基于 MPCC 的永磁同步电机驱动系统 逆变器 IGBT 开路故障诊断方法

原敏昕,尹忠刚,罗培恩,张延庆

(西安理工大学 电气工程学院,陕西 西安 710054)

摘要:针对永磁同步电机(PMSM)驱动系统逆变器绝缘栅双极晶体管(ICBT)开路故障诊断过程中电流检测法检测时间较长的问题,研究了一种基于模型预测电流控制(MPCC)的误差电流极性法,通过将MPCC中代价函数的变化和电流检测法相结合,可有效缩短故障检测时间。然而,MPCC容易受到电机参数变化的影响,负载转矩、转速的变化可能导致电机参数变化或不匹配,进而影响代价函数的输出,导致误诊。针对该问题, 在基于MPCC的误差电流极性法中对故障检测指标进行了归一化处理并加入了计数法,进一步提高了故障诊断的鲁棒性能。

关键词:电机驱动系统;IGBT开路故障;故障检测和定位;模型预测电流控制 中图分类号:TM28 文献标识码:A DOI:10.19457/j.1001-2095.dqcd25139

MPCC-based Open-circuit Fault Diagnosis Method for the Inverter IGBT of PMSM Drive System

YUAN Minxin, YIN Zhonggang, LUO Peien, ZHANG Yanqing (School of Electrical Engineering, Xi' an University of Technology, Xi' an 710054, Shaanxi, China)

Abstract: To address the problem of the long detection time of the current detection method during the open circuit fault diagnosis of inverter insulated gate bipolar transistor (IGBT) of the permanent magnet synchronous motor (PMSM) drive system, an error current polarity method based on model predictive current control (MPCC) was investigated. By combining the variation of the cost function in MPCC with the current detection method, the fault detection time can be effectively reduced. However, the MPCC is susceptible to changes in motor parameters, the load torque and speed changes may lead to changes or mismatches in the motor parameters, which in turn affect the output of the cost function and lead to misdiagnosis. To address the issue, the fault detection indicators were normalized and a counting method was added to the MPCC-based error current polarity method to further improve the robustness of fault diagnosis.

Key words: motor drive system; insulated gate bipolar transistor(IGBT) open circuit fault; fault detection and localization; model predictive current control (MPCC)

永磁同步电机(PMSM)因其效率高、响应速 度快等特性,已逐步应用到智能制造、交通运输 等领域。电机驱动系统作为电机控制中最核心 的部分,其工作环境恶劣,电磁干扰大,在承受大 电流的情况下还要面临高频开断与温度过高等 不利因素的影响,大大增加了电机驱动系统运行 在不健康状态下的概率^[1]。据统计,在电机驱动 系统故障中,绝缘栅双极晶体管(insulated gate bipolar transistor, IGBT)故障概率约为34%^[2],因此, 对IGBT进行故障诊断,对于提高电机驱动系统运行可靠性和降低维护成本具有显著意义。

IGBT故障分为短路故障和开路故障^[3]。短路 故障发生时间较短,不易检测,系统中通常会串 联快速熔断器等硬件保护电路将其转化为开路 故障进行处理。然而,发生开路故障后,短时间 内系统仍可继续运行,若不及时检测,可能会造 成其他健康元器件发热过流,发生二次故障或永 久性损坏,严重时会影响整个系统,造成巨大的

基金项目:国家自然科学基金(52177194;52107206)

作者简介:原敏昕(1997—),女,硕士,Email:Lucy_ymx@163.com

经济损失。

目前,电机驱动系统故障诊断方法主要分为 基于电路模型法、基于数据分析法和基于信号特 征法^[4]。基于信号特征法分为电压分析法和电流 分析法。电压分析法需要额外的电压传感器或 硬件电路,增加了诊断的成本和复杂性。基于电 流法不需要额外的传感器,但与相电流基本周期 密切相关,通常检测时间较长,至少需要1个相电 流周期。文献[5]提出了将2个不同相电流乘积的 归一化平均值和3个变量实现故障诊断。文献[6] 根据电流实际值与观测值之间的误差求取周期 性平均值后得到故障矢量角,再结合电流测量值 的绝对值之和实现开路故障检测与定位。

模型预测控制(model predictive control, MPC) 具有动态响应快、结合各种约束灵活性等优点。 根据控制变量的不同,可分为模型预测转矩控制 和模型预测电流控制(MPCC)^[7]。随着 MPC 在电 机控制中的应用逐渐成熟,其在状态监测和故障 诊断领域也受到了众多研究者的青睐。文献[8] 提出了一种基于 MPC 的开路故障诊断方法,该方 法将开关状态误差作为检测变量,可以在几个采 样周期内快速检测到故障。文献[9]针对缺相故 障将 MPCC 中代价函数的直流分量和2次谐波分 量用于故障检测,并通过相角差定位故障。

然而,大多数基于 MPC 的电机驱动系统故障 诊断方法主要集中在缺相故障上,对 IGBT 开路 故障诊断的研究仍然较少。本文针对电流分析 法检测时间较长的问题,提出了一种基于 MPCC 的误差电流极性法,将代价函数的变化作为检测 指标可有效缩短故障检测时间。同时,针对电机 参数变化或不匹配会改变代价函数输出导致误 诊的问题,对故障检测指标进行了归一化处理并 加入了计数法。实验结果表明,该方法能够在1 个相电流周期内实现18种开路故障的诊断,且对 负载转矩、转速变化具有良好的鲁棒性。

1 PMSM 模型预测电流控制

1.1 PMSM 数学模型

PMSM在d-q坐标系下的状态方程为

$$\begin{cases} \frac{\mathrm{d}i_d}{\mathrm{d}t} = -\frac{R_{\mathrm{s}}}{L}i_d + \omega_{\mathrm{e}}i_q + \frac{1}{L}u_d \\ \frac{\mathrm{d}i_q}{\mathrm{d}t} = -\frac{R_{\mathrm{s}}}{L}i_q - \omega_{\mathrm{e}}i_d + \frac{1}{L}u_d - \frac{\Psi_{\mathrm{f}}}{L}\omega_{\mathrm{e}} \end{cases}$$
(1)

式中: u_d , u_q 分别为d,q轴定子电压; i_d , i_q 分别为d, 26 q轴定子电流; R_s 为定子电阻; Ψ_f 为永磁体磁链; L_a, L_q 分别为d, q轴定子电感; ω_s 为电角速度。

若采样周期*T*_s足够小,采用前向欧拉离散法 将式(1)离散化,可得:

$$\begin{bmatrix} i_d(k+1)\\ i_q(k+1) \end{bmatrix} = A(k) \begin{bmatrix} i_d(k)\\ i_q(k) \end{bmatrix} + B(k) \begin{bmatrix} u_d(k)\\ u_q(k) \end{bmatrix} + D(k)$$
(2)

其中

$$\boldsymbol{A}(k) = \begin{bmatrix} 1 - \frac{R_s T_s}{L_d} & \frac{\omega_e T_s L_q}{L_d} \\ -\frac{\omega_e T_s L_d}{L_q} & 1 - \frac{T_s R_s}{L_q} \end{bmatrix}$$
$$\boldsymbol{B}(k) = \begin{bmatrix} \frac{T_s}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{T_s}{L_q} \end{bmatrix}$$
$$\boldsymbol{D}(k) = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{T_s \Psi_t}{L_q} \omega_e(k) \end{bmatrix}$$

1.2 PMSM 模型预测电流控制

模型预测电流控制中,转速环采用 PI 控制器,电流环采用模型预测控制器。对于三相逆变器,通过离散化预测模型对8种有限开关状态对应的 k+1 时刻的电流值进行预测,利用电流偏差构造代价函数对不同开关状态下的预测电流进行估计,确定使代价函数最小的一组电压矢量作用于逆变器进而驱动电机。构造的代价函数为

 $g = |i_{d}^{*} - i_{d}(k+1)| + |i_{q}^{*} - i_{q}(k+1)|$ (3) 式中: i_{d}^{*} , i_{q}^{*} 分别为定子电流d,q轴给定值。

2 基于 MPCC 的归一化误差电流极 性法

PMSM驱动系统如图1所示,逆变器中包含 了T₁~T₆6个IGBT。正常状态下,流过三相对称 负载的电流为幅值相等、相位相差120°的正弦 波,可表示为

$$\begin{cases} i_a = I_m \sin\theta_e \\ i_b = I_m \sin(\theta_e - 2\pi/3) \\ i_c = I_m \sin(\theta_e + 2\pi/3) \end{cases}$$
(4)

式中:I_m为三相电流幅值; θ_e为电角度。

由于PMSM是星形连接,各相电流之和固定 为零。当IGBT发生开路故障时,相应的相电流 会增大且发生畸变。根据输出电流的不同变化,



Fig.1 Block diagram of PMSM drive

可以将IGBT故障分为单管故障、异侧异相双管 故障和同侧异相双管故障3大类。利用文献[10] 中的电流约束和傅里叶级数方法,可推导出剩余 相电流的表达式。假设T₁发生开路故障,则剩余 *a*相电流可表示为

$$\begin{cases} i_a^f = \frac{I_m}{2}\sin\theta_e - I_{de} + \Delta i_a \\ i_b^f = I_m\sin(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) + \frac{I_m}{4}\sin\theta_e + \frac{I_{de}}{2} - \frac{\Delta i_a}{2} \\ i_e^f = I_m\sin(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) + \frac{I_m}{4}\sin\theta_e + \frac{I_{de}}{2} - \frac{\Delta i_a}{2} \end{cases}$$

$$(5)$$

其中

$$\Delta i_a = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2I_m}{\pi (4n^2 - 1)} \cos(2n\theta_e)$$

 $I_{\rm dc} = 0.318 \, 3I_{\rm m}$

式中: I_{dc} , Δi_a 分别为a相电流的直流分量和振荡分量。

将*a-b-c*三相坐标系和*d-q*两相旋转坐标系 健康情况下的电流和故障情况下的剩余电流之 间的残差作为故障检测指标,如下式:

$$\begin{cases} i_a^r = i_a - i_a^f \\ i_b^r = i_b - i_b^f \\ i_c^r = i_c - i_c^f \end{cases}$$
(6)
$$\vdots i_q^r = \begin{bmatrix} \cos\theta_e & \cos(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin\theta_e & -\sin(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a^r \\ i_b^r \\ i_c^r \end{bmatrix}$$
(7)

将式(4)和式(6)代入式(7)得到*d-q*坐标系 下的电流残差为

$$\begin{cases} i_d^r = I_m [-0.25 \sin(2\theta_e) - 0.212 2 \cos\theta_e + 0.106 1 \cos(3\theta_e)] \\ i_q^r = I_m [0.424 4 \sin\theta_e - 0.25 \cos(2\theta_e) - 0.106 1 \sin(3\theta_e) + 0.25] \end{cases}$$
(8)

将式(8)代人式(3)得到故障后的代价函数如 下式:

$$g_i^{\rm f} = |e_d + \Delta i_d| + |e_q + \Delta i_q| \tag{9}$$

其中

$$e_{d} = i_{d}^{r} - i_{d}(k+1) \quad e_{q} = i_{q}^{r} - i_{q}(k+1)$$
$$\Delta i_{d} = a_{1}i_{r}^{r} + b_{1}i_{r}^{r} \quad \Delta i_{q} = a_{2}i_{r}^{r} + b_{2}i_{r}^{r}$$

系数 a_1 和 b_2 接近1,系数 b_1 和 a_2 远小于1,则代价函数可表示为

$$g_i^{\rm f} \approx |i_d^{\rm r}| + |i_q^{\rm r}| \tag{10}$$

代价函数是当前参考值、当前残差和切换状态的结合体现。所以选择将故障前、后的代价函数变化(即d,q轴健康情况下的电流和故障情况下的剩余电流之间的残差)作为故障检测指标,同时将三相坐标系下的电流极性变化作为故障定位指标。基于MPCC的永磁同步电机驱动系统逆变器IGBT开路故障诊断框图如图2所示,故障检测和定位框图如图3所示。



图2 基于MPCC的永磁同步电机驱动系统 逆变器IGBT开路故障诊断框图





图3 故障检测和定位框图



具体的故障检测和定位步骤如下:

1)故障检测。将*d*,*q*轴电流残差作为故障检测指标,则*d*,*q*轴电流残差求取周期性平均值为

$$F'_{\rm d} = \frac{\omega_{\rm e}}{2\pi} \int_{0}^{\frac{2\pi}{\omega_{\rm e}}} (|i^{\rm r}_{\rm d}| + |i^{\rm r}_{\rm q}|) \,{\rm d}t \tag{11}$$

为了消除与负载转矩和转速变化相关的电 流幅值影响,进行归一化处理可得:

$$F_{\rm d} = F_{\rm d}' / (1 + F_{\rm d}') \tag{12}$$

根据3大类IGBT开路故障类型中故障检测 指标F₄幅值变化的不同,通过设定适当的阈值对 故障类型进行区分。若0<F_d≤0.5,F_d输出为0,表 示无故障;若0.5<F_d≤0.84,F_d输出为1,表示单管 故障;若F_d>0.84,F_d输出为2,表示双管故障。同 时,在故障检测中引入计数法,即当F_d第1次大 于阈值时保留比较结果,当F_d第2次大于阈值时 输出结果,可有效避免误诊断的可能。

2)故障定位。定义故障定位指标 $F_{qn}(n=a,b,c)$, 求取a-b-c坐标系下各相电流的周期性平均值为

$$F_{qn} = \frac{\omega_e}{2\pi} \int_0^{\frac{2\pi}{\omega_e}} (i_n) \,\mathrm{d}t \quad n = a, b, c \tag{13}$$

为了确定 $F_{qn}(n = a,b,c)$ 的极性,定义了固定 阈值 $k_q = 0.2$,故障定位指标极性判断规则为:若 $F_{qn} > k_q, F_{qn}$ 取+;若 $-k_q < F_{qn} < k_q, F_{qn}$ 取0;若 $F_{qn} < -k_q, F_{qn}$ 取-。

综上,具体的故障定位表如表1所示。

表1 IGBT开路故障定位表

Tab.1 IGBT open circuit fault location table							
分类	故障编号	故障IGBT	$F_{\rm d}$	$F_{\mathbf{q}a}$	F_{qb}	F_{qc}	
正常运行	F0	无	0	0	0	0	
单管故障	F1	T_1	1	-	+	0	
	F2	T_2	1	-	0	+	
	F3	T_3	1	0	-	+	
	F4	T_4	1	+	-	0	
	F5	T_5	1	+	0	-	
	F6	T_6	1	0	+	-	
	F7	(T_1, T_6)	2	-	+	-	
	F8	(T_1, T_2)	2	-	+	+	
异侧异相	F9	(T_3, T_4)	2	+	-	+	
双管故障	F10	(T_3, T_2)	2	-	-	+	
同侧异相 双管故障	F11	(T_5, T_4)	2	+	-	-	
	F12	(T_5, T_6)	2	+	+	-	
	F13	(T_1, T_3)	2	-	0	+	
	F14	(T_1, T_5)	2	0	+	-	
	F15	(T_3, T_5)	2	+	-	0	
	F16	(T_4, T_6)	2	+	0	-	
	F17	(T_4, T_2)	2	0	-	+	
	F18	(T_6, T_2)	2	-	+	0	

3 实验验证

图4为基于 MPCC 的永磁同步电机驱动系统 逆变器 IGBT 开路故障诊断实验平台, PMSM 参 数为:功率2kW, d轴电感 10.85 mH, q轴电感 25.52 mH,定子电阻1.351 Ω, 永磁体磁链0.77 Wb, 额定转速1000 r/min,额定电流5.8 A,额定电压 380 V,额定转矩19 N·m,极对数4。其中,采样频 率为10 kHz,通过控制相应 IGBT 的驱动信号实 现开路故障的模拟。



图4 实验平台 Fig.4 Experimental platform

3.1 正确性验证

3.1.1 单管故障

单个IGBT开路故障有6种情况,以T₁开路故 障为例。如图5所示,故障信号为0表示无故障, 为1表示故障发生。





图 5a 是电流波形, T₁发生开路故障后, a 相电流上半周期消失, b, c 两相电流增大且畸变。图 5b 是代价函数波形, 正常情况下代价函数g 恒等于0, 开路故障后代价函数g发生跳跃性变化。图 5c 是故障检测波形, F_d 在6.4 ms 内检测到故障。图 5d 是故障定位波形, 根据 F_{qq} (n = a, b, c)的极性进行定位, 阈值 $k_q = 0.2$, 可以看到 $F_{qq} < -0.2$, $F_{qb} > 0.2$, $-0.2 < F_{qc} < 0.2$, 根据极性判断规则得到 F_{qq} 为 -, F_{qb} 为 +, F_{qc} 为0, 通过表1可以定位到开关管T₁故障。

3.1.2 异侧异相双管故障

异侧异相双管故障有6种情况,以T₁,T₆开路 故障为例。如图6所示,故障信号为0表示无故 障,为1表示故障发生。





流增大且畸变。图 6b 是代价函数波形,相比单管 故障来说,异侧异相双管故障后代价函数的幅值 变化更大。图 6c 是故障检测波形, F_d 在 8.8 ms内 检测到了故障。图 6d 是故障定位波形,根据 $F_{qr}(n = a,b,c)$ 的极性进行定位,阈值 $k_q = 0.2$,从 图中可以看到 $F_{qa} < -0.2, F_{qb} > 0.2, F_{qc} < -0.2$,根据极 性判断规则得到 F_{qa} 和 F_{qc} 为-, F_{qb} 为+,通过表1 可以定位到开关管T₁,T₆故障。

3.1.3 同侧异相双管故障

同侧异相双管故障有6种情况,以T₁,T₃开路 故障为例。如图7所示,故障信号为0表示无故 障,为1表示故障发生。





图 7a 是电流波形,T₁,T₃发生开路故障后,*a* 相和*b*相电流上半周期消失,*c*相电流畸变。图 7b 是代价函数波形,相比单管和异侧异相双管故障 来说,同侧异相双管故障后代价函数的幅值变化 最大。图7c是故障检测波形, F_{d} 在10.5 ms内检 测到了故障。图7d是故障定位波形,根据 $F_{qr}(n = a,b,c)$ 的极性进行定位,阈值 $k_{q} = 0.2$,从 图中可以看到 F_{qa} <-0.2,-0.2< F_{qb} <0.2, F_{qc} >0.2,根 据极性判断规则得到 F_{qa} 为-, F_{qb} 为0, F_{qc} 为+,通 过表1可以定位到开关管T₁,T₃故障。

基于以上3组实验,实验中还对剩余15种故障情况分别进行了验证。将3大类不同故障类型的最大故障诊断时间总结如表2所示,可以看到该方法可在1个相电流周期内检测到18种开路故障类型。

表2 3类故障类型的检测时间对比

Tab.2	Comparison of detection times for three types of fault					
故障类型	故障IGBT	最大故障 诊断时间/ms	相电流周期 占比/%			
单管故障	$T_1, T_2, T_3, T_4, T_5, T_6$	7	35			
异侧异相 双管故障	$(T_1, T_6), (T_1, T_2), (T_3, T_4)$ $(T_3, T_2), (T_5, T_4), (T_5, T_6)$	9	45			
同侧异相 双管故障	$(T_1, T_3), (T_1, T_5), (T_3, T_5)$ $(T_4, T_6), (T_4, T_2), (T_6, T_2)$	12	60			

3.2 有效性验证

3.2.1 转矩变化

图8~图11分别是在额定转速25%(250 r/min), 50%(500 r/min),75%(750 r/min)和100%(1 000 r/min)的情况下,转矩从空载到额定转矩19 N·m 和从额定转矩19 N·m到空载变化时定子电流 i_a 、 转矩 T_e 和故障检测变量 F_a 的实验波形。从波形 中可以看到,在不同转速的情况下转矩变化时故 障检测变量 F_a 恒定为零,没有发生误诊断的情 况,验证了该方法在转矩变化情况下具有良好的 鲁棒性。



图 8 250 r/min 突加/减转矩波形

Fig.8 250 r/min sudden increase/decrease load torque waveforms 30



Fig.9 500 r/min sudden increase/decrease load torque waveforms



Fig.10 750 r/min sudden increase/decrease load torque waveforms



图 11 1 000 r/min 突加/减转矩波形

Fig.11 1 000 r/min sudden increase/decrease load torque waveforms3.2.2 转速变化

图12~图15分别是在额定转矩25%(4.75 N·m), 50%(9.5 N·m),75%(14.25 N·m)和100%(19 N·m) 的情况下,转速从500 r/min到额定转速1000 r/min 和从1000 r/min到500 r/min的定子电流 i_a、转速 n 和故障检测变量 *F*_a的实验波形。从波形中可以 看到,在不同转矩的情况下转速变化时故障检测 变量 *F*_a恒定为零,没有发生误诊断的情况,验证 了该方法在转速变化情况下具有良好的鲁棒性。



图 12 4.75 N·m 突加/减转速波形





图 13 9.5 N·m 突加/减转速波形







Fig.14 14.25 N·m sudden increase/decrease speed waveforms





4 结论

本文研究了一种基于 MPCC 的归一化误差电 流极性法,将归一化代价函数变化作为故障检测 指标,三相电流周期性平均值的极性变化作为故 障定位指标。通过实验验证了该方法能够在一 个相电流周期内准确快速地检测到18种开路故 障,且对负载转速和转矩变化具有一定的鲁棒 性,不会发生误诊断。

参考文献

[1] 马铭遥,凌峰,孙雅蓉,等.三相电压型逆变器智能化故障诊断方法综述[J].中国电机工程学报,2020,40(23):7683-7699.

MA Mingyao, LING Feng, SUN Yarong, et al. Review of intelligent fault diagnosis methods for three-phase voltage-mode inverters[J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(23):7683–7699.

- [2] 王晓鹏,姚帅亮,姚芳,等. 逆变器功率管开路故障诊断方法 综述[J]. 电源学报,2023,21(3):156-169.
 WANG Xiaopeng, YAO Shuailiang, YAO Fang, et al. Review of open circuit fault diagnosis methods for inverter power transistors[J]. Journal of Power Supply,2023,21(3):156-169.
- [3] 姚陈果,李孟杰,余亮,等.基于脉冲耦合响应的IGBT故障 检测方法[J].电工技术学报,2020,35(15):3235-3244.
 YAO Chenguo, LI Mengjie, YU Liang, et al. A condition detecting method for the IGBT module based on pulse coupling response[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(15):3235-3244.
- [4] 刘博,李晨,阎彦,等. 电机驱动系统故障诊断技术综述[J].
 中国电机工程学报,2023,43(14):5619-5634.
 LIU Bo, LI Chen, YAN Yan, et al. Revies of fault diagnosis

techniques for motor drive system[J]. Proceedings of the CSEE, 2023,43(14):5619–5634.

[5] EL KHIL S K, JLASSI I, MARQUES CARDOSO A J, et al. Dia-(下转第 54页)

参考文献

- REN Hongying, FENG Hui, SUN Peiting, et al. Design and research of dynamic braking circuits in electric propulsion ship [C]//Second International Conference on Intelligent Human-Machine System and Cybernetics, 2010:163–165.
- [2] 曹扬,王荣,彭辉,等.抽水蓄能电站机械制动系统部分故障 分析及应对措施[J].水电与抽水蓄能,2019,5(1):113-116. CAO Yang, WANG Rong, PENG Hui, et al. The partial failure analysis and countermeasures in mechanical braking system of punmped-storage power generating[J]. Hydropower and Punmped Storage,2019,5(1):113-116.
- [3] 杨明秦,齐国政.变频器的制动应用分析[J]. 机床电器,2007 (3):56-58.

YANG Mingqin, QI Guozheng. Braking function analysis of frequency convertor[J]. Machine Tool Electric Apparatus, 2007 (3):56-58.

[4] 张生刚. 变频器电气制动方式探讨及在煤矿上的应用[J].山 东煤炭科技,2013(2):62-63.

ZHANG Shenggang. The electric braking method of frequency convertor analysis and use on coal mine[J]. Shangdong Coal Science and Technology, 2013(2):62–63.

- [5] EGOROV A, POLIAKOV V. Method of braking bircuit resistance estimation for close loop drive system with big rotating masses in speed rerverse operating mode with current limitation [C]//Ix International Conference on Power Drive Systems, 2016: 1–5.
- [6] 韩啸,高强,寇佳宝,等.负载换流逆变器驱动同步电机能量 回馈的研究[J].电气传动,2018,48(1):13-18.
 HAN Xiao,GAO Qiang,KOU Jiabao, et al. Research on energy feedback control of synchronous motor driven by local commutated inverter[J]. Electric Drive,2018,48(1):13-18.
- [7] 吴凤江,赵克,孙力,等.一种新型四象限级联型多电平逆变

(上接第 31 页) gnosis of open-switch and current sensor faults in PMSM drives

through stator current analysis[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2019, 55(6): 5925–5937.

- [6] 陈勇,张建建,陈章勇.基于电流观测器的三相逆变电路开路故障在线诊断[J].电工技术学报,2019,34(S2):609-617. CHEN Yong, ZHANG Jianjian, CHEN Zhangyong. A current observer based on-line open-fault diagnosis for three-phase inverter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(S2):609-617.
- [7] ZHANG Y, JIN J, HUANG L. Model-free predictive current control of PMSM drives based on extended state observer using ultralocal model[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(2):993-1003.
- [8] ZHOU D, TANG Y. A model predictive control-based open-cir-

器拓扑[J]. 电工技术学报,2008,23(4):81-86.

WU Fengjiang, ZHAO Ke, SUN Li, et al. A novel four-quadrant cascade multi-level inventer[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2008, 23(4):81-86.

- [8] 刘鹏飞,杨晓辉.变频器共直流母线在重卷机电控系统的应用[J].有色金属加工,2018,47(3):53-54.
 LIU Pengfei, YANG Xiaohui. Electric control system of three stand cold tandem rolling mill[J]. Nonferrous Metals Processing,2018,47(3):53-54.
- [9] 毛雨泰,颜士伟,马超群,等.一种开关磁阻电机驱动系统绕 组能耗制动方式研究[J]. 微电机,2021,54(10):54-61.
 MAO Yutai, YAN Shiwei, MA Chaoqun, et al. Research on a kind of winding dynamic braking method for switch reluctance motor drive system[J]. Micromotors,2021,54(10):54-61.
- [10] 石会燕,曾成碧,常瑞.基于单元串联多电平高压变频器的 异步电机直流制动研究[J].电机与控制应用,2007,34(7): 31-34.

SHI Huiyan, ZENG Chengbi, CHANG Rui. DC braking research on asynchronous motor based on high-voltage converter with cell cascaded multilevel[J]. Electric Machines & Control Application, 2007, 34(7): 31–34.

[11] 彭定杰. 双馈式风力发电组机械制动系统的改进研究[D]. 成都:西南交通大学,2016.

PENG Dingjie. Research on the improvement of the mechanical braking system of the double-fed induction generator[D]. Chengdu:Southwest Jiaotong University, 2016.

 [12] 刘鹏龙,吴小锋,马聖恒.大型抽水蓄能机组机械制动系统 控制策略研究[J]. 电气开关,2017(6):101-104.
 LIU Penglong, WU Xiaofeng, MA Shengheng. The control strategy of the mechanical braking system for a large pumped storage

uint[J]. Electric Switchgear, 2017(6):101-104.

收稿日期:2023-05-11 修改稿日期:2023-07-14

cuit fault diagnosis and tolerant scheme of three-phase AC-DC rectifiers[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2019, 7(4):2158–2169.

- [9] HANG J, WU H, ZHANG J, et al. Cost function based openphase fault diagnosis for PMSM drive system with model predictive current control[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(3):2574-2583.
- [10] CAMPOS-DELGADO D U, ESPINOZA-TREJO D R, ARCE-SANTANA E R, et al. Diagnosis of open-switch faults in variable speed drives by stator current analysis and pattern recognition[J]. IET Electric Power Applications, 2013,7(6):509-522.

收稿日期:2023-05-20 修改稿日期:2023-06-19