

同步磁阻电机性能分析与研究*

姚丙雷, 王鸿鹄

(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: 针对永磁同步电动机(PMSM)用材多、成本高等问题, 开发了成本低、效率高的同步磁阻电机(SRM)产品, 在部分工况下替代 PMSM, 实现高效率电动机的推广。对 2.2 kW、4 极 SRM 的结构、电磁参数、控制方式等关键技术展开研究, 为产品的系列化设计提供了理论基础, 对电机设计人员有一定的参考价值。

关键词: 同步磁阻电机; 有限元分析; 高效率; 电磁参数

中图分类号: TM 352 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2018)11-0061-05

Performance Analysis and Research of Synchronous Reluctance Motor*

YAO Binglei, WANG Honghu

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

Abstract: Permanent magnet synchronous motors have many problems such as high consumables and high cost. So synchronous reluctance motor with low cost and high efficiency was developed to replace permanent magnet synchronous motors under certain conditions, and to promote the use of high-efficiency motors. The key technologies of the 2.2 kW, 4-pole synchronous reluctance motor such as its structure, electromagnetic parameters, and control methods were studied. A theoretical basis was provided for the serialized design of the product. It has a certain reference for motor designers.

Key words: synchronous reluctance motor; finite element analysis; high efficiency; electromagnetic parameters

0 引言

全球能源消耗逐年快速增长, 电机耗电量约占全社会用电量的 60%, 提升电机能效势在必行。相对于通用的感应电动机, 永磁同步电动机(Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM)以更高的效率、紧凑的结构等优点而受到关注, 然而 PMSM 采用的是高性能稀土永磁材料, 稀土材料储备量少且价格较高, 越来越多的科研院所、生产企业开始寻求 PMSM 的替代产品, 希望在电机性能不变的前提下利用铁氧体等廉价永磁体甚至完全去除永磁材料来降低电机成本。

同步磁阻电机(Synchronous Reluctance Motor, SRM)是一种高性能电机, 主要利用转子磁阻不均匀产生电磁转矩。SRM 中不放置或仅用

少量铁氧体永磁材料, 成本低于稀土 PMSM; 不存在失磁问题, 较 PMSM 具有更高的可靠性; SRM 由于没有转子铸铝, 故没有转子铜耗, 较感应电机具有更高的效率。许多知名学者对 SRM 进行了详细的研究^[1-3], 未来市场前景广阔。

针对高效电机市场的需求, 对 SRM 进行了关键技术研究 and 产品开发工作。本文结合 2.2 kW、4 极电机的参数, 对 SRM 的结构、电磁参数、控制方式进行了研究与分析, 可给电机设计人员提供参考。

1 电机结构及外形

电机机座号 H100, 功率 2.2 kW, 极数 4, 基准电压 380 V, 基准频率 50 Hz, 电机定子槽数 36, 采用单层绕组, 槽满率 79.5%。由于电机变频调速,

* 基金项目: 普陀区科技创新项目(2017Q002A)

作者简介: 姚丙雷(1976—), 男, 高级工程师, 研究方向为永磁电机。

因此,电机非轴伸端带轴流风机,强迫风冷。电机定子冲片采用 YX3 冲片,转子冲片为永磁体内置式结构型式,永磁体槽三层 U 形排列,铁心材料同定子冲片,为 50WW310。定转子模型如图 1 所示。同步磁阻永磁电机为永磁体辅助式同步电动机,与普通 RMSM 相比,反电动势小,因此,选用成本相对低廉的铁氧体,牌号为 Y35。

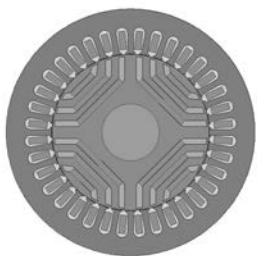


图 1 定转子模型

2 电磁方案分析

2.1 有限元模型

电机电磁的有限元分析,有多种工具软件可供选择,不同软件各有特色。有些软件易于使用,但编程灵活性稍显不足。一些高校和科研机构自行开发的软件灵活性好,但功能扩充不易且编程、调试工作量较大。本文以 Ansoft Maxwell 为基础进行仿真计算,在仿真过程中考虑了电机的磁路饱和及磁路的空间分布,保证计算精度。

根据指标要求,采用经典磁路法对永磁伺服电机进行初步的电磁设计,并对电磁方案进行有限元仿真。有限元分析计算是模拟电机的瞬态运动过程,可较为准确地计算电压波形、电流波形、转矩状态、损耗等,建立的 2D 电磁场仿真模型如图 1 所示。

2.2 同步磁阻永磁电机性能计算

2.2.1 空间反电动势的计算

(1) 静态场法。使用静态场计算电机的空载特性是一种常用的等效计算方法。同步磁阻永磁电机在空载的情况下,将电机定子中的电流移除,电机内部的磁场由永磁体产生,计算静态磁场分布,如图 2 所示。磁力线由永磁体的 N 极到永磁体的 S 极,形成一个 4 极的永磁电机。从电机磁力线分布可以看出,由于转子内部有很多的永磁体槽,导致永磁体路径不顺畅,导致了漏磁产生,这也是同步磁阻永磁电机的特点。

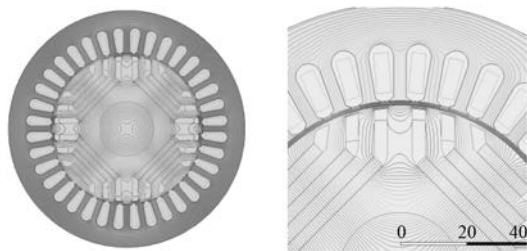


图 2 空载磁场分布

在同步磁阻永磁电机中,永磁体的主要作用是励磁、提高功率因数,永磁体含有量较小,空载时气隙磁密由永磁体产生,提取一对极下气隙中间圆弧上各节点法向磁密 B_n ,以电角度作为横坐标生成曲线,如图 3(a)所示,对其进行谐波分析,各次谐波如图 3(b)所示,基波幅值为 0.170 5 T,与稀土 PMSM 气隙磁密(一般在 0.6~0.8 T 范围)相比,数值较小。

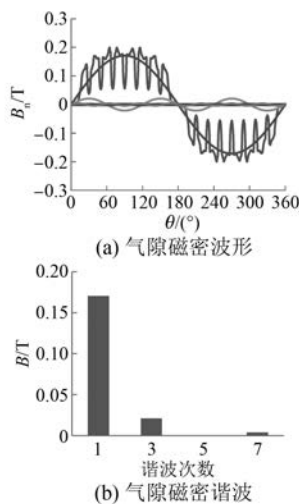


图 3 气隙磁密基波及谐波

根据以上谐波分析的结果,进行了谐波畸变率(THD)计算:

$$\text{THD} = \sqrt{\sum_{n=2}^7 \left(\frac{B_n}{B_1} \right)^2} \times 100\% = 12.53\%$$

根据永磁体产生的谐波磁密以及电动机定子的结构尺寸,由谐波电动势有效值公式计算空载谐波反电动势为

$$E_{0n} = 4.44 f_n N k_{apn} \left(\frac{2}{\pi} B_{nm} \tau_n L_{eff} \right) \quad (1)$$

式中: n ——谐波次数,取 $n=1, 3, 5, 7$;

f_n ——第 n 次谐波的频率;

k_{dpn} ——第 n 次谐波的绕组系数;

B_{nm} ——第 n 次谐波的磁密;

τ_n ——第 n 次谐波的极弧长度;

L_{eff} ——电机的有效长度。

气隙中的基波及各次谐波磁场随同步磁阻永磁电机的转子同步旋转,产生的空载电动势为 $E_{01} = 58.95 \text{ V}$, $E_{03} = 4.45 \text{ V}$, $E_{05} = 0.14 \text{ V}$, $E_{07} = 0.40 \text{ V}$, $E_{09} = 0.72 \text{ V}$ 。

(2) 时步有限元瞬态场法。选择求解器 Transient Solver 进行分析,定子电流赋值为零,电机转速设置为同步转速 1500 r/min ,设置激励源时应注意选择“strand”,完全按照实际电动机的绕组匝数、并联支路数及铁心长度等设置各选项的内容。电动机空载反电动势的仿真分析结果如图 4 所示。需要说明的是,反电势仿真结果中齿谐波虽然存在,但其谐波次数较高,对反电势幅值的影响不大。对反电动势波形影响较大的低次谐波靠采取的短距、分布和分数槽绕组以及三相对称绕组本身的特点来削弱或抑制。

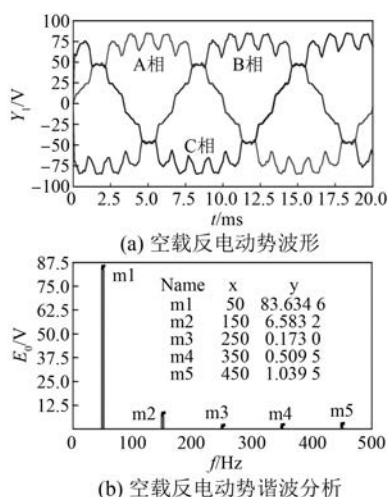


图 4 时步有限元法计算空载反电动势波形和谐波

由图 4 可以看出,时步有限元法计算得到的各次空载反电动势幅值,换算成有效值为 $E_{01} = 59.14 \text{ V}$, $E_{03} = 4.66 \text{ V}$, $E_{05} = 0.12 \text{ V}$, $E_{07} = 0.42 \text{ V}$, $E_{09} = 0.74 \text{ V}$ 。根据以上各次反电动势有效值,可得空载反电动势谐波畸变率 $\text{THD} = 7.99\%$ 。

静态场与时步有限元瞬态场两种方法计算的结果及 THD 比较接近。

2.2.2 负载特性计算

负载特性计算的主要目的是求取给定电压

(或电流)条件下同步磁阻永磁电机电磁功率(或转矩)与转矩角之间的关系。

(1) 矩角特性计算。利用传统的路计算方法,计算出不同功角的电机转矩,得到电机的矩角特性。同步磁阻永磁电机的电磁功率

$$P_{\text{em}} \approx P_1 \approx \frac{mE_0U}{X_d} \sin\theta + \frac{mU^2}{2} \left(\frac{1}{X_q} - \frac{1}{X_d} \right) \sin 2\theta \quad (2)$$

式中: P_1 ——输入功率;

m ——相数;

E_0 ——空载反电动势;

U ——端电压;

X_d, X_q ——直轴、交轴同步电抗;

θ ——转矩角。

除以电动机的机械角速度 Ω , 可得电动机电磁转矩:

$$T_{\text{em}} = \frac{P_{\text{em}}}{\Omega} = \frac{mpE_0U}{\omega X_d} \sin\theta + \frac{mpU^2}{2\omega} \left(\frac{1}{X_q} - \frac{1}{X_d} \right) \sin 2\theta \quad (3)$$

式中: ω ——电角速度。

同步磁阻永磁电机的磁路结构非常多样,永磁体呈多层分布结构,传统的磁路法难以满足计算精度的要求,需要用电磁场数值计算的方法来研究电机的性能。

与前述瞬态场计算空载反电动势的方法相同,采用 Ansoft Maxwell 软件进行同步磁阻永磁电机矩角特性计算。将电机转子 d 轴与定子 A 相轴线相对位置重合,电机的激励采用电压源,电压源相位角与功角的大小一致。采用参数化方法对功角扫描,计算不同功角的输出有功,得到矩角特性如图 5 所示。

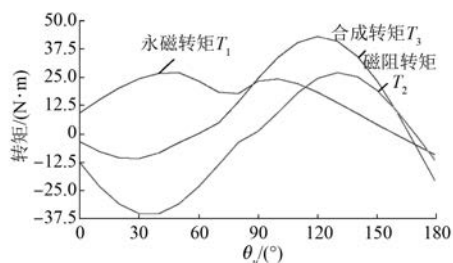


图 5 同步磁阻永磁电机矩角特性曲线

由于 PMSM 直轴同步电抗小于交轴同步电抗,磁阻转矩为一负正弦函数,因此,矩角特性曲

线上转矩最大值所对的转矩角大于 90°电角度, 约为 120°, 对应的最大转矩值为 42.93 N·m, 其中永磁转矩为 18.44 N·m, 占合成转矩的 43.0%, 磁阻转矩为 24.49 N·m, 占合成转矩的 57.0%。此时, 在合成转矩中磁阻转矩起主要作用, 永磁转矩起次要作用。在额定转矩 (14.27 N·m) 时, 电动机的转矩角约为 80°。

矩角特性上的转矩最大值也称为永磁同步电机的失步转矩, 从计算的结果可以计算出, 电动机的失步转矩倍数为 $T_{po} = \frac{T_{max}}{T_N} = \frac{42.93}{14.27} \approx 3.008$, 满足过载倍数的要求。

(2) 电流控制角的计算。瞬态场有限元模型中通过寻找电流弱磁控制角度, 可以确定电机的最佳电流控制角度 (θ_i), 并得出转矩-角度特性曲线。因为有限元模型已经充分考虑了饱和状态和各种材料的特性, 因此通过有限元分析直接得到的电机的基本特性曲线, 可以反映电机的固有特性。

分别计算了电流矢量额定值的有效值的 10%、20%...100% 电流 10 种情况下的最佳电流控制角 θ_i 对应的输出转矩-电流控制角特性曲线, 如图 6 所示。

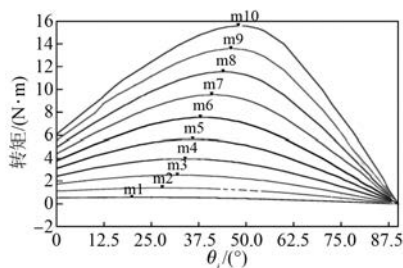


图 6 输出转矩-电流控制角特性曲线

由图 6 可以看出, 随着电流的增加, 输出转矩不断增大, 但对于一个特定的电流, 存在最佳控制角。在此情况下, 可以获得最大输出转矩, 最佳控制角向左减小或向右增加, 输出转矩均降低。不同电流下的最佳控制角不同, 最佳控制角在 20°~50° 范围内, 而且随着电流的增加, 最佳控制角呈增大趋势; 增加同样电流, 较小电流时最佳控制角增加的幅度较大。在电流为 4.5 A 时, 电流最佳控制角为 48°, 此时产生的电磁转矩为 14.5 N·m, 接近额定转矩。

(3) 交直流电抗参数的计算。在同步磁阻永

磁电机中, 永磁体的磁导率近似等于空气磁导率, 交轴电感大于直轴电感。同步磁阻永磁电机电磁转矩的产生主要取决于转子磁路结构的设计, 交、直轴电感是影响同步磁阻永磁电机性能的主要参数。因此, 准确计算同步磁阻永磁电机交、直轴电感对于电机的设计十分重要。

采用 Ansoft Maxwell 有限元计算软件, 根据电机电磁结构参数和额定数据建立电机模型, 利用 Ansoft Magnetostatic 模块计算出电动机三相电感矩阵 L_{uvw} (单位为 mH) 为

$$L_{uvw} = \begin{bmatrix} L_{uu} & L_{uv} & L_{uw} \\ L_{vu} & L_{vv} & L_{vw} \\ L_{wu} & L_{wv} & L_{ww} \end{bmatrix} \quad (4)$$

以上矩阵是电机长度为 1 m 时的数据, 在计算时, 需折算成实际铁心长度。将电感矩阵代入转换公式:

$$L_{dq} = C^{-1} L_{uvw} C \cdot L \quad (5)$$

其中:

$$C = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & 1 \\ \cos(\theta - 120^\circ) & -\sin(\theta - 120^\circ) & 1 \\ \cos(\theta + 120^\circ) & -\sin(\theta + 120^\circ) & 1 \end{bmatrix}$$

式中: L ——电机轴向长度。

计算出电动机的交直流电感如表 1 所示。

表 1 电动机的交直流电感

交轴电感 L_q /mH	直轴电感 L_d /mH	凸极率 ρ
186	39.7	4.12

(4) 电机的功率因数和效率。将电机相电压设置为 220 V, 相位角为 82°, 电机额定运行, 电磁转矩以及电压、电流曲线如图 7、图 8 所示。

由图 7 可以看出, 电机在起动后的 0~120 ms 时间段处于过渡阶段, 在 120 ms 后趋于稳定状态。因此, 选择 120~140 s 时间段电流和电压曲线 (见图 8) 做傅里叶分析, 得到其有效值为

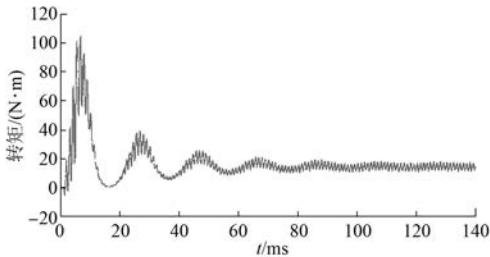


图 7 输出转矩曲线

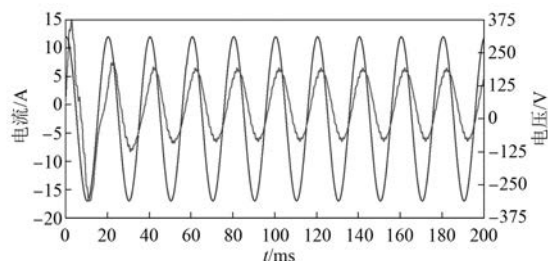


图8 电压、电流曲线

4.47 A, 相位角为 50° , 此时, 电压 U 与电流 I 之间的夹角为 32° , 由此得到 $\cos\Phi = \cos 32^\circ = 0.848$ 。

在上述条件下, 计算电机的输入功率。相电压 220 V, 相电流 4.47 A, 功率因数 $\cos\Phi = 0.848$, 因此, $P_1 = 3 \times 220 \times 4.47 \times \cos\Phi = 2\,416.2\text{ W}$ 。

电机稳定时计算的铜耗为 107.9 W, 铁耗为 34.4 W。参照 YE3 同规格的损耗, 机械损耗为 24.0 W, 附加损耗为输入功率的 1.7%, 即为 41.0 W。因此, 总损耗为 $107.9 + 34.4 + 24.0 + 41.0 = 207.3\text{ W}$, 输出功率为 $2\,416.2 - 207.3 = 2\,214.6\text{ W}$, 效率为 91.4%, 达到了 IE4 效率指标。

3 结 语

本文采用 Ansoft Maxwell 软件, 对 1 台 2.2 kW、4 极 SRM 进行有限元计算, 并对电机的空载反电动势、交直流电感、电流控制角变化规律展开分析, 计算了电机效率、功率因数等主要性能参数。由于同步磁阻永磁电机转子上装有铁氧体等廉价永磁体甚至完全去除永磁材料, 电机成本低、效率高, 市场前景广阔。

【参考文献】

- [1] 赵争鸣. 新型同步磁阻永磁电机发展及现状[J]. 电机电能新技术, 1998, 17(3): 22-25.
- [2] 郭伟, 赵争鸣. 新型同步磁阻永磁电机的结构与电磁参数关系分析[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(11): 124-128.
- [3] 柴凤, 史妍雯, 刘越. 永磁同步磁阻电动机综述[J]. 微特电机, 2015, 43(10): 81-87.
- [4] 收稿日期: 2018-07-06
- [6] EL-SOUSY F F M. Hybrid H_∞ -based wavelet-neural-network tracking control for permanent magnet synchronous motor servo drives[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(9): 3157-3166.
- [7] 刘春强, 骆光照, 涂文聪, 等. 基于自抗扰控制的双环伺服系统[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(23): 7032-7039, 7095.
- [8] 王述彦, 师宇, 冯忠绪. 基于模糊 PID 控制器的控制方法研究[J]. 机械科学与技术, 2011, 30(1): 166-172.
- [9] 柴青, 刘旭东, 罗巨龙, 等. 基于预测控制和模型参考自适应的 PMSM 电流控制[J]. 电气传动, 2018, 48(3): 17-21.
- [10] 王飞宇, 田井呈, 卓克琼, 等. 基于改进模型参考自适应算法的永磁同步电机转动惯量辨识[J]. 电机与控制应用, 2016, 43(8): 63-67, 87.
- [11] SABANOVIC A. Variable structure systems with sliding modes in motion control—a survey[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2011, 7(2): 212-223.
- [12] YU X, WANG B, LI X. Computer-controlled variable structure systems: the state-of-the-art [J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2012, 8(2): 197-205.
- [13] 李政, 胡广大, 崔家瑞, 等. 永磁同步电机调速系统的积分型滑模变结构控制[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(3): 431-437.
- [14] 周硕, 王大志, 高庆忠. 永磁同步电机的非奇异快速终端滑模控制[J]. 电气传动, 2014, 44(11): 51-54.
- [15] 童灵华. 永磁同步电机快速高阶终端滑模控制[J]. 电机与控制应用, 2016, 43(12): 1-5.
- [16] 刘相, 王艳, 严大虎, 等. 基于非奇异终端滑模控制的 PMSM 速度调节(英)[J]. 系统仿真学报, 2017, 29(9): 2109-2114.
- [17] 常雪剑, 刘凌, 崔荣鑫. 永磁同步电机非奇异快速终端可变边界层滑模控制[J]. 西安交通大学学报, 2015, 49(6): 53-59.
- [18] 黄宴委, 刘喆怡, 熊少华, 等. 基于二阶终端滑模优化的电流环滑模控制[J]. 电机与控制学报, 2018, 22(3): 74-81.
- [19] 收稿日期: 2018-05-31

(上接第 33 页)