

开路故障下模块化永磁同步电机的容错控制

武欢

(辽宁铁道职业技术学院 城市轨道交通学院, 辽宁 锦州 121000)

摘要: 为提升模块化永磁同步电机的容错能力与故障条件下的输出能力,提出了一种新型的扩展开路容错控制(EOCFTC)策略。首先,构建了 n 模块的模块化电机数学模型,根据模块化电机的特点,提出了一种新型绕组重构策略处理各模块中的多相开路故障,并对剩余的正常相进行合理重构。其次,分析了几种典型开路故障及其处理方法,运用磁动势补偿和磁场定向控制策略保持新模块的正常运行。最后,通过两模块化电机验证EOCFTC策略的可行性。实验结果表明,采用EOCFTC策略的模块化电机具有较高的容错能力,能够实现模块化电机的最大输出转矩;同时在两模块化电机上的开路故障容错控制中,表现出良好的合理性和可行性。

关键词: 电枢磁势补偿;模块化永磁同步电动机;开路容错;绕组重构

中图分类号: TM351 **文献标识码:** A **DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqcd21961

Fault Tolerant Control of Modular Permanent Magnet Synchronous Motor Under Open Circuit Fault

WU Huan

(*Institute of Urban Rail Transit, Liaoning Railway Vocational and Technical College, Jinzhou 121000, Liaoning, China*)

Abstract: In order to improve the fault tolerance of modular permanent magnet synchronous motors and the output capacity under fault conditions, a new extended open circuit fault tolerance control (EOCFTC) strategy was proposed. Firstly, the mathematical model of the n -module modular motor was constructed. According to the characteristics of the modular motor, a new winding reconstruction strategy was proposed to deal with the multi-phase open circuit faults in each module, and the remaining normal phases were reasonably reconstructed. Secondly, several typical open-circuit faults and their treatment methods were analyzed, and magnetomotive force compensation and field-oriented control strategies were used to maintain the normal operation of the new module. Finally, the feasibility of the EOCFTC strategy was verified through two-module modular motor. The experimental results show that the modular motor adopting the EOCFTC strategy has high fault tolerance and can achieve the maximum output torque of the modular motor, at the same time, it shows good rationality and feasibility in the fault tolerance control of open circuit on the two-module motor.

Key words: armature magnetic potential compensation; modular permanent magnet synchronous motor; open circuit fault tolerance; winding reconstruction

永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)是能量转换的重要组件之一,因其高效率、高转矩密度等优点,广泛应用于工农业生产的各个领域^[1]。在实际应用过程中,通常要求PMSM具备良好的容错能力^[2]。如电动汽车领域,要求PMSM驱动系统具有较高的可靠性,以确保容错控制策略能够在故障发生时保持电动汽车长时间的稳定运行^[3]。因此,提升PMSM的

容错能力是保持系统持续稳定运行的关键因素。

多相结构和模块化结构是目前最常用的两种具有容错能力的电机结构^[4]。其中,多相电机的控制系统和容错策略较为复杂,且单相故障下由于正常相绕组磁动势(magneto motive force, MMF)的变化,容易导致明显的转矩波动^[5]。相比之下,模块化电机具有多个三相模块,每个模块均由独立的三相逆变器控制^[6],当任一模块因故

基金项目:辽宁省教育厅科学研究项目(LJKY2019114)

作者简介:武欢(1986—),女,硕士,讲师,Email:wuhuan325@126.com

障断开时,不会影响其余模块的正常运行,因此模块化拓扑是高可靠性容错电机研究的重点内容^[7]。

文献[8]提出了一种由8个三相模块单元组成的模块化电机模型,当电机故障时,由于不同模块之间的磁耦合较小,使得故障模块能够从系统中断开实现容错操作,但这种方式会大大降低系统的输出能力。文献[9]针对双三相电机的单相开路故障,提出了一种最优损耗与最优转矩控制策略。文献[10]针对不同模块的单相开路故障,提出了一种中性点互连的容错方法,提升电机容错能力,但该容错方法较为复杂,会降低普通模块的电磁性能,导致电机整体系统性能下降。文献[11]提出了一种基于分流电容器拓扑的三相PMSM容错策略,但该方式由于中性点通过分流电容器链接到DC总线中点,将导致总线电压的大电压波动,不适用于模块化电机。文献[12]提出了一种基于冗余支路拓扑的三相PMSM容错策略,但由于中性点增加了冗余支路,使得该支路容易导入至模块化电机中,影响最大输出转矩。

综上,现有研究方法主要集中在单相开路故障的容错策略,尚无法处理模块化电机的两相或多相开路故障。因此,针对多相开路故障的容错策略,提出一种新型扩展开路容错控制(extended open circuit fault tolerant control, EOCFTC)策略。首先,选择具有冗余支路的拓扑作为每个三相模块的容错拓扑,分别针对正常和单相开路容错,采用磁场定向控制(field oriented control, FOC)和MMF补偿策略实现容错控制;然后,根据模块化电机的特性研究绕组重构策略,通过采用EOCFTC策略实现模块化电机的最大输出转矩能力;最后,采用最小模块化电机进行实验,验证所提容错控制系统的正确性和有效性。

1 模块化电机的数学模型

本文构建的模块化电机的定子沿圆周将电机分为 n 个模块,每个定子模块均是一组独立控制的三相绕组。通常,模块化电机各模块的定子绕组均为三相Y型对称绕组,且各模块具有相同的电气位置及电气角度。因此每个模块的三相电流方程具有相同的形式,如下式所示:

$$\begin{cases} i_{A1,2,\dots,n} = I_{m1,2,\dots,n} \cos(\omega_e t) \\ i_{B1,2,\dots,n} = I_{m1,2,\dots,n} \cos(\omega_e t - \frac{2}{3}\pi) \\ i_{C1,2,\dots,n} = I_{m1,2,\dots,n} \cos(\omega_e t + \frac{2}{3}\pi) \end{cases} \quad (1)$$

式中: $I_{m1,2,\dots,n}$ 为各模块相电流幅度; ω_e 为电角频率。

当电机发生开路故障时,通过对故障模块的容错控制可以实现电磁转矩的输出,进而提高电机控制系统故障输出能力。对于模块化电机,主要有两种容错控制策略,分别为单电机容错和多电机容错。其中,多电机容错控制是指当电机发生开路故障时,通过非故障相构建容错控制拓扑,然而该方法可能存在一定的不可靠性,因此为了保障模块化电机的安全可靠运行,通常使用单电机容错。

图1为三相模块的几种容错拓扑,其中包括两相四开关拓扑、附加桥臂拓扑、三相四开关拓扑及三相四桥臂拓扑结构等。

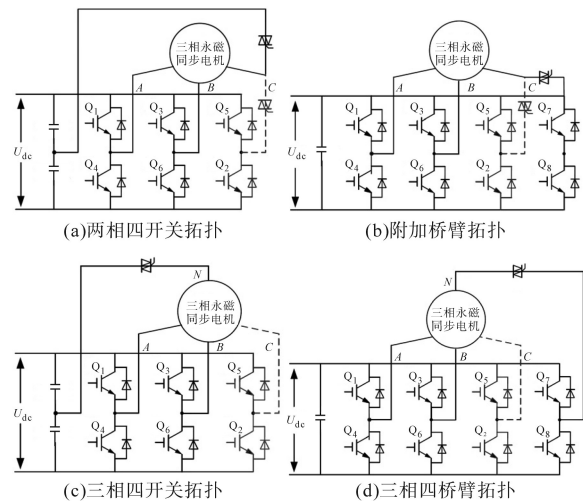


图1 单电机容错逆变器拓扑

Fig.1 Single-motor fault tolerant inverter topology

对于逆变器开路故障,通常使用附加桥臂和三相四开关拓扑,而多模块结构不适合应用于两相四开关拓扑,这是因为该容错拓扑容易出现母线电压波动。对于逆变器功率器件或者电机绕组开路故障,通常使用三相四桥臂拓扑,该拓扑不会导致故障时母线电压的波动。模块化电机的各个模块电机共用同一母线,不同模块之间电机相互隔离,且可以独立控制,因此选取三相四桥臂拓扑结构较为合适。

当多模块电机发生故障时,为了减少对其的影响,尽量不对其定子电枢磁势的空间分布进行改变,因此对于多模块电机的各个子模块,均使用三相四桥臂拓扑结构。图2为模块化电机控制系统的拓扑结构,通过合理的转矩分配控制,模块化电机的转矩控制可简化为每个模块的电流控制。

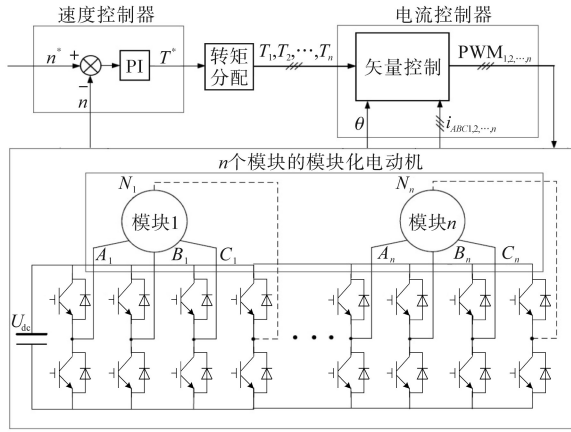


图2 模块化电机控制系统拓扑图
Fig.2 Modular motor control system topology diagram

2 单相开路容错控制策略

2.1 故障模块切除控制策略

电机单模块发生开路故障后,首要保证电机运行性能的稳定,同时因为多模块电机的不同模块之间是相互独立、相互隔离的,因此若A₁相出现开路故障,则首先需对其故障模块进行隔离切除,故障模块切除后,可以得到模块化电机在三相坐标系下的电压方程如下式所示:

$$\begin{bmatrix} U_{dq1} \\ \vdots \\ U_{dqn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & A_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dq1} \\ \vdots \\ I_{dqn} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & B_n \end{bmatrix} \times \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{dq1} \\ \vdots \\ I_{dqn} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} C_1 \\ \vdots \\ C_n \end{bmatrix} \quad (2)$$

其中

$$C_{1,2,\dots,n} = \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_e \Psi_f \end{bmatrix}$$

式中:U_{dqn}为n模块的交直流电压;A_n为n模块的电感矩阵;I_{dqn}为交直流电流;B_n为n模块的互感矩阵;Ψ_f为转子磁链。

d-q坐标系下,电机电压方程如下式所示:

$$\begin{bmatrix} U_{di} \\ U_{qi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_i + pL_{di} & -\omega_e L_{qi} \\ \omega_e L_{di} & R_i + pL_{qi} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{di} \\ I_{qi} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_e \Psi_f \end{bmatrix} \quad (3)$$

式中:R_i为电机相电阻;p为微分算子;I_{di},I_{qi}分别为交、直轴电流;U_{di},U_{qi}分别为交、直轴电压;L_{di},L_{qi}分别为交、直轴电感。

则转矩方程如下式所示:

$$T_{ei} = \frac{3}{2} p [\Psi_f I_{qi} + (L_{di} - L_{qi}) I_{di} I_{qi}] \quad (4)$$

电机的总输出转矩如下式所示:

$$T_e = \sum_{i=1}^n T_{ei} = \frac{3}{2} p \{ \Psi_f \sum_{i=1}^n I_{qi} + \sum_{i=1}^n [(L_{di} - L_{qi}) I_{di} I_{qi}] \} \quad (5)$$

综上,对故障相进行切除隔离后,模块化电机的总输出为其额定运行时的3/4,如果有n个子模块同时发生故障,对这n个子模块进行切除,模块化电机的总输出为其额定运行时的(4-n)/4。

2.2 单相开路故障MMF补偿容错控制策略

单相开路故障是指发生在电机的某一单相或发生在逆变器某一桥臂中的故障,可通过采用相同的容错策略进行处理。因此根据模块化电机的特性,将每个模块均视为一个普通的三相电机,采用MMF补偿策略处理模块中的单相开路故障。当故障发生时,模块在气隙中产生的合成基本磁通的振幅减小,并随之发生波动,导致转矩降低及大转矩波动。

以模块1的A₁相断路为例,为了降低A₁相的不良影响,根据MMF策略调整B₁相和C₁相电流,以补偿开路故障引起的MMF下降。正常情况下,单个模块中三相对称绕组的基本MMF表达式为

$$\begin{aligned} F_{n1} &= f_{A1} + f_{B1} + f_{C1} \\ &= N_{m1} \cos(\omega_e t) \cos \theta_s + N_{m1} \cos(\omega_e t - \frac{2\pi}{3}) \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) + \\ &\quad N_{m1} \cos(\omega_e t - \frac{4\pi}{3}) \cos(\theta_s - \frac{4\pi}{3}) \\ &= \frac{3}{2} N_{m1} \cos(\omega_e t - \theta_s) \\ &= \frac{3}{2} N_{m1} \cos(\omega_e t) \cos(\theta_s) + \frac{3}{2} N_{m1} \sin(\omega_e t) \sin(\theta_s) \end{aligned} \quad (6)$$

式中:N为串联相的匝数;θ_s为当前位置与A₁相绕组之间的电角度。

当A₁相打开时,其他两相生成的MMF之和如下式所示:

$$F_{1ph-oc} = N_{i_{B1}} \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) + N_{i_{C1}} \cos(\theta_s - \frac{4\pi}{3}) \quad (7)$$

经计算可得:

$$\begin{aligned} F_{1ph-oc} &= (-\frac{1}{2} i_{B1} - \frac{1}{2} i_{C1}) N \cos \theta_s + \\ &\quad (\frac{\sqrt{3}}{2} i_{B1} - \frac{\sqrt{3}}{2} i_{C1}) N \sin \theta_s \end{aligned} \quad (8)$$

式中:i_{B1},i_{C1}分别为故障发生后B₁相、C₁相的电流。假设电流的增加不会引起铁心饱和,则可以得到i_{B1}和i_{C1}表达式如下:

$$i_{B1} = \sqrt{3} I_{m1} \cos(\omega_e t - \frac{5\pi}{6}) \quad (9)$$

$$i_{C1} = \sqrt{3} I_{m1} \cos(\omega_e t + \frac{5\pi}{6}) \quad (10)$$

此时零序电流如下式所示:

$$i_0 = \frac{1}{3} (i_{A1} + i_{B1} + i_{C1}) = -\sqrt{3} I_{m1} \cos(\omega t) \quad (11)$$

2.3 MMF 补偿时电压和电流极限方法

在电机开路故障时,故障相无电流,同时因为 i_0 的存在,MMF 补偿容错控制策略下的电流矢量在空间中不再表现为一个圆形。根据坐标变换,定子电流在 $d-q$ 轴系和在 $\alpha-\beta$ 平面具有如下对应关系:

$$\begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (12)$$

式中: i_α, i_β 分别为 α, β 轴对应的电流。

通过式(11)可以得到零序电流矢量在 $\alpha-\beta$ 平面内 MMF 补偿容错控制策略时的轨迹,如图3所示。

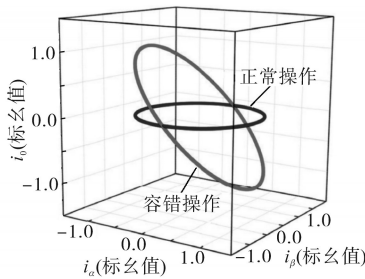


图3 正常和容错条件下的电流向量

Fig.3 Current vector under normal and fault tolerant conditions

从式(8)和图3可知,在电机开路故障时,非故障相绕组之间的相位角保持在 60° , $\alpha-\beta$ 平面内电流矢量的投影表现为圆形,则电机故障时的输出能力有一定保证。通过这种控制方法可以减小电机故障时的转矩波动,同时故障电机有一定的输出能力。

3 多相开路故障容错控制策略

模块化电机中的多相开路故障较为复杂,既包括具有单相开路故障的模块,又包括具有两相开路故障的模块。通常,MMF 补偿策略无法在一个模块中处理两相开路故障,因此MMF 策略不足以作为模块化电机的最终开路容错策略。考虑到模块化电机中各模块的电气位置相同,具有相同的电角度,本文提出了EOCFTC策略,即在电机故障时对故障模块中的绕组进行重构进而使得故障模块的非故障相得以充分利用,最终保证模

块化电机在故障时的输出能力的最大化。

3.1 模块化电机的两相开路故障

模块化电机的两相开路故障包括2种情况。

情况1:开路故障相均属于同一模块,如图4所示。其模块化电机的总输出转矩能力降低 $(n-0.846)/n$,但高于传统控制策略的 $(n-1)/n$ 。

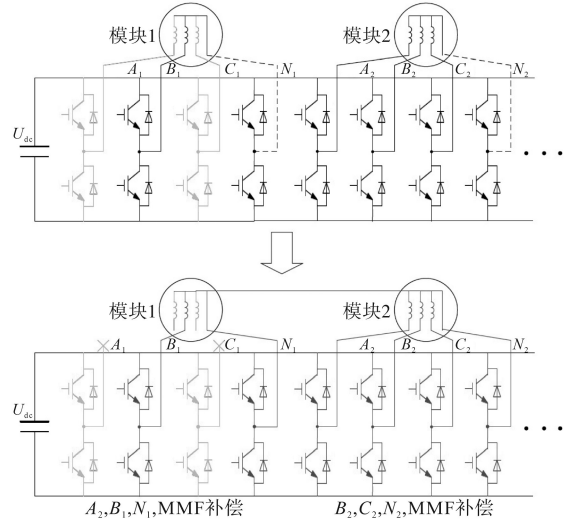


图4 两相开路故障情况1下的故障模块结构

Fig.4 The structure of the fault module under the two-phase open circuit fault condition 1

情况2:开路故障相属于两个不同的模块,如图5所示。采用MMF 补偿策略处理模块1和模块2的故障,此时模块化电机的总输出转矩能力下降了 $(n-1.423)/n$,但高于传统控制策略的 $(n-2)/n$ 。

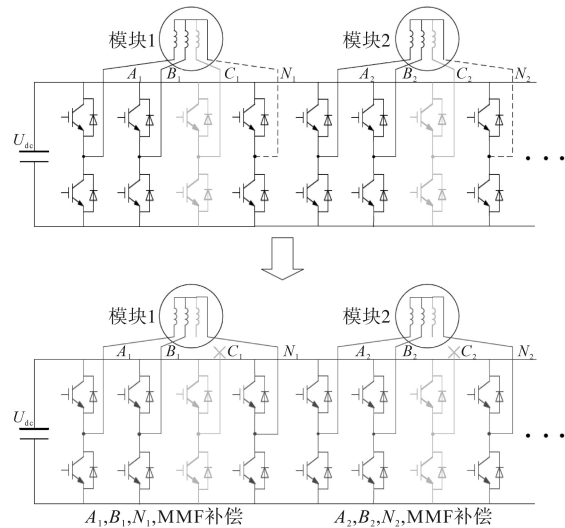


图5 两相开路故障情况2下的故障模块结构

Fig.5 The structure of the fault module under the two-phase open circuit fault condition 2

3.2 模块化电机的三相开路故障

模块化电机的三相开路故障相较于两相开路故障更为复杂,共包括2种情况。

情况 1: 三个开路故障相均属于同一模块。此时, 该模块属于自然切断, 不具有研究意义, 因此本文不做论述。

情况 2: 三个开路故障相属于两个不同的模块, 且彼此电角度不同, 如图 6 中所示模块 1 的 A_1 相与模块 2 的 B_2, C_2 相。通过采用 FOC 策略, 使得新模块能够正常运行。因此, 模块化电机的总输出转矩能力下降了 $(n-1)/n$, 高于传统策略的 $(n-2)/n$ 和 MMF 策略的 $(n-1.423)/n$ 。

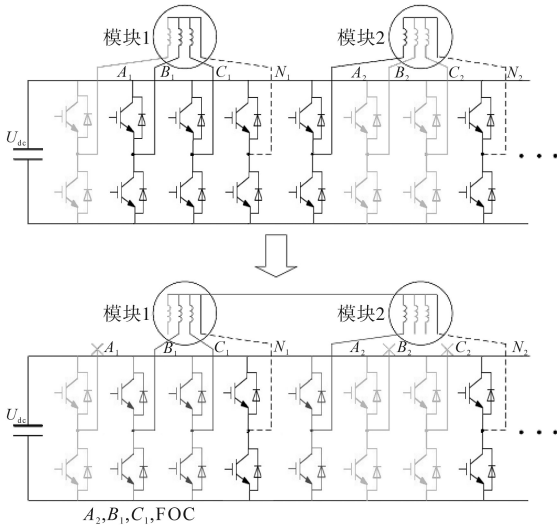


图 6 三相开路故障情况 2 下的模块结构
Fig.6 Module structure under three-phase open circuit fault condition 2

3.3 模块间的绕组重构容错控制策略

为了充分利用多相故障时故障模块剩余正常相绕组, 考虑到模块化永磁同步电机各子模块电机对应相同相位、电气位置相同的特点, 当多相发生故障时, 剩余正常绕组可以通过绕组重构形成新的子模块电机正常运行。这样, 模块化电机的非故障相得以充分利用, 模块化电机多相故障时能够输出更大转矩, 以实现模块化电机多相故障时的极限容错运行。

以 A_1, B_1, C_3 相故障为例进行说明, 如果模块化电机的 A_1 相、 B_1 相、 C_3 相发生开路故障, 则 A_3 相、 B_3 相、 C_1 相为非故障绕组, 图 7 为其机械位置示意图。根据图 7 可知, A_3 相与 B_3 相的电气角度为 120° , 机械角度为 30° , A_3 相与 C_1 相的电气角度为 150° , 机械角度为 120° , 若将模块 1 和模块 3 进行中性点相连, 则可以通过 A_3 相、 B_3 相、 C_1 相构建一个三相绕组。该三相绕组和正常子模块功能完全相同, 且其电流向量在 α - β 平面内是圆形, 不会产生磁势补偿容错中所出现的输出转矩波

动的问题。

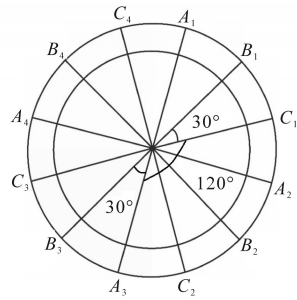


图 7 各相绕组机械位置示意图

Fig.7 Schematic diagram of the mechanical position of each phase winding

4 实验验证与分析

4.1 实验环境搭建

本文选取具有两个模块的模块化电机实验平台对提出的容错控制策略进行验证。其中, 控制系统微处理器为 TMS320F28335。该模块化电机的相应参数如下: 额定转矩 $3 \text{ N}\cdot\text{m}$, 极对数 4, 相绕组电阻 0.5Ω , d 轴电感 23.8 mH , q 轴电感 42.8 mH , 转子磁链 0.072 Wb 。在模块化电机控制系统中, 两个模块通过速度控制器输出总转矩, 两个电流控制器分别处理各模块的 d, q 轴电流。

图 8 为两模块电机的逆变器拓扑结构图, 其采用三相四桥臂拓扑, 两模块电机总共有 8 个绝缘栅双极型晶体管 (IGBT)。本文选取的 IGBT 型号为 FF300R17ME4, 其驱动板桥臂使用共母线铜排的方式连接正、负极。同时, 将吸收电容加至正、负极之间, 可以降低 IGBT 通断对母线电容的影响。同时, 该 IGBT 为了减小体积及方便安装, 通过尼龙材料定制连接端子, 且直流母线通过设计正、负极母排来实现。

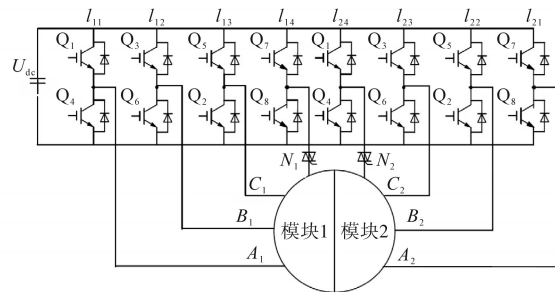


图 8 两模块电机逆变器拓扑

Fig.8 Two-module motor inverter topology

4.2 基于 TOCFTC 策略的单相开路故障分析

若模块 1 发生开路故障 (如 C_1 相), 则传统的开路容错控制 (TOCFTC) 策略会切断模块 1, 以避免产生较大的转矩波动。设置电机转速为 500 r/min ,

开始加、减载实验,电机从空载开始逐渐加载至 $1.5 \text{ N}\cdot\text{m}$,电机运行稳定后,去除电机负载,图9为加、减载实验下的电机 d, q 轴电流曲线及 $1.5 \text{ N}\cdot\text{m}$ 负载下电机的相电流曲线。根据图9可知,在加载之前,模块2的 d 轴电压 $u_{d2}=1.78 \text{ V}$, q 轴电压 $u_{q2}=27.35 \text{ V}$ 。在对电机加载之后,电机产生了 -3 r/min 的转速波动,待电机运行稳定后,电机的 q 轴电流和电压分别为 $i_{q2}=3.74 \text{ A}$, $u_{q2}=40.22 \text{ V}$; 电机的 d 轴电流和电压为 $i_{d2}=-0.07 \text{ A}$, $u_{d2}=-15.50 \text{ V}$, 模块2的相电流幅值为 3.98 A 。电机运行稳定且保持一段时间之后,去除电机负载,此时,电机产生了 21 r/min 的转速波动,而加载时的电机波动为 -3 r/min , 在电机空载和负载稳定运行时,电机转速无波动,且电机的运行性能较为稳定。

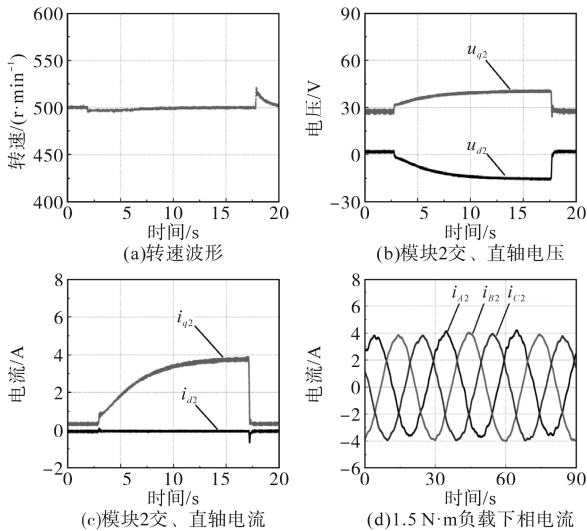


图9 基于TOCFTC策略的单相开路故障实验曲线

Fig.9 Single-phase open circuit fault curves based on TOCFTC strategy

在电机额定运行时,其转矩分配比例为 $1:1$, 在对电机进行加载后,模块2的 d, q 轴电压均降低为额定运行时的 0.98 倍,电压矢量幅值为额定运行时的 0.97 倍,相电流幅值为额定运行时的 1.1 倍, q 轴电流为额定运行时的 1.04 倍, d 轴电流比额定运行时减少了 0.01 A 。在电机加载时,其转速波动降低了 76% , 在电机去载时,其转速波动增加了 13% 。

综上,切除故障模块时,电机保持负载转矩减半的情况下,剩余健康模块2与正常情况下相比,电流幅值略微有所增加,交、直轴电压近似相等。加、减载时的转速波动大大减少,去载时的转速波动有所增大,电机动态运行性能良好。

4.3 基于EOCFTC策略的单相开路故障分析

故障情况与4.2节相同,模块1的容错操作采

用MMF补偿策略。根据前述分析可知,模块1和模块2的转矩分配比为 $1:\sqrt{3}$ 。在保持其余正常相的相电流幅度不变的情况下,需将负载转矩调整为 $2.366 \text{ N}\cdot\text{m}$ 。设置电机转速为 500 r/min 进行加、减载实验,电机从空载开始逐渐加载直至 $2.366 \text{ N}\cdot\text{m}$,电机运行稳定后,去除电机负载,图10为加、减载实验下的电机 d, q 轴电流曲线及负载运行时电机的相电流曲线。在对电机加载之后,电机产生了 -3 r/min 的转速波动,待电机运行稳定后,电机模块1的 q 轴电流和电压分别为 $i_{q1}=2.08 \text{ A}$, $u_{q1}=28.43 \text{ V}$, 模块1的 d 轴电流和电压分别为 $i_{d1}=-0.09 \text{ A}$, $u_{d1}=-7.71 \text{ V}$, 电机模块2的 q 轴电流和电压分别为 $i_{q2}=3.68 \text{ A}$, $u_{q1}=28.43 \text{ V}$, 模块2的 d 轴电流和电压分别为 $i_{d2}=-0.06 \text{ A}$, $u_{d2}=-15.84 \text{ V}$ 。此时,电机负载情况下,模块1和模块2的相电流幅值分别为 4.09 A 和 2.84 A 。电机运行稳定且保持一段时间之后,去除电机负载,此时电机产生了 19 r/min 的电机波动。

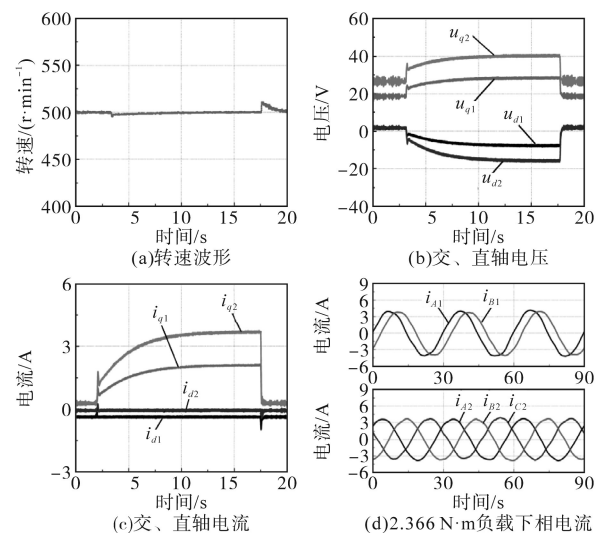


图10 基于EOCFTC策略的单相开路故障实验曲线

Fig.10 Single-phase open circuit fault curves based on EOCFTC strategy

当通过MMF容错控制策略对模块1进行容错控制时,相较于非故障模块2,模块1的相电流幅值是模块2的 1.07 倍,模块1的 q 轴电流是模块2的 0.565 倍,这与理论值 0.577 非常接近。当电机空载时,模块1的 d 轴电压为模块2的 0.84 倍, q 轴电压为 0.7 倍,模块1的电压向量幅值是模块2的 0.7 倍。在电机负载运行时,模块1的 q 轴电压和 d 轴电压分别为模块2的 0.71 倍和 0.49 倍,模块1的电压向量是模块2的 0.68 倍。

综上,模块1的 C_1 单相开路故障采用磁势补偿

容错控制策略时,故障模块和正常模块的相电流幅值有所增加,加载时的转速波动减少,去载时的转速波动有所增加。

4.4 基于EOCFTC策略的两相开路故障分析

根据第3.1节内容,模块化电机的两相开路故障包括两种情况。在实验中模拟模块化电机C₁相和A₂相发生开路故障,使用MMF补偿容错控制策略,两个模块的转矩分配比例为1:1,则根据上文的分析结果,当电机以额定电流运行时,其输出转矩为额定转矩的0.577倍,即1.732 N·m。

设置电机转速为500 r/min,开始加、减载实验,对电机从空载开始逐渐加载至1.732 N·m,电机运行稳定后,去除电机负载,图11为加、减载实验结果。根据图11可知,在对电机加载之后,电机产生了-2 r/min的转速波动,待电机运行稳定后,电机模块1的q轴电流和电压分别为*i*_{q1}=2.13 A, *u*_{q1}=27.90 V,模块2的q轴电流和电压分别为*i*_{q2}=-0.07 A, *u*_{q2}=-8.16 V;电机模块1的d轴电流和电压为*i*_{d1}=-0.07 A, *u*_{d1}=-8.16 V,电机模块2的d轴电流和电压为*i*_{d2}=-0.06 A, *u*_{d2}=-8.19 V,模块1和模块2的相电流幅值分别为4.18 A, 4.11 A。运行稳定且保持一段时间之后,去除电机负载,此时,电机产生了13 r/min的电机波动。

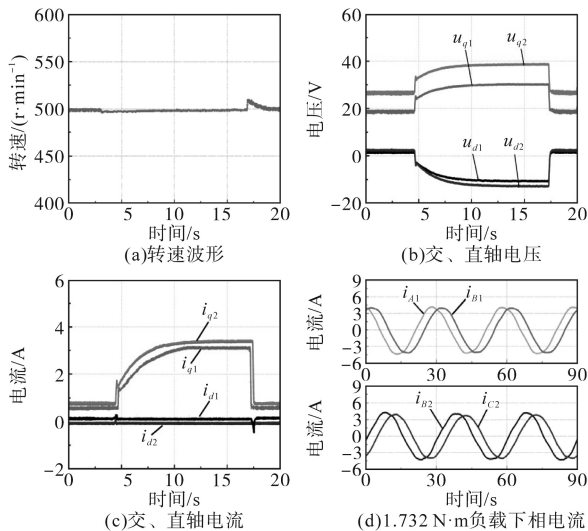


图11 基于EOCFTC策略的两相开路故障实验曲线

Fig.11 Two-phase open circuit fault curves based on EOCFTC strategy

将模块1和模块2进行比较,在加载之前,即电机空载时,模块1的电压矢量幅值是模块的0.96倍。电机负载运行时,模块1的d轴电流、电压矢量幅值、相电流幅值分别为模块2的0.98, 0.98, 1.02倍。根据实验结果可知,d,q轴电压变化和电流信号变化均相同时,模块1和模块2的

转矩分配比例相同。相较于额定运行时模块1和模块2的1:1的输出转矩分配比,在采用磁势补偿容错控制策略下,两模块负载转矩为额定转矩的1/3,相电流幅值为额定运行时的1.13倍,电压矢量幅值为额定运行时的0.65倍,在电机加载时电机的转矩波动减少了82%,在电机去载时电机的转矩波动减少了28%,由此可知,在电机加、减载时,d,q轴电压和电流具有较大波动,这会对电机的动态性能产生一定的影响。

因此,当A₂相、C₁相两相故障时,若两模块均采用磁势补偿容错控制策略,则电机的输出转矩为额定转矩的1.53倍,同时加、减载时电机转矩波动降低。

4.5 基于EOCFTC策略的三相开路故障分析

模拟A₁相、B₂相、C₂相开路故障时,采用MMF容错能够提高模块化电机的转矩输出能力。通过对A₂相、B₁相、C₁相绕组进行重新构建成为新的电机子模块,此时,电机能输出额定转矩的0.5倍,即1.5 N·m。

设置电机转速为500 r/min,开始加、减载实验,对电机从空载开始逐渐加载直至1.5 N·m,电机运行稳定后,去除电机负载,图12为加、减载实验结果。根据图12可知,在对电机加载之后,电机产生了-1 r/min的转速波动,待电机运行稳定后,电机新模块的q轴电流和电压分别为*i*_q=3.71 A, *u*_q=39.37 V;电机新模块的d轴电流和电压为*i*_d=-0.08 A, *u*_d=-13.76 V,新模块的相电流幅值为3.18 A。运行稳定且保持一段时间之后,去除电机负载,此时,电机产生了22 r/min的电机波动。

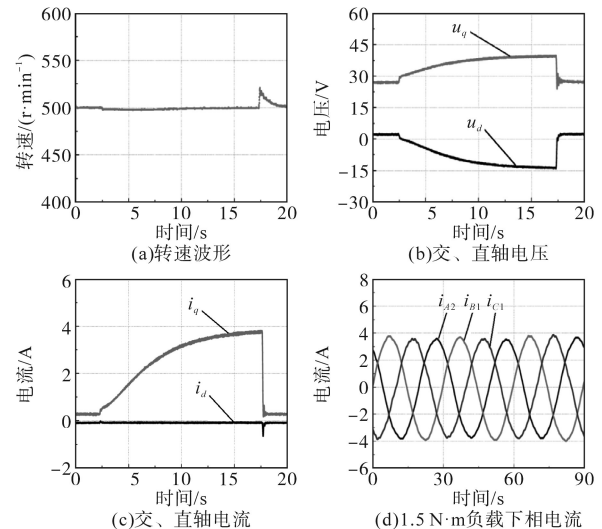


图12 基于EOCFTC策略的三相开路故障实验曲线

Fig.12 Three-phase open circuit fault curves based on EOCFTC strategy

相较于模块1故障切除实验,在电机以500 r/min转速空载运行时,新模块的电压向量是模块1故障切除实验中模块2的0.99倍。在电机以1.5 N·m负载稳定运行时,新模块的电压向量幅值是模块1故障切除实验中模块2的0.97倍, q 轴电流是模块2的0.99倍。电机加载时产生的转速波动减少了24%,电机去载时产生的转速波动减少了37%,因此具有相对较优的动态性能。

5 结论

针对模块化永磁同步电动机的容错控制,提出了一种新型的开路故障下模块化电机的容错控制(EOCFTC)策略,并通过实验分析得出以下结论:

1)单相开路故障采用磁势补偿容错控制策略时,故障模块和正常模块的相电流幅值有所增加,加载时的转速波动减少,去载时的转速波动有所增加。

2)两相开路故障时,若两故障模块均采用磁势补偿容错控制策略,则电机的输出转矩为额定转矩的1.53倍,同时,加、减载时电机转矩波动降低。

3)三相开路故障采用磁势补偿容错控制策略时,电机加载时产生的转速波动减少了24%,电机去载时产生的转速波动减少了37%,具有相对较优的动态性能。

参考文献

- [1] 哈斯花. 考虑效率提高的永磁同步电机容错运行控制[J]. 电气传动, 2018, 48(7): 9-13.
Ha Sihua. Fault-tolerant operation control of permanent magnet synchronous motor considering efficiency improvement[J]. Electric Drive, 2018, 48(7): 9-13.
- [2] 张昌凡, 吴公平, 何静, 等. 一种永磁同步电机失磁故障容错预测控制算法[J]. 电工技术学报, 2017, 32(15): 100-110.
Zhang Changfan, Wu Gongping, He Jing, et al. A fault-tolerant predictive control algorithm for permanent magnet synchronous motor loss of excitation fault[J]. Transactions of the Chinese Society of Electrical Engineering, 2017, 32(15): 100-110.
- [3] 张华强, 秦秀敬, 于亚新, 等. 双三相永磁同步电机直接转矩控制[J]. 电气传动, 2017, 47(2): 3-8.
Zhang Huaqiang, Qin Xiujing, Yu Yaxin, et al. Direct torque control of dual three-phase permanent magnet synchronous motors[J]. Electric Drive, 2017, 47(2): 3-8.
- [4] 魏永清, 康军, 曾海燕, 等. 十二相永磁电机驱动系统的容错控制策略[J]. 电工技术学报, 2019, 34(21): 4467-4473.
Wei Yongqing, Kang Jun, Zeng Haiyan, et al. Fault-tolerant control strategy of twelve-phase permanent magnet motor drive system [J]. Transactions of the Chinese Society of Electrical Engineering, 2019, 34(21): 4467-4473.
- [5] 王涛, 王爱元, 孙健, 等. 两相开路六相永磁同步电机的容错控制研究[J]. 微电机, 2019, 52(8): 83-89.
Wang Tao, Wang Aiyuan, Sun Jian, et al. Research on fault-tolerant control of two-phase open-circuit six-phase permanent magnet synchronous motor[J]. Micromotor, 2019, 52(8): 83-89.
- [6] 陶雪华, 彭喜英. 五相感应电机有限控制集模型预测容错控制[J]. 电气传动, 2019, 49(8): 17-21, 74.
Tao Xuehua, Peng Xiyang. Five-phase induction motor finite control set model predictive fault-tolerant control[J]. Electric Drive, 2019, 49(8): 17-21, 74.
- [7] 刘国海, 高猛虎, 周华伟, 等. 五相永磁同步电机磁链改进型容错直接转矩控制[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(2): 359-365.
Liu Guohai, Gao Menghu, Zhou Huawei, et al. Improved fault-tolerant direct torque control of five-phase permanent magnet synchronous motor flux linkage[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(2): 359-365.
- [8] Pulvirenti M, Scarcella G, Scelba G, et al. Fault-tolerant AC multidrive system[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2014, 2(2): 224-235.
- [9] Bermudez M, Gonzalez-Prieto I, Barrero F. Open-phase fault-tolerant direct torque control technique for five-phase induction motor drives[J]. IEEE Transaction on Industrial Electronics, 2017, 64(2): 902-911.
- [10] 丁石川, 李国丽, 陈权, 等. 一种新型缺相永磁同步电机容错驱动系统[J]. 电气传动, 2014, 44(3): 76-80.
Ding Shichuan, Li Guoli, Chen Quan, et al. A new type of fault-tolerant drive system for phase-deficient permanent magnet synchronous motors[J]. Electric Drive, 2014, 44(3): 76-80.
- [11] 方敏, 周新秀, 刘刚. 三相永磁同步电机断相容错控制[J]. 电工技术学报, 2018, 33(13): 2972-2981.
Fang Min, Zhou Xinxiu, Liu Gang. Three-phase permanent magnet synchronous motor fault tolerance control[J]. Transactions of the Chinese Society of Electrical Engineering, 2018, 33(13): 2972-2981.
- [12] 张昊宇, 姚钢, 殷志柱, 等. 基于小波神经网络与KNN机器学习算法的六相永磁同步电机故障态势感知方法[J]. 电测与仪表, 2019, 56(2): 1-9.
Zhang Haoyu, Yao Gang, Yin Zhizhu, et al. A six-phase permanent magnet synchronous motor fault situation awareness method based on wavelet neural network and KNN machine learning algorithm[J]. Electrical Measurement and Instrumentation, 2019, 56(2): 1-9.

收稿日期: 2020-05-25
修改稿日期: 2020-08-25