

# 模型预测控制五相感应电机系统开关故障诊断

姚存治<sup>1</sup>, 尚展垒<sup>2</sup>

(1. 郑州铁路职业技术学院 人工智能学院, 河南 郑州 451460;

2. 郑州轻工业大学 工程训练中心, 河南 郑州 450000)

**摘要:** 为了实现五相感应电机驱动系统容错运行, 首先需要快速检测和定位系统开关故障。对此, 设计一种基于模型预测控制器的故障诊断算法。传统的电机驱动系统故障检测技术是基于磁场定向控制器和旋转坐标变换, 对于性能更优的模型预测控制则无法实施。新方案根据矢量空间分解原理设计, 从根本上革新了传统故障检测机制, 并以较小的计算负担, 快速地检出故障。同时该方案易于扩展到其他多相电机。利用五相感应电机驱动实验平台对新型故障诊断策略进行了测试。研究表明, 新型故障诊断方案对故障的快速检测实现了控制器故障容错运行切换。

**关键词:** 五相感应电机; 模型预测控制; 开关故障; 故障诊断

**中图分类号:** TM921 **文献标识码:** A **DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqed20342

## Open-switch Fault Diagnosis of Five-phase Induction Motor System Based on Model Predictive Control

YAO Cunzhi<sup>1</sup>, SHANG Zhanlei<sup>2</sup>

(1. School of Artificial Intelligence, Zhengzhou Railway Vocational and Technical College,

Zhengzhou 451460, Henan, China; 2. Engineering Training Center, Zhengzhou

University of Light Industry, Zhengzhou 450000, Henan, China)

**Abstract:** In order to realize the fault-tolerant operation of the five-phase induction motor driving system, it is first necessary to quickly detect and locate the system switch fault. Therefore, a fault diagnosis algorithm based on model predictive controller was designed. The traditional motor driving system fault detection technology is based on the field oriented controller and the rotating coordinate transformation, and the model predictive control with better performance cannot be implemented. The new scheme was designed according to the principle of vector space decomposition, which fundamentally revolutionizes the traditional fault detection mechanism and quickly detects faults with a small computational burden. At the same time, the solution is easy to extend to other multiphase motors. The new fault diagnosis strategy was tested using a five-phase induction motor driven test platform. The research results show that the fault diagnosis of the new fault diagnosis scheme realizes fault-tolerant operation switching of the controller fault.

**Key words:** five-phase induction motor; model predictive control(MPC); switch fault; fault diagnosis

近年来, 无论是在工业界还是在学术界, 因多相电机驱动系统的电力集成度高、转矩脉动低和容错能力强, 对其关注程度都很高<sup>[1-2]</sup>。而无论是从研究角度还是应用角度, 多相电机系统容错能力一直是一个关键点。与三相电机驱动系统类似, 磁场定向控制(field-oriented control, FOC)是用于多相电机驱动的传统控制器, 并可扩展容错功能<sup>[3]</sup>。最近, 一种新型的计算密集型控制策

略, 即模型预测控制(model predictive control, MPC)被提出, 可显著增强电机驱动控制性能<sup>[4]</sup>。但MPC在电机驱动系统开路故障时, 将使用故障影响后的信号来调节控制, 这是需要避免的, 故需要对故障进行及时检测<sup>[5-6]</sup>。开路故障具体可分为缺相故障(open-phase faults, OPF)和开关故障(open-switch fault, OSF)<sup>[7]</sup>。OPF通常在电机绕组损坏或逆变器与电机单相断开时发生, 而

**基金项目:** 2018—2019年度工业和信息化职业教育教学科研课题(GS-2019-05-04)

**作者简介:** 姚存治(1974—)男, 硕士, 副教授, Email: 2103540959@qq.com

OSF与逆变器半导体功率器件故障有关。OPF故障后的故障相电流为0,而OSF若由单个开关故障产生,则有可能只导致相电流畸变。两者的处理是类似的,即隔离故障相,并重构控制器以实现容错工作。不需要对故障进行区分,但必须快速准确地检出故障。故障诊断方案应具有的技术特性为:1)检测时间短;2)具备定位故障能力;3)无需额外硬件;4)尽可能减小计算负担;5)独立于电机参数,控制策略和运行工况。文献[8]设计了一种基于电压矢量预筛选的模型预测转矩容错控制策略,故障检测是基于相电流的,但只是检测单相开路故障。文献[9]针对五相永磁电机驱动系统设计了基于相电流的开路故障检测技术,但没有利用多相电机驱动器中存在的额外自由度,同时检测时间较长,故文献[10]提出了一种神经网络深度学习故障诊断算法,但导致了更高的计算复杂度。文献[11-12]基于矢量空间分解(vector space decomposition, VSD)设计了故障检测和容错控制方案。文献[12]中的方法辨识了 $xy$ 平面中的参考方向,适用于非正弦相电流波形,但在不同支路中的2处OPF的有效性不能保证。

基于上述研究,设计一种新型的基于MPC的OSF诊断算法。方案基于VSD构建,可检测单相或多相OPF和OSF,同时算法以较小的计算负担,快速地检出故障。检测技术可融入到MPC控制器中,可避免MPC在故障后导致的速度失控。实验结果验证了新型VSD故障检测方法的快速性,并使得敏感的MPC控制器实现了故障前后运行模式快速转换。

## 1 五相感应电机的MPC控制器

图1为五相感应电机驱动系统,逆变器基于IGBT实现,电机具有分布式对称偏移绕组, $\theta$ 为 $72^\circ$ (电角度)。忽略所有空间谐波后,磁动势为纯正弦气隙分布。基于VSD变换,电机方程可表示为

$$[i_{as} \ i_{\beta s} \ i_{xs} \ i_{ys} \ i_{zs}]^T = T_0 [i_{as} \ i_{bs} \ i_{cs} \ i_{ds} \ i_{es}]^T \quad (1)$$

$$\begin{cases} u_{as} = (R_s + L_s \frac{d}{dt}) i_{as} + M \frac{di_{\alpha r}}{dt} \\ u_{\beta s} = (R_s + L_s \frac{d}{dt}) i_{\beta s} + M \frac{di_{\beta r}}{dt} \\ u_{xs} = (R_s + L_s \frac{d}{dt}) i_{xs} \\ u_{ys} = (R_s + L_s \frac{d}{dt}) i_{ys} \end{cases} \quad (2)$$

$$\begin{cases} 0 = (R_r + L_r \frac{d}{dt}) i_{\alpha r} + M \frac{di_{\alpha s}}{dt} + \omega_r L_r i_{\beta r} + \omega_r M i_{\beta s} \\ 0 = (R_r + L_r \frac{d}{dt}) i_{\beta r} + M \frac{di_{\beta s}}{dt} - \omega_r L_r i_{\alpha r} - \omega_r M i_{\alpha s} \end{cases} \quad (3)$$

$$T_e = pM (i_{\beta r} i_{\alpha s} - i_{\alpha r} i_{\beta s}) \quad (4)$$

其中

$$T_0 = \frac{2}{5} \begin{bmatrix} 1 & \cos\theta & \cos(2\theta) & \cos(3\theta) & \cos(4\theta) \\ 0 & \sin\theta & \sin(2\theta) & \sin(3\theta) & \sin(4\theta) \\ 1 & \cos(2\theta) & \cos(4\theta) & \cos\theta & \cos(3\theta) \\ 0 & \sin(2\theta) & \sin(4\theta) & \sin\theta & \sin(3\theta) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix}$$

$$L_s = L_{ls} + M \quad L_r = L_{lr} + M$$

$$M = 2.5L_m \quad \omega_r = p\omega_m$$

式中: $T_0$ 为VSD变换矩阵,其提供了相位和VSD变量之间的关系; $R_s, R_r$ 为定转子电阻; $L_s$ 为定子电感; $L_r$ 为转子电感; $L_{ls}, L_{lr}$ 为定、转子漏感; $L_m$ 为激磁电感; $\omega_r$ 为转子电角速度; $p$ 为极对数; $\omega_m$ 为转子机械角速度; $u_{as}, u_{\beta s}, u_{xs}, u_{ys}, u_{zs}$ 为 $\alpha\beta$ 平面和 $xyz$ 平面定子电压分量; $i_{as}, i_{\beta s}, i_{xs}, i_{ys}, i_{zs}$ 为 $\alpha\beta$ 平面和 $xyz$ 平面定子电流分量; $i_{as}, i_{bs}, i_{cs}, i_{ds}, i_{es}$ 为定子五相电流; $i_{\alpha r}$ 和 $i_{\beta r}$ 为 $\alpha\beta$ 平面转子电流分量; $T_e$ 为电磁转矩。

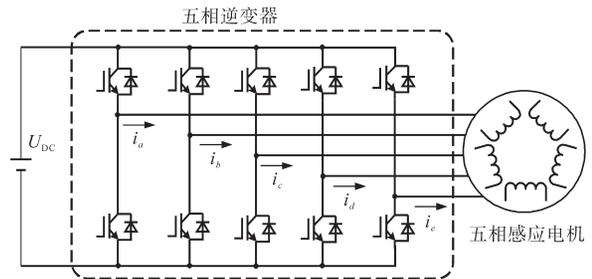


图1 五相感应电机驱动系统

Fig.1 Five-phase induction motor driving system

故障检测本身不是基于电机模型的,但MPC需要借助电机模型来执行控制。由于电机为分布式绕组,因此只有 $\alpha, \beta$ 分量才有助于产生磁链和转矩,而 $x, y$ 分量只会产生定子铜耗。此外,考虑存在隔离中性点,故忽略零序电流 $i_{zs}$ 。因此,由Park变换得到转矩和磁链解耦的 $d, q$ 轴电流如下:

$$[i_{ds} \ i_{qs}]^T = D [i_{as} \ i_{\beta s}]^T \quad (5)$$

$$\text{其中} \quad D = \begin{bmatrix} \cos\theta_s & \sin\theta_s \\ -\sin\theta_s & \cos\theta_s \end{bmatrix}$$

式中: $\theta_s$ 为参考系角度。

MPC可描述为最优求解问题,由所设计成本

函数进行运算得到最优开关矢量输出, MPC 控制器框图如图2所示,其包含了基于PI的转速控制闭环控制模块和基于MPC的电流控制模块。MPC的目标是跟踪参考定子电流  $i_{\alpha\beta xy}^*$ , 为此设置了预测模型,可根据测量的相电流和转子转速  $\omega_m$  得到定子电流预测值  $\hat{i}_{\alpha\beta xy}$ 。预测模型是由式(2)描述的电机方程离散化得到的。而五相逆变器的可能开关矢量有25个,是一个有限控制集,均代入成本函数计算最优的开关矢量。虽然成本函数的定义具有灵活性高的特点,但最常用的一个标准是将参考电流和预测电流的误差最小化,如下式所示:

$$J = K_1 (i_{\alpha s}^* - \hat{i}_{\alpha s})^2 + K_2 (i_{\beta s}^* - \hat{i}_{\beta s})^2 + K_3 (i_{xs}^* - \hat{i}_{xs})^2 + K_4 (i_{ys}^* - \hat{i}_{ys})^2 \quad (6)$$

式中:  $K_1 \sim K_4$  为权重因子。

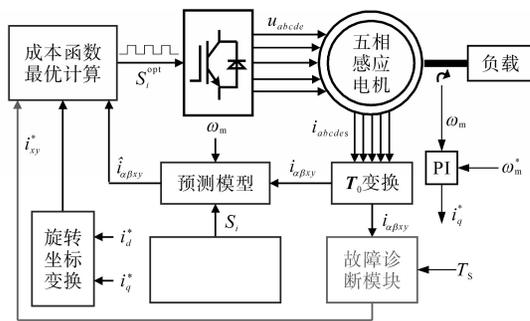


图2 MPC控制器框图

Fig.2 Block diagram of the MPC controller

可以根据特定控制目标来调整对应每个电流分量的权重因子。对于分布式绕组电机,可适当设置这些系数的值以获得转矩磁链调节性能与效率之间的折衷。转速外环将提供  $q$  轴电流参考,  $d$  轴电流参考设定为与额定磁链相关的恒定值,然后将两者旋转变换到  $\alpha\beta$  平面。同时,非故障时  $xy$  电流参考设置为零以最小化铜耗。最后,成本函数运算得到的最优开关矢量将送入到IGBT驱动器进行五相逆变器的控制。

当系统发生开路故障时,电机变得不对称,故障相中的电压由反电动势给出,可选开关矢量的数量减少到16。因此,之前的预测模型不再有效,控制器需重构,此时需改变VSD变换矩阵  $T_o$  为降阶矩阵  $T_p$ ,在不失一般性的情况下,设  $a$  相故障,则

$$[i_{\alpha s} \ i_{\beta s} \ i_{ys} \ i_{zs}]^T = T_p [i_{bs} \ i_{cs} \ i_{ds} \ i_{es}]^T \quad (7)$$

其中

$$T_p = \frac{2}{5} \begin{bmatrix} \cos(\theta-1) & \cos(2\theta-1) & \cos(3\theta-1) & \cos(4\theta-1) \\ \sin\theta & \sin(2\theta) & \sin(3\theta) & \sin(4\theta) \\ \sin(2\theta) & \sin(4\theta) & \sin(6\theta) & \sin(8\theta) \\ 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$$

同时,为了保持优化准则,成本函数也需相应修改。考虑重构后的控制器可用于系统正常运行和故障容错运行。当故障诊断模块告知控制器正常(故障判据  $F_k=0$ )时,  $xy$  电流参考被设置为零,一旦故障检测阶段出现开路故障(故障判据  $F_k=1$ ),则可根据最小损耗或最大转矩原则设置  $xy$  电流参考值。

## 2 不同开路故障分析

通常,系统开路故障有4种不同的情形,故障起因可能是电机、逆变器或两者之间的连接出现问题,下面将进行分类讨论。如图3中所示,线路故障广义上可以归为OPF,其特征是缺相,并且故障相电流完全为零。下开关管故障的特征是故障相依然存在电流流过上管,电流反向时畸变为零,上开关管故障也是类似的。还有一种故障情况是上、下开关管IGBT故障,但是反并联二极管可以通过电流,但实际上也是应该归于OPF,故此处不考虑。从实际工程出发,图3中的所有故障情况都可以演变为OPF,比如通过适当隔离,但在隔离之前,必须检测并定位所有这些类型的故障。

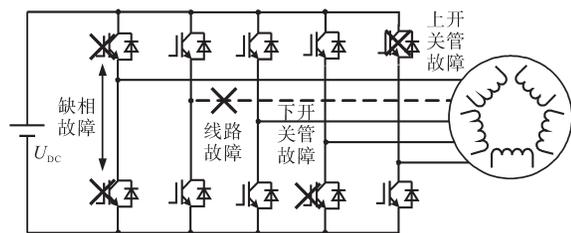


图3 不同开路故障

Fig.3 Different open circuit faults

## 3 故障诊断策略

开路故障检测的原理是基于相电流检测,基于VSD的故障诊断通过对变换后的  $xy$  电流分量检测实现。因为  $xy$  电流在系统正常运行时为零,并对磁链和转矩的生成没有贡献,前一个特性可允许任意设置移动平均积分周期,而后一个特征保证只要  $xy$  电流合理调节就不会产生误报。

基于VSD的故障诊断的指征设计是利用式

(1)中的变换,得到OPF的限制条件,然后从该限制中提取相应的比率作为故障判断的指征。

假设a相故障,则限制是 $-i_x/i_a=1$ ,这可引出故障指征: $R_a=-i_x/i_a$ 。对于其他相故障,可进行推广为

$$\begin{cases} R_b = \frac{i_x}{0.38i_a + 1.17i_\beta - 0.73i_y} \\ R_c = \frac{i_x}{2.62i_a - 1.9i_\beta + 3.08i_y} \\ R_d = \frac{i_x}{2.62i_a + 1.9i_\beta - 3.08i_y} \\ R_e = \frac{i_x}{0.38i_a - 1.17i_\beta - 0.726i_y} \end{cases} \quad (8)$$

与相电流的交变性质相反,基于VSD变换设计的故障指征具有常数性质,即在非故障状态下为0,在OPF时为1,这对于检测和故障定位是非常有利的。

式(8)中的故障指征是可以独立于系统运行工作点和系统参数的。可以使用移动平均来积分 $R_k$ :

$$\langle R_k(t) \rangle = \frac{1}{T_m} \int_{t-T_m}^t R_k(t) dt \quad k \in \{a,b,c,d,e\} \quad (9)$$

式中: $T_m$ 为移动平均周期。

$T_m$ 不需要与基波周期 $\hat{T}_f$ 一致,可自由选择如下:

$$T_m = \sigma \cdot \hat{T}_f \quad \sigma \leq 1 \quad (10)$$

式中: $\sigma$ 为窗口设置参数,用于定义移动平均周期在基波周期中的占比。

$\sigma$ 的选择需考虑检测时间和噪声间的较好折衷。同时,还可以设计一个滞环滤波来进一步抑制干扰噪声,如下式所示:

$$1 - \varepsilon \leq R_k \leq 1 + \varepsilon \Rightarrow R_k^{pb} = R_k \quad (11)$$

式中: $\varepsilon$ 为滞环带宽,合理设置 $\varepsilon$ 可确保低纹波。

反之 $R_k^{pb} = 0$ 。

基于式(9)对过滤后 $R_k^{pb}$ 进行计算,则新故障指征为

$$e_k = \int_{t-T_m}^t R_k^{pb}(t) dt \quad k \in \{a,b,c,d,e\} \quad (12)$$

将故障指征与阈值比较,可得故障判据 $F_k$ 的值如下式:

$$e_k \geq T_{th} \Rightarrow F_k = 1 \quad (13)$$

式中: $T_{th}$ 为阈值。

反之 $F_k = 0$ 。

图4所示为故障诊断流程,如果检测到故障,必须进行控制器重构,即如图2中所示给出新的 $xy$ 电流参考 $i_{xy}^*$ 。

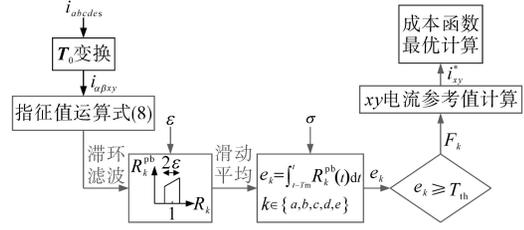


图4 故障诊断流程

Fig.4 Fault Diagnosis Process

### 4 实验验证及结论

为了验证新型的基于MPC的新型五相感应电机故障检测方法,构建了如图5所示的实验平台,并开展了实验测试。图5中,五相感应电机驱动直流负载电机,2个三相逆变器取其中五相构成五相逆变器,此外还有电流采样电路、直流源、上位机和示波器等,控制器基于DSP芯片TMS320F28335实现,控制周期为10 kHz,其中电机参数如表1所示。

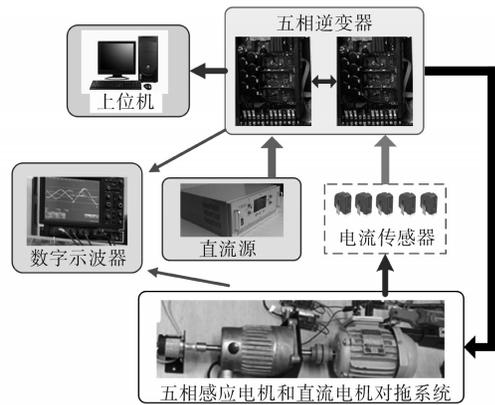


图5 实验平台

Fig.5 Test platform

表1 电机参数

Tab.1 Motor Parameters

参数	数值	参数	数值
额定功率 $P_N$	0.7 kW	额定转速 $n_N$	1 000 r/min
额定d轴电流 $i_{dN}$	0.57 A	额定转矩 $T_N$	6.27 N·m
额定q轴电流 $i_{qN}$	2.50 A	定子漏感 $L_{ls}$	79.93 mH
定子电阻 $R_s$	12.85 $\Omega$	转子漏感 $L_{lr}$	79.93 mH
转子电阻 $R_r$	4.80 $\Omega$	激磁电感 $L_m$	681.70 mH

首先进行第1组测试,将电机控制在500 r/min,不带负载稳定运行后,在 $t=0.09$  s时将a相上、下开关管全部关闭,模拟OPF故障。图6所示为测试结果,在 $t=0.01$  s前所有故障指征几乎为零,这是系统正常运行的控制结果,即 $xy$ 电流调节到零。在OPF出现后,故障相电流变为零,同时故

障指征  $e_a$  增加到1,但其余正常相的故障指征  $e_b, e_c, e_d$  和  $e_e$  依然保持在零附近。为了设置一个安全裕度避免误报,将故障检测阈值设置为  $T_{th}=0.13$ ,从而故障检测时间约为  $4\text{ ms}$ ,只有基波周期  $T_f$  的15%。

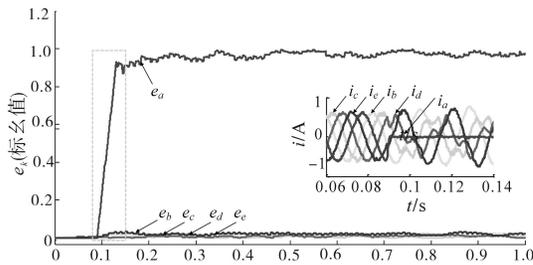


图6 a相OPF故障检测测试结果

Fig.6 Test results of the fault detection with a phase OPF

进一步,进行了第2组测试,即OSF故障测试。再次将电机控制在转速为  $500\text{ r/min}$ ,负载转矩为  $3.5\text{ N}\cdot\text{m}$ ,在  $t=0.15\text{ s}$ 时将a相下开关管关闭,模拟OSF故障,图7所示为测试结果。从图7中可看出,在系统正常运行期间,所有故障指征均在零附近,无任何误报。在OSF发生后,故障指征  $e_a$  开始略微增加,因为当OSF发生时,a相电流  $i_a$  为负,在  $t>0.135\text{ s}$ 后,  $i_a$  通过a相上开关向正方向流动,此时故障指数仍低于阈值 ( $e_a=0.015$ ,而  $T_{th}=0.13$ ),故在  $t<0.154\text{ s}$ 期间未检测出故障。然后等到  $i_a$  反转为零后,故障指征  $e_a$  继续上升,最终在  $t=0.16\text{ s}$ 时超过阈值,检测出故障,耗时约为  $23\text{ ms}$ ,为基波周期  $T_f$  的67%。测试结果还表明,负载转矩将使相电流增加,但不会影响故障检测性能,因为故障指征是标么的,并且故障诊断方法不依赖于工作点。

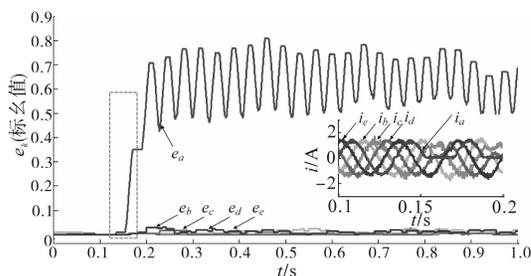


图7 a相OSF故障检测测试结果

Fig.7 Test results of the fault detection with a phase OSF

然后,进行第3组测试,开展第3组测试的目的是为了验证当系统发生多处故障时的故障诊断能力。图8所示为当a相和b相同时发生OPF故障时的测试结果;图9所示为当a相上开关管

和b相下开关管同时发生OSF故障时的测试结果。在这两种情况下,故障相(a相和b相)的故障指征在故障发生后开始迅速上升,其余非故障相的故障指征依然保持接近于零。与之前的两次测试一样,故障判定的阈值仍然为  $T_{th}=0.13$ ,测试结果显示所设计的故障诊断方案可以适用于多相OPF或OSF故障的情况。

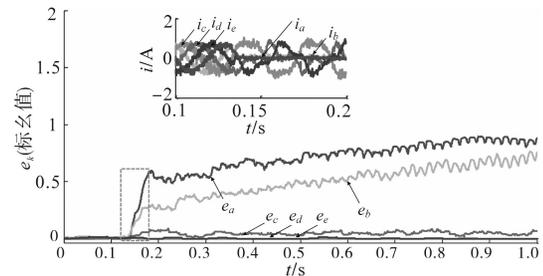


图8 a相和b相OPF故障检测测试结果

Fig.8 Test results of the fault detection with a phase and b phase OPF

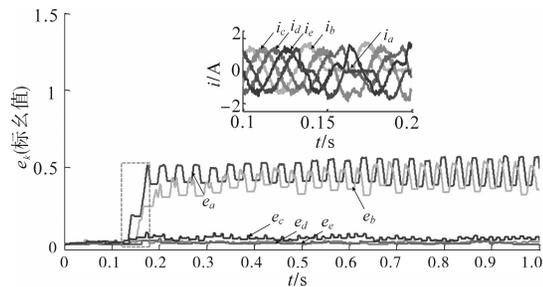


图9 a相和b相OSF故障检测测试结果

Fig.9 Test results of the fault detection with a phase and b phase OSF

故障诊断算法有一个关键问题是避免误报,考虑到故障指征通常是基于稳态电流计算的,故进行第4组测试,即设置转速瞬态和转矩瞬态来判断是否是影响到故障指征  $e_k$ ,同时  $e_k$  是否超过阈值产生误报。图10所示为电机转速从  $500\text{ r/min}$  突降到  $300\text{ r/min}$  的动态测试结果,从图10中可以看出,在转速瞬变期间故障指征保持了不受影响,其原因与故障指征  $e_k$  的定义有关,积分量分子中有  $xy$  电流,而  $xy$  电流在动态下始终被调节为零,因此只要控制器能精确地执行  $xy$  电流调节,则所有系统动态中  $e_k$  都将接近零。这可以从图11所示转矩动态实验中进一步验证,测试中电机转速保持为  $500\text{ r/min}$ ,在  $t=0.75\text{ s}$ 时突卸  $3.5\text{ N}\cdot\text{m}$  负载转矩,从图11中可看出,由于整个测试期间,所有故障指征均保持接近零。

经过上述实验验证,所提出的故障诊断策略

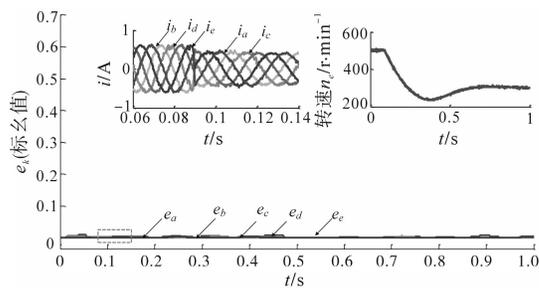


图10 转速动态测试结果

Fig.10 Test results of speed dynamic

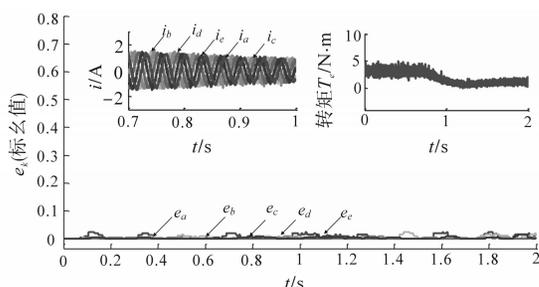


图11 转矩动态测试结果

Fig.11 Test results of the torque dynamic

能够成功检测 OPF 或 OSF 故障,并避免误报。最后,进行第5组测试,即基于新型故障诊断算法的 MPC 容错控制实验。将电机控制在 50 r/min,负载转矩 0.25 N·m,稳定运行后在  $t=0.2$  s 时将  $a$  相上、下开关管全部关闭,模拟 OPF 故障,在  $0.15T_f$  后检测到故障,MPC 控制器重构进行容错控制,实验波形如图 12 所示。

从图 12 中可以看出,由于故障及时诊断,转速振荡较小,MPC 控制器中预测模型及时得到修正,电流控制可正确实施,故障前后系统实现了平滑过渡。

围绕五相感应电机 MPC 驱动控制系统容错运行,对故障诊断算法开展了设计和研究。通过对不同故障类型分析,基于  $xy$  电流特征设计了故障指征,形成了新型故障诊断算法,现总结全文如下:

1)MPC 控制器性能优良,但在系统开路故障情况下难以正常运行,同时故障检测速度尤其重要,以便实现故障前后平稳过渡;

2)所设计的基于 VSD 的故障检测方法可快速检测和定位所有类型的开路故障,包括单相或多相 OPF 和 OSF;

3)实验结果表明,由于故障指征选择为  $xy$  电流,故障前后差异较大,为设定检测阈值提供了良好的安全裕量。同时可在系统动态下避免误

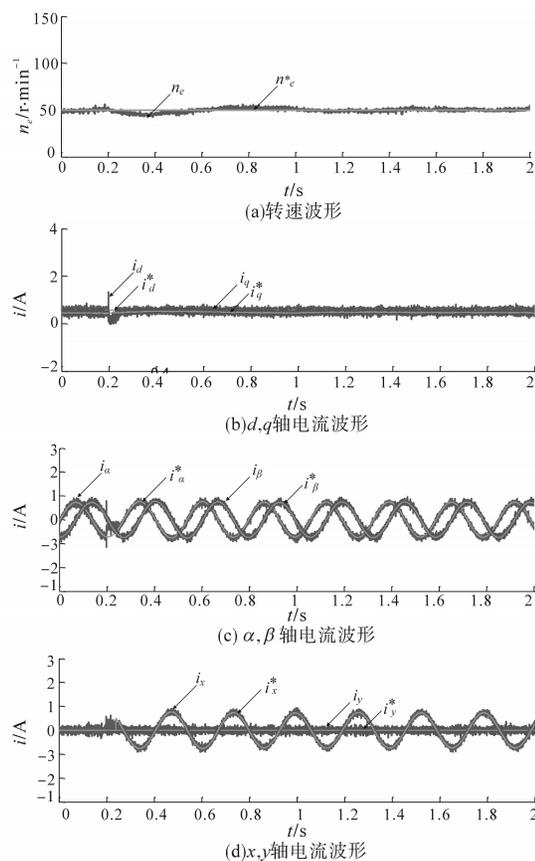


图12 MPC容错控制实验结果

Fig.12 Experiment results of MPC fault-tolerant control

报,故鲁棒性较好;

4)新型故障诊断方案是附加在 MPC 控制器外的,易于实现,计算负担小,不依赖于控制参数和系统工作点。

进一步的研究方向是将该方案扩展到其他多相电机驱动系统中。

#### 参考文献

- [1] 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):17-29.
- [2] 梅柏杉,晋世博.谐波注入式9相感应电机矢量控制技术[J].电气传动,2018,48(8):76-79.
- [3] 陶涛,赵文祥,程明,等.多相电机容错控制及其关键技术综述[J].中国电机工程学报,2019,39(2):316-326.
- [4] 牛峰,韩振铎,黄晓艳,等.永磁同步电机模型预测磁链控制[J].电机与控制学报,2019,23(3):34-41.
- [5] Guzman H, Duran M J, Barrero F, et al. Speed Control of Five-phase Induction Motors with Integrated Open-phase Fault Operation Using Model-based Predictive Current Control Techniques[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(9):4474-4484.
- [6] 丁石川,王清明,杭俊,等.计及模型预测控制的永磁同步电机匝间短路故障诊断[J/OL].中国电机工程学报,2019-05-

