

DOI:10.19651/j.cnki.emt.2209719

# 多相电驱重构型车载充电系统绕组 开路故障诊断与容错控制\*

葛天天 於 锋 刘 兴  
(南通大学电气工程学院 南通 226019)

**摘要:** 电动汽车(EV)用电驱重构型车载充电系统(EDROC)因其突出的商业价值成为国内外学者的研究焦点。文中针对六相EDROC充电模式中单相绕组开路故障条件下的故障诊断与容错控制进行研究。首先,介绍了六相EDROC的电路拓扑与基本工作原理;其次,针对绕组开路故障问题,提出一种简单易行的故障诊断方法,包括故障检测与故障定位两个环节,分别通过判断电流矢量的角度变化率与绕组电流平均极性实现;然后,研究了系统单相开路故障下的容错控制,通过重新分配绕组电流幅值与相位,实现网侧电流平衡与无旋转磁场;最后,搭建了实验平台,实验结果验证了所提故障诊断方法与容错控制的正确性。

**关键词:** 电动汽车;电驱重构型车载充电系统;故障诊断;容错控制

**中图分类号:** TM351 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.8010

## Open-circuit fault diagnosis scheme and fault-tolerant control of multiphase electric-drive-reconstructed onboard charger

Ge Tiantian Yu Feng Liu Xing  
(School of Electrical Engineering, Nantong University, Nantong 226019, China)

**Abstract:** Owing to the outstanding commercial value, electric-drive-reconstructed onboard chargers (EDROCs) have been a hotspot of research in electric vehicle (EV) field. This paper studies the fault diagnosis scheme and fault-tolerant control of a six-phase EDROC, considering the single-phase open-circuit condition. At first, the circuit topology and the basic operation principle of the six-phase EDROC are explained. Then, a simple fault diagnosis scheme is proposed for the open-circuit fault. The proposed scheme is composed of two parts, namely the fault detection and the fault localization, which are realized by estimating the derivative of the phase of winding current vector and judging the polarity of winding currents, respectively. Thereafter, the fault-tolerant control of the considered single-phase open-circuit fault is concerned. The amplitudes and phases of stator currents are adjusted, acquiring the purposes of balanced grid currents and non-generation of rotating filed. At last, an experimental test rig is built and the results verify the fault diagnosis scheme and the fault-tolerant control proposed in this work.

**Keywords:** electric vehicle; electric-drive-reconstructed onboard chargers; fault diagnosis; fault-tolerant control

### 0 引 言

相比于传统燃油汽车,电动汽车(electric vehicle, EV)在维护成本、经济效益、节能环保等方面具有显著优势,在全球范围内得到了广泛关注<sup>[1-3]</sup>。然而,传统车载充电技术难以兼顾功率与成本,严重制约了EV的推广与普及<sup>[4-5]</sup>。电驱重构型车载充电系统(electric-drive-reconstructed onboard charger, EDROC)采用全新设计理念<sup>[6-7]</sup>,通过重

构、复用EV原有的推进电机绕组、逆变器与控制电路,能够实现电驱与充电两种运行工况,在成本、功率密度等方面具有显著优势<sup>[8]</sup>,已经成为国内外学者的研究热点。

考虑到电网多为三相,现有EDROC研究成果多集中于三相与多三相(六相,九相等)电驱系统,特别地,基于多三相电驱系统构建的EDROC能够在充电工况下保证电机不输出电磁转矩。文献[9]基于磁共能理论,分析了六相EDROC充电时转矩的产生机理,表明系统在充电过程中

收稿日期:2022-04-23

\* 基金项目:国家自然科学基金(52177051)、南通市民生科技重点项目(MS22020022)、南通市基础科学研究项目(JC2021106)资助

无电磁转矩输出。文献[10]从控制自由度出发,阐述了九相 EDROC 充电工况下的运行机理,证实额外的控制自由度可辅助系统实现转矩平衡。

多相 EDROC 系统的研究多集中于正常运行工况下,仅有少量研究成果针对故障条件下系统的容错运行进行分析。文献[11]通过重新分配流经各绕组的电流,保证基波平面电流分量(即转矩分量)轨迹为直线,从而抑制电磁转矩,实现六相 EDROC 容错运行。文献[12]基于最小铜耗准则,首次提出并验证了多故障下的九相 EDROC 容错运行。然而,上述工作未涉及多相 EDROC 系统的故障诊断。

故障诊断一直是电机驱动领域的研究热点,如何提取系统故障特征信息是检测与定位系统故障的关键所在。文献[13]基于电流瞬时特征值提出一种永磁同步电机单相开路故障诊断方法。文献[14]通过二阶滑模观测器追踪电压残差实现逆变器故障诊断。文献[15]通过判断绕组电流角度的导数绝对值变化及电流平均值实现网侧逆变器故障诊断。但是,目前尚未有学者针对多相 EDROC 系统充电模式下的故障诊断进行研究。

本文研究了六相 EDROC 单相开路故障条件的故障诊断与容错控制。提出一种开路故障诊断方案,能够快速检测故障发生并定位故障位置;在此基础上,通过分配正交平面内电流的幅值与相位,实现系统容错运行;最后,利用实验验证了理论分析的正确性。

### 1 六相 EDROC 系统拓扑

本文研究的六相 EDROC 电路拓扑如图 1 所示,主要包括三相电网、不对称六相永磁同步电机(asymmetric six-phase permanent magnet synchronous machine, ASPMSM)、双三相电压型逆变器、直流侧稳压电容、电池以及开关元件。当开关断开,系统工作在充电模式,两套电枢绕组作为滤波电感连接至三相电网;开关闭合,工作在电驱模式,电池作为动力源驱动电机运行。需要注意的是,充电模式下,两套绕组流入电流的相序相反<sup>[16]</sup>,即绕组 A 与 U 连接至 a 相,而绕组 B 与 W 连接至 b 相,绕组 C 与 V 连接至 c 相。

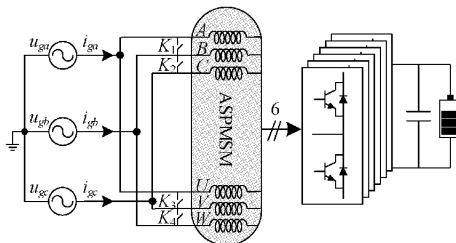


图 1 六相 EDROC 电路拓扑

六相电机在自然坐标系下是一个多变量、非线性、强耦合的系统,其数学模型十分复杂。基于矢量空间解耦变换(vector space decomposition, VSD)技术可将六维变量映射到 3 个彼此正交的子平面中,即  $\alpha-\beta$  基波子平面、 $x-y$

谐波子平面与  $z1-z2$  零序子平面。针对 ASPMSM,满足变换前后幅值不变原则的 Clark 变换矩阵  $T$  可表示为:

$$T = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & \cos 4\gamma & \cos 8\gamma & \cos \gamma & \cos 5\gamma & \cos 9\gamma \\ 0 & \sin 4\gamma & \sin 8\gamma & \sin \gamma & \sin 5\gamma & \sin 9\gamma \\ 1 & \cos 8\gamma & \cos 4\gamma & \cos 5\gamma & \cos \gamma & \cos 9\gamma \\ 0 & \sin 8\gamma & \sin 4\gamma & \sin 5\gamma & \sin \gamma & \sin 9\gamma \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{matrix} \alpha \\ \beta \\ x \\ y \\ z1 \\ z2 \end{matrix} \quad (1)$$

式中:  $\gamma = \pi/6$ 。

### 2 故障诊断与容错控制

#### 2.1 故障诊断

##### 1) 故障检测

准确、快速的故障诊断方案是实现容错运行的重要前提。对 EDROC 而言,诊断目标是快速检测到故障发生并定位故障绕组。本文在不增添额外传感器的前提下,提出了一种故障检测方法,利用三相交流系统的对称性,能够迅速检测到故障发生。

假设三相电网平衡,且工作在正常充电模式下,由图 1 所示电路拓扑可知,网侧电流为对应各绕组电流值的 2 倍,即:

$$I_g = 2I_p \quad (2)$$

式中:  $I_g$  为网侧电流,  $I_p$  为绕组电流。

通过式(1),将流经 ASPMSM 六相绕组电流映射到三个互相正交的子空间,其中  $\alpha-\beta$  子平面内的电流可表示为:

$$\begin{cases} I_\alpha = 0.97I_p \cos(\theta_g + 30^\circ) \\ I_\beta = 0.26I_p \cos(\theta_g + 30^\circ) \end{cases} \quad (3)$$

式中:  $I_\alpha, I_\beta$  为  $\alpha-\beta$  子平面内电流,  $\theta_g$  为电网相位。

根据式(3),可以绘制出  $\alpha-\beta$  子平面内电流轨迹,如图 2 所示,可以看出,电流轨迹为直线,表明充电时无电磁转矩输出<sup>[11]</sup>。

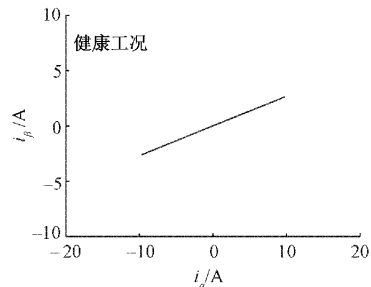


图 2 健康工况下电流轨迹

本文所提故障诊断方案将  $\alpha-\beta$  子平面内电流矢量的角度  $\theta$  作为系统故障特征信息,即:

$$\theta = \arctan\left(\frac{I_\alpha}{I_\beta}\right) \quad (4)$$

定义  $\alpha-\beta$  子平面内电流矢量角度的变化率为  $Z$ , 即:

$$Z = \frac{d}{dt}\theta \quad (5)$$

健康运行模式下,  $\theta$  基本保持恒定且  $Z$  为 0。若发生开路故障, 电流矢量轨迹将呈椭圆<sup>[11]</sup>, 其角度  $\theta$  不再为常数。因此, 通过计算  $Z$ , 即可判断系统是否发生故障。

图 3 为故障检测示意图。首先, 采样通过各绕组的电流, 并将其转换到  $\alpha-\beta$  平面, 经过低通滤波器 (low-pass filter, LPF) 后, 利用反正切函数计算电流矢量的角度  $\theta$ ; 然后, 对  $\theta$  进行导数计算; 最后, 判断通过 LPF 后的导数值。在健康运行工况下, 角度  $\theta$  为常数, 其变化率  $Z$  理论上保持为 0。而在故障发生后, 电流矢量轨迹发生变化, 此时电流矢量将为旋转形式, 其导数值不断改变。

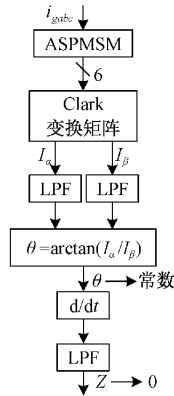


图 3 故障检测示意图

在上述过程中, 为滤除采样电流中的高频信号以及导数算子引入的噪声, 采用了 LPF 实现, 为取得良好的性能, 其截止频率应为网侧频率的 3~6 倍。本文采用的低通滤波器均为一阶滤波器且截止频率设为 300 Hz, 且当计算得到的变化率  $Z > 1$  时, 判定系统发生绕组开路故障。

## 2) 故障定位

在检测到故障发生后, 需要进一步对故障进行定位, 核心思想是计算故障发生后一个基波周期 (网侧频率为 50 Hz, 对应一个基波周期即 0.02 s) 内电流的平均极性, 如图 4 所示, 图中  $T_j(k)$  为采样电流非负标志位,  $F_j$  为算数平均值,  $S_j$  为定位阈值, 这里取 0.7,  $T_j(k)$  与  $F_j$  分别表示为:

$$T_j(k) = \begin{cases} 1, & i_j \geq 0 \\ 0, & i_j < 0 \end{cases} \quad (6)$$

$$F_j = \frac{\sum_{i=1}^k T_j(k)}{k} \quad (7)$$

式中:  $j=A, B, C, U, V, W, k$  为采样计数。检测到故障发生后, 将计算基波周期内采样电流非负标志位的算数平均值  $F_j$ 。在健康运行工况下, 流经各绕组的电流波形为正弦波形, 正负半周期所占比例相同, 因此  $F_j$  应接近于 0.5。绕组开路工况下 (以 A 相为例), 没有电流流经 A 相绕组,

此时采样电流非负标志位  $T_A(k)$  常为 1,  $F_A$  将接近于 1, 大于所设阈值  $S_j$  (0.7), 则可判断 A 相绕组故障。通过这种方法, 可以快速定位故障绕组。

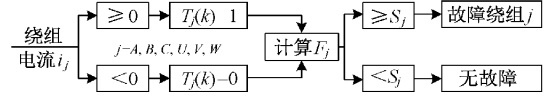


图 4 故障定位框图

## 2.2 容错控制

### 1) 绕组电流分配

本文以 A 相绕组开路为例研究 EDROC 系统的容错控制。在此情况下, 电网  $\alpha$  相电流完全流经绕组 U, 此时,  $\alpha-\beta$  子平面内的电流可以表示为:

$$\begin{cases} I_\alpha = 0.92I_p \cos(\theta_g + 15.7^\circ) \\ I_\beta = 0.42I_p \cos(\theta_g + 9.1^\circ) \end{cases} \quad (8)$$

其轨迹如图 5 所示, 相较于健康工况 (如图 2), 故障工况下  $\alpha-\beta$  子平面电流矢量轨迹不再为直线, 将产生旋转磁动势, 可能导致电机旋转。

为使 EDROC 在充电模式下无电磁转矩输出, 需重新分配各相绕组电流, 使得  $\alpha-\beta$  子平面内电流轨迹为直线。考虑到充电模式下的约束条件以及最小铜耗<sup>[17]</sup>, 重新分配后的电流可表示为:

$$\begin{cases} I_\alpha^* = 0.92I_p^* \cos(\theta_g + 15^\circ) \\ I_\beta^* = 0.42I_p^* \cos(\theta_g + 15^\circ) \end{cases} \quad (9)$$

式中: 上标“\*”代表给定值。由图 5 可知, 电流重新分配 (容错运行) 后的  $\alpha-\beta$  子平面内电流轨迹与预期相符合, 充电时无电磁转矩输出。

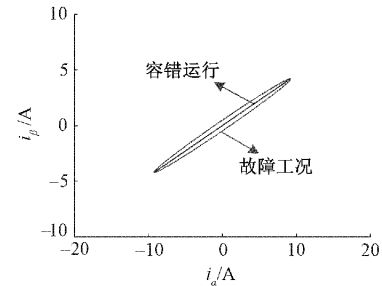


图 5 故障工况与容错运行下的电流轨迹

### 2) 准比例谐振控制器

控制器的选取对整个系统的稳态性能有着至关重要的影响。传统比例积分 (proportional integral, PI) 控制器因其幅频增益特性而常用于追踪直流信号, 实现无静差调节。使用 PI 控制器追踪网侧频率信号时, 会放大低频噪声使得跟踪特性较差, 控制效果不理想。因此, 本文选用比例谐振 (proportional resonant, PR) 控制器对正弦交流信号进行跟踪与无静差调节。

理想 PR 控制器的传递函数为:

$$G_{PR1}(s) = K_p + \frac{K_r s}{s^2 + \omega_0^2} \quad (10)$$

式中： $\omega_0$  为谐振频率， $K_p$  为比例增益， $K_r$  为积分增益，不同  $K_p, K_r$  取值时的理想 PR 控制器伯德图如图 6 所示。

由图 6(a)和(b)可知，理想 PR 控制器在谐振频率处的幅频增益近乎无穷大而其余频率的幅频增益为零，受限于频带过于狭窄的特性，理想 PR 控制器对有频率波动的信号跟踪性能不理想。而实际中的电网频率为  $50 \pm 0.5$  Hz，因此本文采取准 PR 控制器进行跟踪。

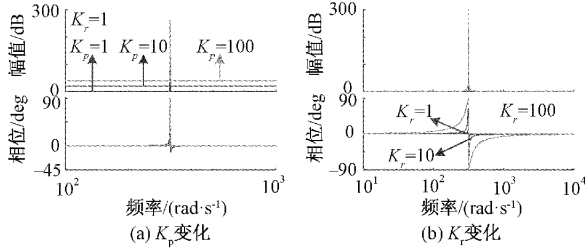


图 6 理想 PR 控制器伯德图

准 PR 控制器的传递函数为：

$$G_{PR} = K_p + \frac{2\omega_c K_r s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_0^2} \quad (11)$$

式中： $\omega_c$  为截止频率。不同  $K_p, K_r, \omega_c$  取值时的准 PR 控制器伯德图如图 7 所示。

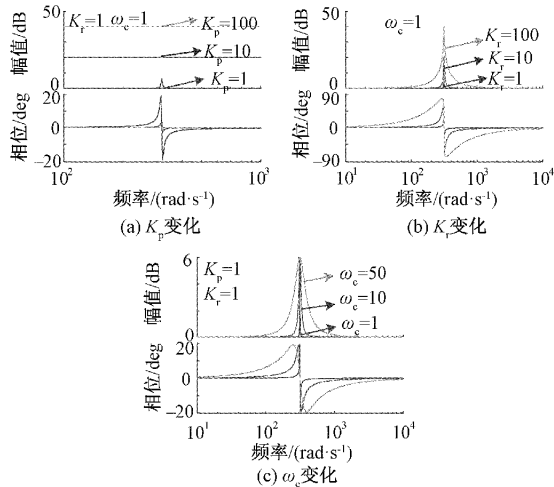


图 7 准 PR 控制器伯德图

由图 7(a)可知， $K_p$  值越大，整体的幅频增益越大，对噪声信号的放大作用也越明显；图 7(b)表明  $K_r$  在消除静态误差的同时对相近频率的无用信号也有较明显的增益效果；图 7(c)表明  $\omega_c$  在不影响谐振频率幅频增益的同时能够降低无用信号的增益。因此，只需着重调整准 PR 控制器  $K_r$  和  $\omega_c$  的大小便可获得较好的跟踪性能。

### 3) 控制策略

容错控制框图如图 8 所示，控制器结构为双闭环控制，即直流电压外环与绕组电流内环。直流电压外环用于控制充电电压，经 PI 控制器得到  $d$  轴电流给定值  $i_d^*$ ，同时，为实现单位功率因数运行，设置  $q$  轴电流给定值  $i_q^*$  为 0，锁

相环(phase locked loop, PLL)用于获取电网相位。然后，可以计算出绕组电流幅值  $I_p^*$  参考值，即：

$$I_p^* = \sqrt{(i_d^*)^2 + (i_q^*)^2} / 2 \quad (12)$$

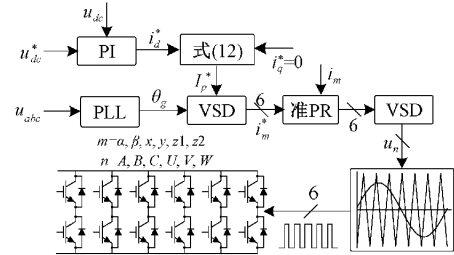


图 8 EDROC 控制框图

接着，通过 VSD 将三个正交子平面内的电流转换为各绕组内的电流， $\alpha-\beta$  子平面内电流如式(9)所示，其余子平面内的电流为：

$$\begin{cases} I_x^* = 0.61 I_p^* \cos(\theta_g + 23.6^\circ) \\ I_y^* = 1.02 I_p^* \cos(\theta_g - 65.9^\circ) \\ I_{z1}^* = 0.33 I_p^* \cos(\theta_g + 179.3^\circ) \\ I_{z2}^* = 0.33 I_p^* \cos(\theta_g + 0.7^\circ) \end{cases} \quad (13)$$

在此基础上，利用准 PR 控制器实现对绕组电流的控制；最后，通过 SPWM 等调制技术获得逆变器控制信号。

## 3 实验

为验证理论分析的正确性，搭建如图 9 所示的实验样机平台。平台包括：三相交流电源，用于模拟电网输入；额定功率为 2 kW 的 ASPMSM，其具体参数如表 1；控制器采用 TI 公司的 TMS320F28335 芯片；电压与电流传感器型号分别为 WHB25LSP3S1 和 WHV05AS3S6；六相逆变器由 6 个 FF300R12ME4 型号的 IGBT 模块构成；可调电阻箱用于模拟负载；稳压电容参数为  $470 \mu\text{F}/450 \text{ V}$ 。实验中，采样与开关频率均为 10 kHz，交流电源输入电压有效值为 44 V，直流电压给定值为 120 V，负载调节为  $14 \Omega$ ，测试功率约为 1 kW。

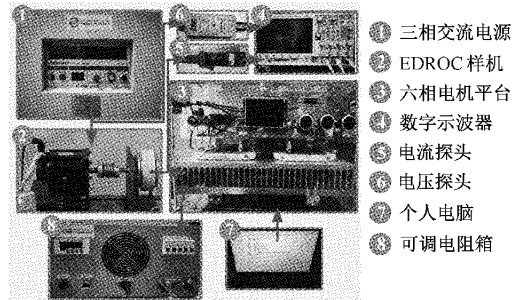


图 9 实验样机

正常运行工况下的实验结果如图 10 所示，图 10(a)为网侧电压  $u_{ga}$  (20 V/div)，网侧电流  $i_{gb}$  与  $i_{ga}$  (10 A/div)，绕组电流  $i_A$  (10 A/div)。可以看出， $i_{ga}$  峰值约为  $i_A$  峰值的两倍且  $u_{ga}, i_{ga}, i_A$  相位相同，系统工作于单位功率因数下。

表1 电机主要参数

参数	数值
额定功率/kW	2
额定电压/V	380
额定电流/A	6
额定转矩/(N·m)	8.5
额定转速/rpm	1 500
$d$ 轴电感/mH	1.57
$q$ 轴电感/mH	2
绕组内阻/ $\Omega$	0.3
极对数	5

图10(b)为网侧电流  $i_{gb}$  (10 A/div), 总谐波失真(THD)与 0~20 kHz 的频谱图像。可以看出  $i_{gb}$  的 THD 为 3.385%, 且电流谐波集中于开关频率附近, 即 10 kHz。

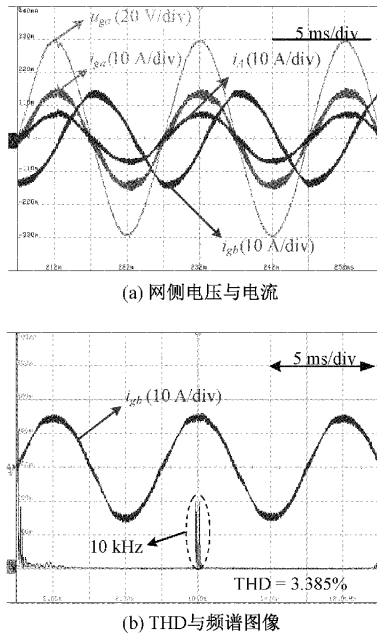
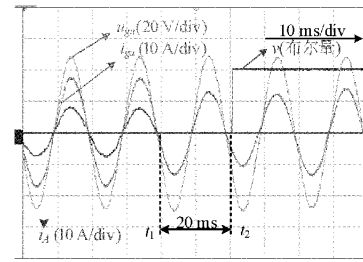


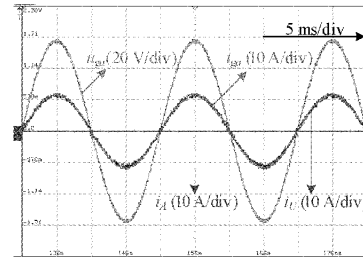
图10 正常运行工况实验结果

以 A 相绕组开路为例, 故障诊断及容错运行实验结果如图 11 所示。图 11(a) 所示为故障诊断状态示意图, 图中,  $v$  为布尔量, 用于指示是否完成故障诊断。可以看出, 从故障发生时刻(即  $t_1$ )至完成故障诊断(即  $t_2$ )共花费约一个基波周期(20 ms), 与 2.1 小节论述一致。图 11(b)~(d) 分别为容错运行状态下的三相网侧电压、电流及其对应的绕组电流, 可以看出, 网侧电压与电流相位一致, 系统运行于单位功率因数状态。同时, 绕组电流  $i_b$  与  $i_w$ 、 $i_c$  与  $i_v$  之间存在一定相位差, 使得各子平面电流分量满足式(9)与(13), 实现容错运行。

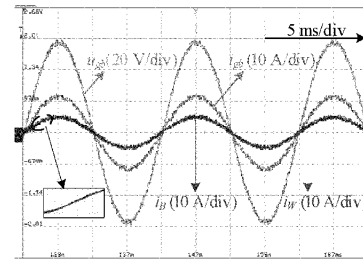
不同工况下的各参数对比如表 2 所示。表中, 网侧电压、电流, A、U 相绕组电流均为有效值。在网侧输入电压与直流电压给定值相同的情况下, 正常工况下 a 相电流通



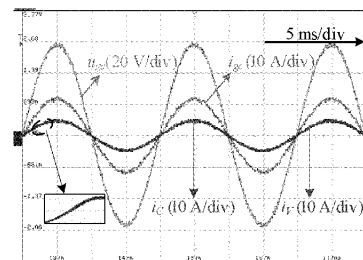
(a) 故障诊断状态示意图



(b) a 相电压与电流



(c) b 相电压与电流



(d) c 相电压与电流

图11 故障诊断及容错控制实验结果

经 A、U 相绕组且绕组电流相同为 4.3 A, 充电效率(直流侧输出功率占三相输入功率的比例)为 88.5%; 容错运行工况下, A 相绕组开路, a 相电流完全流经 U 相绕组, 电流为 8.7 A, 此时充电效率为 87.5%。

表2 不同工况下各参数对比表

参数	正常工况	容错运行
网侧电压/V	44	44
网侧电流/A	8.8	8.9
A 相绕组电流/A	4.4	0
U 相绕组电流/A	4.4	8.9
三相输入功率/W	1 161.6	1 174.8
充电效率/%	88.5	87.5



此外,在其他条件不变的情况下,通过改变负载阻值,测试了不同功率下的充电效率,并通过 matlab 绘制对应曲线,如图 12 所示。可以看出,相比于正常运行,容错运行工况下的铜耗稍大,因此容错运行充电效率曲线整体上位于正常运行工况曲线下。此外,随着功率上升,系统的谐波损耗与开关损耗相对于整体功率呈下降趋势,因此系统效率呈上升趋势,并在 950 W 左右处达到最大,约 89%。然而,实验样机的充电效率与专用充电器 94% 以上的充电效率有着显著差距,其主要原因可归结为两点:其一,专用充电器的定制滤波器阻值远小于本样机重构的电机绕组阻值;其二,本实验所搭建的 EDROC 样机仅用来验证相关技术,属于未经优化的低功率充电锥形样机。

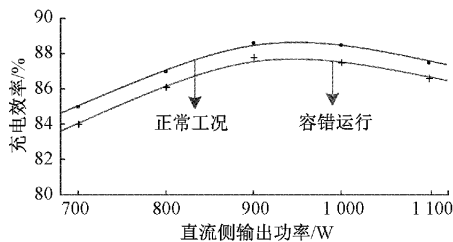


图 12 充电效率曲线图

## 4 结 论

本文研究了六相 EDROC 单相绕组开路故障下的故障诊断以及容错运行方案。通过判断电流矢量的角度变化率与绕组电流平均极性实现故障诊断及定位,并通过重新分配绕组电流实现系统容错运行。在理论的基础上搭建了 1 kW 的实验平台。实验结果表明,本文提出的故障诊断及容错运行方案可以实现六相 EDROC 以单位功率因数快速充电且无电磁转出输出,确保了 EDROC 的安全运行。

### 参考文献

- [1] 李宁,魏登,曹裕捷,等. 自动驾驶电动汽车避障控制算法[J]. 仪器仪表学报, 2021, 42(5): 199-207.
- [2] 张倩. 基于文献计量的我国功率半导体器件研究状况分析[J]. 电子测量技术, 2020, 43(4): 29-33.
- [3] 余承其,张照生,刘鹏,等. 大数据分析技术在新能源汽车行业的应用综述-基于新能源汽车运行大数据[J]. 机械工程学报, 2019, 55(20): 3-16.
- [4] 李宏玉,李洪强,孙钧太,等. 基于 V2G 的 CLLC 无功环流双向隔离型 DC/DC 变换器[J]. 国外电子测量技术, 2021, 318(5): 126-130.
- [5] KHALIGH A, D' ANTONIO M. Global trends in high-power on-board chargers for electric vehicles[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2019, 68(4): 3306-3324.
- [6] 於锋,张蔚,刘春华,等. 电动汽车用电驱重构型充电系统及其关键技术综述[J]. 电力自动化设备, 2018, 38(12): 16-24.
- [7] SHARMA S, AWARE M, BHOWATE A. Integrated battery charger for EV by using three-phase induction motor stator windings as filter[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2020, 6(1): 83-94.
- [8] 辛迪熙. 电驱重构型车载变流器系统的研究[D]. 北京: 北方工业大学, 2021.
- [9] XIAO Y, LIU C, YU F. An effective charging-torque elimination method for six-phase integrated on-board EV chargers [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(3): 2776-2786.
- [10] SUBOTIC I, BODO N, LEVI E. Onboard integrated battery charger for EVs using an asymmetrical nine-phase machine[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(5): 3285-3295.
- [11] LIU X, YU F, MAO J, et al. Pre- and post-fault operations of six-phase electric-drive-reconstructed onboard charger for electric vehicles [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2022, 8(4): 1981-1993.
- [12] ABDEL-MAJEED M S, ELDEEB H M, METWLY M, et al. Postfault operation of onboard integrated battery charger via a nine-phase EV-drive train [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(7): 5626-5637.
- [13] 刘美灵,陈汉玉. 永磁同步电机驱动系统开路故障检测方法[J]. 电气传动, 2021, 51(9): 49-54.
- [14] 黄堃,张楠,黄麟. 双 Y 移 30° 永磁同步电机逆变器开路故障诊断方法[J]. 微电机, 2020, 53(1): 84-88.
- [15] FREIRE N, ESTIMA J, CARDOSO A. Open-circuit fault diagnosis in PMSG drives for wind turbine applications [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(9): 3957-3967.
- [16] ALI S, MASCARELLA D, JOOS G. Torque cancelation of integrated battery charger based on six-phase permanent magnet synchronous motor drives for electric vehicles [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2018, 4(2): 344-354.
- [17] 刘兴,於锋,茅靖峰. 六相集成型电驱-充电系统容错运行研究[J]. 电力电子技术, 2022, 56(2): 12-14,26.

### 作者简介

葛天天,硕士研究生,主要从事电驱复用型充电系统研究。

E-mail:g18862982752@163.com

於锋(通信作者),博士,副教授,主要从事新能源发电、永磁同步电机变频调速研究。

E-mail:yufeng628@ntu.edu.cn

刘兴,硕士研究生,主要从事多相永磁同步电机驱动、电动汽车电池充电研究。

E-mail:lyousying1996@163.com