考虑铁芯损耗的内置式永磁同步电机模型参数测量

张兴华,童歆渝,刘 伟

(南京工业大学 电气工程与控制科学学院,江苏 南京 211816)

摘要:提出一种计及铁芯损耗的内置式永磁同步电机模型参数测量方法。基于实验室常用的永磁同步电机 驱动控制平台,详细阐述永磁磁链、定子电阻、等效铁损电阻和 d、q 轴电感参数的测量原理及实现方法。所 提方法具有理论概念清晰、实现简单、通用性强的特点。通过对内置式永磁同步电机进行实际测试,验证所 提方法的有效性和可行性。

关键词:内置式永磁同步电机;电机模型;铁芯损耗;参数测量 中图分类号:TM 351 文献标识码:A

DOI:10.16081/j.issn.1006-6047.2018.03.026

0 引言

内置式永磁同步电机 IPMSM(Interior Permanent Magnet Synchronous Motor)因其效率高、功率密度 大、动态响应速度快和弱磁扩速能力强等诸多优点, 在航空航天、数控加工、电动汽车等电力传动与伺服 驱动领域得到广泛应用^[1-3]。高性能的永磁同步电 机驱动控制一般采用矢量控制技术,其控制性能与 电机模型参数密切相关。对于 IPMSM 驱动系统,电 机的定子电阻,交、直轴电感和永磁磁链参数的准确 性,对电机转子初始定位、启动以及转矩和转速的 动、静态控制性能有很大影响^[4-9];电机的等效铁芯 损耗电阻是对电机进行效率优化控制时不可缺少的 重要参数^[10]。实际上,获得准确的电机模型参数是 进行高性能电机驱动控制的前提条件。

目前,确定永磁同步电机模型参数的方法可分为解析计算法和实验测量法2类^[11]。采用解析计算法通常需要有关电机内部结构及材料原始设计的参数,由于其涉及到生产厂家的技术机密,一般并不对用户公开。而且受建模和计算误差的影响,理论计算值往往与实际值之间有一定的偏差,最终还需通过实验测量进行修正。因此,实验测量法是获得准确电机参数最直接可靠的方法^[12-14]。在未考虑铁芯损耗的条件下,文献[11]采用有限元法解析地计算出电机电感参数,并采用静态交流实验法对交、直轴电感进行测量;文献[12]提出了通过测量电机的静态三相电感和相电阻参数,进而计算出电机的交、直轴电感和相电阻参数的方法,并通过增加IPMSM转速到一定值后测量三相开路线电压及频率,以获得电机的永磁磁链。文献[14]提出了计及

收稿日期:2016-12-11;修回日期:2017-11-12

基金项目:国家自然科学基金资助项目(51477073);江苏省 自然科学基金资助项目(BK20161549)

Project supported by the National Natural Science Foundation of China(51477073) and the Natural Science Foundation of Jiangsu Province(BK20161549) 铁芯损耗的电机模型参数测量方法,并对磁饱和与 频率对电机参数的影响进行了分析。

本文提出一种新的计及铁芯损耗的 IPMSM 模型 参数测量方法。该方法基于实验室采用的矢量控制 电机驱动实验平台,依据计及铁芯损耗的电机等效电 路模型,通过对一定运行工况下电机模型的合理近 似,推导出电机模型参数与可测定子电流、定子电压 和转速等变量之间的对应关系。基于采用空间矢量 电压源逆变器驱动的永磁同步电机矢量控制调速系 统的特点,设计了电机参数的实验测量方案,准确地 获得了电机模型参数。该测量方案具有理论概念清 晰、实现简单、通用性强等特点。对某公司生产的 IPMSM 进行实验测试,结果表明本文提出的方法可以 准确测量计及铁芯损耗的 IPMSM 模型参数。

1 计及铁芯损耗的电机模型及其参数

图 1 为在转子同步旋转坐标系(*dq* 坐标系)下, 计及铁芯损耗的 IPMSM 的等效电路模型^[10]。

由图1所示的等效电路模型,可得电压方程、电流方程、磁链方程、电磁转矩方程分别为:

$$\begin{cases} u_{ds} = R_{s}i_{ds} + p\psi_{ds} - \omega\psi_{qs} \\ u_{qs} = R_{s}i_{qs} + p\psi_{qs} + \omega\psi_{ds} \end{cases}$$
(1)
$$i_{ds} = i_{dm} + i_{dc} \\ i_{qs} = i_{qm} + i_{qc} \\ i_{dc} = \frac{L_{d}pi_{dm} - \omega L_{q}i_{qm}}{R_{c}}$$
(2)

$$=\frac{L_q p i_{qm} + \omega (L_d i_{dm} + \psi_f)}{R_c}$$

$$\begin{cases} \psi_{ds} = L_d i_{dm} + \psi_f \\ \psi_{qs} = L_q i_{qm} \end{cases} (3)$$

$$T_{\rm e} = \frac{3}{2} n_{\rm p} [\psi_{\rm f} i_{q\rm m} + (L_d - L_q) i_{q\rm m} i_{d\rm m}] \qquad (4)$$

其中, ψ_{ds} 、 ψ_{qs} 分别为转子同步旋转坐标系下定子磁 链的 $d \triangleleft q$ 轴分量; $i_{ds} \triangleleft i_{qs}$ 分别为定子电流的 $d \triangleleft q$ 轴分 量; $i_{dc} \triangleleft i_{ac}$ 分别为铁芯损耗电流的 $d \triangleleft q$ 轴分量; $i_{dm} =$ $i_{ds} - i_{dc}$ 为定子电流的 d 轴励磁分量; $i_{qm} = i_{qs} - i_{qc}$ 为 定子电流的 q 轴转矩分量; $u_{ds} \setminus u_{qs}$ 分别为定子电压的 $d \setminus q$ 轴分量; $L_d \setminus L_q$ 分别为 $d \setminus q$ 轴电感; R_s 为定子电 阻; R_c 为等效铁芯损耗电阻; n_p 为极对数; $\omega = n_p \omega_r$ 为电气转速, ω_r 为机械转速;J 为转子惯量; ψ_f 为转 子永磁体磁链;p 为求导算子。



图1 等效电路模型

Fig.1 Equivalent circuit model

稳态运行时,电感上电压为0,且有 $R_s/R_c \ll 1$ 和 $\omega^2 L_d L_e/R_c^2 \ll 1$,将式(2)和(3)代入式(1)可得:

$$\begin{bmatrix} u_{ds} \\ u_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + \frac{\omega^2 L_d L_q}{R_c} & -\omega L_q \\ \omega L_d & R_s + \frac{\omega^2 L_d L_q}{R_c} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{\omega^2 L_q \psi_f}{R_c} \\ \omega \psi_f \end{bmatrix}$$
(5)

电机的铜耗 P_{eu} 和铁耗 P_{fe} 分别为:

$$P_{\rm cu} = \frac{3}{2} R_{\rm s} (i_{d\rm s}^2 + i_{q\rm s}^2) \tag{6}$$

$$P_{\rm fe} = \frac{3}{2} R_{\rm c} (i_{dc}^2 + i_{qc}^2) = \frac{3}{2} \frac{\omega^2}{R_{\rm c}} [(\psi_{\rm f} + L_d i_{dm})^2 + (L_q i_{qm})^2]$$
(7)

计及铁芯损耗的 IPMSM 等效电路模型中,需确 定的电机参数为:转子永磁体磁链 ψ_{f} 、等效铁芯损耗 电阻 R_{e} 、定子电阻 R_{s} 、d 轴电感 L_{d} 和 q 轴电感 L_{a} 。

2 实验平台与测试电机

本文提出的电机模型参数测量方法是在如图 2 所示的驱动控制平台上实现的。该系统硬件主要包括:以单相整流桥和智能功率模块(IPM)为核心组成 的交-直-交功率主电路,由主控芯片 TMS320F2812、 霍尔电流传感器、PWM 驱动电路、混合式光电编码器 构成的检测控制单元以及由被测 IPMSM 通过联轴器 联接直流发电机负载所组成的测试台架。生产厂家 提供的未考虑铁芯损耗的 IPMSM(型号为 130SFM-E05025)参数为:额定功率 $P_{\rm N}$ = 1.3 kW,额定电压 $U_{\rm N}$ = 220 V,额定电流 $I_{\rm N}$ = 5 A,额定转矩 $T_{\rm eN}$ = 5 N·m, 额定转速 $n_{\rm N}$ = 2 500 r/min,极对数 $n_{\rm p}$ = 4,定子电阻 $R_{\rm s}$ = 1.35 Ω , d 轴电感 L_d = 7.76 mH, q 轴电感 L_q = 17 mH,转子永磁体磁链 $\psi_{\rm f}$ = 0.128 Wb。



图 2 电机驱动实验平台

Fig.2 Experimental platform of electric motor drive

3 电机参数测量

3.1 定子电阻 R_s 的测量

首先采用伏安法测量室温下每相定子绕组的直流铜损耗电阻 *R*_{sr1}。图 3 为伏安法测量 IPMSM 相绕 组电阻的原理图。



图 3 伏安法测定子电阻原理图

Fig.3 Principle diagram of measuring stator resistance by volt-ampere method

采用伏安法分别测得两相串联的 IPMSM 的直流 铜损耗电阻 *R*_{ab}、*R*_{bc}和 *R*_{ca}后,再由式(8)求其平均值。

$$2R_{\rm sT_1} = \frac{R_{\rm ab} + R_{\rm bc} + R_{\rm ca}}{3} \tag{8}$$

测得在室温 $T_1 = 20 \, \degree$ 条件下的直流铜损耗定 子电阻 $R_{sT_1} = 1.10 \, \Omega$ 。根据标准 IEC34-2, 修正到 $T_2 = 75 \, \degree$ 下的定子电阻为:

$$R_{\rm sT_2} = \frac{235 + T_2}{235 + T_1} R_{\rm sT_1} = 1.34 \ (\Omega) \tag{9}$$

实际中,电机生产厂家给出的定子每相绕组的 电阻 R_s =1.35 Ω_o

3.2 转子永磁体磁链 ψ_{f} 的测量

若忽略温度变化等因素对转子永磁体磁链的影

响,则转子永磁体磁链为常数。由式(5)可知,若定 子电流为0,则有:

$$\begin{bmatrix} u_{ds} \\ u_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\omega^2 L_q \psi_f}{R_c} \\ \omega \psi_f \end{bmatrix}$$
(10)

定子电压矢量幅值 u_s 为:

$$u_{\rm s} = \sqrt{u_{\rm ds}^2 + u_{\rm qs}^2} = \omega \psi_{\rm f} \sqrt{1 + \left(\frac{\omega L_q}{R_{\rm c}}\right)^2} \qquad (11)$$

由于铁损电阻 R_c 较大,若 ω 足够小,则 $\frac{\omega L_q}{R_c} \ll 1$,

从而有:

$$\psi_{\rm f} = u_{\rm s}/\omega \tag{12}$$

测量时负载直流发电机作为电动机运行,带动 IPMSM 转动,并使 IPMSM 的定子三相绕组开路,则 定子电流为 0。调节直流电机的电枢电压以改变电 机转速,测量 IPMSM 终端绕组的线电压 U_1 和电机 机械转速 n_r ,测量数据如表 1 所示。

表 1 λ_{f} 的测量数据

Table 1 Measurement data of λ_{f}

数据	$n_{\rm r}/({\rm r}\cdot{\rm min}^{-1})$	$U_{\rm l}/{ m V}$	$\psi_{\rm f}/{ m Wb}$
1	354	19.8	0.109
2	455	25.4	0.109
3	535	30.0	0.109

用式(12)计算可得转子永磁体磁链 $\psi_{\rm f}$,其中定 子电压矢量幅值 $u_{\rm s} = \sqrt{2/3} U_1$,同步转速 $\omega = n_{\rm p}\omega_{\rm r} = n_{\rm p} \frac{\pi n_{\rm r}}{30}$ 。测得的转子永磁体磁链 $\psi_{\rm f} = 0.109$ Wb。实际中,电机生产厂家给出的永磁体磁链设计值为

ψ_r =0.128 Wb, 这是因为电机经过较长时间的使用 后,转子永磁材料的磁性能发生了变化,使得实际转 子永磁体磁链小于初期设计值。

3.3 定子 d、q 轴电感 L_d 、 L_a 的测量

IPMSM d_q 轴电感 $L_d L_q$ 通常随电机的运行工况(励磁水平和负载大小)的不同而发生改变,并不是一个常数。而由电机制造商提供的 L_d 和 L_q 多为电机在额定工作条件下的测量值或是理论设计值。本节给出一种通过实验测量方法,可获得不同工况条件下 IPMSM 的 L_d 和 L_q 。

ω = 0 时式(1) 可简化为:

$$\begin{cases} u_{ds} = R_s i_{ds} + p\psi_{ds} \\ u_{qs} = R_s i_{qs} + p\psi_{qs} \end{cases}$$
(13)

对于由二电平逆变器馈电的永磁同步电机驱动 系统,逆变器输出的空间电压矢量如图4所示。

若使电机转子 d 轴与定子 a 相绕组轴线重合 (实验时由转子初始定位方法确定),再对电机施加 d 轴方向的脉冲电压矢量 $u_{ts} = U_1(100), 则此时定子$



图 4 空间电压矢量图

Fig.4 Vector diagram of space voltages

电流只有d轴分量($i_s = i_{ds}$),电机转矩为0,转子保持静止状态。由式(13)可得电机d轴电流幅值如式(14)所示。

$$i_{ds} = \frac{u_{ds}}{R_s} (1 - e^{-R_s t/L_d}) = \frac{2U_{dc}D}{3R_s} (1 - e^{-R_s t/L_d}) = I_{ds} (1 - e^{-R_s t/L_d})$$
(14)

其中, I_{ds} 为稳态时 d 轴电流; U_{dc} 为直流母线电压; D 为电压矢量 U_1 作用下的占空比。通过测量随时间 t 变化的 i_{ds} , 可计算出直轴电感 L_d 为:

$$L_{d} = -\frac{tR_{s}}{\ln(1 - i_{ds}/I_{ds})}$$
(15)

表 2 为测量数据, 稳态时 d 轴电流 I_{ds} = 4.18 A (其值大小由直流母线电压 U_{dc} 及占空比 D 决定)。 图 5 为测得的 d 轴电感 L_d 随定子电流 d 轴分量 i_{ds} 变化的曲线,可见随着电机励磁饱和程度的加深,电感随之下降。实际中,电机生产厂家给出的 d 轴电感 L_d = 7.76 mH。

表 2 L_d 的测量数据

Table 2	Measurement	data	of	L
---------	-------------	------	----	---

t∕ms	i_{ds}/A	L_d/mH	t/ms	i_{ds}/A	L_d/mH
0.6	0.195	16.800	2.4	1.406	7.842
0.8	0.322	13.360	2.6	1.514	7.749
1.0	0.469	11.270	2.8	1.631	7.587
1.2	0.606	10.280	3.0	1.748	7.422
1.4	0.752	9.459	3.2	1.856	7.308
1.6	0.889	8.970	3.4	1.953	7.235
1.8	1.016	8.665	3.6	2.041	7.200
2.0	1.162	8.227	3.8	2.148	7.058
2.2	1.270	8.144	4.0	2.246	6.954

为了测量定子电感 q 轴分量,采用外力固定转 子,使转子 d 轴与定子 a 相绕组轴线始终重合(否 则在施加 q 轴方向的电压后,电机转子受力将开始 转动),并在超前 d 轴 90°电气角度的位置上施加 脉冲电压矢量。此时,由式(13)可得 q 轴电流见



Fig.5 Curve of L_d vs. L_{ds}

式(16)。

$$i_{qs} = \frac{u_{qs}}{R_s} (1 - e^{-R_s t/L_q}) = I_{qs} (1 - e^{-R_s t/L_q})$$
(16)

其中, I_{qs} 为稳态时q 轴电流。通过测量随时间t 变化的 i_{as} ,可计算出 q 轴电感 L_{a} 为:

$$L_{q} = -\frac{tR_{s}}{\ln(1 - i_{qs}/I_{qs})}$$
(17)

由于三相二电平逆变器只能产生如图 4 所示的 6 个非零电压矢量,为获得 q 轴方向的空间电压矢量 u_{qs} ,实验时分别采用与 d 轴成 60°和 120°电角度的空 间电压矢量 $U_2(110)$ 和 $U_3(010)$ 交替作用相同时间的 电压矢量来等效替代 u_{qs} 。表 3 为 q 轴电感 L_q 的测量 数据,实测的稳态 q 轴电流 I_{qs} =4.57 A。

表 3 L_q 的测量数据 able 3 Measurement data of

Table 5 Measurement data of L_q						
t∕ms	$i_{q\mathrm{s}}/\mathrm{A}$	$L_q/{ m mH}$	t∕ms	i_{qs} /A	$L_q/{ m mH}$	
1	0.293	20.23	16	3.262	17.14	
2	0.674	16.80	17	3.418	16.53	
3	0.996	16.35	18	3.545	16.14	
4	1.289	16.17	19	3.662	15.75	
5	1.504	16.79	20	3.721	15.93	
6	1.719	17.04	21	3.789	15.93	
7	1.914	17.28	22	3.848	15.98	
8	2.119	17.21	23	3.887	16.22	
9	2.275	17.50	24	3.906	16.67	
10	2.451	17.43	25	3.945	16.83	
11	2.598	17.54	26	3.994	16.82	
12	2.754	17.42	27	4.082	16.17	
13	2.891	17.40	28	4.150	15.71	
14	3.018	17.38	29	4.189	15.63	
15	3.154	17.15	30	4.199	16.01	

图 6 为测得的 q 轴电感 L_q 随定子电流 q 轴分量 i_q 。变化的曲线,可见随着电机饱和程度的加深,电感 随之下降并最终稳定在 16~17 mH 之间。实际中, 电机生产厂家给出的 q 轴电感 L_q = 17 mH。



图 6 L_q 随 i_{qs} 变化的曲线 Fig.6 Curve of L_q vs. L_{qs}

3.4 等效铁损电阻 R_e 的测量

通常情况下,电机的铁芯损耗 *P*_{fe}可表示为式 (18) 所示形式^[15]:

$$P_{\rm fe} = K_{\rm h}\omega\psi_{\rm m}^{\alpha} + K_{\rm e}\omega^2\psi_{\rm m}^2 \qquad (18)$$

其中, $\psi_{\rm m}$ 为气隙磁链(忽略定子漏电感时 $\psi_{\rm m} \approx \psi_{\rm s}$); $K_{\rm h}$ 和 $K_{\rm e}$ 分别为电机在额定磁链和额定转速下的磁滞损耗系数和涡流损耗系数;通常 $\alpha = 1.6 \sim 2_{\circ}$

电机稳态运行时,由电机的等效电路模型可得:

$$P_{\rm fe} = \frac{u_{dc}^2 + u_{qc}^2}{R_{\rm c}} = \frac{\omega^2 (\psi_{ds}^2 + \psi_{qs}^2)}{R_{\rm c}}$$
(19)

由式(18)和(19)可得 R_c 为:

$$R_{\rm c} = \frac{1}{K_{\rm e} + K_{\rm h}/\omega} = R_{\rm co} \frac{K_{\rm e}/K_{\rm h} + 1}{K_{\rm e}/K_{\rm h} + 1/\omega} \qquad (20)$$

其中, *R*_{co} 为额定转速下的铁损电阻。铁芯损耗由气 隙磁链幅值与转速决定, 当电机的励磁水平一定时, 铁损电阻随转速增大而增大。通常在电机空载运行 条件下进行铁损电阻的测量, 以使电机在运行时的 铜损耗尽量小。

电机输入功率 Pin 可表示为:

$$P_{\rm in} = T_{\rm e}\omega_{\rm r} + \frac{3}{2} \left(i_{\rm s}^2 R_{\rm s} + \frac{u_{\rm c}^2}{R_{\rm c}} \right)$$
(21)

其中, u_e 为等效铁损电阻上的电压。由于电机采用 $i_{ds} = 0$ 的矢量控制,故有 $i_s = i_{qs}$ 。若使电机恒速空载 运行,则有 $T_e = B\omega_r$, $B = 0.001 4 \text{ N} \cdot \text{m} \cdot \text{s}$ 为粘滞摩擦 系数。由于定子铜损电阻上的压降远小于定子电压, 故有 $u_e \approx u_s$ 。采用 u_s 代替式(21) 中的 u_e 后,铁损 电阻可表示为:

$$R_{\rm c} = \frac{u_{\rm s}^2}{\frac{2}{3}(P_{\rm in} - B\omega_{\rm r}^2) - i_{qs}^2 R_{\rm s}}$$
(22)

为准确测定铁损电阻 R_e ,需要测量定子电压矢量幅值 u_s 、输入功率 P_{in} 以及定子电流 q 轴分量 i_{qs} 。 在 $i_{ds} = 0$ 的矢量控制系统中,输入功率 $P_{in} = \frac{3}{2} u_{qs} i_{qs}$, $u_s = \sqrt{u_{ds}^2 + u_{qs}^2}$ 。当电机空载运行时,不同转速下的铁损电阻 R_e 的测量数据如表 4 所示。图 7 为实测的不同转速下的等效铁损电阻。

表 4 R_{e} 的测量数据

	Table 4	Measurement d	ata of $R_{\rm c}$	
$n_{\rm r}/({\rm r}\cdot{\rm min}^{-1})$	$P_{\rm in}/{ m W}$	i_{qs} /A	$u_{\rm s}/{\rm V}$	$R_{ m c}/\Omega$
350	32	1.26	29.56	48.7
450	43	1.34	34.38	48.9
550	53	1.37	39.28	51.9
650	65	1.40	44.00	53.2
750	76	1.40	48.63	55.9
850	88	1.46	53.25	58.6
950	99	1.48	58.22	62.9
1 050	108	1.49	62.66	68.0
1 150	119	1.50	67.25	72.0
1 250	130	1.51	71.69	76.0
1 350	140	1.54	76.66	82.2
1 450	150	1.54	80.69	86.5
1 550	159	1.53	85.63	93.7
1 650	169	1.49	90.09	99.2
1 750	190	1.63	95.65	99.7



4 结论

198

本文提出了一种计及铁芯损耗的 IPMSM 模型 参数的测量方法。该测量方法是针对二电平逆变器 驱动的永磁同步电机矢量控制实验平台而设计的, 具有理论概念清晰、实现方案简单易行的特点。采 用该测量方法可准确获取计及铁芯损耗的永磁同步 电机的模型参数,为实现高性能的永磁同步电机驱 动控制提供了保障。

参考文献:

- [1] PELLEGRINO G, VAGATI A, GUGLIELMI P, et al. Performance comparison between surface-mounted and interior PM motor drives for electric vehicle application [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59(2):803-811.
- [2] 孙静,张承慧,刘旭东,等. 基于 Hamilton 系统理论的电动汽车
 用永磁同步电机 H_∞控制[J].电工技术学报,2013,28(11):
 163-169.

SUN Jing, ZHANG Chenghui, LIU Xudong, et al. H_{∞} control of permanent magnet synchronous motor for electric vehicle based on Hamiltonian system theory [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(11):163-169.

- [3] 卢智锋,李军,周世琼,等. 永磁同步电机制动能量回收系统的 控制方法[J]. 电力自动化设备,2013,33(2):131-135.
 LU Zhifeng, LI Jun, ZHOU Shiqiong, et al. Control of PMSM braking energy regeneration system[J]. Electric Power Automation Equipment,2013,33(2):131-135.
- [4]肖烨然,刘刚,宋欣达,等.基于改进滑模观测器的永磁同步电机无位置传感器 I/F 起动方法[J].电力自动化设备,2015,35
 (8):95-102.

XIAO Yeran, LIU Gang, SONG Xinda, et al. Sensorless I/F startup based on modified sliding mode observer for PMSM [J]. Electric Power Automation Equipment, 2015, 35(8):95-102.

- [5] 唐校,杨向宇,赵世伟,等. 非恒定磁链幅值给定的永磁同步电 机直接转矩控制[J]. 电力自动化设备,2015,35(9):37-41. TANG Xiao, YANG Xiangyu, ZHAO Shiwei, et al. Direct torque control with inconstant flux amplitude reference for permanent magnet synchronous motor[J]. Electric Power Automation Equipment,2015,35(9):37-41.
- [6] 王高林,杨荣峰,于泳,等.内置式永磁同步电机转子初始位置 估计方法[J].电机与控制学报,2010,14(6):56-60.
 WANG Gaolin, YANG Rongfeng, YU Yong, et al. Initial rotor position estimation for interior permanent magnet synchronous motor [J]. Electric Machines and Control,2010,14(6):56-60.
- [7] WANG Zihui, LU Kaiyuan, BLAABJERG F. A simple startup

strategy based on current regulation for back-EMF-based sensorless control of PMSM [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012,27(8):3817-3825.

- [8] 王要强,马小勇,程志平,等. PMSM 转子初始位置检测分析及 起动策略[J]. 电力自动化设备,2016,36(9):156-161,168.
 WANG Yaoqiang, MA Xiaoyong, CHENG Zhiping, et al. PMSM initial rotor position detection and startup strategy[J]. Electric Power Automation Equipment,2016,36(9):156-161,168.
- [9]高道男,陈希有.一种改进的永磁同步电机模型预测控制[J].
 电力自动化设备,2017,37(4):197-202,217.
 GAO Xiaonan, CHEN Xiyou. Improved model predictive control of permanent magnet synchronous motor[J]. Electric Power Automation Equipment,2017,37(4):197-202,217.
- [10] CAVALLARO C, TOMMASO A O D, MICELI R, et al. Efficiency enhancement of permanent magnet synchronous motor drives by online loss minimization approaches[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2005, 52(4):1153-1160.
- [11] 符荣,窦满峰. 电动汽车驱动用内置式永磁同步电机直交轴电
 感参数计算与实验研究[J]. 电工技术学报,2014,29(11):
 30-37.

FU Rong, DOU Manfeng. *D*-axis and *Q*-axis inductance calculation and experimental research on interior permanent magnet synchronous motors for EV[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 29(11); 30-37.

[12] 刘军,吴春华,黄建明,等. 一种永磁同步电机参数测量方法
[J]. 电力电子技术,2010,44(1):46-48.
LIU Jun, WU Chunhua, HUANG Jianming, et al. The parameter measurement of permanent magnet synchronous motor [J]. Power Electronics,2010,44(1):46-48.

[13] 刘金海,陈为,胡金高. 永磁同步电机 dq 电感参数新实验获取 法[J]. 电工技术学报,2014,29(7):97-103.
LIU Jinhai, CHEN Wei, HU Jingao. Novel experimental methods of acquiring dq inductance of permanent magnet synchronous motors
[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2014,29(7): 97-103.

- [14] FERNANDEZ-BERNAL F, GARCIA-CERRADA A, FAURE R. Determination of parameters in interior permanent-magnet synchronous motors with iron losses without torque measurement [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2001, 37(5):1265-1272.
- [15] LEE J, NAM K, CHOI S, et al. Loss-minimizing control of PMSM with the use of polynomial approximations [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24(4):1071-1082.

作者简介:



张兴华(1963—),男,广东始兴人,教 授,博士,主要从事电机驱动控制和复杂系 统控制方面的研究(E-mail:zxhnjut@163. com)。

Electric field simulation and sheds optimization of anti-icing and anti-lightning insulator under heavy icing condition

LU Jiazheng, XIE Pengkang, FANG Zhen, JIANG Zhenglong

(State Key Laboratory of Disaster Prevention & Reduction for Power Grid Transmission and Distribution Equipment,

State Grid Hunan Electric Power Corporation Disaster Prevention & Reduction Center, Changsha 410007, China)

Abstract: In order to analyze the electric field distribution of anti-icing and anti-lightning insulator under heavy icing conditions, and further accomplish the shed structure optimization and the distortion alleviation of electric field caused by icing, the finite element simulation model of 220 kV anti-icing and anti-lightning insulator is proposed. The electric field distributions of insulators with different shed structures under clean and icing conditions are calculated, based on which the shed structures are optimized and the electric field distributions of anti-icing and anti-lightning insulator before and after optimization are compared. The simulative results illustrate that the shed structure has very limited influence on the electric field under clean conditions, and the distortion of electric field caused by heavy icing can be alleviated effectively under icing conditions when the number of extra-large shed is 5. Optimized shed structures can alleviate the distortion of electric field caused by icing, which contributes to the improvement of icing flashover voltage.

Key words: electric insulators; icing; electric field distribution; sheds optimization; flashover voltage; finite element simulation model

.....

(上接第 198 页 continued on page 198)

Parameter measurement of interior permanent magnet synchronous motor model considering iron losses

ZHANG Xinghua, TONG Xinyu, LIU Wei

(College of Electrical Engineering and Control Science, Nanjing Tech University, Nanjing 211816, China)

Abstract: A novel method to measure the parameters of interior permanent magnet synchronous motor considering iron losses is proposed. Based on the permanent magnet synchronous motor drive control platform commonly used in laboratories, the principles and methods to measure permanent magnet flux linkage, stator resistance, equivalent iron loss resistance and d- and q-axis inductances of the interior permanent magnet synchronous motor are described in detail. The proposed method has the advantages of clear theoretical concept, easy implementation and excellent versatility. The effectiveness and feasibility of the proposed method are validated by a practical test.

Key words: interior permanent magnet synchronous motor; electric motor model; iron loss; parameter measurement

204