

# 逆变器并联驱动永磁同步电机容错控制研究\*

白秉旭<sup>1</sup>, 胡勤丰<sup>2</sup>

(1. 江苏联合职业技术学院 江宁分院, 南京江宁中等专业学校, 江苏 南京 211100;

2. 南京航空航天大学 自动化学院, 江苏 南京 210016)

**摘要:** 为了提高逆变器并联驱动永磁同步电机(PMSM)系统的运行可靠性,基于对比研究方式设计了两种逆变器并联驱动PMSM的容错控制方案,分别为正常通路电流补偿方案和等效电流补偿方案。两种容错控制方案均不同于传统方案,后者将故障逆变器整体隔离,前者则充分利用了所有逆变器非故障桥臂,以降低故障条件下的铜耗,并输出平稳转矩。此外,两种新型容错控制方案均结合了比例谐振电流控制器以实现不对称参考电流的跟踪,避免了并联逆变器之间可能出现的环流。最后,通过PMSM并联驱动系统的容错控制试验,验证了新型容错控制策略的效果。

**关键词:** 永磁同步电机; 并联逆变器; 故障容错控制; 转矩脉动; 铜耗

中图分类号: TM 301.2 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2018)08-0024-09

## Research on Fault Tolerant Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Driven by Paralleled-Inverter\*

BAI Bingxu<sup>1</sup>, HU Qinfeng<sup>2</sup>

(1. Jiangning Branch, Jiangsu Union Technical Institute, Nanjing Jiangning Secondary

Professional School, Nanjing 211100, China;

2. School of Automation, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics,

Nanjing 210016, China)

**Abstract:** In order to improve the reliability of permanent magnet synchronous motor (PMSM) driving system with paralleled-inverter, two kinds of fault tolerant control schemes of PMSM driven by paralleled-inverter with the comparative study method were designed, which were the normal channel current compensation scheme and equivalent current value compensation scheme. Two kinds of fault-tolerant control schemes were different from the traditional scheme, isolating faulty inverters as a whole, but making full use of all non-fault inverter bridge arms to reduce copper consumption under fault conditions and output smooth torque. In addition, both of the new schemes incorporate a proportional resonant current controller to track the asymmetrical reference current and avoid possible out-of-loop currents between the parallel inverters. Finally, through the fault tolerant control experiment of PMSM driving system with paralleled-inverter, the effect of the new fault-tolerant control strategy was verified.

**Key words:** permanent magnet synchronous motor (PMSM); paralleled inverters; fault-tolerant control; torque ripple; copper loss

## 0 引言

目前电力传动系统的一个发展趋势是容量越

来越大,对可靠性的要求越来越高<sup>[1-3]</sup>。采用逆变器并联供电的永磁同步电机(Permanet Magnet Synchronous Motor, PMSM)驱动系统能突破功率

\* 基金项目: 江苏省教育科学“十三五”规划重点资助课题“中职电子信息专业群实训基地共建共享研究”(B-a/2016/03/24)

作者简介: 白秉旭(1966—),男,硕士,高级讲师,研究方向为电力电子技术与电力传动。

胡勤丰(1969—),男,博士,副教授,研究方向为电力电子及电力传动、电机与电器和现代交流调速。

半导体器件功率等级的限制,增加电流输出,具有较好的冗余性和容错性,增强了系统可靠性,已成为一个研究热点<sup>[4-6]</sup>。逆变器并联供电的 PMSM 驱动系统具体可分为两种结构:一种是使用隔离变压器连接逆变器交流输出或采用单独的直流电源来并联逆变器<sup>[7]</sup>;另一种方法是直接将不同逆变器的直流侧和交流侧并联,无需隔离变压器或单独的直流链路,此配置成本更低,电路更简单,但容易出现环流<sup>[8]</sup>。针对系统可能出现的环流问题,文献[9]提出了一种基于零序电压持续时间动态调整的策略,但是局限于  $dq$  同步坐标系下的控制器应用。

逆变器并联驱动系统具有故障容错能力,当逆变器的某相桥臂故障时,可通过保护进行隔离,从而使逆变器处于开路工作条件,此时若不采取合适的容错控制策略,则电机将输出较大的转矩脉动。针对电机驱动系统的容错运行,已有一些文献设计了对应的容错控制策略。文献[10]提出了一种中性点隔离的双星形绕组 PMSM 开路故障容错控制方法,实现了开路故障后所有剩余非故障桥臂均正常工作,并考虑了转矩脉动消除和铜耗最小化,但也导致了低频谐波出现在正常相绕组中。文献[11]提出了一种针对六相感应电机驱动系统的优化容错控制方法,推导了  $\alpha$  轴和  $\beta$  轴电流之间的最优关系以优化转矩脉动,然后对相电流的幅值进一步优化以使铜耗最小化。然而,大多数容错控制方法都集中在多相电机驱动系统中,即逆变器一相桥臂对应一个电机一相绕组。

基于上述文献研究,本文对逆变器并联驱动 PMSM 容错控制进行了研究。首先,对于环流问题,不同于传统的  $dq$  同步坐标系下的处理方式,本文对每台逆变器均设计了静止坐标系下的比例谐振(Proportional Resonant, PR)电流控制器<sup>[12]</sup>,通过分别控制每台逆变器的三相电流,可以很好地抑制并联逆变器之间的环流。然后,对比设计了两种容错控制方案:正常通路电流补偿(Normal Channel Current Compensation, NCCC)和等效电流补偿(Equivalent Current Value Compensation, ECVC)。与传统整体隔离故障逆变器相比,所提出的两种方法能充分利用故障逆变器中剩余正常桥臂来提供部分电机转矩,从而可降低系统铜耗。最后,通过试验对容错控制方案进行验证。

## 1 逆变器并联驱动 PMSM 系统

逆变器并联驱动 PMSM 系统如图 1 所示,其中 3 台逆变器处于并联运行模式,并具有相同的直流母线端,输出交流侧通过平衡电抗器接入 PMSM。图 1 所示的系统配置结构简单,但由于系统参数和并联逆变器的控制器存在不一致,可能产生环流。逆变器并联驱动 PMSM 系统的控制器如图 2 所示。图 2 中  $i_{drefi}$ 、 $i_{qrefi}$  和  $i_{0refi}$  ( $i=1, 2, 3$ ) 分别是第  $i$  台逆变器的  $d$  轴、 $q$  轴和 0 轴电流参考值。 $i_{ai}$ 、 $i_{bi}$  和  $i_{ci}$  ( $i=1, 2, 3$ ) 分别为第  $i$  台逆变器的三相电流值。 $n$  为电机转子速度,  $\theta$  为 PMSM 的电角度。

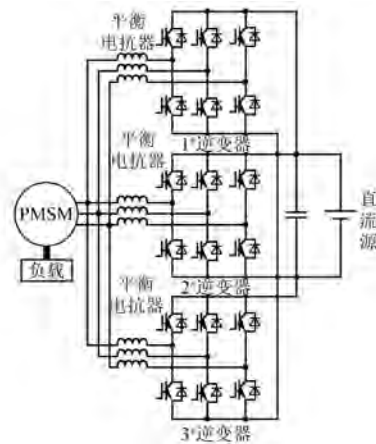


图 1 逆变器并联驱动 PMSM 系统

控制器采用转子磁链定向矢量控制,定子电流在转子磁链定向同步坐标系中分解为  $d$  轴和  $q$  轴分量。PMSM 的动态方程为<sup>[13]</sup>

$$u_q = R_m i_q + L_{mq} di_q/dt + \omega_e L_{md} i_d + \omega_e \psi_f \quad (1)$$

$$u_d = R_m i_d + L_{md} di_d/dt - \omega_e L_{mq} i_q \quad (2)$$

$$T_e = \frac{3p[\psi_f + (L_{md} - L_{mq}) i_d] i_q}{4} \quad (3)$$

式中:  $u_q$ 、 $u_d$ —— $q$  轴和  $d$  轴电压;

$i_q$ 、 $i_d$ —— $q$  轴和  $d$  轴电流;

$L_{mq}$ 、 $L_{md}$ —— $q$  轴和  $d$  轴电感;

$\omega_e$ ——电角频率;

$\psi_f$ ——永磁磁链幅值;

$p$ ——极对数。

转子磁链定向矢量控制中设置  $d$  轴电流参考为零,根据式(3), $q$  轴电流与转矩呈线性关系,因为  $L_{mq} = L_{md}$ 。PMSM 的  $q$  轴电流参考由转速闭

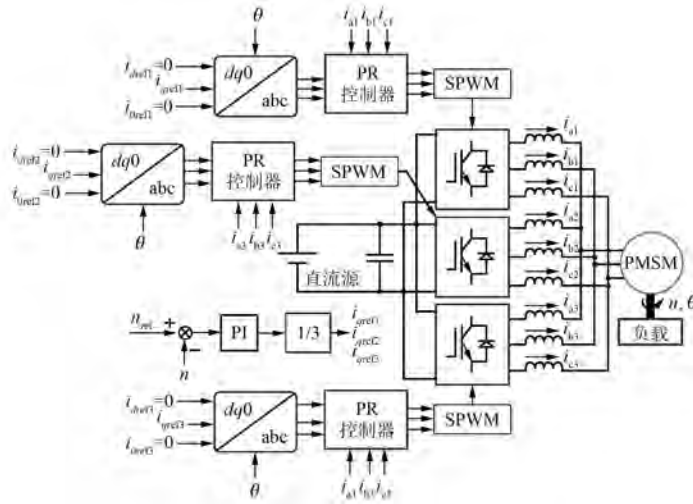


图2 逆变器并联驱动 PMSM 系统的控制器

环控制器生成。然后将  $q$  轴电流参考值除以并联逆变器的数量,即得到每台逆变器的  $q$  轴电流参考值。为了避免环流,设计了基于静止坐标系下的 PR 电流控制器,其传递函数为

$$G_c(s) = K_p + \frac{2K_r\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega^2} \quad (4)$$

式中:  $K_p$ 、 $K_r$ ——比例和谐振系数;  
 $\omega_c$ ——截止频率;  
 $\omega$ ——特征频率。

$\omega_c$  越小,则 PR 控制器带宽越窄,选择性越好,但增加滤波器实现难度<sup>[14]</sup>。通常选择  $\omega_c$  与基频之比为 1.6% ~ 4.8%<sup>[13]</sup>,故本文设计值为 1/50。

PR 电流控制器框图如图 3 所示。图 3 中  $i^*$  为电流参考, $i$  为实际电流, $u^*$  为电压参考, $u$  为实际电压, $e$  为电机反电动势, $T_s$  为采样周期, $L$  和  $R$  分别为每台逆变器的等效电感和电阻, $L_1$  和  $R_1$  为平衡电抗器的电感值和电阻值, $L_m$  和  $R_m$  为 PMSM 的电感值和电阻值, $L$  为  $L_1$  和  $L_m$  之和, $R$  为  $R_1$  和  $R_m$  之和。

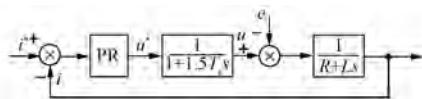


图3 PR 电流控制器框图

根据图 3 可推导出电流控制器的开环传递函数为

$$G_{op} = \frac{K_p s^2 + (2K_p\omega_c + 2K_r\omega_c) s + K_p\omega^2}{(s^2 + 2\omega_c s + \omega^2) (1.5T_s s + 1) (Ls + R)} \quad (5)$$

谐振参数  $K_r$  设定为

$$K_r = \frac{K_p R}{2\omega_c L} + \frac{K_p L\omega^2}{2\omega_c R} - K_p \quad (6)$$

因此,式(5)中的极点  $(Ls + R) = 0$  被消除,从而式(5)可改写为

$$G_{op} = \frac{K_p(s + \omega^2 L/R)}{L(s^2 + 2\omega_c s + \omega^2) (1.5T_s s + 1)} \quad (7)$$

根据根轨迹法,由式(7)可确定参数  $K_p$ ,并可用式(6)确定  $K_r$ 。系统参数为  $L_1 = 7$  mH、 $R_1 = 0.3 \Omega$ 、 $L_m = 4.65$  mH、 $R_m = 0.9 \Omega$ 、 $T_s = 4 \times 10^{-4}$  s、 $\omega = 104.72$  rad/s、 $\omega_c = 2.09$  rad/s,故 PR 控制器参数设计为  $K_p = 0.36$  和  $K_r = 17.64$ 。最靠近虚轴的极点为  $-2 \pm 100j$ ,开环传递函数的 Bode 图如图 4 所示。

图 4 中,PR 电流控制器的控制增益约为 104.72 rad/s,即 PMSM 的基频。电流闭环控制传递函数为

$$G_{clc} = \frac{2K_p s + K_r}{2Ls^2 + 2(R + K_p) s + K_r} \quad (8)$$

由于  $T_s$  比电流环中其他时间常数小,故在式(8)中可忽略逆变器的延迟项。PR 电流控制器也可转换为同步坐标系中的等效 PI 调节器。等效 PI 调节器忽略了去耦部分和谐振项。

转速闭环采用了 PI 控制器,即  $K_n(\tau s + 1)/s$  进行调速。转速控制开环传递函数为

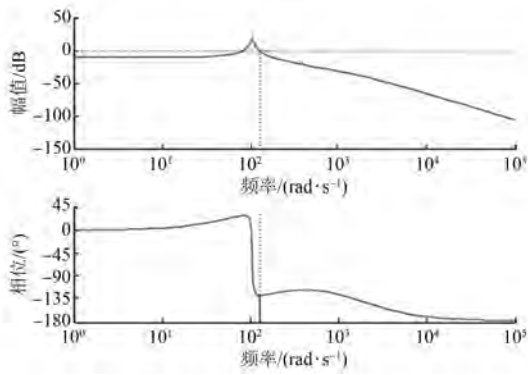


图4 PR 电流控制器 Bode 图

$$G_{\text{opr}} = \frac{1.5p\psi_r K_n (2K_p s + K_r) (\tau s + 1)}{2JLs^4 + 2J(R + K_p) s^3 + JK_r s^2} \quad (9)$$

式中： $J$ ——转子惯量，其值为  $6.876 \times 10^{-3} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ 。

式(8)中的时间常数  $\tau$  的选择应基于消除闭环电流控制器最小极点为准则选取。 $\tau$  被设计为 0.169，故转速控制器的开环传递函数具体为

$$G_{\text{opr}} = \frac{7.2863K_n(0.0408s + 1)}{0.1213s^2(7.883 \times 10^{-3}s + 1)} \quad (10)$$

式(10)中  $K_n$  的理论值可通过设计足够的相角裕度获得，同时基于试验结果进行进一步调整。通过考虑转子转速的动态响应和超调阻尼， $K_n$  的实际值选为 5.65。如图 2 所示，静止坐标系的三相电流参考值通过逆 Park 变换给到每台逆变器的控制器。对于并联逆变器，将  $i_{0\text{ref}1}$ 、 $i_{0\text{ref}2}$  和  $i_{0\text{ref}3}$  均设置为零。当每台逆变器的电流分别实现准确跟踪参考值时，环流将可以避免。

## 2 故障容错控制策略

综上所述，基于并联逆变器的 PMSM 驱动系统可提供容错运行能力。当逆变器一相桥臂故障时，通过一定的保护措施可实现强制隔离，系统仍可以在开路条件下运行。为了简化设计过程，首先以基于双逆变器并联的 PMSM 驱动系统为例进行分析。

### 2.1 基于双逆变器并联的 PMSM 驱动系统

#### 2.1.1 单相开路故障

假设第 1 台逆变器中单相开路，设  $i_{a1} = 0$ ，则 NCC 和 ECVC 方法是基于 2 台逆变器的零序电流为零的准则设计的，即故障逆变器中，有  $i_{b1} = -i_{c1} = I \cos(\theta)$ ，其中  $I$  为电流幅值， $\theta$  为

转子磁链与 a 相绕组位置之间的角度。为了最大化故障逆变器中的转矩，如图 5(a) 所示， $i_{b1}$  与  $e_b - e_c$  保持同相， $\psi_a$ 、 $\psi_b$  和  $\psi_c$  分别为电机的三相永磁磁链， $e_a$ 、 $e_b$  和  $e_c$  分别为电机的三相反电动势。

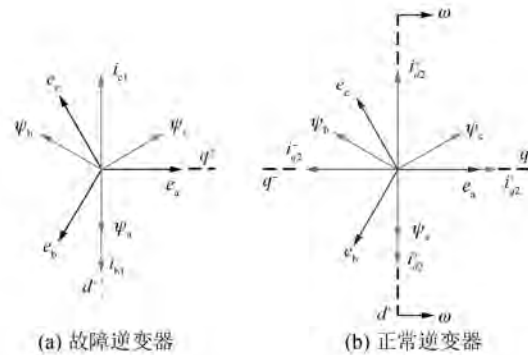


图5 驱动系统矢量图

基于 Park 变换，第 1 台逆变器中的  $d$  轴和  $q$  轴电流分别为

$$\begin{aligned} [i_{d1} \quad i_{q1}]^T &= T_{(abc/dq)} \cdot i_{a,b,c1} = \\ & [(I/\sqrt{3}) \sin 2\theta \quad (I/\sqrt{3})(1 + \cos 2\theta)]^T \\ T_{(abc/dq)} &= \\ & \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (11)$$

根据 PMSM 动态特性，第 1 台逆变器中  $q$  轴电流的倍频分量将带来转矩脉动。故考虑使用第 2 台逆变器生成相反的转矩脉动，以补偿第 1 台逆变器引起的转矩脉动，采用直接补偿则正常逆变器  $q$  轴电流参考设为  $i_{q2}^{\text{ref}} = I_m - (I/\sqrt{3}) - (I/\sqrt{3}) \cos 2\theta$ ，其中  $I_m$  为给定负载下 PMSM 的电流幅值。为了优化铜耗，第 2 台逆变器的  $d$  轴电流参考设置为零。因此，系统的瞬时铜耗为

$$\begin{aligned} p_{\text{cu}} &= R_1(i_{a1}^2 + i_{a1}^2 + i_{a1}^2 + i_{a1}^2 + i_{b2}^2 + i_{c2}^2) + \\ & R_m(i_{ma}^2 + i_{mb}^2 + i_{mc}^2) = \\ & 1.5R_1(i_{d1}^2 + i_{q1}^2 + i_{d2}^2 + i_{q2}^2) + 1.5R_m(i_d^2 + i_q^2) \end{aligned} \quad (12)$$

式中： $i_{ma}$ 、 $i_{mb}$ 、 $i_{mc}$ ——三相电流；

$i_d$ 、 $i_q$ —— $d$  轴和  $q$  轴电流。

铜耗的平均值为

$$\bar{P}_{cu} = \left( \frac{7}{4}R_1 + \frac{1}{4}R_m \right) I^2 - \sqrt{3}R_1 I_m I + \left( \frac{3}{2}R_1 + \frac{3}{2}R_m \right) I_m^2 \quad (13)$$

通过计算  $d\bar{P}_{cu}/dt = 0$ , 可得到最小铜耗时的最优电流为

$$I_{opt} = \frac{2\sqrt{3}}{7 + R_m/R_1} I_m \quad (14)$$

对应最小铜耗为

$$\bar{P}_{cu\_min} = \frac{15R_1^2/2 + 12R_1R_m + 3R_m^2/2}{7R_1 + R_m} I_m^2 \quad (15)$$

由于非故障逆变器的  $q$  轴电流中存在倍频分量, 直接补偿会导致正常逆变器中电流波形畸变, 所以基于零序电流分析可设计出 NCCC 方案, 即正常逆变器中电流设计为

$$\mathbf{i}_{dq2} = \mathbf{i}_{dq2}^+ e^{j\omega t} + \mathbf{i}_{dq2}^- e^{-j\omega t} \quad (16)$$

其中,  $\mathbf{i}_{dq2}^+ = [i_{d2}^+ \ i_{q2}^+]^T$  和  $\mathbf{i}_{dq2}^- = [i_{d2}^- \ i_{q2}^-]^T$  分别为第 2 台逆变器的正序电流和负序电流, 图 5(b) 给出了对应的矢量图。第 2 台逆变器的转矩为

$$T_2 = i_{q2}^+ + i_{d2}^- \sin(-2\theta) + i_{q2}^- \cos(2\theta) \quad (17)$$

因此, 第 2 台逆变器中的正序和负序  $q$  轴电流分别为  $i_{q2}^{+ref} = (I_m - I/\sqrt{3})$  和  $i_{q2}^{-ref} = -I/\sqrt{3}$ , 从而故障逆变器中的转矩脉动可被补偿。第 2 台逆变器中的正序和负序  $d$  轴电流参考值被设置为零以实现最小铜耗, 故系统的平均铜耗为

$$\bar{P}_{cu} = 2R_1^2 I^2 - \sqrt{3}R_1 I_m I + \left( \frac{3}{2}R_1 + \frac{3}{2}R_m \right) I_m^2 \quad (18)$$

通过计算  $d\bar{P}_{cu}/dt = 0$ , 可得最小铜耗时的最优电流为

$$I_{opt} = \frac{\sqrt{3}}{4} I_m \quad (19)$$

对应最小铜耗为

$$\bar{P}_{cu\_min} = \left( \frac{9}{8}R_1 + \frac{3}{2}R_m \right) I_m^2 \quad (20)$$

第 2 种故障容错方案为 ECVC 方法, 其核心在于利用非故障桥臂来构造 PMSM 的每相等效电流值, 如故障前  $i_{a1} + i_{a2} = i_{ma}$ ,  $a$  相开路故障后  $i_{a2} = i_{ma}$ , 其他相保持原来的电流输出, 系统平均铜耗变为

$$\bar{P}_{cu} = \left( R_1 + \frac{3}{2}R_m \right) I_m^2 \quad (21)$$

由于 PMSM 中的三相电流仍然保持对称, ECVC 方案不会产生额外的转矩脉动。NCCC 方案和 ECVC 方案都保留了原有的转矩输出能力, 故最大相电流将出现在非故障逆变器的一相中, 电流幅值是原来的 2 倍。为了对比, 对完全隔离故障逆变器的传统容错方案也进行了评估。传统方案下,  $i_{a1} + i_{b1} + i_{c1} = 0$ , 对应的铜耗将变为

$$\bar{P}_{cu} = \left( \frac{3}{2}R_1 + \frac{3}{2}R_m \right) I_m^2 \quad (22)$$

对比传统方案和 NCCC 方案, 以及 ECVC 方案, 可以看出, 铜耗得到了明显降低。进一步分析铁耗, 平衡电抗器的铁耗  $\bar{P}_{feL}$  和 PMSM 中的铁耗  $\bar{P}_{fePMSM}$  为<sup>[15]</sup>

$$\bar{P}_{feL} = \frac{1.5\omega_e^2 (L_1 i_q)^2 + 1.5\omega_e^2 (L_1 i_d)^2}{R_{c1}} \quad (23)$$

$$\bar{P}_{fePMSM} = \frac{1.5\omega_e^2 (L_{mq} i_q)^2 + 1.5\omega_e^2 (\psi_f + L_{md} i_d)^2}{R_{c2}} \quad (24)$$

式中:  $R_{c1}$ 、 $R_{c2}$ ——平衡电抗器和 PMSM 的等效铁耗阻抗。

对于传统容错控制方案, 总铁耗为

$$\bar{P}_{fe} = \frac{1.5\omega_e^2 L_1^2 I_m^2}{R_{c1}} + \frac{1.5\omega_e^2 L_{mq}^2 I_m^2 + 1.5\omega_e^2 \psi_f^2}{R_{c2}} \quad (25)$$

对于 NCCC 方案, 总铁耗为

$$\bar{P}_{fe} = \frac{1.125\omega_e^2 L_1^2 I_m^2}{R_{c1}} + \frac{1.5\omega_e^2 L_{mq}^2 I_m^2 + 1.5\omega_e^2 \psi_f^2}{R_{c2}} \quad (26)$$

对于 ECVC 方案, 总铁耗为

$$\bar{P}_{fe} = \frac{\omega_e^2 L_1^2 I_m^2}{R_{c1}} + \frac{1.5\omega_e^2 L_{mq}^2 I_m^2 + 1.5\omega_e^2 \psi_f^2}{R_{c2}} \quad (27)$$

上述分析结果显示, NCCC 方案和 ECVC 方案的总铁耗小于传统方法。

### 2.1.2 两处开路故障

两处开路故障的第 1 种情况是同一台逆变器中两相断开, 如  $i_{a1} = i_{b1} = 0$ , 此时 NCCC 方法无效。但仍可以使用 ECVC 方案, 即  $i_{a2} = i_{ma}$  和  $i_{b2} = i_{mb}$ 。第 2 种情况是两相开路故障在不同逆变器的不同相, 如  $i_{a1} = i_{b2} = 0$ , 此时 NCCC 方法无效, 但仍可以

使用 ECVC 方案, 即  $i_{a2} = i_{ma}$  和  $i_{b1} = i_{mb}$ 。第 3 种情况是两相开路故障在不同逆变器的相同相, 如  $i_{a1} = i_{a2} = 0$ , 此时 2 种方案都无法使用。

2.1.3 三处开路故障

当三处开路故障在同一台逆变器时, 可以对逆变器进行移除。当三处开路故障位于不同逆变器不同相位时, 如  $i_{a1} = i_{b2} = i_{c2} = 0$ , 可采用 ECVC 方案, 即  $i_{a2} = i_{ma}$ ,  $i_{b1} = i_{mb}$  和  $i_{c1} = i_{mc}$ 。当三处开路故障中两处位于不同逆变器相同相时, 如  $i_{a1} = i_{a2} = i_{b2} = 0$ , 则容错控制均不能使用。

2.2 基于 N 台逆变器并联的 PMSM 驱动系统

为了研究 N 台逆变器并联驱动 PMSM 系统的容错控制策略, 考虑一般的故障条件。定义 F 为故障逆变器的数量, 定义  $F_a$ 、 $F_b$  和  $F_c$  分别为 a 相、b 相和 c 相故障的逆变器数量, 并有  $F_a \leq F$ 、 $F_b \leq F$  和  $F_c \leq F$ , 定义 H 为非故障逆变器的数量, 有  $F+H=N$ 。在故障前, PMSM 的 q 轴和 d 轴电流仍然是  $I_m$  和零。系统故障状态可分为以下几种情况:

(1) F 台故障逆变器中同一相桥臂均发生故障, 假设为 a 相, 则  $F_a = F$ 、 $F_b \leq F$  和  $F_c \leq F$ , 同时至少有一个非故障逆变器, 即  $H > 0$ 。

采用 NCCC 方案, 则 F 台故障逆变器的总等效 d 轴电流  $i_{hd}$  和 q 轴电流  $i_{hq}$  分别为  $I \sin \theta / \sqrt{3}$  和  $I(1 + \cos 2\theta) / \sqrt{3}$ 。NCCC 方案使用非故障逆变器中的负序电流分量来补偿故障条件下的转矩脉动。因此, 非故障逆变器的总等效 dq 轴电流  $i_{hd}$  和  $i_{hq}$  分别为

$$i_{hd} = i_{d2}^+ + i_{d2}^- \cos 2\theta + i_{q2}^- \sin 2\theta \quad (28)$$

$$i_{hq} = i_{q2}^+ + i_{d2}^- \sin(-2\theta) + i_{q2}^- \cos(-2\theta) \quad (29)$$

NCCC 方案的铜耗为

$$\begin{aligned} \bar{P}_{cu} = & \left[ \frac{R_1}{2(F - F_b)} + \frac{R_1}{2(F - F_c)} + \frac{R_1}{H} \right] I^2 - \\ & \sqrt{3} \frac{R_1}{2H} I_m I + \left( \frac{3R_1}{2H} + \frac{3R_m}{2} \right) I_m^2 \end{aligned} \quad (30)$$

根据式(30), 最小铜耗的对应最优电流为

$$I_{opt} = \frac{\frac{\sqrt{3}R_1 I_m}{H}}{\frac{R_1}{F - F_b} + \frac{R_1}{F - F_c} + \frac{2R_1}{H}} \quad (31)$$

最小铜耗为

$$\begin{aligned} \bar{P}_{cu\_min} = & \\ & I_m^2 \left[ \left( \frac{3R_1}{2H} + \frac{3R_m}{2} \right) - \frac{\frac{3R_1^2}{H^2}}{\frac{2R_1}{F - F_b} + \frac{2R_1}{F - F_c} + \frac{4R_1}{H}} \right] \end{aligned} \quad (32)$$

在此条件下, 非故障逆变器的最大电流为 a 相电流, 即  $I_m/H$ 。另一方面, 故障逆变器的 b 相电流为  $I_{opt}/(F - F_b)$ , c 相电流为  $I_{opt}/(F - F_c)$ 。

对于 ECVC 方案, 总铜耗为

$$\begin{aligned} \bar{P}_{cu} = & \frac{1}{2} \left[ \frac{R_1}{H} + \frac{R_1}{H + F - F_b} + \frac{R_1}{H + F - F_c} \right] I_m^2 + \\ & \frac{3}{2} R_m I_m^2 \end{aligned} \quad (33)$$

因此, ECVC 方案下的 a 相电流为  $I_m/H$ , b 相电流为  $I_m/(H + F - F_b)$  和 c 相电流为  $I_m/(H + F - F_c)$ 。

(2) F 台故障逆变器中两相桥臂均发生故障, 假设为 a 相和 b 相, 则  $F_a = F$ 、 $F_b = F$  和  $F_c < F$ , 同时至少有一个非故障逆变器, 即  $H > 0$ 。在这种情况下, NCCC 方法不再适用, 但仍然可以使用 ECVC 方法, 此时 PMSM 仍可以对称运行。a 相、b 相和 c 相电流分别为  $I_m/H$ 、 $I_m/H$  和  $I_m/(H + F - F_c)$ 。

(3) 在故障逆变器中至少有一相桥臂无故障, 则  $F_a < F$ 、 $F_b < F$  和  $F_c < F$ , 同时至少有 1 个非故障逆变器, 即  $H > 0$ 。在这种情况下仍然可以使用 ECVC 方法, a 相、b 相和 c 相电流分别为  $I_m/(H + F - F_a)$ 、 $I_m/(H + F - F_b)$  和  $I_m/(H + F - F_c)$ 。

2.3 容错控制策略对比

图 6 对比了 3 种容错控制方案的原理。图 6 中黑色实心圆代表故障桥臂, 白色空心圆代表非故障桥臂。图 6(a) 给出了传统方案的容错原理, 即故障逆变器被完全移除。图 6(b) 给出了 NCCC 方案的原理, 故障逆变器中非故障桥臂仍在工作, 故障逆变器和非故障逆变器之间不存在零序电流。图 6(c) 给出了 ECVC 方案的原理, 所有非故障桥臂均参与运行, 电流也是正弦的, 但故障逆变器与非故障逆变器之间存在零序电流。表 1 所示为典型故障类型下的不同故障容错策略对比。表 1 中黑色实心圆代表故障桥臂, 白色空心圆代表非故障桥臂。从表 1 可以看出, ECVC 方案较 NCCC 方案的适用性更广, 铜耗更小。

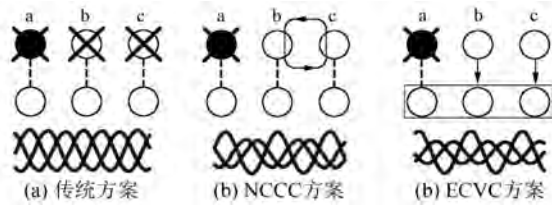


图6 容错控制策略对比

表1 容错控制策略对比

故障类型	NCCC方案	ECVC方案
	$P_{min} = 1.5375 I_m^2$ $I_{max} = 0.5 I_m$	$P_{min} = 1.525 I_m^2$ $I_{max} = 0.5 I_m$
	$P_{min} = 1.65 I_m^2$ $I_{max} = I_m$	$P_{min} = 1.60 I_m^2$ $I_{max} = I_m$
	—	$P_{min} = 1.55 I_m^2$ $I_{max} = 0.5 I_m$
	—	$P_{min} = 1.575 I_m^2$ $I_{max} = 0.5 I_m$
	$P_{min} = 1.6714 I_m^2$ $I_{max} = I_m$	$P_{min} = 1.625 I_m^2$ $I_{max} = I_m$
	$P_{min} = 1.6875 I_m^2$ $I_{max} = I_m$	$P_{min} = 1.65 I_m^2$ $I_{max} = I_m$
	—	$P_{min} = 1.70 I_m^2$ $I_{max} = I_m$
	—	$P_{min} = 1.725 I_m^2$ $I_{max} = I_m$
	—	$P_{min} = 1.8 I_m^2$ $I_{max} = I_m$

### 3 试验验证

为了验证所设计的2种容错控制方案,搭建了逆变器并联驱动PMSM系统试验平台,如图7所示。3台逆变器对PMSM进行驱动,试验平台和PMSM主要的参数如表2所示。试验平台中逆变器基于三菱公司的智能功率模块PS21A79构建,控制器采用德州仪器公司的DSP(TMS320F2812)和现场可编程门阵列FPGA(Xilinx XC6LX16-CSG324)构建。其中DSP主要实现控制算法,FPGA用于生成PWM信号。平台由直流电源

(PAN110-10A)供电。电机转速由欧姆龙公司的转速编码器(E6B2-CW21X)测量。电机定子电流由LEM霍尔传感器(LEMLA-25P)测量。

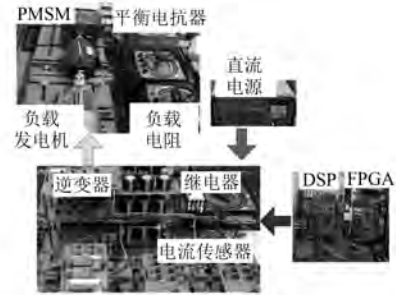


图7 试验平台

表2 PMSM和试验系统主要参数

参数名称	参数值
额定功率 $P_n$ /kW	0.4
额定转速 $\omega_n$ /(r·min <sup>-1</sup> )	1 500
额定电流 $I_n$ /A	4.66
额定转矩 $T_n$ /(N·m)	2.5
永磁磁链 $\psi_f$ /Wb	0.137 7
定子电阻 $R_s$ /Ω	0.767
d轴电感 $L_{md}$ /mH	4.713
q轴电感 $L_{mq}$ /mH	4.713
转动惯量 $J$ /(kg·m <sup>2</sup> )	0.006 876
极对数 $p$	2
开关频率 $f_s$ /kHz	2.5
平衡电抗器电感 $L_b$ /mH	7
平衡电抗器电阻 $R_b$ /Ω	0.3

图8所示为系统正常运行下的PR电流控制器作用时的输出电流波形,对应PMSM转速为150 r/min,负载转矩为2 N·m。从图8中可以看出,PR控制器能够有效降低基频下的电流稳态误差

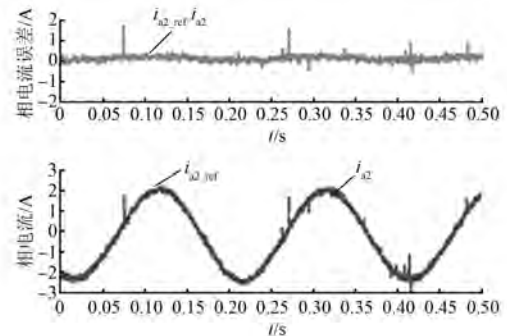


图8 电流控制器测试波形

差,达到较好的电流跟踪效果。

图 9 所示为电机转速动态变化和负载转矩动态变化时的试验波形。其中:图 9(a)所示为负载转矩突变时的驱动系统的动态性能, PMSM 转速运行于 500 r/min, 而电机 q 轴电流从 0 A 变为 5 A;图 9(b)所示为转速突变时的驱动系统的动态性能, PMSM 转速从 300 r/min 突增至 500 r/min, 然后突降至 300 r/min, 而负载转矩保持为零。从图 9 中的动态试验波形可以看出, 系统具有较好的动态性能。

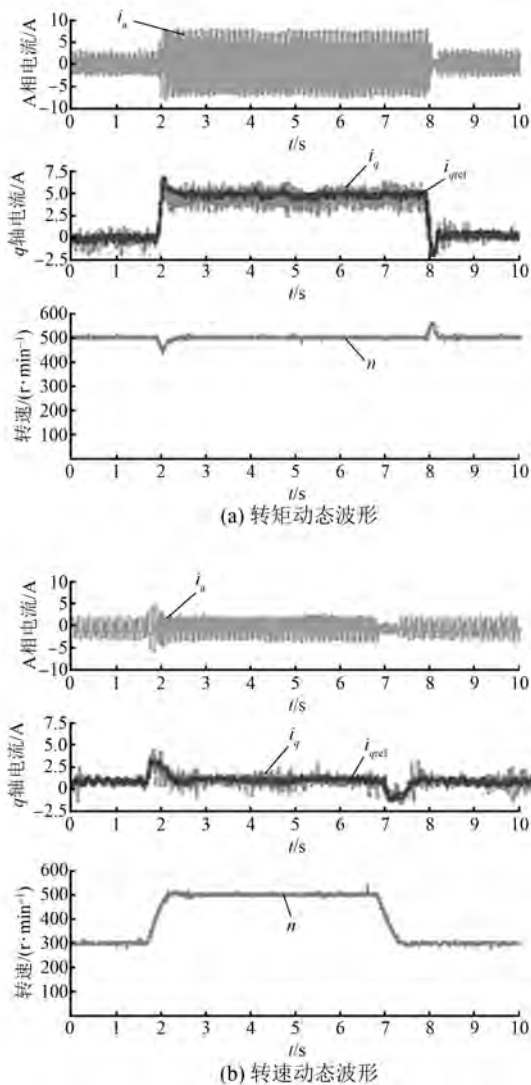


图 9 系统动态试验波形

进一步对系统故障时的运行性能进行了试验研究,试验采用对比的方式进行,试验中 PMSM 转速设置为 150 r/min, 负载转矩设置为 2 N·m。图 10 所示为表 1 中第 2 类故障发生的试验波形,

即第 1 台逆变器和第 2 台逆变器的 a 相故障开路。其中:图 10(a)所示为无故障容错控制时的试验波形,系统未采用容错控制方案时将出现较大转矩脉动。图 10(b)和图 10(c)所示为采用 NCCC 方案和 ECVC 方案时的转矩和相电流波形,两种容错控制方案都可以优化转矩脉动。

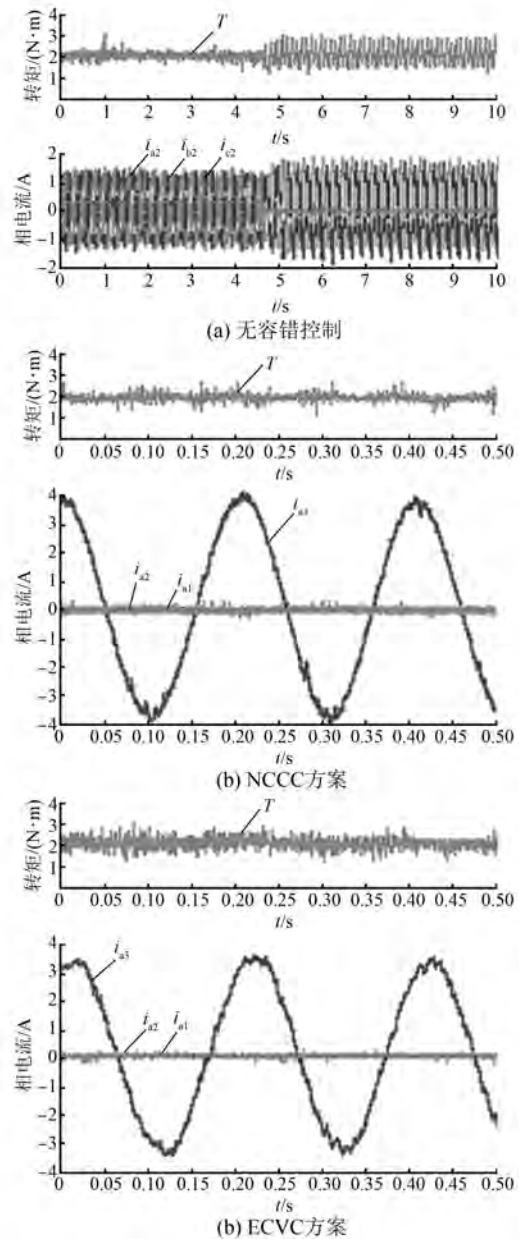


图 10 系统故障容错运行试验波形(第 2 类故障)

图 11 所示为表 1 中第五类故障发生的试验波形,即第 1 台逆变器 a 相故障开路,且第 2 台逆变器的 a 相和 b 相均故障开路,其中图 11(a)所示为无故障容错控制时的试验波形,系统未采用容错控



制方案时将出现较大转矩脉动。图 11(b) 和图 11(c) 所示为采用 NCCC 方案和 ECVC 方案时的转矩和相电流波形, 2 种容错控制方案都可以优化转矩脉动, 但是 ECVC 方案时的 c 相电流能均衡分布在 3 台逆变器之间, 能显著降低系统损耗。

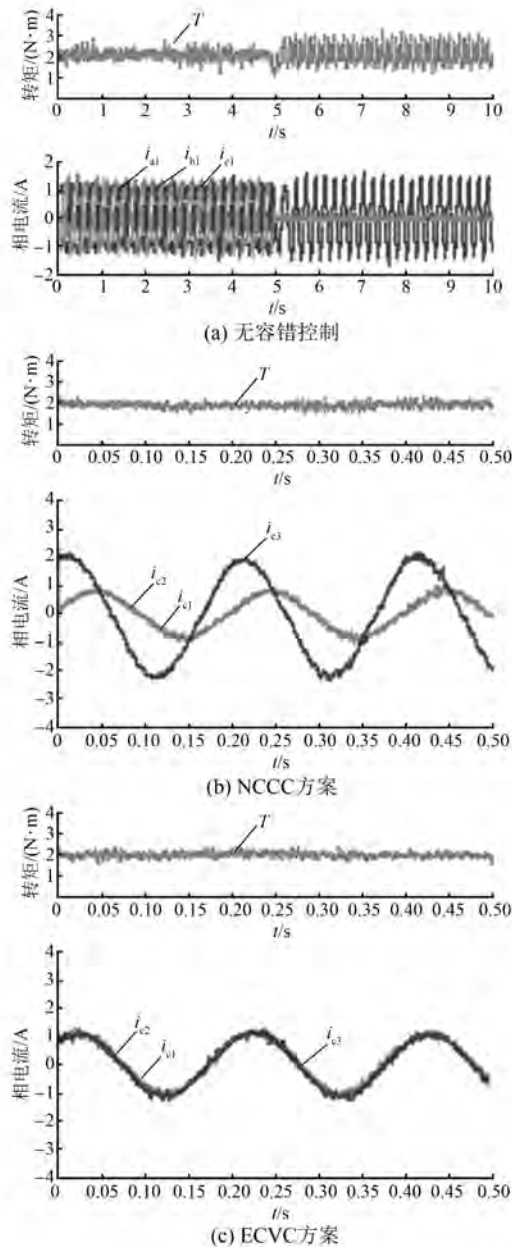


图 11 系统故障容错运行试验波形(第 5 类故障)

## 4 结 语

本文研究了逆变器并联驱动 PMSM 系统的容错控制策略。通过理论分析和试验, 可总结主要结论如下:

(1) 不同于传统将故障逆变器完全隔离的方案, 本文所提出的两种容错控制方案能充分利用故障逆变器中剩余的正常桥臂, 从而有效地提高了系统设备利用率, 降低了铜耗。

(2) 较之 NCCC 方案, ECVC 方案能提供最低的铜耗, 并能在更多的故障条件下工作。

(3) 试验结果表明, 所设计的 2 种容错方案均能有效实现系统容错运行, 并有效地抑制转矩脉动。

进一步的研究方向是系统多处故障后能否设计进一步的重构, 保证系统更大范围的连续运行。

## 【参 考 文 献】

- [ 1 ] 魏永清, 张晓峰, 乔鸣忠. 用于电机传动系统的多逆变器并联控制技术[J]. 电机与控制学报, 2010, 14(2): 36-40.
- [ 2 ] 杨哲, 于飞, 魏永清. 混合并联型逆变器的控制策略研究[J]. 电气传动, 2016, 46(2): 21-25.
- [ 3 ] 宋洋, 杨伟. 单逆变器供电的双并联永磁同步电机转矩预测控制[J]. 微特电机, 2016, 44(2): 50-53.
- [ 4 ] LI R, XU D. Parallel operation of full power converters in permanent-magnet direct-drive wind power generation system [ J ]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 60(4): 1619-1629.
- [ 5 ] 沈浙, 乔鸣忠, 朱俊杰. 逆变器并联调速系统环流抑制及稳定性分析[J]. 高电压技术, 2009, 35(11): 2846-2852.
- [ 6 ] 刘建宝, 林桦, 李晓静. 交流电机驱动用 SPWM 逆变器并联系统环流分析[J]. 海军工程大学学报, 2013, 25(4): 91-96.
- [ 7 ] 马秀娟, 孙洋, 张华强, 等. 基于 DTC-SVM 的多电机并联驱动系统[J]. 电机与控制应用, 2014, 41(6): 5-10.
- [ 8 ] 杜远远, 许春雨. 并联式混合动力客车用永磁同步电机控制系统[J]. 电力电子技术, 2012, 46(7): 84-86.
- [ 9 ] YE Z, BOROYEVICH D, CHOI J Y, et al. Control of circulating current in two parallel three-phase boost rectifiers [ J ]. Power Electronics IEEE Transactions on, 2002, 17(5): 609-615.
- [ 10 ] SHAMSI N M A, NAHID M B, PIERFEDERICI S, et al. Fault tolerant and minimum loss control of double-star synchronous machines under open phase conditions [ J ]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55(5): 1956-1965.

(下转第 55 页)

谐波畸变率随着槽口宽度的增加而增加,所以只要能满足嵌线要求,槽口值给最小为佳。

## 4 结 语

气隙磁密波形的优劣直接影响电机的性能与品质,是电机设计的关键环节。传统的基于光滑定子铁心的解析法未反映出铁心饱和、漏磁和齿槽效应对气隙磁密波形的影响。本文提出了一种计及多因素影响的空载气隙磁密的解析算法,能够快速而准确地求解空载气隙磁密,提高了解析算法分析的精确度,为永磁电机的快速方案确定和结构优化提供了有效的分析手段。

将解析算法与有限元软件仿真结果进行比较,两者基本吻合,验证了该解析算法的准确性。借助解析法进行了电机关键尺寸对气隙磁密影响的仿真分析,由仿真结果可知,空载气隙磁密波形与电机的极弧系数、永磁体尺寸和隔磁桥高度等参数直接相关,精细化的设计这些参数可有效地提升电机性能与品质。

### 【参 考 文 献】

- [ 1 ] 王玉彬,孙建鑫.分数槽集中绕组嵌入式永磁电机设计[J].电工技术报,2014,29(5): 70-76.
- [ 2 ] 陈益广,潘玉玲,贺鑫.永磁电机分数槽集中绕组磁动势[J].电工技术报,2010,25(10): 30-36.
- [ 3 ] ZHU Z Q, HOWE D, CHAN C. Improved analytical model for predicting the magnetic field distribution in brushless permanent-magnet machines [ J ]. IEEE Transactions on Magnetics, 2002, 38( 1 ): 229-238.
- [ 4 ] JAIME R, BUOLES N. Induced voltage harmonic reduction of permanent magnet cylindrical machines [ J ]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1992, 28( 3 ): 152-156.
- [ 5 ] POLINDER H, HOEIJMAKERS M J. Analytic calculation of the magnetic field in PM machines [ C ] // Industry Application Conference, 1997. Thirty-Second Annual Meeting, IAS' 97, Conference Record of the 1997 IEEE, 1997: 35-41.
- [ 6 ] BIANCHI N, BOLOGNANI S. Magnetic models of saturated interior permanent magnet motors based on finite element analysis [ C ] // The IEEE IAS Annual Meeting, 1998: 27-34.
- [ 7 ] IONEL D M, POPESCU M. Ultra-fast finite element analysis of brushless PM machines based on space-time transformations [ C ] // IEEE International Electric Machines & Drives Conference ( IEMDC 2009 ), 2009: 521-528.
- [ 8 ] MEYER W, BÜCHERL D, HERZOG H G. High speed magnetic network solving [ C ] // IEEE International Electric Machines & Drives Conference ( IEMDC 2009 ), 2009: 529-534.
- [ 9 ] SCOTT D S, BRIAN T K, KEITH A C, et al. Magnetic equivalent circuit modeling of induction motors [ J ]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2007, 22( 2 ): 259-270.
- [ 10 ] AMRHEIN M, KREIN P T. Magnetic equivalent circuit simulations of electrical machines for design purposes [ C ] // Electric Ship Technologies Symposium, 2007 ( ESTS ' 07 ), IEEE 21-23 May 2007, 2007: 254-260.
- [ 11 ] 耿乙文,鲍宇,王昊,等.六相感应电机直接转矩及容错控制[J].中国电机工程学报,2016,36(21): 5947-5956.
- [ 12 ] 曾正,邵伟华,宋春伟,等.电压源逆变器典型控制方法的电路本质分析[J].中国电机工程学报,2016,36(18): 4980-4989.
- [ 13 ] 周扬忠,程明,熊先云.具有零序电流自矫正的六相永磁同步电机直接转矩控制[J].中国电机工程学报,2015,35(10): 2504-2512.
- [ 14 ] TEODORESCU R, BLAABJERG F, LISERRE M, et al. Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters [ J ]. IEEE Proceedings-Electric Power Applications, 2006, 153 ( 5 ): 750-762.
- [ 15 ] 张洪亮,邹继斌,陈霞,等.PMSM 定子铁耗与磁极涡流损耗计算及其对温度场的影响[J].微特电机,2008,36(5): 1-4.

收稿日期: 2017-12-04

收稿日期: 2018-03-26

(上接第 32 页)