

基于 ANSYS 的永磁同步电机场路结合电磁设计方法

王建辉, 刘朋鹏, 韦福东

(上海电机系统节能工程技术研究中心有限公司, 上海 200063)

摘要: 提出了一种基于 ANSYS Maxwell 2D 的永磁同步电机(PMSM)场路结合电磁设计方法。通过 ANSYS Maxwell 2D 软件分析计算得出 PMSM 2D 理想电机模型的空载励磁电动势、负载时的励磁电动势、直轴同步电抗和交轴同步电抗参数,并以此修正基于电路和磁路的电磁设计程序中用来计算空载励磁电动势、负载时的励磁电动势、直轴同步电抗和交轴同步电抗参数的校正系数,从而使得 PMSM 的设计结果更加准确。通过该方法设计了 PMSM 并进行了试验。试验结果验证了该设计方法的正确性。

关键词: 永磁同步电机; 电磁设计; 场路结合; ANSYS

中图分类号: TM 351 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2019)05-0017-08

A Field-Circuit Combined Electromagnetic Design Method for Permanent Magnet Synchronous Motor Based on ANSYS

WANG Jianhui, LIU Pengpeng, WEI Fudong

(Shanghai Engineering Research Center of Motor System Energy Saving Co., Ltd.,
Shanghai 200063, China)

Abstract: A field-circuit combined electromagnetic design method for permanent magnet synchronous motor (PMSM) based on ANSYS Maxwell 2D software was presented. Through the analysis and calculation by ANSYS Maxwell 2D software, no-load excitation electromotive force (EMF), excitation EMF under load, and d -axis and q -axis synchronous reactance of ideal 2D model of PMSM were obtained. These parameters were used to correct the correction coefficients in the electromagnetic design program based on circuit method. The correction coefficients related to no-load excitation EMF, excitation EMF under load, and d -axis and q -axis synchronous reactance made the design results of PMSM more accurate. The correctness of this design method was verified by test results of a newly designed PMSM.

Key words: permanent magnet synchronous motor (PMSM); electromagnetic design; field-circuit combination; ANSYS

0 引言

永磁同步电机(PMSM)具有高功率密度、高效率等特点,在电气传动领域应用广泛。PMSM 采用的矢量控制和直接转矩控制,均基于等效的线性稳态模型^[1]。因为实际 PMSM 磁路具有非

线性以及直、交轴磁路耦合的特性^[2-3],所以需要把实际的 PMSM 等效为线性稳态模型。由于 PMSM 转子结构复杂多样以及直、交轴磁路结构不同且存在交叉饱和的影响,故通过解析方法计算其稳态模型的参数具有较大误差。

通过有限元方法可以方便且准确地计算永磁

作者简介: 王建辉(1971—),男,博士,副教授,研究方向为电机设计与控制技术。

刘朋鹏(1991—),男,硕士,研究方向为电机设计与控制设计。

韦福东(1992—),男,硕士,研究方向为电机设计与控制设计。

电机在不同运行状态下的电磁场。文献[4]提出准确计算 PMSM 空载励磁电动势的方法以及电枢反应电抗和负载励磁电动势的“负载法”。因为 2D 有限元模型无法计算端部漏抗, 仅能准确仿真铁心部分的电磁状况, 因此在用 2D 有限元模型计算分析时, 上述“负载法”所计算的电枢反应电抗实际上为电枢反应电抗和除端部漏抗之外的其他漏抗之和, 这里称之为理想 2D 模型的同步电抗。文献[5]采用时步有限元法计算了负载饱和条件下的永磁电机电磁场, 并提出改进矢量图方法。该方法计算所得的定子绕组感应电动势实际上包含了槽漏抗压降和谐波漏抗压降等电机铁心直线部分的结构所形成的漏抗压降; 其提出的改进矢量图和常规矢量图在相同的工作点是等效的。

文献[6]对比了解析法、有限元法的计算结果和试验结果, 认为有限元法能更加准确地计算具有复杂外形的 PMSM 的参数。文献[7]给出一种基于冻结磁导率法和有限元法的稳态参数计算方法。

通过 ANSYS Maxwell 2D 软件可以简单获取电机绕组的励磁电动势, 并且采用冻结磁导率的方法, 获得电机各绕组瞬时的视在和增量两种定义下的自感和互感, 进而通过 dq 变换得到视在和增量两种定义下的直、交轴电抗^[8-9]。在相同负载情况下, 该方法计算所得的直、交轴电抗不同于基于传统线性稳态模型的“负载法”计算得到的直、交轴电抗。

本文提出一种基于 ANSYS Maxwell 2D 的 PMSM 场路结合电磁设计方法, 并通过 ANSYS Maxwell 2D 软件分析和计算得出 PMSM 2D 理想电机模型确定运行工作状态的空载励磁电动势、负载时的励磁电动势、直轴同步电抗和交轴同步电抗参数; 然后通过考虑端部漏抗因素得到实际电机模型的直轴同步电抗和交轴同步电抗, 并修正基于电路和磁路的电磁设计程序中用于计算空载励磁电动势、负载时的励磁电动势、直轴同步电抗和交轴同步电抗参数的校正系数, 从而使得 PMSM 的设计结果更加准确。

1 永磁电机稳态线性模型

一般形式的 PMSM 可以采用双反应理论来

研究。磁钢表贴式 PMSM 可以看作直、交轴电抗近似相等的一般形式 PMSM。当电机稳态运行时, 假设电机材料为线性, 并且采用电动机的正方向规定法则, 电压、电势、电流的基波分量之间有如下电压方程:

$$\mathbf{U} = \mathbf{E}_0 + \mathbf{I}_1 R_1 + j\mathbf{I}_1 X_\sigma + j\mathbf{I}_d X_{ad} + j\mathbf{I}_q X_{aq} \quad (1)$$

式中: $\mathbf{U}$ ——外加的相电压有效值矢量;

$\mathbf{E}_0$ ——每相的励磁电动势有效值矢量;

$\mathbf{I}_1$ ——定子相电流有效值矢量;

R_1 ——定子绕组相电阻;

X_σ ——总漏抗;

$\mathbf{I}_d$ ——直轴电枢电流有效值矢量;

X_{ad} ——直轴电枢反应电抗;

$\mathbf{I}_q$ ——交轴电枢电流有效值矢量;

X_{aq} ——交轴电枢反应电抗。

$$I_d = I_1 \sin \psi \quad (2)$$

$$I_q = I_1 \cos \psi \quad (3)$$

$$I_1 = I_d + I_q \quad (4)$$

其中: ψ 为 $\mathbf{I}_1$ 与 $\mathbf{E}_0$ 的夹角, 称为内功率因数角, $\mathbf{I}_1$ 超前于 $\mathbf{E}_0$ 时 ψ 为正。

由于 2D 有限元电机仿真模型的漏抗不包含端部漏抗, 因此需要把电机的漏抗分为两部分: 一部分为 2D 有限元电机仿真模型的漏抗 X_1 ; 另一部分为端部漏抗 X_e 。即:

$$X_\sigma = X_1 + X_e \quad (5)$$

因此有:

$$X'_d = X_{ad} + X_1 \quad (6)$$

$$X'_q = X_{aq} + X_1 \quad (7)$$

式中: X'_d, X'_q ——2D 有限元电机仿真模型的同步电抗。

因而有:

$$X_d = X'_d + X_e \quad (8)$$

$$X_q = X'_q + X_e \quad (9)$$

式中: X_d, X_q ——实际电机的同步电抗。

设 2D 有限元电机仿真模型每相的励磁电动势有效值矢量为 $\mathbf{E}_1$, 则:

$$\mathbf{U} = \mathbf{E}_1 + \mathbf{I}_1 R_1 + j\mathbf{I}_1 X_e \quad (10)$$

$$\mathbf{E}_1 = \mathbf{E}_0 + j\mathbf{I}_1 X_1 + j\mathbf{I}_d X_{ad} + j\mathbf{I}_q X_{aq} \quad (11)$$

$$\mathbf{E}_1 = \mathbf{E}_0 + j\mathbf{I}_d X'_d + j\mathbf{I}_q X'_q \quad (12)$$

$$\mathbf{U} = \mathbf{E}_0 + \mathbf{I}_1 R_1 + j\mathbf{I}_d X_d + j\mathbf{I}_q X_q \quad (13)$$

永磁电机 2D 有限元模型的矢量图如图 1 所示。实际永磁电机矢量图如图 2 所示。

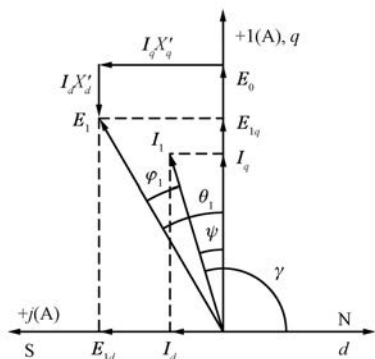


图1 永磁电机 2D 有限元模型的矢量图

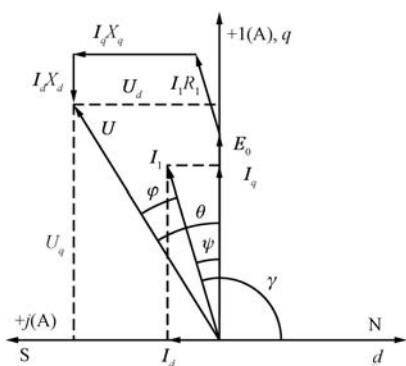


图2 实际永磁电机矢量图

2 2D 有限元模型稳态参数的计算方法

2.1 2D 有限元模型的空载励磁电动势

空载时, 电流 I_1 为零。因此, 根据式 (12), 有:

$$E_1 = E_0 \quad (14)$$

通过 ANSYS Maxwell 2D 建立永磁电机模型后, 可以给定电流源, 并给定电流为零。

以 1 台 22 kW、1 500 r/min、8 极的插入式 PMSM 举例说明。该电机的 2D 有限元模型如图 3 所示。

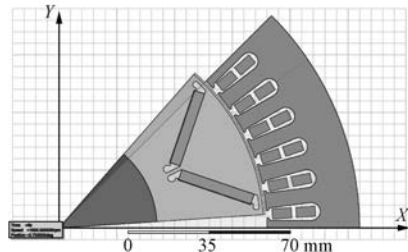


图3 永磁电机的 2D 有限元模型

设定电机转速后, 计算 1 个周期时间的 2D 瞬态运动电磁场, 即电机转动 1 对极的角度。旋转运动的初始位置如图 3 所示。

通过后处理模块可得电机任意一相绕组上励磁电动势。取 A 相的励磁电动势, 如图 4 所示。

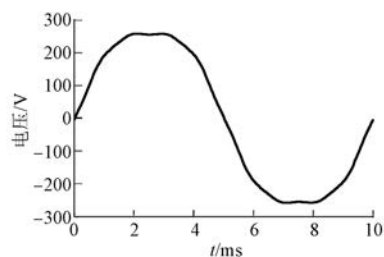


图4 A 相的空载励磁电动势

对该 A 相的励磁电动势作快速傅里叶变换 (FFT) 可得幅值频谱如图 5 所示 (取前 10 次谐波)。

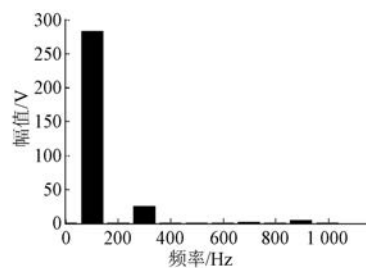


图5 A 相空载励磁电动势的幅值频谱

由图 5 可见, A 相的空载励磁电动势的基波幅值为 282.693 5 V, 其有效值为

$$E_1 = E_0 = \frac{282.693\ 5}{\sqrt{2}} = 199.89\ \text{V} \quad (15)$$

对该 A 相的励磁电动势做 FFT 变换后, 可得幅角频谱如图 6 所示 (取前 10 次谐波)。

由图 6 可得 100 Hz 频率的基波的幅角为 $-1.586\ 5\ \text{rad}$, 转换为角度即 -90.9° 。由于 FFT 所

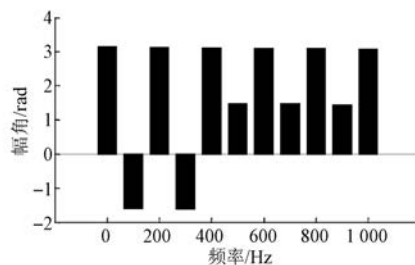


图6 A 相空载励磁电动势的幅角频谱

得的幅角是余弦函数的相位角,电流表达式为

$$\sqrt{2}I_1\cos(2\pi100t-90.9^\circ)\tag{16}$$

转换成 sin 函数后为

$$\begin{aligned}\sqrt{2}I_1\sin(2\pi100t-90.9^\circ+90^\circ)=\\ \sqrt{2}I_1\sin(2\pi100t-0.9^\circ)\end{aligned}\tag{17}$$

即需要在 FFT 所得幅角的基础上加上 90° , 才能得到对应的电压正弦函数相位角,也就是励磁电动势矢量 E_1 和 q 轴的夹角,即功率角 θ_1 。

理论上空载时功率角 θ_1 应为 0° ,实际有限元计算得到的是 -0.9° ,可以认为基本一致。有一定误差的原因是瞬态运动场的计算步长较大,本文例子设定的步长为电角度 3.6° 。

2.2 2D 有限元模型负载时的励磁电动势、直轴同步电抗和交轴同步电抗

为了计算 2D 有限元模型负载时的励磁电动势、直轴同步电抗和交轴同步电抗,根据文献[3]介绍的“负载法”,需要给定 2 个比较接近的电流源。

电流幅值通过如下参数和公式计算确定:
 $P_N=22\text{ kW}$ 、 $U_N=365\text{ V}$ (380 V 的电源考虑变频器压降后设为电机的 365 V 端电压)、 $\eta=94.88\%$ (设定)、 $\cos\varphi=0.988\ 5$ (设定)。

$$I_1=\frac{P_N}{\sqrt{3}U_N\cos\varphi\cdot\eta}=37.10\text{ A}\tag{18}$$

2 个电流源的有效值为 I_{1a} 、 I_{1b} ,幅值设定为 I_{1amax} 、 I_{1bmax} :

$$I_{1amax}=I_{1bmax}=\sqrt{2}I_1=52.47\text{ A}\tag{19}$$

取电流相位角 $\psi=19.85^\circ$,因此 2 个电流源的相位角可以设为 $\psi_a=18.85^\circ$ 、 $\psi_b=20.85^\circ$,两者相差 2° 。

在 ANSYS Maxwell 2D 模型中,采用参数扫描的方式,计算 2 个不同相位角度 ψ_a 和 ψ_b 的电流源激励下的负载电磁场,计算的运动瞬态的时长也是一个周期;运动的起始位置和计算空载励磁电动势一样,即起始位置如图 3 所示。

计算完成后,在后处理模块下画出 A 相励磁电动势的图形,如图 7 所示。

其幅值频谱和幅角频谱(取前 10 次谐波)如图 8 和图 9 所示。

整理其基波为 100 Hz 时的幅值和幅角,如表 1 所示。

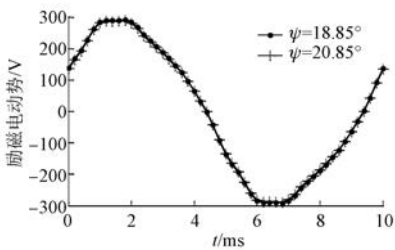


图 7 负载时 A 相的励磁电动势

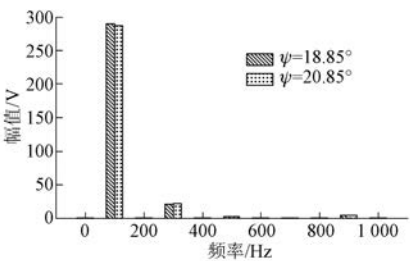


图 8 负载时 A 相励磁电动势的幅值频谱

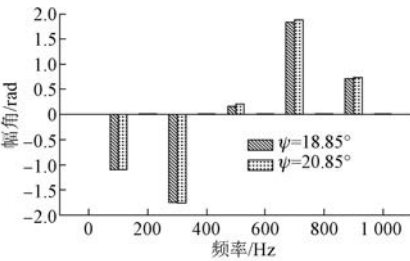


图 9 负载时 A 相励磁电动势的幅角频谱

表 1 负载时 A 相励磁电动势的幅值和幅角

工作点	幅值/V	幅角/rad
a(18.85°)	289.597 5	-1.102 4
b(20.85°)	286.773 0	-1.103 0

根据表 1 数据计算可得每相励磁电动势的有效值 E_1 和功率角 θ_1 ,如表 2 所示。

表 2 负载时 A 相的励磁电动势的有效值和功率角

工作点	E_1/V	$\theta_1/(^\circ)$
a(18.85°)	204.776	26.836 3
b(20.85°)	202.779	26.803 5

根据图 1,可得:

$$E_{1da}=E_{1a}\cdot\sin\theta_1\tag{20}$$

$$E_{1qb}=E_{1b}\cdot\cos\theta_1\tag{21}$$

$$I_{da}=I_{db}=I_1\cdot\sin\psi\tag{22}$$

I_{qa} = I_{qb} = I₁ · cos ψ (23)

因此有：

E_{1da} = I_{qa}X'_q (24)

E_{1db} = I_{qb}X'_q (25)

E_{1qa} = E₀ - I_{da}X'_d (26)

E_{1qb} = E₀ - I_{db}X'_d (27)

通过式(24)和式(25)均可得 X'_q，即：

X'_q = E_{1da} / I_{qa} (28)

X'_q = E_{1db} / I_{qb} (29)

当 ψ_a 和 ψ_b 趋于一致时,式(19)和式(26)计算结果也趋于相等。为了得到 ψ = 19.85°时较为准确的 X'_q值,可以取式(28)和式(29)的算术平均值为最终的 X'_q计算结果,即：

X'_q = 1/2 (E_{1da}/I_{qa} + E_{1db}/I_{qb}) (30)

联立式(26)和式(27),可得：

X'_d = (E_{1qa} - E_{1qb}) / (I_{db} - I_{da}) (31)

E₀ = E_{1qa} + I_{da}X'_d (32)

通过计算上述公式可得负载时的励磁电动势和直交轴电抗结果,如表 3 所示。

表 3 负载时的励磁电动势和直、交轴电抗

参数名称	E ₀	X' _d	X' _q
计算结果	199.746	1.420 1	2.632 7

从表 3 可以看到,负载时的励磁电动势 E₀ 略小于空载时的励磁电动势。为了区别两者,空载时励磁电动势的符号改为 E'₀。

负载时的励磁电动势、直轴同步电抗和交轴同步电抗随着负载状态的不同,其值均不同。

3 采用 ANSYS Maxwell 2D 有限元软件内置方法计算直交轴电抗

在 ANSYS Maxwell 2D 有限元软件的 2D Design Settings 中,选择“Compute Inductance Matrix”,并可选择“Apparent”和“Incremental”,即视在和增量两种定义形式的电感,然后扫描计算第 2.2 节所述电流源,可以通过 dq 变换获取一个周期内随时间变化的直轴和交轴电感。图 10 所

示为视在电感形式的直轴和交轴电感。

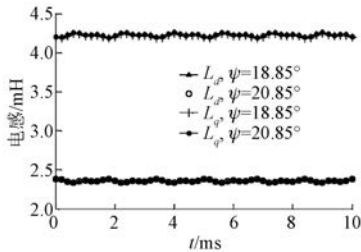


图 10 直轴和交轴电感(视在电感)

取一个周期的平均值,并把电感转化为电抗,可得表 4 所示结果。

表 4 用 ANSYS Maxwell 2D 有限元软件内置方法计算的直、交轴电感和电抗 Ω

电感形式	参数	a	b	(a+b)/2
视在	X' _d	1.478	1.481	1.479
视在	X' _q	2.650	2.657	2.653
增量	X' _d	1.209	1.221	1.215
增量	X' _q	1.732	1.742	1.737

可以看到采用磁导率冻结法得到的视在电感对应的直、交轴同步电抗值与采用前面介绍的“负载法”计算的结果相近,与“负载法”结果对比:直轴同步电抗的相对误差为 4.2%,交轴同步电抗的相对误差为 0.8%。

当电机磁路趋于饱和时,两种方法的结果差别将增大。当电机定子电流增大至原来的 1.5 倍时,其直轴同步电抗的误差为 5.8%,交轴同步电抗的误差为-4.8%。

因为电机控制采用反馈控制等算法,模型参数不需要非常精确,所以上述视在电抗或者“负载法”得到的直、交轴同步电抗均可以作为电机的控制参数。

4 场路结合的电机分析设计方法及参数校正

4.1 电机分析设计程序的总体结构

电机分析设计程序的总体结构如图 11 所示。图 11 中,程序从上到下、从内到外分为 3 个循环。

4.2 空载磁路、电路计算及空载励磁电动势校正

采用传统的电机设计方法^[4,10],计算电机一个极的磁路。

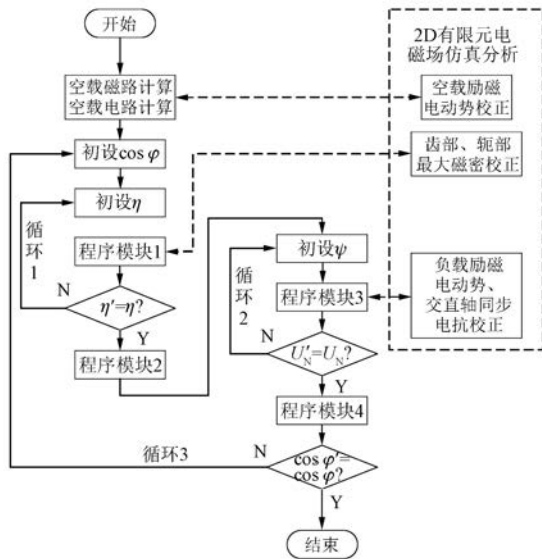


图 11 分析设计程序总体结构

4.2.1 空载磁路计算

首先确定永磁体磁通的基值和磁势的基值为

$$\phi_r = A_m B_r \quad (33)$$

$$F_r = h_m H_c \quad (34)$$

式中： A_m ——垂直于磁钢充磁方向的表面积；

B_r, H_c ——工作温度下的剩余磁感应强度和矫顽力；

h_m ——磁钢充磁方向的厚度。

初设磁钢标么值 $b_p = 0.8$ ，则磁钢上的磁通为

$$\phi_m = \phi_r b_p \quad (35)$$

磁钢表面的磁通为

$$B_m = B_r b_p \quad (36)$$

则可得气隙磁通为

$$\phi_g = \frac{\phi_m}{\sigma} \quad (37)$$

式中： σ ——漏磁系数。

气隙磁密为

$$B_g = \frac{\phi_g}{\alpha_{pp} L_{ef} \tau} \quad (38)$$

式中： α_{pp} ——计算极弧系数；

τ ——极距， $\tau = \frac{\pi D_{il}}{2p}$ ， D_{il} 为定子内径， p 为极对数；

L_{ef} ——电枢计算长度， $L_{ef} = L + 2g$ ， g 为气隙单边长度， L 为铁心叠长。

通过计算气隙和定转子齿部、轭部的外磁路

磁势，可得外磁路的总磁势压降 F_a ，其标么值为

$$f_p = \frac{F_a}{F_r} \quad (39)$$

可以求得空载线斜率为

$$k = \frac{b_p}{f_p} \quad (40)$$

其与退磁曲线的交点为工作点，工作点的磁通标么值为

$$b = \frac{k}{k + 1} \quad (41)$$

将该值与初定磁钢标么值 b_p 进行迭代计算。对于退磁曲线为线性的钕铁硼稀土永磁体，只需迭代 1 次，即可得到气隙磁通 ϕ_g 。

4.2.2 空载电路计算

空载电路计算的目的是在空载磁路计算基础上计算得到空载励磁电动势和其他电路相关参数。

以双层叠绕组为例做简单说明。

确定每槽导体数 N_c 、并联支路数 a ，求出每相串联匝数：

$$N_1 = \frac{N_c Z}{6a} \quad (42)$$

式中： Z ——定子槽数。

每相的空载励磁电动势为

$$E_1 = \sqrt{2} \pi f N_1 k_w \phi_g \quad (43)$$

式中： f ——频率；

k_w ——绕组系数。

该空载励磁电动势应该与第 2.1 节空载电磁场计算所得的空载励磁电动势一样。空载电磁场计算时采用与“路”方法相同的电磁设计参数，如磁钢材料、定转子尺寸、绕组匝数和型式。如果电路计算所得的空载励磁电动势和空载电磁场计算所得的励磁电动势不一样，则需要调整式 (37) 的漏磁系数 σ ，使电路计算所得的空载励磁电动势等于空载电磁场计算所得的励磁电动势。

4.3 分析设计循环 1

循环 1 以效率为迭代值。电机设计的要求规定了电机的额定功率 P_N 、额定电压 U_N 、额定转速 n_N 、额定效率 η 、额定功率因数 $\cos \varphi$ 。以 η 和 $\cos \varphi$ 为初设的效率，计算得到相电流（以 Y 型连接为例）：

$$I_N = \frac{P_N}{\sqrt{3} U_N \eta \cos \varphi} \quad (44)$$

铜耗为

$$P_{cu} = 3 I_N^2 R_1^2 \quad (45)$$

机械损耗 P_{jx} 和杂散损耗 P_{zs} 可根据经验确定。杂散损耗 P_{zs} 在没有经验值时, 取额定功率的一定百分比, 例如 1%, 后续通过试验校正这个百分比。

定子铁耗 P_{Fe} 根据传统的经验公式计算, 转子铁耗计入到上述杂散损耗中。

在 2D 电磁场计算后, 经验公式所用到的定子齿部磁密最大值 B_{lm} 和轭部磁密最大值 B_{jm} , 可以采用电磁场计算后处理得到的值来代替。

最后可得电机的总损耗、输入功率和效率为

$$P_s = P_{Fe} + P_{Cu} + P_{jx} + P_{zs} \quad (46)$$

$$P_1 = P_N + P_s \quad (47)$$

$$\eta' = \frac{P_N}{P_1} \times 100\% \quad (48)$$

该效率 η' 的计算值和初设值 η 不一致时, 需要迭代计算, 直至收敛。

该循环确定了效率 η 的迭代值, 并间接地确定了额定电流 I_N 的迭代值。

4.4 分析设计循环 2

循环 2 以内功率因数角 ψ 为迭代值。

已知电流 I_N , 根据电压 U_N 、 R_1 、 X_d 、 X_q 和 E_0 , 用迭代法计算可得对应的内功率因数角 ψ 、功率因数角 φ 。其计算过程如下。

根据 I_N 和初设的 ψ , 计算得到 U'_N 和 θ 。

$$I_d = I_N \sin \psi \quad (49)$$

$$I_q = I_N \cos \psi \quad (50)$$

$$U_d = I_q X_q + I_d R_1 \quad (51)$$

$$U_q = E_0 + I_q R_1 - I_d X_d \quad (52)$$

$$U'_N = \sqrt{U_d^2 + U_q^2} \quad (53)$$

由 $x = U_q$ 、 $y = U_d$ 决定坐标点矢量 (x, y) 的幅角为 θ , 即:

$$\theta = \begin{cases} \arctan \frac{U_d}{U_q} + 180^\circ & U_q < 0 \\ \arctan \frac{U_d}{U_q} & U_q \geq 0 \end{cases} \quad (54)$$

当 U'_N 和 U_N 不符合时, 改变 ψ 角, 直至 $|U'_N - U_N| < \varepsilon$ 。 ε 为收敛精度。如果迭代不收敛, 或

者无法等于 U_N , 则说明电机的设计参数不合理, 例如匝数过大或过小。此时需要重新设计后计算。

该循环中用到了 X_d 、 X_q 和 E_0 等 PMSM 参数, 这几个参数的计算方法介绍如下。

定子的主电抗^[10]为

$$X_m = 4 f \mu_0 \frac{3}{\pi} \frac{(N_1 k_w)^2}{p} L_{ef} \frac{\tau}{g_{ef}} \quad (55)$$

式中: g_{ef} ——等效气隙, $g_{ef} = g + g_h$ 。

设:

$$X'_d = k_d X_m \quad (56)$$

$$X'_q = k_q X_m \quad (57)$$

其中: k_d 为 X'_d 对 X_m 之比; k_q 为 X'_q 对 X_m 之比。

k_d 和 k_q 的初值根据经验确定。例如, 对于 IPM 电机, 取 $k_q = 0.6$ 、 $k_d = 0.3$ 。

设:

$$E_0 = k_{ep} E'_0 \quad (58)$$

初始时, $k_{ep} = 1$, 即让负载时的励磁电动势等于空载时的励磁电动势, E'_0 为空载励磁电动势。

当通过上述迭代计算得到收敛的 I_N 和 ψ 后, 可以采用第 2.2 节的方法, 采用 2 个电流源 (I_N , $\psi - 1^\circ$) 和 (I_N , $\psi + 1^\circ$), 通过 2D 电磁场分析, 计算得到 E_0 、 X'_d 和 X'_q 。

根据式 (8) 和式 (9), 可以计算得到 X_d 和 X_q , 其中端部漏抗 X_e 采用经验公式^[10] 计算可得:

$$X_e = 4 \pi f \mu_0 \frac{N_1^2}{pq} L_{ef} \lambda_e \quad (59)$$

式中: p ——极对数;

q ——每极每相槽数;

λ_e ——端部比漏磁导。

为了使式 (56) ~ 式 (58) 计算的值和上述 2D 电磁场分析所得较为准确的 E_0 、 X'_d 和 X'_q 一致, 修改 k_d 、 k_q 和 k_{ep} 等 3 个校正系数。

4.5 综合设计循环 3

综合设计循环 1 和循环 2 迭代计算后, 可得功率因数角:

$$\varphi' = \theta - \psi \quad (60)$$

从而可得功率因数的计算值 $(\cos \varphi)' = \cos \varphi'$ 。该值应与初设的功率因数 $\cos \varphi$ 一致, 否则进行迭代计算, 直至收敛。

5 样机验证

按照该方法设计的 1 台变频调速 PMSM 的主

要参数和试验结果如表 5 所示。

表 5 样机参数和试验结果

参数名称	参数值	参数名称	参数值
额定功率/kW	22	硅钢片材料	50~470
额定转速/(r·min ⁻¹)	1 500	外径/mm	260
机座号	160	定子内径/mm	180
极数	8	叠长/mm	200
定子槽数	48	匝数	30
磁钢牌号	N38SH	并联支路数	4
试验效率/%	94.71	设计效率/%	94.88
试验功率因数	0.990	设计功率因数	0.989
定子温升/K	43.1	永磁体重量/kg	3.7
铜线重量/kg	9.0	硅钢片净重/kg	46.8

上述电机效率达到了 GB 30253—2013 变频永磁 1 级标准(94.7%)。

试验结果证明了所提设计方法的正确性。

6 结 语

本文介绍了一种通过 ANSYS Maxwell 2D 软件计算 PMSM 空载励磁电动势、负载时的励磁电动势、直轴同步电抗和交轴同步电抗的方法,并在电机设计分析程序中通过校正系数使得基于“路”的分析设计程序在相同的输入条件下与“场”的方法计算得到的较为准确的电机性能输出结果一致,形成了具有实用价值的场路结合的电磁设计方法,为快速而准确地设计永磁电机提供了新思路。

【参 考 文 献】

[1] 王成元,夏加宽,孙宜标.现代电机控制技术[M].

北京:机械工业出版社,2009.

[2] STUMBERGER B,STUMBERGER G,DOLINAR D, et al.Evaluation of saturation and cross-magnetization effects in interior permanent-magnet synchronous motor [J]. IEEE Transactions on Industry Applications,2003,39(5): 1264.

[3] 刘金海,陈为.表贴式永磁同步电机准稳态多参数在线辨识[J].电工技术学报,2016,31(17): 154.

[4] 唐任远.现代永磁电机理论与设计[M].北京:机械工业出版社,1997.

[5] 李和明,张健,刘明基,等.基于时步有限元的永磁同步电机稳态参数改进计算方法[J].电工技术学报,2012,27(4): 35.

[6] GIERAS J F,SANTINI E,WING M. Calculation of synchronous reactances of small permanent-magnet alternating-current motors: comparison of analytical approach and finite element method with measurements[J].IEEE Transactions on Magnetics, 1998,34(5): 3712.

[7] 李和明,张健,罗应立,等.考虑交叉饱和影响的永磁同步电机稳态参数有限元分析[J].中国电机工程学报,2012,32(12): 104.

[8] DUTTA R,RAHMAN M F. A comparative analysis of two test methods of measuring *d*- and *q*-axes inductances of interior permanent-magnet machine [J].IEEE Transactions on Magnetics,2006,42(11): 3712.

[9] 王玉彬,孙建鑫.分数槽集中绕组嵌入式永磁同步电机设计[J].电工技术学报,2014,29(5): 70.

[10] 陈世坤.电机设计[M].2 版.北京:机械工业出版社,1990.

收稿日期: 2018-12-12

声 明

本刊已许可万方数据、重庆维普、中国学术期刊(光盘版)电子杂志社、北京世纪超星信息技术发展有限责任公司在其网站及其系列数据库产品中以数字化方式复制、汇编、发行、信息网

络传播本刊全文。该社著作权使用费与本刊相关费用抵消。如作者不同意文章被收录,请在来稿时向本刊声明,本刊将做适当处理。

《电机与控制应用》编辑部