

高密度永磁同步电机的变参数等效磁网络分析^{*}

陈克慧, 张 琪, 黄苏融
(上海大学, 上海 200444)

摘 要: 针对双“I”型转子结构的内置式高密度永磁同步电机(PMSM), 基于 MATLAB/Simulink 平台提出了一种变参数等效磁网络法, 充分考虑转子漏磁, 且通过变参数环节, 自动调节各部分磁导率, 计算铁心饱和, 提高了变参数等效磁网络法的计算准确性。利用该磁网络, 分析了转子尺寸参数对电机空载电磁性能以及气隙磁密波形的影响, 为高密度 PMSM 初步设计提供了一种有效快速的分析手段。

关键词: 变参数; 等效磁网络; 永磁同步电机; 电机设计

中图分类号: TM 351 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2018)05-0067-05

Analysis of High Density Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Parameter Varying Equivalent Magnetic Network Method^{*}

CHEN Kehui, ZHANG Qi, HUANG Surong
(Shanghai University, Shanghai 200444, China)

Abstract: Based on MATLAB/Simulink a new parameter varying equivalent magnet network method was presented for a double-layer high density IPMSM. It took full consideration of leakage flux of rotor and automatically adjusted the magnetic permeability of each part through a parameter varying segment. Core saturation was taken into account so that the calculation accuracy of parameter varying equivalent magnet network method was greatly promoted. With this network method, the effects of rotor parameters to motor no-load electromagnetic performance and the air gap flux density waveform were analyzed. A fast and efficient way for original design of the high density IPMSM was proposed by the equivalent magnetic network method.

Key words: parameter varying; equivalent magnet circuit method; permanent magnet synchronous motor (PMSM); motor design

0 引 言

高密度永磁电机由于具有高转矩/电流、高功率密度、宽调速、高效率等良好性能, 所以在伺服系统、电动汽车和风力发电等领域得到广泛的应用。高密度永磁电机的仿真优化设计技术与制造工艺也引起人们的高度关注^[1-4]。面对高性能要求和高转矩/电流的挑战, 行之有效的双“I”型、双“V”型、双“U”型以及倒“△”型等新型内置式转

子结构具有波形易调整、磁阻转矩大等特性, 已被广泛应用。此类转子结构参数复杂、变量多, 磁路高度饱和, 优化设计的计算工作量极大^[5-7]。另外, 高密度内置式永磁电机的磁路比较饱和, 磁导非线性, 漏磁十分复杂, 而且漏磁通占比较大, 因此常规磁路法对于内置式永磁电机计算精度较低, 误差较大^[8]。相对于磁路法, 有限元方法精度高, 被广泛地应用于电机电磁性能的仿真计算, 但有限元方法往往依赖于计算机的硬件, 对于多变

^{*} 基金项目: 上海市产学研合作年度计划项目(沪 CXY-2015-014)

作者简介: 陈克慧(1992—), 女, 硕士研究生, 研究方向为永磁电机本体设计。

张 琪(1961—), 女, 教授, 博士生导师, 研究方向为高品质永磁电机和新机构电机的基本理论、设计方法和仿真技术。

黄苏融(1953—), 男, 教授, 博士生导师, 研究方向为汽车电机及控制系统、新结构电机及其控制系统、电机设计与控制技术。

量模型的计算时间较长,不利于电机前期方案的快速评估与方案的确定,因此往往应用于电机设计后阶段的电磁性能校核。

针对这种情况,本文提出了变参数磁网络法来进行高密度永磁同步电机的前期快速设计,并基于双“1”型转子结构的磁路,搭建了 MATLAB/Simulink 平台上的变参数等效磁网络。该变参数磁网络模型模拟了电机定转子结构所对应的空载磁网络,并充分考虑了各部分漏磁通。通过“变参数”环节,使得该磁网络能自动调节各个独立单元的磁导率,可较为准确地计算出各部分磁阻,从而弥补了常规磁网络法的缺陷。由于建立在 Simulink 仿真平台上,避免了求解复杂的数学方程,可实现对电机各种参数以及空载电磁性能等的较为快速且准确的计算。

1 基于 MATLAB/Simulink 平台的变参数等效磁网络

1.1 变参数等效磁网络模型

为了便于分析,作如下假定:(1)不计齿部磁场端部效应;(2)所有永磁体被均匀磁化,且所有磁力线均垂直永磁体进出;(3)考虑齿槽效应。

本文以 48 槽 8 极双“1”型转子结构的永磁同步电机为例,结合有限元分析的磁密分布情况,按照如图 1 所示的分块方法将转子分成几个磁密分布相对比较均匀的部分,分别计算其磁导率、磁阻以及磁密,以达到逼近实际情况的效果。

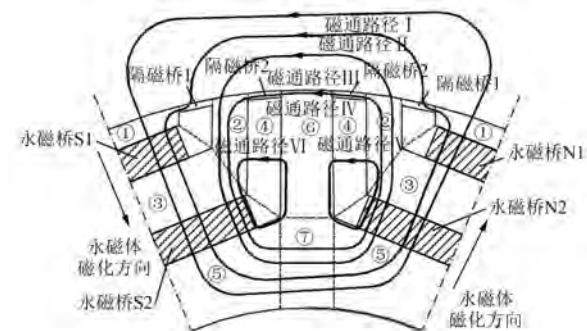


图1 IPM 转子分块及磁通路径

48 槽 8 极电机的每极槽数为 6,因永磁体产生的主磁通路径主要经定子齿轭部构成回路,故假定每极可形成 I、II、III 3 条主磁通路径;上层永磁体在下层永磁体的作用下基本无永磁体端部

漏磁,因此,设 IV、V 和 VI 为内置式永磁体的漏磁通路径。其漏磁通路径如下:

IV: 永磁体 N2→N 极转子块②→N 极隔磁桥 2→转子块⑥→S 极隔磁桥 2→S 极转子块②→永磁体 S2→S 极转子块⑤→转子块⑦→N 极转子块⑤→永磁体 N2。

V: 永磁体 N2→N 极转子块②→N 极转子块④→转子块⑥→转子块⑦→N 极转子块⑤→永磁体 N2。

VI: 永磁体 S2→S 极转子块⑤→转子块⑦→转子块⑥→S 极转子块④→S 极转子块②→永磁体 S2。

本文对电机的各个磁路等效磁导和等效磁动势源进行了计算,考虑电机磁路的对称性,取一极进行建模。结合上面转子分块的情况,永磁同步电机空载时等效磁网络模型如图 2 所示。

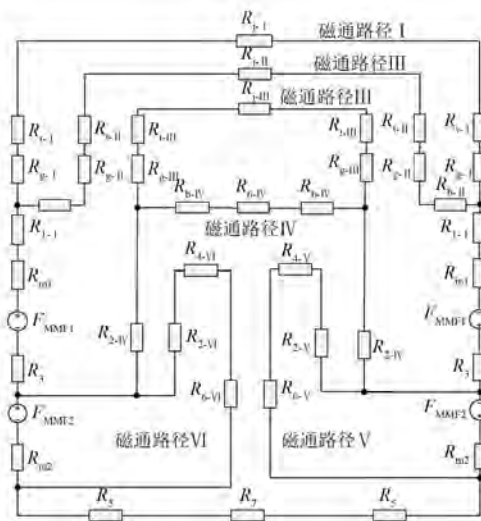


图2 电机空载等效磁网络

空载时电机气隙内的磁场完全由转子内永磁体产生。其中,下标 j、t、g、b、m、MMF 分别表示轭部、齿部、隙、隔磁桥、永磁体内阻以及磁动势; I、II…V、VI 表示对应的磁通路径; 1、2、3…6、7 表示对应的转子分块部件。从图 2 中可以看出,在该等效磁网络图中,电机的主磁通和漏磁通路径都得到了充分的体现。

1.2 磁导率的变参数求解

在磁阻计算中最为重要的是磁导率的计算,尤其是在磁路饱和时,磁导率变化较大,磁阻大小随磁导率变化。变参数磁网络中搭建了磁导

率修正模块。该模块可以计算定转子铁心分块的磁导率,判断各磁导率是否为真值,若非真值则重新计算新的磁导率和磁阻,依据磁路饱和状态,实时修正电机各部分磁导率,实现磁导率变参数的功能。

磁导率 $\mu(x)$ 的迭代求解过程:(1)给定磁导率初始值,算出对应定转子分块的初始磁阻并根据磁网络模型,利用磁路欧姆定理求出通过该分块的磁通 Φ ;(2)计算出铁心分块的磁密并通过 From 元件将值输入磁导率修正模块;

(3)将磁化曲线 $B-H$ 转换为 $B-\mu$ 曲线,根据铁心分块计算磁密 $B_k(x_1)$ 在 $B-\mu$ 曲线上找到对应磁导率 $\mu_k(x_1)$,其中 k 表示各个定转子分块部件;(4)通过 Constant 和 Divide 元件将 $\mu_k(x_1)$ 代入磁阻计算公式求得新的对应磁阻,通过 Goto 元件将值输出到磁网络中;(5)重复前 4 步求 $\mu_k(x_2)$ 、 $\mu_k(x_3)$ 、 $\cdots$ 、 $\mu_k(x_i)$,直至计算出 $\mu_k(x_i)$ 值与上一个 $\mu_k(x_{i-1})$ 误差小于精度要求为止。磁导率修正模块如图 3 所示,可以计及磁路饱和,提高磁路计算准确性。

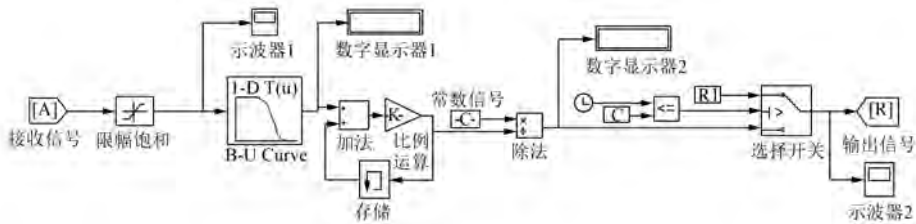


图 3 磁导率修正模块

1.3 轭部磁导快速校正计算

由于磁力线互不交叉,3 条主磁通路径在定子轭部通过的铁心截面大小互不相同,假定其路径截面大小与磁通大小成正比,定子轭部磁路如图 4 所示。因此在计算轭部磁阻时,计算磁通的路径截面积需乘上校正系数。

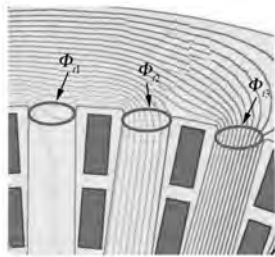


图 4 定子轭部磁路

各磁通路径通过轭部的磁通与通过齿部的磁通相等且磁力线不交叉,因此校正系数 C_{ji} 可用式(1)求解:

$$C_{ji} = \frac{\Phi_{ii}}{\Phi_{i1} + \Phi_{i2} + \Phi_{i3}} \tag{1}$$

其中, $i=1,2,3$ 。

式中: Φ_{i1} 、 Φ_{i2} 、 Φ_{i3} ——通过各齿部的磁通。

引入了轭部磁导快速校正计算方法,提高了磁阻计算的准确性,由此提高了磁网络计算的准确性。

2 变参数等效磁网络法样机分析计算

本文采用的 48 槽 8 极双“1”型转子结构永磁同步电机结构如图 5 所示,样机模型参数如表 1 所示。

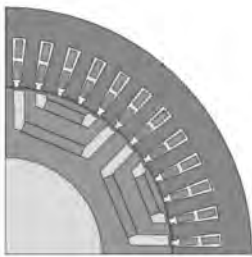


图 5 双“1”型转子结构永磁同步电机

表 1 样机模型参数

参数名称	参数值
转子内径/mm	45
轴向长度/mm	160
气隙长度/mm	0.6
定子槽数	48
转子极对数	4

2.1 漏磁系数

在永磁同步电机中,漏磁系数的准确与否直接影响电磁计算的准确性。

通过对磁网络拓扑结构的分析可知,对电机漏磁影响最大的因素是转子隔磁桥尺寸。本文以隔磁桥宽度和隔磁桥长度为变量,利用变参数等效磁网络法计算了样机不同隔磁桥尺寸时电机的漏磁系数。样机不同隔磁桥尺寸下的漏磁系数如图6所示。

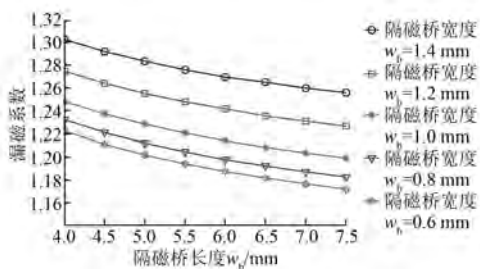


图6 样机不同隔磁桥尺寸下的漏磁系数

从图6可知,相同隔磁桥长度时,隔磁桥宽度越大,漏磁越多,漏磁系数越大;相同隔磁桥宽度时,隔磁桥长度越大,漏磁越少,漏磁系数越小。对于本样机,当隔磁桥长度增大到6 mm之后,漏磁系数下降趋势减缓;当隔磁桥宽度减小到1 mm及以下,漏磁系数减小不明显,隔磁效果趋于饱和。但在考虑隔磁桥部分机械强度的情况下,隔磁桥宽度并非越小越好,隔磁桥长度也要合理选取,过长显著增加转子铁耗^[9],因此电磁性能和机械性能应合理选择,折衷考虑。

2.2 气隙磁密波形优化

永磁同步电机的理想运行是正弦波电流与正弦分布的气隙磁场相互作用,但由于电机本身的磁路特点,其气隙磁场波形却远非正弦分布。为了减小铁耗和转矩脉动,在电机设计阶段需使电机气隙磁场波形保持较好的正弦性,这是高性能永磁电机优化设计不可或缺的一个环节。电机气隙磁场波形的正弦性主要与电机的计算极弧系数有关。

电机计算极弧系数 α'_p 定义为气隙磁密平均值与最大值之比:

$$\alpha'_p = \frac{\frac{1}{\tau} \int_{-\frac{\tau}{2}}^{\frac{\tau}{2}} B(x) d(x)}{B_{\delta}} = \frac{B_{\delta av}}{B_{\delta}} \quad (2)$$

计算极弧系数 α'_p 的大小取决于气隙磁密分布曲线 $B(x)$ 的形状。当 $B(x)$ 为正弦分布时,

$$\alpha'_p = \frac{2}{\pi} = 0.637^{[10]}。$$

对于双“1”型转子结构永磁同步电机,在不考虑齿槽效应的情况下(理想时),气隙磁密分布如图7所示,其中 α_{p1} 、 α_{p2} 为上、下层磁钢机械极弧系数。

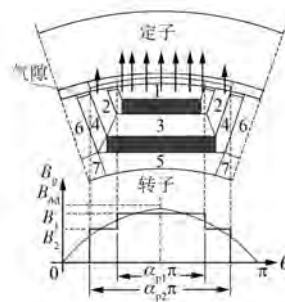


图7 磁网络分块计算气隙磁密分布图

图8比较了有限元法与变参数等效磁网络法计算的空载气隙磁密波形。

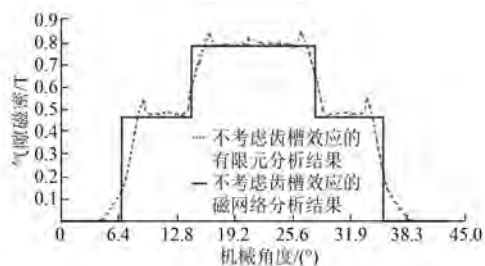


图8 不考虑齿槽效应气隙磁密波形

从图8可见,磁网络法得到的气隙磁密波形与有限元磁密波形相基本吻合。

根据极弧系数的定义,双“1”型转子结构永磁同步电机的等效计算极弧系数为

$$\alpha'_p = \frac{B_1 \times m_1 + B_2 \times (m_2 - m_1)}{\tau} / B_1 \quad (3)$$

式中: B_1, B_2 ——磁密波形阶梯波幅值;

m_1, m_2 ——上、下层磁钢机械极弧系数;

α_{p1}, α_{p2} ——弧长。

将 m_1, m_2 分别用半径和极弧系数表示后代入式(3),可得:

$$\alpha'_p = \frac{B_1 \times \alpha_{p1} + B_2 \times (\alpha_{p2} - \alpha_{p1})}{B_1} = \alpha_{p1} + \frac{B_2}{B_1} \times (\alpha_{p2} - \alpha_{p1}) \quad (4)$$

由式(4)可知,双“1”型转子结构永磁同步电机的等效计算极弧系数 α'_p 与磁密阶梯波幅值

B_1 、 B_2 以及转子机械极弧系数 α_{p1} 、 α_{p2} 有关。空载气隙磁密的大小又与永磁体尺寸紧密相关。在永磁体矫顽力一定的情况下,永磁体宽度决定了永磁体产生的磁通大小,因此,以永磁体宽度比值 w_1/w_2 和机械极弧系数比值 α_{p1}/α_{p2} 为变量,利用变参数等效磁网络法计算了样机不同变量下的电机计算极弧系数 α'_p , 结果如图 9 所示。

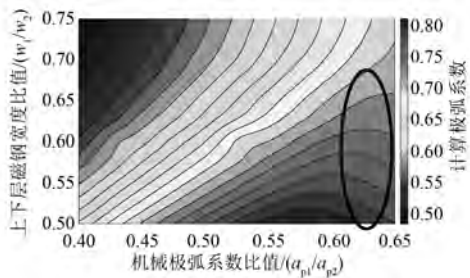


图 9 计算极弧系数等高线图

从图 9 可以看出,磁钢宽度比值 w_1/w_2 与机械极弧系数比值 α_{p1}/α_{p2} 基本呈线性关系,等高线黑色圈出部分呈现明显非线性是由于 α_{p1}/α_{p2} 越大,则用于安置磁钢的上下层槽则越接近,通过转子块 2 的磁路达到饱和,引起畸变。当确定电机转子极弧系数后,可根据此等高线图 0.637 对应区域初步确定磁钢宽度比。

利用变参数等效磁网络法计算样机不同变量下的电机计算极弧系数 α'_p 方便快捷,为初期空载气隙磁密波形正弦化优化提供机械极弧系数及磁钢宽度的参考值,提高了设计效率。

3 变参数磁网络法与有限元法的比较分析

表 2 将磁网络法和有限元法计算的部分磁密值进行比较。利用磁网络模型可以快速计算气隙长度对于气隙平均磁密的影响,选择预期气隙平均磁密对应的气隙长度。气隙长度的快速选择如图 10 所示。

从表 2 和图 10 可以看出,变参数磁网络法计算的磁密值与有限元法计算的磁密值较为接近,误差在可以接受的范围内,较小的误差证明了变参数磁网络法的有效性和准确性。

表 2 磁网络法与有限元法计算磁密的比较 T

磁密	气隙平均 磁密	隔磁桥磁密		齿部磁密	
		隔磁桥 1	隔磁桥 2	齿部 I	齿部 II
变参数磁网 络法计算	0.426 6	1.919	2.014	1.149	0.726
有限元计算	0.457 4	1.965	1.941	1.196	0.758
误差/%	6.73	2.34	3.76	3.93	4.22

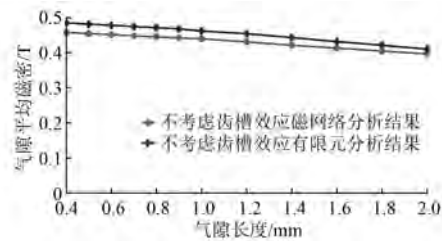


图 10 气隙长度的快速选择

4 结 语

针对高密度永磁同步电机磁路高度饱和及转子多参数变量优化设计计算量大的特点,本文提出了变参数等效磁网络法。该方法利用 MATLAB/Simulink 平台实现了磁网络中磁导率的在线调整,即“变参数”功能,比较准确地计算电机铁心各部分的磁密分布情况,为电机设计方案的制订与快速评估提供了途径。

本文搭建了双“1”型转子结构永磁同步电机变参数等效磁网络模型,并引入了轭部磁导快速校正计算方法,提高了磁阻计算的准确性;针对转子结构尺寸对电机性能和气隙磁密波形正弦化的影响进行了分析,得出了隔磁桥尺寸与漏磁系数大小的关系、磁钢宽度比值和等效极弧系数与波形正弦度的关系,为电机转子参数提供了初步设计的参考值。变参数等效磁网络模型较好的准确性及快速计算性为高密度永磁同步电机的快速设计和结构优化提供了有效的分析手段。

以 1 台 48 槽 8 极高密度永磁电机为例,将不同参数下空载性能数据与样机有限元计算值进行比较,两者基本吻合,验证了本文所提的基于 MATLAB/Simulink 平台的高密度永磁同步电机的变参数等效磁网络法计算的有效性和准确性。

(下转第 91 页)

表 1 各阶振型频率

振型	频率/Hz
一阶	82.145
二阶	187.390
三阶	199.020
四阶	279.780
五阶	324.220
六阶	376.220

低速大转矩 PMSM 的转速较低, 为 150 ~ 500 r/min, 与机座对应的共振转速差距极大, 不会产生共振。

4 结 语

水冷机座散热系统同时具备散热性能好、密封性好、散热不依赖电机转速等特点, 满足低速大

转矩电机对散热系统的要求。在水路类型选择方面, 可根据电机的尺寸、安装条件和工况需求等因素进行确定。在低速大转矩系列电机中, 考虑到系列电机的通用性和低速电机功率密度较低的特点, 选择了轴向水路结构, 通过合理的机座水路参数设计, 在散热效率和均匀度上都达到很好的效果。由于水冷机座结构的特殊性, 计算了机座的固有振动频率, 结果表明机座的固有振动频率和电机临界转速频率相差较大, 不会产生共振。

【参 考 文 献】

- [1] 梁培鑫, 柴凤, 李翠萍, 等. 水冷电机水路设计的研究[J]. 微电机, 2013, 46(5): 2-4.
- [2] 刘兆江. 采煤机用防爆型水冷电机设计[D]. 哈尔滨: 哈尔滨理工大学, 2009.

收稿日期: 2017 -12 -04

(上接第 71 页)

【参 考 文 献】

- [1] TONG W, WU S, AB Z, et al. Thermal analysis of direct-drive permanent magnet wind generator using both lumped parameter network and finite element method [C] // Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference, IEEE, 2010: 1-4.
- [2] 黄苏融, 张琪, 谢国栋, 等. 燃料电池轿车用高密度无刷永磁牵引电动机[J]. 机械工程学报, 2005, 41(12): 69-75.
- [3] 黄苏融, 钱慧杰, 张琪, 等. 现代永磁电机技术研究与开发[J]. 电机与控制应用, 2007, 34(1): 1-6.
- [4] CHENG M, CHAU K T, CHAN C C, et al. Nonlinear varying-network magnetic circuit analysis for doubly salient permanent-magnet motors [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2002, 36(1): 339-348.
- [5] STATON D A, CAVAGNINO A. Convection heat transfer and flow calculations suitable for analytical

- modelling of electric machines[C] // IEEE Industrial Electronics, Conference on IECON, 2006: 4841-4846.
- [6] 周洁, 谢卫. 用等效磁网络法与有限元法计算永磁电机参数的比较[J]. 西安交通大学学报, 1998(4): 23-26.
- [7] ZHANG G, HUA W, CHENG M. Nonlinear magnetic network models for flux-switching permanent magnet machines[J]. Science China, 2016, 59(3): 494-505.
- [8] NAKAMURA K, SAITO K, ICHINOKURA O. Dynamic analysis of interior permanent magnet motor based on a magnetic circuit model [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2003, 39(5): 3250-3252.
- [9] YAMAZAKI K, ISHIGAMI H. Rotor-shape optimization of interior-permanent-magnet motors to reduce harmonic iron losses[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 57(1): 61-69.
- [10] 陈世坤. 电机设计[M]. 北京: 机械工业出版社, 2004.

收稿日期: 2017 -11 -07