_k = 3I \cos \theta \\ \sum_k \sin \alpha_k \cdot i_k = 3I \sin \theta \end{cases} \quad (4)$$

式中: I ——PMSM 正常运行下的相电流幅值。

当有些相发生开路故障时,对应的相电流 i_k 变为零,剩余相电流仍满足式(4)。

双三相 PMSM 通常分为 3 种接地方式,分别为双三相隔离不接地、双三相不隔离不接地以及双三相不隔离接地。具体示意图如图 2 所示。当双三相隔离接地时,两组三相的相电流之和分别为零;当双三相不隔离不接地时,两组三相的相电流总和为零;当双三相不隔离接地时,无电流约束条件。

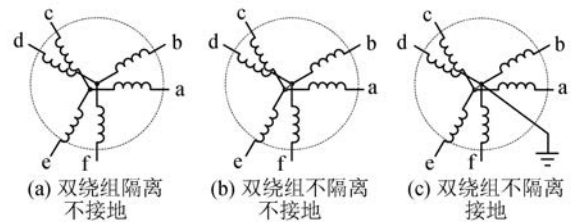


图2 双三相 PMSM 接线方式

双三相 PMSM 在发生单相或多相开路时,要想维持正常工况下的输出转矩,剩余各相相电流的幅值和相位均要发生变化。变化后的相电流除需要满足式(4)外,还应满足其他条件才能得到唯一解。当发生单相开路时,未知相电流为 5 个,除式(4)外,所需方程数为 3,可应用双三相隔离不接地情况下的 2 个电流约束,再附加定子铜耗最小化的最优化条件式(5),求出相电流的最优解。由于最优解已经适用于双三相隔离不接地的最严格电流约束情况,故同样适用于其他 2 种较宽松的接线类型。

定子铜耗最优化条件:

$$P_c = \min \left[\frac{1}{2} R_s (i_a^2 + i_b^2 + i_c^2 + i_d^2 + i_e^2 + i_f^2) \right] \quad (5)$$

当发生两相开路时,所需方程数减少一个,如果删去式(5),则当故障相位于同一组三相中时,该组三相所剩余的非故障相自动为零,不满足充分利用非故障相的原则,因此应保留式(5),应用双三相不隔离不接地情况的电流约束。当发生三相开路时,由于不涉及非故障相电流为零的情况,因此可选择保留式(5),应用双三相不隔离接地的电流约束,也可选择删去式(5),应用双三相不隔离不接地的电流约束。

应用上述构建单相或多相开路故障下相电流求解方程组的方法,求出各相电流的解,可表示为

$$i_k = c_{k1} I \cos \theta + c_{k2} I \sin \theta \quad (6)$$

式中: c_{k1} 、 c_{k2} ——常系数,开路相电流对应的 c_{k1} 、 c_{k2} 取值为零。

可以得到单相或多相开路故障下,静止坐标系向各相的非对称变换阵 $C_{2s/6s}$ (单相或任意两相或三相开路故障对应的 $C_{2s/6s}$ 如附录附表 1~附表 3 所示):

$$C_{2s/6s} = \begin{bmatrix} c_{a1} & c_{a2} \\ \vdots & \vdots \\ c_{f1} & c_{f2} \end{bmatrix} \quad (7)$$

从而得到旋转坐标系向各相的非对称变换阵 $C_{2r/6s}$, 以及其伪逆矩阵 $C_{6s/2r}$:

$$C_{2r/6s} = C_{2s/6s} \cdot \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$C_{6s/2r} = C_{2s/6s}^+ = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} c_{11} & c_{12} \\ \vdots & \vdots \\ c_{N1} & c_{N2} \end{bmatrix}^+ \quad (9)$$

应用式(9)对式(1)进行变换,可得到旋转坐标系下的电压方程:

$$\mathbf{u}_{dq} = C_{6s/2r} \cdot \frac{d\mathbf{L}_s}{dt} \cdot C_{2r/6s} \cdot \mathbf{i}_{dq} + C_{6s/2r} \cdot \mathbf{L}_s \cdot C_{2r/6s} \cdot \frac{d\mathbf{i}_{dq}}{dt} - \psi_r \omega C_{6s/2r} \cdot \mathbf{A} + R_s \cdot \mathbf{i}_{dq} \quad (10)$$

式中: \mathbf{u}_{dq} 、 \mathbf{i}_{dq} —— d 、 q 轴电压、电流组成的列矩阵, $\mathbf{u}_{dq} = [u_d, u_q]^T$, $\mathbf{i}_{dq} = [i_d, i_q]^T$;
 \mathbf{A} ——元素为 $\sin(\theta - \alpha_k)$ 的列矩阵。

则求得 d 、 q 轴电压的表达式为

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \omega \mathbf{X} \begin{bmatrix} 0 & -L_q \\ L_d & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} +$$

$$\omega \begin{bmatrix} 0 & -L_1 \\ L_1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \mathbf{X} \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_1 & 0 \\ 0 & L_1 \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \omega \psi_r \mathbf{X} \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (11)$$

其中: 矩阵 \mathbf{X} 为时变矩阵, 表达式为

$$\mathbf{X} = \frac{1}{3} \cdot C_{6s/2r} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\alpha_a - \alpha_a) & \cdots & \cos(\alpha_f - \alpha_a) \\ \vdots & & \vdots \\ \cos(\alpha_a - \alpha_f) & \cdots & \cos(\alpha_f - \alpha_f) \end{bmatrix} \cdot C_{2r/6s} = \begin{bmatrix} x_1 \cos(2\theta + \delta) + x_2 & -x_1 \sin(2\theta + \delta) \\ -x_1 \sin(2\theta + \delta) & -x_1 \cos(2\theta + \delta) + x_2 \end{bmatrix} \quad (12)$$

式中: x_1 、 x_2 、 δ ——常数, 其取值与对应的相电流最优解有关。

具体取值如附录附表 4~附表 6 所示。

通常情况下, 电机定子绕组的内阻 R_s 和相漏感 L_l 较小。如果忽略这两者, 则可用方程两边同乘 \mathbf{X}^{-1} 的方法对式(11)进行 d 、 q 轴电流解耦:

$$\mathbf{X}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \omega \begin{bmatrix} 0 & -L_q \\ L_d & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \omega \psi_r \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (13)$$

当 PMSM 正常运行时, 之所以要对 d 、 q 轴电流解耦, 是因为电机电磁转矩可以用 i_d 和 i_q 进行线性表示。当能够对 i_d 、 i_q 进行平滑控制时, 可以得到平滑的电磁转矩 T_e 。当电机发生单相和多相故障时, PMSM 的输出转矩为

$$T_e = \frac{n_p \cdot P_e}{\omega} = \frac{n_p \cdot \mathbf{u}^T \cdot \mathbf{i}}{\omega}$$

$$n_p \left(\mathbf{i}_{dq}^T \cdot \begin{bmatrix} 0 & L_d \\ -L_q & 0 \end{bmatrix} + \frac{1}{\omega} \frac{d\mathbf{i}_{dq}^T}{dt} \cdot$$

$$\begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} + \psi_r [0 \quad 1] \right) \cdot \mathbf{X} \cdot C_{2r/6s}^T \cdot C_{2r/6s} \cdot \mathbf{i}_{dq} \quad (14)$$

其中:

$$\mathbf{X} \cdot C_{2r/6s}^T \cdot C_{2r/6s} = 3 \quad (15)$$

则式(14)可简化为

$$T_e = 3n_p [(L_d - L_q) i_d i_q + \psi_r i_q] +$$

$$3n_p \left(\frac{L_d i_d}{\omega} \frac{di}{dt} + \frac{L_q i_q}{\omega} \frac{di}{dt} \right) \quad (16)$$

对式(16)进行周期积分平均可以消掉含微分的项。由此可以证明:只要能对 i_d, i_q 进行平滑控制,双三相 PMSM 就能够在上述单相或多相故障下输出电磁转矩。系统的电流环控制框图如图 3 所示。

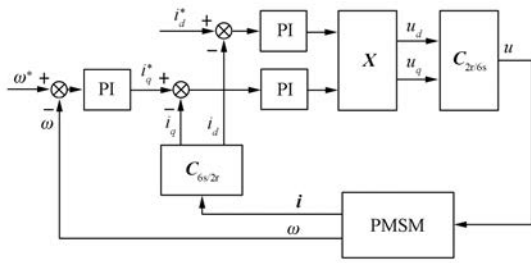


图3 电流环控制框图

2 谐波抑制策略

电机的相电流控制目标是使各相电流呈理想的正弦波形。然而在实际情况下,相电流还含有较大幅值的5、7次等种类的谐波,造成电机严重发热、输出转矩波动等问题,影响控制系统性能。引起相电流谐波的影响因素多样,除外界环境影响之外,还包括定子绕组分布、电机内部结构以及电机故障等问题。对于由这些原因造成的谐波,可统一通过创造子空间,增加电流环的方式对相电流中的谐波分量加以抑制。

代表谐波分量的六维子空间常向量 Z 首先应满足不能产生任何有功功率,即与相电流最优解的系数矩阵 $C_{2s/6s}$ 正交。子空间中的谐波种类很多,常向量 Z 与子空间中的谐波皆不同频,因此子空间对于各种谐波均为无差别抑制。示意图

如图 4 所示。

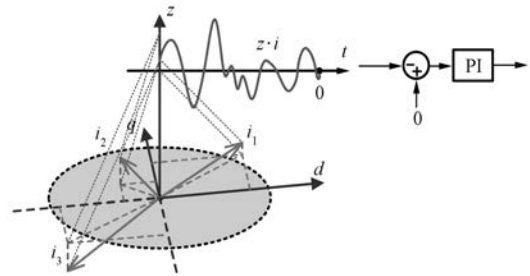


图4 利用子空间进行谐波抑制原理

常向量 Z 对应开路相元素可置为零,其余元素数与非故障相数一致,求解可令其满足开路故障所对应的容错控制策略中的所有相电流约束。根据这些条件能够求出每一种开路故障类型对应的向量 Z ,结果如表 1 所示。

表 1 不同开路故障下的子空间常向量 Z

开路相(夹角)	向量 Z
f	[1 -0.866 0 -0.5 0.866 0 -0.5 0]
e, f(30°)	[0.723 4 -0.988 2 0.988 2 -0.723 4 0 0]
a, f(90°)	[0 0.317 0 -1.183 0 1.183 0 -0.317 0 0]
d, f(120°)	[-1.115 4 1.224 7 -0.408 2 0 0.298 9 0]
e, f(150°)	[1.150 1 -1.150 1 0 0.421 0 -0.421 0 0]
d, e, f(30°-90°)	[-1.224 7 1.060 7 -0.612 4 0 0 0]
c, e, f(30°-120°)	[-1.341 6 0.774 6 0 -0.774 6 0 0]
a, d, f(90°-120°)	[0 -1.060 7 -0.612 4 0 -1.224 7 0]
b, d, f(120°-120°)	[-1 0 -1 0 -1 0]

注:“故障相”一栏括号内角度表示故障相之间夹角的角度。

综合容错控制策略和谐波抑制策略,对发生单相或多相开路故障的双三相 PMSM 系统进行容错控制。系统控制框图如图 5 所示。

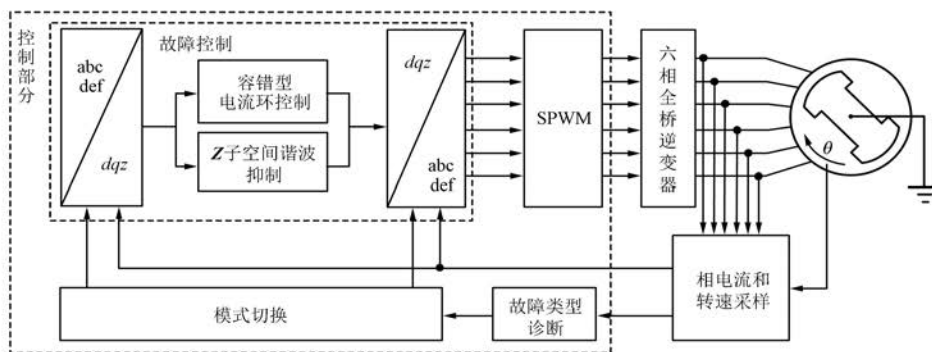


图5 系统控制框图

3 容错控制系统仿真

根据图 6 所示的系统结构,搭建 MATLAB/Simulink 仿真模型,具体参数在表 2 中列出。直流侧由 800 V 电压源供电,经六相全桥逆变器连接到双三相 PMSM 上,逆变器由 PMSM 相电压调制产生的正弦脉宽调制 (SPWM) 信号控制。

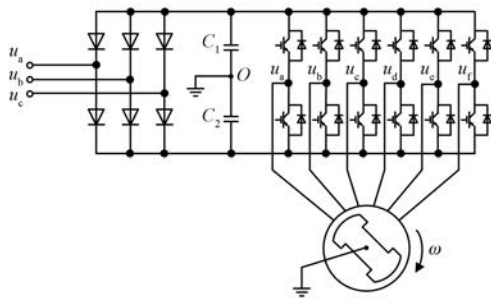


图 6 双三相 PMSM 容错控制系统驱动

表 2 仿真参数

参数名称	参数值
磁链 ψ_m/Wb	0.7
d 轴电感 L_d/mH	6.12
q 轴电感 L_q/mH	6.12
相漏感 L_l/mH	1.76
极对数 n_p	3
定子电阻 R_s/Ω	0.7
转动惯量 $J/(kg \cdot m^2)$	0.015
阻尼系数 $B/(N \cdot s \cdot m^{-1})$	0.095 4
额定相电流/A	35
额定转速/ $(r \cdot min^{-1})$	1 000

系统分别仿真双三相 PMSM 发生单相、任意两相、任意三相开路故障的情况。其中,任意三相开路故障还仿真了应用双三相不隔离接地的电流约束,以及应用双三相不隔离不接地的电流约束 2 种情况的转换。各种故障时刻的波形图中,起始故障状态下的相电流最大值均与正常运行时的幅值相等。因为电机定子绕组和连接线不能长时间承受过电流,所以通过调整转矩负载的方式将电流幅值的最大值调整至正常工况下的相电流幅值。由于调整转矩的用时较长,故通过较长仿真时间的故障切换相电流波形来说明相电流幅值的调整过程。单相开路故障(f相开路)切换相电流如图 7 所示。

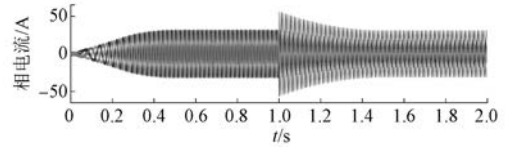


图 7 单相开路故障(f相开路)切换相电流

从单相到三相的开路故障种类很多,每种相数的开路故障转换分别举一例。仿真结果如图 8~图 11 所示。包括单相开路(f相)、两相开路(e、f相)、三相开路(c、e、f相)以及三相开路(c、e、f相)下有无中性点电流控制策略转换下,相电流、 i_d 和 i_q 以及 PMSM 电角速度波形。当发生开路故障时,为使故障发生前后的电机电磁转矩不发生突变,非故障相电流幅值中的最大值必然上升。而电机定子绕组和输电线路的耐流值均按照正常工况设计,无法维持长时间过流运行。因此,电机应逐渐减小电磁转矩,使故障运行下的相电流最大值回到正常范围内。图 8~图 11 起始故障状态下的相电流最大值均与正常运行时的幅值相等。

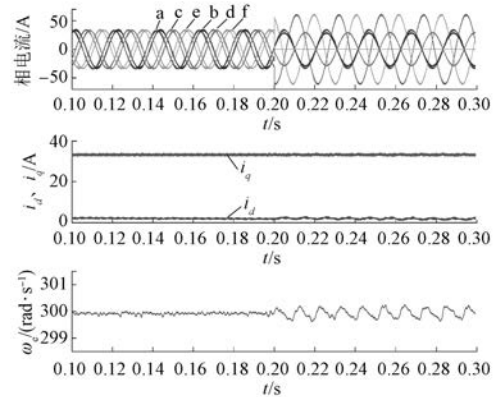


图 8 正常运行向单相开路故障切换(f相开路)

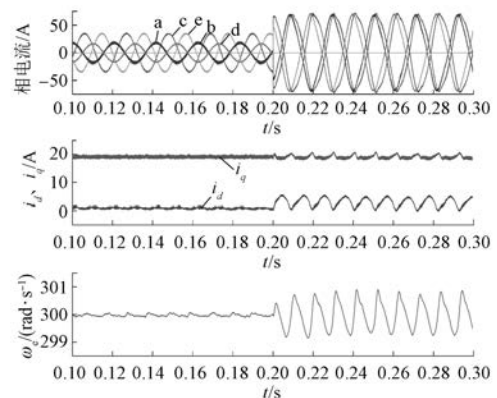


图 9 单相开路故障(f相开路)向两相开路故障切换(e、f相开路)

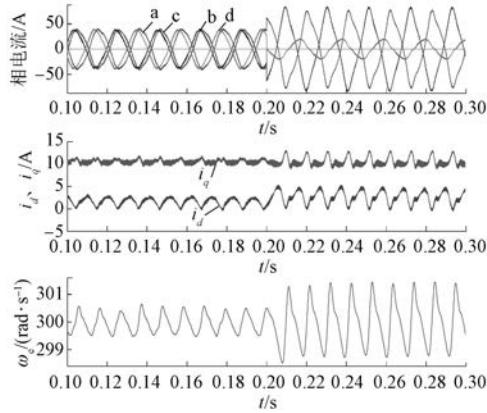


图 10 两相开路故障(e、f相开路)向三相开路故障切换(c、e、f相开路,无中性点电流控制)

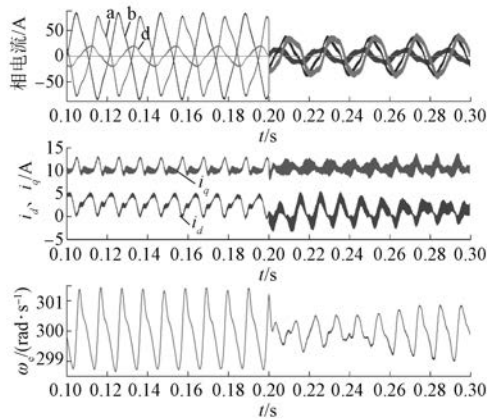


图 11 三相开路故障(c、e、f相开路)下无中性点电流控制向有中性点电流控制切换

图 8 是全相正常运行工况下,发生 f 相开路故障的波形。相电流幅值由六相均为 31.5 A 变为 f 相为零,其余五相各不相等。幅值和正常相电流之间的比例关系,以及变化后相位与计算得到的相电流数值和相位相符。 i_d 接近 0,说明电流环有效抑制了无功; i_q 在开路故障发生前后无明显变化,稳定在 31 A,说明容错控制有效地保证了输出转矩平稳。转速振幅略有上升,从约 ± 0.1 rad/s 上升为 ± 0.3 rad/s,但仍维持在 0.2% 之内,对系统影响较小。

图 9、图 10 中,当在单相或多相开路故障的基础上,又有一相发生开路故障时,故障类型发生变化,相电流幅值和相位均发生变化,幅值和正常相电流之间的比例关系以及变化后相位与故障类型所对应的相电流最优解中的数值和相位相符。

相电流减少,所产生的磁势保持不变,因此变化后相电流幅值的最大值相较变化前明显上升。 i_d 、 i_q 以及电角速度幅值几乎不变,相电流中的谐波含量和 i_d 、 i_q 以及电角速度的波动有所上升。原因是开路故障导致的电机对称性降低,定子绕组和相漏感使故障系统无法完全解耦。今后将围绕如何改进控制结构,从而对系统进行更完全的解耦进行更深入的研究。

图 11 是在同种三相开路故障下,分别采用双绕组不隔离不接地,以及双绕组不隔离接地附加铜耗最小化条件进行相电流求解的 2 种容错控制策略的切换仿真结果。当采用双绕组不隔离不接地的接线方式时,求出的相电流之和为零,电机定子绕组中性点无电流流出。当采用双绕组不隔离接地附加铜耗最小化条件时,各相电流解之和不为零,电机定子绕组中性点无电流流出。从仿真结果可以看出,当采用有中性点电流的容错控制时,相电流幅值明显减小,原因是加入了铜耗最小化的优化条件。 i_d 、 i_q 以及电角速度的波动随着相电流幅值的减小而减小。同时,相电流中的高频分量增多,相电流包含了大量中性点电流,定子绕组电感的滤波效应降低,因此谐波含量增加。

4 结 语

本文提出了基于全桥逆变器的 Y 移 30° 双三相 PMSM 系统的开路故障容错控制方法。根据当发生不同相数的多相断路故障时的数学模型提出直轴、交轴以及广义零序分量变换阵,提取时变系数矩阵对电机故障后的电压电流进行解耦矢量控制,并将模型成功应用到单相至三相的任意相开路故障情况。根据三相开路故障的特殊性,归纳出 2 种不同的控制策略,以达到不同的控制效果。此外,通过对故障情况下采用容错控制的系统进行仿真和试验,验证了容错控制方法的有效性,获得了稳定的电机相电流和转速,保障了双三相 PMSM 系统在单相或三相以下任意相开路故障下的稳定运行。

【参考文献】

[1] CAO W, MECROW B, ATKINSON G J, et al. Overview of electric motor technologies used for more electric aircraft (MEA) [J]. IEEE Transactions on

- Industrial Electronics, 2012, 59(9): 3523.
- [2] LEVI E. Multiphase electric machines for variable-speed applications [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55(5): 1893.
- [3] LEVI E. Advances in converter control and innovative exploitation of additional degrees of freedom for multiphase machines [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(1): 433.
- [4] CHEN Q, LIU G, ZHAO W, et al. Design and comparison of two fault-tolerant interior-permanent-magnet motors [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(12): 6615.
- [5] 赵文祥, 唐建勋, 吉敬华, 等. 五相容错式磁通切换永磁电机及其控制 [J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(5): 1229.
- [6] BARCARO M, BIANCHI N, MAGNUSSEN F. Faulty operations of a PM fractional-slot machine with a dual three-phase winding [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58(9): 3825.
- [7] 刘自程, 郑泽东, 彭凌, 等. 船舶电力推进中十五相感应电机同轴运行及容错控制策略 [J]. 电工技术学报, 2014, 29(3): 65.
- [8] FREIRE N M A, CARDOSO A J M. A fault-tolerant direct controlled PMSG drive for wind energy conversion systems [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(2): 821.
- [9] DURÁN M J, PRIETO J, BARRERO F. Space vector PWM with reduced common-mode voltage for five-phase induction motor drives operating in overmodulation zone [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(8): 4030.
- [10] 刘自程, 李永东, 郑泽东. 多相电机控制驱动技术研究综述 [J]. 电工技术学报, 2017, 32(24): 17.
- [11] TOUSIZADEH M, CHE H S, SELVARAJ J, et al. Performance comparison of fault-tolerant three-phase induction motor drives considering current and voltage limits [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(4): 2639.
- [12] DRUANT J, VYNCKE T, DE BELIE F, et al. Adding inverter fault detection to model-based predictive control for flying-capacitor inverters [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(4): 2054.
- [13] JIANG X, LI Q, HUANG W, et al. A dual-winding fault-tolerant motor drive system based on the redundancy bridge arm [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(1): 654.
- [14] BOLOGNANI S, ZORDAN M, ZIGLIOTTO M. Experimental fault-tolerant control of a PMSM drive [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2000, 47(5): 1134.
- [15] WALLMARK O, HARNEFORS L, CARLSON O. Control algorithms for a fault-tolerant PMSM drive [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, 54(4): 1973.
- [16] 王永兴, 温旭辉, 赵峰. 六相永磁同步电机缺相容错控制 [J]. 电工技术学报, 2015, 30(5): 49.
- [17] 姚钢, 殷志柱, 周荔丹, 等. 六相永磁同步发电机的容错控制 [J]. 电机与控制学报, 2018, 22(5): 1.
- [18] 周扬忠, 程明, 陈小剑. 基于虚拟变量的六相永磁同步电机缺一相容错型直接转矩控制 [J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(19): 5050.
- [19] 林晓刚, 周扬忠, 程明. 基于虚拟变量的六相永磁同步电机缺任意两相容错型直接转矩控制 [J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(1): 231.
- [20] FU J, LIPO T A. Disturbance free operation of a multiphase current regulated motor drive with an opened phase [C] // Conference Record of the 1993 IEEE Industry Applications Conference Twenty-Eighth IAS Annual Meeting, 1993.
- [21] DWARI S, PARSAL L. An optimal control technique for multiphase PM machines under open-circuit faults [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55(5): 1988.

收稿日期: 2019-07-30

附 录

附表 1 单相和两相开路故障下的 $C_{2s/6s}$ 矩阵

故障相	$C_{2s/6s}$
f	$\begin{bmatrix} 1 & 0.866 & 0 & -0.5 & -0.866 & 0 & -0.5 & 0 \\ 0 & 0 & 1.732 & 1 & 0 & -1.732 & 1 & 0 \end{bmatrix}^T$
e, f(30°)	$\begin{bmatrix} 0.110 & 6 & 1.581 & 0 & 0.151 & 1 & -1.842 & 7 & 0 & 0 \\ -3.493 & 7 & 3.040 & 5 & 3.423 & 6 & -2.970 & 4 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$
a, f(90°)	$\begin{bmatrix} 0 & 1.890 & 5 & -0.591 & 5 & -1.140 & 5 & -0.158 & 5 & 0 \\ 0 & 0.158 & 5 & 1.140 & 5 & 0.591 & 5 & -1.890 & 5 & 0 \end{bmatrix}^T$
d, f(120°)	$\begin{bmatrix} 1.211 & 3 & 0.866 & 0 & -1.288 & 7 & 0 & -0.788 & 7 & 0 \\ -0.455 & 3 & 0.5 & 1.565 & 4 & 0 & -1.610 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$
c, f(150°)	$\begin{bmatrix} 1.043 & 2 & 0.688 & 8 & 0 & -1.350 & 2 & -0.381 & 9 & 0 \\ -0.429 & 3 & 0.893 & 4 & 0 & 1.574 & 9 & -2.039 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$

附表 2 三相开路故障下、无中性点电流控制的 $C_{2s/6s}$ 矩阵

故障相	$C_{2s/6s}$
d, e, f(30°-90°)	$\begin{bmatrix} -1.732 & 1 & 4.098 & 1 & -2.366 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -6.464 & 1 & 7.098 & 1 & -0.634 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$
c, e, f(30°-120°)	$\begin{bmatrix} 0 & 1.732 & 1 & 0 & -1.732 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ -6 & 6.464 & 1 & 0 & -0.464 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$
a, d, f(90°-120°)	$\begin{bmatrix} 0 & 2.196 & 2 & -1.732 & 1 & 0 & -0.464 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1.732 & 1 & 0 & -1.732 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$
b, d, f(120°-120°)	$\begin{bmatrix} 2 & 0 & -1 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1.732 & 1 & 0 & -1.732 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$

附表 3 三相开路故障下、有中性点电流控制的 $C_{2s/6s}$ 矩阵

故障相	$C_{2s/6s}$
d, e, f(30°-90°)	$\begin{bmatrix} 1.5 & 1.299 & 0 & -0.75 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1.5 & 2.598 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$
c, e, f(30°-120°)	$\begin{bmatrix} 1.2 & 1.039 & 2 & 0 & -1.039 & 2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 3 & 0 & 3 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$
a, d, f(90°-120°)	$\begin{bmatrix} 0 & 1.948 & 6 & -1.875 & 0 & 0 & -0.75 & 0 & 0 \\ 0 & 0.375 & 0 & 1.948 & 6 & 0 & -1.299 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$
b, d, f(120°-120°)	$\begin{bmatrix} 2 & 0 & -1 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1.732 & 1 & 0 & -1.732 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$

附表 4 单相和两相开路故障下的 X 矩阵参数

故障相	x_1	x_2	δ
f	0.25	0.75	0
e, f(30°)	0.44	0.51	0.52
a, f(90°)	0.08	0.58	-1.57
d, f(120°)	0.13	0.63	-1.05
c, f(150°)	0.28	0.66	-0.52

附表 5 三相开路故障下、无中性点电流控制的 X 矩阵参数

故障相	x_1	x_2	δ
d, e, f(30°-90°)	0.27	0.29	0.89
c, e, f(30°-120°)	0.35	0.39	0.32
a, d, f(90°-120°)	-0.17	0.49	1.14
b, d, f(120°-120°)	0	0.5	0

附表 6 三相开路故障下、有中性点电流控制的 X 矩阵参数

故障相	x_1	x_2	δ
d, e, f(30°-90°)	0.17	0.5	0
c, e, f(30°-120°)	0.33	0.5	0
a, d, f(90°-120°)	-0.17	0.5	1.05
b, d, f(120°-120°)	0	0.5	0

(上接第 49 页)

- [13] KWON O, CHO E S, HEO H. A study on the dual-servo system using improved cross-coupling control method[C] // 2011 10th International Conference on Environment and Electrical Engineering, 2011.
- [14] 崔林, 王士军, 郝树萌. 基于 DDA 和最小二乘法插补的激光洗水加工技术设计与实现[J]. 机床与液

压, 2019, 47(7): 85.

- [15] HO H, TAI H. Time complexity of motion planning algorithm for homogeneous combinatorial robots[C] // 2006 SICE-ICASE International Joint Conference, 2006.

收稿日期: 2019-08-26

[主要栏目]

- 控制与应用技术
- 研究与设计
- 故障诊断与保护
- 新能源发电与局域电网
- 新能源汽车技术
- 发电机组及其控制
- 测试技术与测控系统
- 材料与工艺
- 电机生产及质量管理
- 电力电子变流器技术
- 智能制造
- 节能应用