

# 永磁同步电机驱动系统逆变器故障诊断研究

彭伟发<sup>1,2</sup>, 黄苏融<sup>1</sup>

(1. 上海大学机电工程与自动化学院, 上海 200072; 2. 华东交通大学电气与自动化工程学院, 南昌 330013)

**摘 要:** 采用混杂系统理论的分析方法, 建立更精确的电机驱动系统开关函数模型——混合逻辑动态模型。并由此提出一种基于电流残差的永磁同步电机驱动系统逆变器开路故障诊断方法。该方法利用主控制器的变量, 无需额外的传感器, 构造的观测器直接引入真实检测电流, 避免观测误差以及时间延迟, 而且逆变器发生开路故障时残差与时间成正比, 时间越长, 残差量就越大, 且极易检测, 可靠性高。这种方法摆脱了负载和主控制器的影响, 具有很强的鲁棒性。反应迅速, 能在故障发生的 1/4 周期之内完成诊断与定位。通过 Matlab/Simulink 仿真研究验证所提故障诊断方法的可行性和有效性。

**关键词:** 故障诊断; 混杂系统; 逆变器; 混合逻辑动态模型; 电流残差

**中图分类号:** TM64

**文献标识码:** A

## 0 引 言

永磁同步电机因为其优越的性能如高功率密度、高效率、高可靠性已广泛应用于航空航天、舰船、高铁、医疗、电动汽车等领域。但是, 这些应用领域的电机驱动系统的故障严重威胁到生命安全。因此为提高可靠性, 各种故障诊断方法、容错电机本体、容错拓扑以及容错控制方法相继被提出<sup>[1-5]</sup>。而要实现容错控制, 首先必须快速检测、诊断并准确定位故障, 因此, 各种检测方法相继被提出。电压检测法和电流检测法是 IGBT 故障检测的两种主要方法。电压检测法一般需要另外安装传感器, 而电流检测法都是基于主控制系统的资源, 无需增加额外的传感器。

文献[6]提出电流矢量轨迹法和瞬时频率法, 因为在轻载和空载时负载电流很小, 测量误差和噪声干扰严重影响其诊断效果, 甚至造成误诊断。文献[7]提出平均电流 Park 矢量法, 该方法利用三相平均电流进行故障诊断, 但是因为电流周期不固定而求其困难, 而且阈值的选择严重依赖于负载。文献[8]提出一种基于离散傅里叶变换的归一化方法, 针对单管 IGBT 开路故障, 利用电流的直流分量

的归一化值来检测、诊断并定位, 它有效摆脱了负载的影响。文献[9]采用一个非线性定子电流观测器与  $dq$  轴残差评价进行故障检测, 但是利用残差构造隔离故障开关至少一个基波时期。文献[10-16]采用智能控制技术如小波包变换、滑模观测器、专家系统、模糊逻辑和人工智能, 来诊断定位逆变器故障。

为摆脱负载和主控制器的影响, 本文提出一种基于电流状态残差的逆变器故障诊断方法。该方法构造的状态估计器直接引入真实检测电流, 没有估计误差以及时间延迟, 而且发生开路故障时残差与时间成正比, 时间越长, 残差量越大, 极易检测, 不会出现误诊断。

## 1 永磁同步电机驱动系统混合逻辑动态模型

电力电子电路是一种典型的混杂系统, 混合逻辑动态建模是将系统整个作为一个微分方程组来处理, 因而可建立电力电子电路更为精确的数学模型。

永磁同步电机驱动系统如图 1 所示, 用微分方程组描述为:

收稿日期: 2017-02-17

基金项目: 国家高技术研究发展(863)计划(2012AA110802)

通信作者: 黄苏融(1953—), 男, 学士、教授, 主要从事交流伺服电机及其控制系统方面的研究。srhuang@shu.edu.cn

$$\begin{cases} u_{an} = Ri_a + L \frac{di_a}{dt} + e_a \\ u_{bn} = Ri_b + L \frac{di_b}{dt} + e_b \\ u_{cn} = Ri_c + L \frac{di_c}{dt} + e_c \end{cases} \quad (1)$$

式中,  $u_{an}$ 、 $u_{bn}$ 、 $u_{cn}$ ——三相相电压的瞬时值, V;  $i_a$ 、 $i_b$ 、 $i_c$ ——三相绕组电流的瞬时值, A;  $e_a$ 、 $e_b$ 、 $e_c$ ——三相旋转电动势, V;  $V_{dc}$ ——直流侧电源电压, V;  $R$ ——绕组电阻,  $\Omega$ ;  $L$ ——定子电感, H,  $L=L_s-M$ , 其中  $L_s$  为自感,  $M$  为互感。PMSM 每相绕组数学模型等效为  $R$ 、 $L$  和  $e$  的串联。

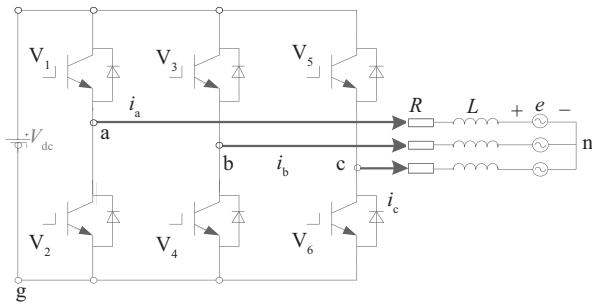


图1 永磁同步电机驱动系统的等效电路图

Fig. 1 Equivalent circuit diagram of PMSM drive system

根据电路的拓扑约束和基尔霍夫定律,则有:

$$\begin{cases} u_{an} = u_{ag} - u_{ng} \\ u_{bn} = u_{bg} - u_{ng} \\ u_{cn} = u_{cg} - u_{ng} \end{cases} \quad (2)$$

对于电机三相电流,存在  $i_a + i_b + i_c = 0$ , 并且假设电机的三相反电动势平衡,即  $e_a + e_b + e_c = 0$ , 得到三相绕组电压为:

$$\begin{cases} u_{an} = \frac{1}{3}(2u_{ag} - u_{bg} - u_{cg}) \\ u_{bn} = \frac{1}{3}(-u_{ag} + 2u_{bg} - u_{cg}) \\ u_{cn} = \frac{1}{3}(-u_{ag} - u_{bg} + 2u_{cg}) \end{cases} \quad (3)$$

假设电机电流连续,定义  $\delta_a$ 、 $\delta_b$ 、 $\delta_c$ :

$$\begin{aligned} [\delta_j = 1] &\leftrightarrow [i_j > 0], \quad j = a, b, c \\ [\delta_j = 0] &\leftrightarrow [i_j < 0], \quad j = a, b, c \end{aligned} \quad (4)$$

三相逆变器有  $S_1 \sim S_6$  共 6 个离散控制变量和  $\delta_a$ 、 $\delta_b$ 、 $\delta_c$  共 3 个离散条件变量,共有 9 个逻辑变量,有  $2^9$  种可能的状态。根据逆变器的各种状态可得到三相绕组端对母线地的电压,即逆变器的混合逻辑动态模型(MLD)为:

$$\begin{cases} u_{ag} = V_{dc} \bar{s}_2 (s_1 \delta_a + \bar{\delta}_a) \\ u_{bg} = V_{dc} \bar{s}_4 (s_3 \delta_b + \bar{\delta}_b) \\ u_{cg} = V_{dc} \bar{s}_6 (s_5 \delta_c + \bar{\delta}_c) \end{cases} \quad (5)$$

根据式(5)和式(3),可得出各相电压的离散化表达式:

$$\begin{bmatrix} u_{an} \\ u_{bn} \\ u_{cn} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{s}_2 (s_1 \delta_a + \bar{\delta}_a) \\ \bar{s}_4 (s_3 \delta_b + \bar{\delta}_b) \\ \bar{s}_6 (s_5 \delta_c + \bar{\delta}_c) \end{bmatrix} \quad (6)$$

综合式(6)、式(1)并整理变形得出以相电流为状态变量的系统状态方程:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_a \\ \dot{i}_b \\ \dot{i}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} + \frac{V_{dc}}{3L} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{s}_2 (s_1 \delta_a + \bar{\delta}_a) \\ \bar{s}_4 (s_3 \delta_b + \bar{\delta}_b) \\ \bar{s}_6 (s_5 \delta_c + \bar{\delta}_c) \end{bmatrix} \quad (7)$$

为简化模型,定义辅助逻辑变量向量

$\delta = [\delta_1 \quad \delta_2 \quad \delta_3]^T$ , 则令:

$$\begin{cases} \delta_1 = \bar{s}_2 (s_1 \delta_a + \bar{\delta}_a) \\ \delta_2 = \bar{s}_4 (s_3 \delta_b + \bar{\delta}_b) \\ \delta_3 = \bar{s}_6 (s_5 \delta_c + \bar{\delta}_c) \end{cases} \quad (8)$$

式中,  $\delta_1, \delta_2, \delta_3 \in \{0, 1\}$ , 由此得到包含连续变量和离散变量的电机驱动系统 MLD 模型为:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_a \\ \dot{i}_b \\ \dot{i}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} + \frac{V_{dc}}{3L} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta_1 \\ \delta_2 \\ \delta_3 \end{bmatrix} \quad (9)$$

用向量表示的电机驱动系统 MLD 模型为:

$$\dot{i} = Ai + B_1 e + B_2 \delta \quad (10)$$

式中, 向量  $i = [i_a \quad i_b \quad i_c]^T$ ;  $e = [e_a \quad e_b \quad e_c]^T$ ;  $A =$

$$\begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix}; B_1 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L} \end{bmatrix}; B_2 = \frac{V_{dc}}{3L} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix}.$$

永磁体磁场在相绕组中感应的旋转电动势为:

$$e = -\sqrt{\frac{2}{3}} \omega \psi_f \begin{bmatrix} \sin \theta \\ \sin(\theta - 2\pi/3) \\ \sin(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (11)$$

式中,  $\omega$ ——转子旋转的电角速度, rad/s;  $\psi_f$ ——转子永磁体磁链, Wb;  $\theta$ ——永磁体基波磁场轴线与 a 相绕组轴线之间的电角度。

## 2 基于 MLD 模型电流残差的故障诊断方法

### 2.1 基于 MLD 模型电流残差的故障诊断原理

根据以上分析, 永磁同步电机驱动系统是一个包含离散事件动态系统和连续变量系统的典型混杂系统。IGBT 正常时, 电流将按照式(9)的规律演化, 实际变迁与期望变迁一致; 一旦 IGBT 发生故障, 电流的演化路径将发生改变, 实际变迁与期望变迁出现偏差。因此, 构造电流的状态估计器, 利用电流的实际值与估计值的残差进行故障诊断。图 2 所示为基于电流残差的故障诊断原理。

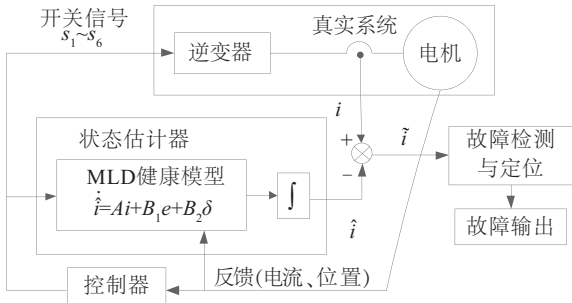


图2 基于电流残差的故障诊断原理

Fig. 2 Fault diagnosis principle based current residual

基于 MLD 模型, 构造电流的状态估计器:

$$\dot{\hat{i}} = Ai + B_1 e + B_2 \delta \quad (12)$$

估计器中输入电流采用实际电流, 这样消除了估计误差。IGBT 正常时, 估计器与真实系统具有相同的拓扑结构。因此, 估计器能准确反应真实系统的状态, 估计电流与实际电流一致。一旦 IGBT 发生故障, 估计器与真实系统中的拓扑结构不一致, 造成估计电流与实际电流出现偏差, 产生电流状态残差。

式(10)与式(12)相减得电流状态残差:

$$\dot{\tilde{i}} = B_2(\delta' - \delta) \quad (13)$$

式中,  $\tilde{i}$ ——电流状态残差,  $\tilde{i} = i - \hat{i}$ ,  $i$  为实际检测电流,  $\hat{i}$  为估计电流;  $\delta'$ ——真实系统辅助逻辑变量向量;  $\delta$ ——状态估计器的辅助逻辑变量向量。

下文依次讨论 a 相、b 相及 c 相 IGBT 开路故障情况下的电流残差。

#### 2.1.1 a 相上桥臂 IGBT 开路

a 相上桥臂  $V_1$  开路, 相当于其开关信号始终等于“0”, 即实际控制器中的  $s_1' \equiv 0$ , 由此计算出真实系统辅助逻辑变量向量为:

$$\begin{cases} \delta_1 = \overline{s_2 \delta_a} \\ \delta_2 = \overline{s_4(s_3 \delta_b + \overline{\delta_b})} \\ \delta_3 = \overline{s_6(s_5 \delta_c + \overline{\delta_c})} \end{cases} \quad (14)$$

把式(14)代入到式(13)中:

$$\dot{\tilde{i}} = \frac{V_{dc} s_1 \overline{s_2 \delta_a}}{3L} \begin{bmatrix} -2 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (15)$$

根据式(15)求出三相电流残差为:

$$\begin{cases} \tilde{i}_a = -\frac{2V_{dc} s_1 \overline{s_2 \delta_a}}{3L} t \\ \tilde{i}_b = \frac{V_{dc} s_1 \overline{s_2 \delta_a}}{3L} t \\ \tilde{i}_c = \frac{V_{dc} s_1 \overline{s_2 \delta_a}}{3L} t \end{cases} \quad (16)$$

从式(16)的三相电流残差可看出: 当  $V_1$  开路后, 三相电流残差幅值均随时间  $t$  线性增长, 很容易被捕捉, 易判断, 不会出现误判, 而且三相电流残差之间还有如式(17)所示的关系:

$$\tilde{i}_a = -2\tilde{i}_b = -2\tilde{i}_c \quad (17)$$

#### 2.1.2 a 相下桥臂 IGBT 开路

a 相下桥臂  $V_2$  开路, 相当于其开关信号始终等于“0”, 即实际控制器中的  $s_2' \equiv 0$ , 由此计算出真实系统辅助逻辑变量向量为:

$$\delta' = \begin{bmatrix} s_1 \delta_a + \overline{\delta_a} \\ \overline{s_4(s_3 \delta_b + \overline{\delta_b})} \\ \overline{s_6(s_5 \delta_c + \overline{\delta_c})} \end{bmatrix} \quad (18)$$

把式(18)代入到式(13)中:

$$\dot{\tilde{i}} = \frac{V_{dc} s_2 (s_1 \delta_a + \overline{\delta_a})}{3L} \begin{bmatrix} 2 \\ -1 \\ -1 \end{bmatrix} \quad (19)$$

根据式(19)求出三相电流残差为:

$$\begin{cases} \tilde{i}_a = \frac{2V_{dc}(s_2\bar{\delta}_a - s_1\bar{s}_2\bar{\delta}_a)}{3L}t \\ \tilde{i}_b = -\frac{V_{dc}(s_2\bar{\delta}_a - s_1\bar{s}_2\bar{\delta}_a)}{3L}t \\ \tilde{i}_c = -\frac{V_{dc}(s_2\bar{\delta}_a - s_1\bar{s}_2\bar{\delta}_a)}{3L}t \end{cases} \quad (20)$$

同样,从式(20)的三相电流残差可看出:当  $V_2$  开路后,三相电流残差幅值均随时间  $t$  线性增长,很容易被捕捉,容易判断,不会出现误判,而且三相电流残差同样满足式(17)。

### 2.1.3 a 相上下桥臂 IGBT 同时开路

a 相上桥臂  $V_1$  和下桥臂  $V_2$  同时开路,相当于实际控制器中的开关信号  $s_1' = s_2' = 0$ ,由此计算出真实系统辅助逻辑变量向量为:

$$\begin{cases} \delta_1 = \bar{\delta}_a \\ \delta_2 = \bar{s}_4(s_3\delta_b + \bar{\delta}_b) \\ \delta_3 = s_6(s_5\delta_c + \bar{\delta}_c) \end{cases} \quad (21)$$

把式(21)代入到式(13):

$$\dot{\tilde{i}} = \frac{V_{dc}(s_2\bar{\delta}_a - s_1\bar{s}_2\bar{\delta}_a)}{3L} \begin{bmatrix} 2 \\ -1 \\ -1 \end{bmatrix} \quad (22)$$

根据式(22)求出三相电流残差为:

$$\begin{cases} \tilde{i}_a = \frac{2V_{dc}(s_2\bar{\delta}_a - s_1\bar{s}_2\bar{\delta}_a)}{3L}t \\ \tilde{i}_b = -\frac{V_{dc}(s_2\bar{\delta}_a - s_1\bar{s}_2\bar{\delta}_a)}{3L}t \\ \tilde{i}_c = -\frac{V_{dc}(s_2\bar{\delta}_a - s_1\bar{s}_2\bar{\delta}_a)}{3L}t \end{cases} \quad (23)$$

同样,从式(23)的三相电流残差可看出:当  $V_2$  开路后,三相电流残差时正时负,幅值均随时间  $t$  线性增长,容被捕捉,易判断,不会出现误判,而且三相电流残差同样满足式(17)。

用同样的方法分析 b 相和 c 相 IGBT 开路情况,得出如下结论:当 b 相 IGBT 出现开路故障时,b 相电流残差幅值最高,且三相电流残差均随时间  $t$  线性增长,并且有  $\tilde{i}_b = -2\tilde{i}_a = -2\tilde{i}_c$ ;当 c 相 IGBT 出现开路故障时,c 相电流残差幅值最高,且三相电流残差均随时间  $t$  线性增长,并且有  $\tilde{i}_c = -2\tilde{i}_b = -2\tilde{i}_a$ 。

## 2.2 电流残差法的故障诊断与定位

检测到 IGBT 出现开路故障,还必须对其诊断与定位,下面利用上节求取的电流残差对故障定位。

首先比较残差幅值,幅值最大相就是故障相;

其次判断故障相残差符号,残差为负值则上管开路,残差为正值则下管开路,如果有正也有负则表示上下管都开路。另外,当  $j$  相电流为正,即  $\delta_j = 1$  时,下管是否开路不影响电路的正常运行,也就是说这个时间段是无法检测到下管是否开路;同理,当  $j$  相电流为负,即  $\delta_j = 0$  时,上管是否开路不影响电路的正常运行,也就是说这个时间段是无法检测到上管是否开路。而电流是连续的,所以同一相的上下管开路是无法同时检测到的。如果电路中出现同一相上下管同时开路的情况,先诊断出上(下)管开路并不影响后面对下(上)管的诊断,所以下面的诊断与定位不把同一相的上下管同时开路单独作为一种故障状态。

定义故障输出变量  $k$ :

$$k = \begin{cases} 0, & \tilde{i}_b = 0 \\ (|\tilde{i}_a| + 3|\tilde{i}_b|)/|\tilde{i}_b|, & \tilde{i}_b \neq 0 \end{cases} \quad (24)$$

当  $\tilde{i}_a = \tilde{i}_b = \tilde{i}_c = 0$  时,表明开关管是正常的,  $k = 0$ 。当  $\tilde{i}_b \neq 0$  时,表明逆变器出现开路故障了。当开关管  $T_1$  故障时,  $k = 5$ ;当开关管  $T_2$  故障时,  $k = -1$ ;当开关管  $T_3$  故障时,  $k = -2.5$ ;当开关管  $T_4$  故障时,  $k = 3.5$ ;当开关管  $T_5$  故障时,  $k = 4$ ;当开关管  $T_6$  故障时,  $k = -2$ 。在这种方法中,只需计算  $k$ ,就可以实现逆变器开关管的故障诊断与定位,有利于实时快速诊断与定位。

## 3 仿真实验

在 Matlab/Simulink 环境下搭建一个 SVPWM 矢量控制的 PMSM 驱动系统平台,对本文提出的逆变器 IGBT 开路故障检测、诊断以及定位方法进行仿真验证。仿真实验当中设计的 IGBT 开路故障都是通过断开其控制器所发出的开关信号来实现的,逆变器三相电流都是限额正负 50 A。

图 3 和图 4 分别是在 a 相上、下侧 IGBT 发生开路故障情况下的三相电流测量值、估计值、残差值及故障输出波形。当  $T$  为 2.1 s 时,断开上桥臂  $V_1$ (下桥臂  $V_2$ )的开关信号,使其人为出现开路故障。从图 3 和图 4 可看出,在 2.1 s 前,三相电流的测量值与估计值基本吻合,三相的电流残差都为 0,故障输出为 0。一旦出现开路故障,电流估计值与测量值出现偏离,电流残差瞬间增大,不到

四分之一周期就已经达到限额 50 A。图 3 中故障输出由 0 突变到 5, 由此诊断  $V_1$  开路; 图 4 中故障输出由 0 突变到负 1, 由此诊断  $V_2$  开路, 都能在四分之一周期之内快速准确的检测、诊断并定位开关管的状态。

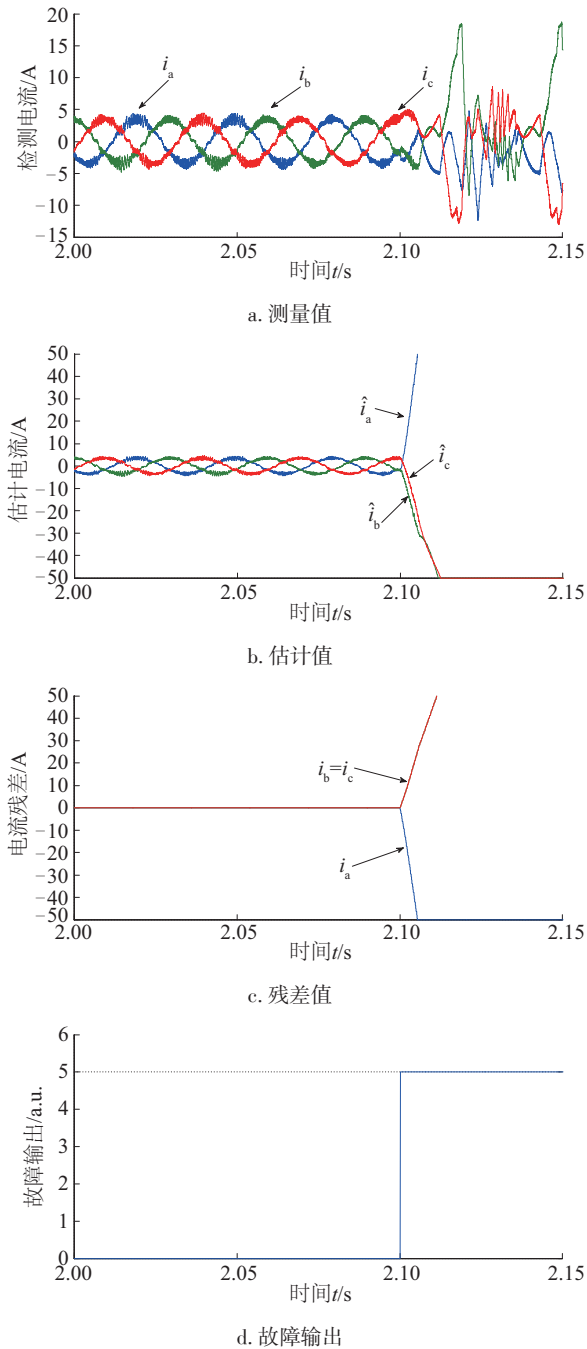


图3  $V_1$ 开路时三相电流测量值、估计值、残差值以及故障输出

Fig. 3 Measured and estimated and residual of three-phase currents under OC fault on  $V_1$  and fault output

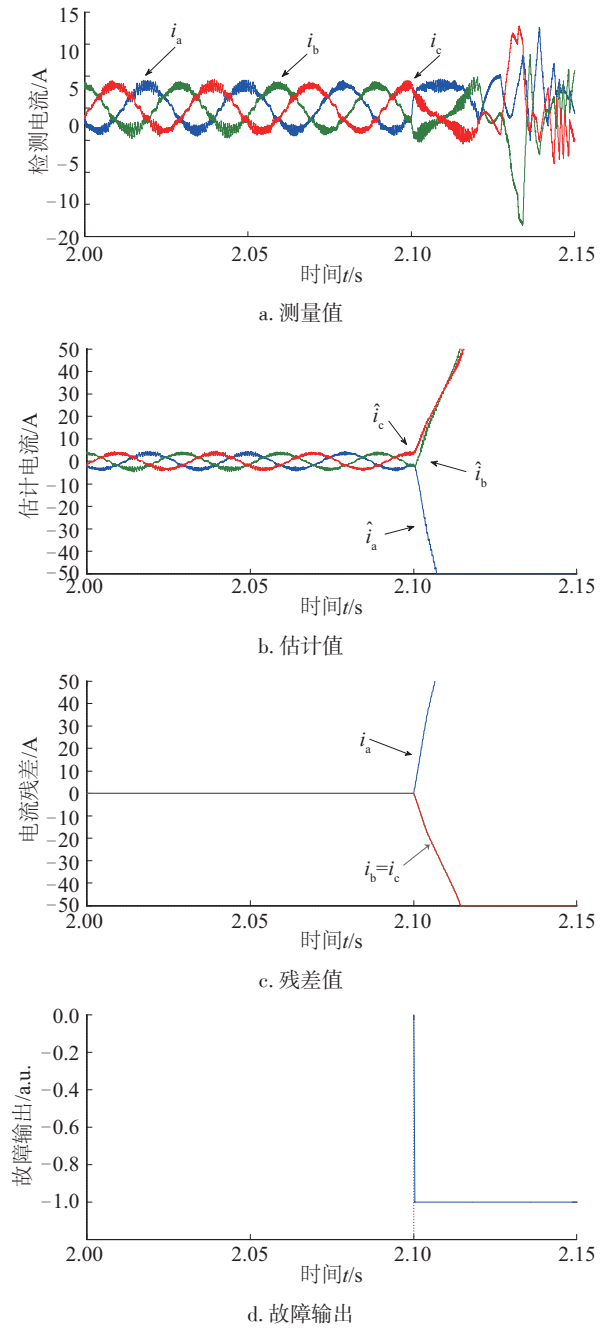


图4  $V_2$ 开路时三相电流测量值、估计值、残差值以及故障输出

Fig. 4 Measured and estimated and residual of three-phase currents under OC fault on  $V_2$  and fault output

## 4 结论

本文建立永磁同步电机驱动系统的混合逻辑动态模型,使电路的数学模型更为精确,并在此基础上构造电机估计电流。利用检测电流与估计电流的残差来检测、诊断与定位开关管的开路故障。



正常时电机检测电流与估计电流相等,残差为零,当逆变器开路时电流残差随时间线性增大,能在故障发生后的四分之一周期之内准确可靠的诊断与定位逆变器单管或双管开路故障。这种故障诊断方法利用主控制器的变量,无需额外的传感器,并且摆脱了负载和主控制器的影响,具有很强的鲁棒性。故障的诊断与定位只需计算一个综合变量,计算量小。

### 【参考文献】

- [1] Song Yantao, Wang Bingsen. Survey on reliability of power electronic systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(1): 591—604.
- [2] Cao Wenping, Mecrow B C, 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—3531.
- [3] Lin Faa-Jeng, Hung Ying-Chih, Hwang Jonq-Chin, et al. Fault-tolerant control of a six-phase motor drive system using a takagi-sugeno-kang type fuzzy neural network with asymmetric membership function[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(7): 3557—3572.
- [4] Mohammadpour A, Sadeghi S, Parsa L. A generalized fault-tolerant control strategy for five-phase PM motor drives considering star, pentagon, and pentacle connections of stator windings[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(1): 63—75.
- [5] 赏吴俊,何正友,胡海涛,等. 基于IGBT输出功率的逆变器开路故障诊断方法[J]. 电网技术, 2013, 37(4): 1140—1145.
- [5] Shang Wujun, He Zhengyou, Hu Haitao, et al. An IGBT power-based diagnosis of open-circuit fault in inverter[J]. Power System Technology, 2013, 37(4): 1140—1145.
- [6] Peugeot R, Courtine S, Rognon J P. Fault detection and isolation on a PWM inverter by knowledge-based model[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1998, 34(6): 1318—1326.
- [7] Mendes A M S, Cardoso A J M. Voltage source inverter fault diagnosis in variable speed AC drives by the average current Park's vector approach[A]. Proceedings of the IEEE International Electric Machines and Drives Conference[C], Seattle, WA, USA, 1999: 704—706.
- [8] 于泳,蒋生成,杨荣峰,等. 变频器IGBT开路故障诊断方法[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(9): 30—35.
- [8] Yu Yong, Jiang Shengcheng, Yang Rongfeng, et al. IGBT open circuit fault diagnosis method for inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2011, 31(9): 30—35.
- [9] Espinoza-Trejo D R, Campos-Delgado U, Bossio G. et al. Fault diagnosis scheme for open-circuit faults in field-oriented control induction motor drives[J]. IET Power Electron, 2013, 6(5): 869—877.
- [10] 甘醇,吴建华,杨仕友. 基于小波包能量分析的开关磁阻电机功率变换器故障诊断[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(9): 1415—1422.
- [10] Gan Chun, Wu Jianhua, Yang Shiyu. Fault diagnosis of power converter for switched reluctance motors based on wavelet packet energy analysis[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(9): 1415—1422.
- [11] Georgakopoulos I P, Mitronikas E D, Safacas A N. Detection of induction motor faults in inverter drives using inverter input current analysis[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58(9): 4365—4373.
- [12] Seshadrinath J, Singh B, Panigrahi B. Investigation of vibration signatures for multiple fault diagnosis in variable frequency drives using complex wavelets[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(2): 936—945.
- [13] Shao S, Wheeler P W, Clare J C, et al. Fault detection for modular multilevel converters based on sliding mode observer[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(11): 4867—4872.
- [14] Zidani F, Diallo D, Benbouzid M E H, et al. A fuzzy based approach for the diagnosis of fault modes in a voltage-fed PWM inverter induction motor drive[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55(2): 586—593.
- [15] Khomfoi S, Tolbert L M. Fault diagnosis and reconfiguration for multilevel inverter drive using AI-based techniques[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, 54(6): 2954—2965.
- [16] Khomfoi S, Tolbert L M. Fault diagnostic system for a multilevel inverter using a neural network[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2007, 22(3): 1062—1069.

## STUDY ON FAULT DIAGNOSIS OF INVERTERS IN PMSM DRIVE SYSTEM

Peng Weifa<sup>1,2</sup>, Huang Surong<sup>1</sup>

(1. School of Mechatronics Engineering and Automation, Shanghai University, Shanghai 200072, China;

2. School of Electrical and Automation Engineering, East China Jiaotong University, Nanchang 330013, China)

**Abstract:** The PMSM drive system contains the continuous state variables and the discrete variables, which is a typical hybrid system. In this paper, the hybrid system theory is introduced into the analysis process, the discrete voltage model of the inverter is embedded into the continuous state equation of the motor, and the hybrid logic dynamic model of the motor drive system is established. On this basis, a diagnosis method in permanent magnet synchronous motor drive system based on current residual is proposed. The method utilizes variables already used by the main controller, avoiding the use of extra sensors. Observation error and time delay is avoided because of the use of the real detection current. The open circuit fault residual is proportional to the time when inverter open circuit fault occur, so fault detection is very easy and reliable. This method can get rid of effects of the load and the main controller to obtain reliable detection. Fault diagnosis and location only need less than 1/4 cycle after the fault occurs. The simulation verifies its feasibility and validity of the proposed diagnostic method.

**Keywords:** fault diagnosis; hybrid system; inverter; mixed logic dynamic model; current residual