

基于等效磁路法的平动式啮合电动机静态转矩求解

徐 强 廖启征 魏世民 黄昔光
(北京邮电大学自动化学院, 北京 100876)

摘 要: 阐述了平动式啮合电动机的结构和工作原理并采用等效磁路法建立了平动式啮合电动机的准线性分析模型。通过分析电机二维磁场分布和考虑电机特殊的电磁结构,提出了用三种磁通管单元来近似磁场分布,并借用磁力线和等磁位线互换的方法,将磁力线分布不均匀的磁通管引入到分析模型中,有效的处理了平动式啮合电动机中的磁场分布不均匀和磁路局部饱和,使分析模型得到简化并兼顾了求解精度。其静态转矩计算结果与有限元结果相吻合,验证了分析模型的合理性和准确性,表明该模型可以作为平动式啮合电动机结构优化设计的有效分析手段。

关键词: 平动式啮合电动机; 等效磁路法; 准线性模型; 磁通管; 静态转矩

中图分类号: TM302; TM359.9

引 言

平动式啮合电动机是一种通过定转子间磁阻的变化将电能转化为机械能,使转子绕定子作圆周平动,进而可直接由转子带动摆线机构,通过摆线机构的减速输出大扭矩的高集成度电动机(文中简称为平动电机)。基于其特殊结构和运行原理,该类电机具有效率高、启动快、大扭矩、低转速和可带载启动的优势^[1]。由于该类电机具有上述优势,有必要对其性能进行深入研究。静态转矩是分析电机性能的基础,对于具有特殊结构和转子运行方式的平动电机,静态转矩的求解就尤为重要。但对于具有类似磁阻电机磁路饱和特性的平动电机而言,必须计算一组不同转子位置下的磁化曲线族,然后依据磁共能方法获得准确的静态转矩。有限元方法已被证明是一种用于电机磁场分析和求解磁化曲线族的最有效的方法^[2-4]。但相对于有限元,磁路法的数据准备工作量小,耗时少、易于优化设计的实施,并在磁阻电机的磁场分析中得到了普遍的应用^[5-9]。

文献[1]采用了等效磁路法对平动电机的样机建立了计算模型,但是模型较为简化,没有在计算中

计及铁磁材料的非线性。文献[5-9]利用有限元分析结果,针对不同类型的磁阻电机建立了改进后的等效磁路模型,将磁通管、重复单元、气隙比磁导和齿层比磁导等方法引入到模型中,并对定转子齿部的局部饱和现象作了不同程度的处理,大幅提高了模型的求解精度。本文考虑到平动电机与磁阻电机相似且独特的电磁结构,在参考文献[5-9]中建立磁阻电机等效磁路模型所用方法的同时,对有限元模型所给出的平动电机二维磁场分布进行了分析,在此基础上,将平动电机中的磁导单元分为三类,并依据电机特殊的电磁结构,采用磁力线和等磁位线互换的方法^[10],将磁力线分布不均匀的磁通管引入到分析模型中,并结合等效磁路法,建立了平动电机的准线性分析模型。其所得静态转矩结果与有限元结果相吻合,证明了该方法可以代替有限元成为平动电机结构优化设计的有效分析手段。

1 平动电机的结构和工作原理

平动电机的结构和工作原理与传统的交直流电机有很大的差别。图1为典型的四极四相平动电机的结构原理图。平动电机的定转子均为导磁材料构成,转子为圆环结构,既无绕组也无永磁体,定子为类似于磁阻电机的四极结构。在定子的每一极上绕制有集中绕组,且每一绕组相互独立,自成一相。平动电机的运行原理与磁阻电机类同,都是遵循“磁阻最小原理”。当电机各相绕组按顺序导通时,转子便在磁场作用下产生向使闭合磁路的磁阻最小的位置

收稿日期: 2007-09-05

基金项目: 教育部博士点基金(20050013006); 国家 863 专项(2007AA04Z211)

第一作者: 男, 1977 年生, 博士生

E-mail: xubuptmo@yahoo.com.cn

运动的趋势。由于平动电机中集成了在图1中等效为ABba的孔销式平行四杆约束机构,使转子在电磁力和约束机构的共同作用下绕定子轴心 O_1 作半径为 O_1O_2 的圆周平动。顺序给A-D-C-B相绕组通电,则转子按顺时针方向连续做圆周平动;反之,依次给D-A-B-C相绕组通电,则转子将沿逆时针方向公转。在转子的带动下,与转子固连并同轴的摆线齿圈将依据摆线啮合原理,驱动与定子同轴线的摆线外齿轮以 $1/i$ 倍于转子公转的速度做定轴转动,输出 i 倍于电磁转矩的扭矩(i 为摆线机构传动比)。

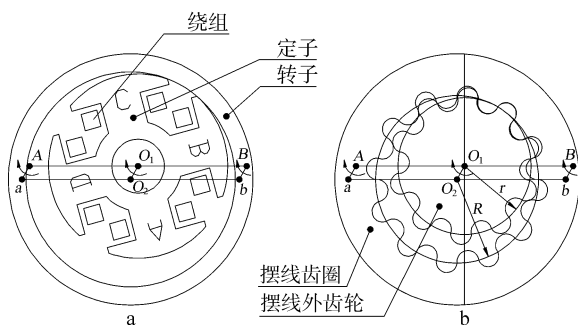


图1 平动电机的结构原理图

Fig.1 Construction principle of translational meshing motor

由转子直接带动摆线机构,需要满足转子公转半径等于摆线齿圈和摆线外齿轮的基圆半径之差,即 $O_1O_2 = R - r$ 的条件。由于转子与摆线机构直接连接,从而省去了中间传动装置,提高了传动效率。由于转子公转半径为齿圈和外齿轮基圆半径之差,因此当摆线机构传动比很大且齿形较小时,转子将会获得很小的公转半径,在缩短了定转子间电磁力作用距离的同时减小了随转子运动部件的转动惯量。由以上可知,该类电机在结构原理上具备了效率高、启动快、低转速、扭矩大并可带载启动的优点,同时也使该类电机的磁场分布不同于传统交直流电机。

2 平动电机准线性分析模型

2.1 平动电机磁场分布

图2所示为采用有限元方法获得的转子不同转角下的四相四极平动电机二维磁场分布,其磁通变化周期为 90° 。为了便于说明转子位置,规定定转子中心连线沿与定子极间中心线重合时,转子转角位置为 0° (图2(a)所示)。定转子中心连线沿顺时针超前定子极间中心线时,转子位置为正向角(图2(b)~(d)所示)。图中位于第二象限的磁极上的绕

组为励磁绕组,在本次磁通变化周期中始终处于单相导通状态。图2(a)中转子正处于本次周期的初始位置,图2(d)则对应本次周期的转子终点位置。在磁通变化周期中,定子极间漏磁和绕组匝间漏磁都很小,由励磁绕组产生的磁通绝大部分都经过励磁绕组所在磁极。由此可以在磁路模型的建立中忽略极间漏磁和匝间漏磁的影响。

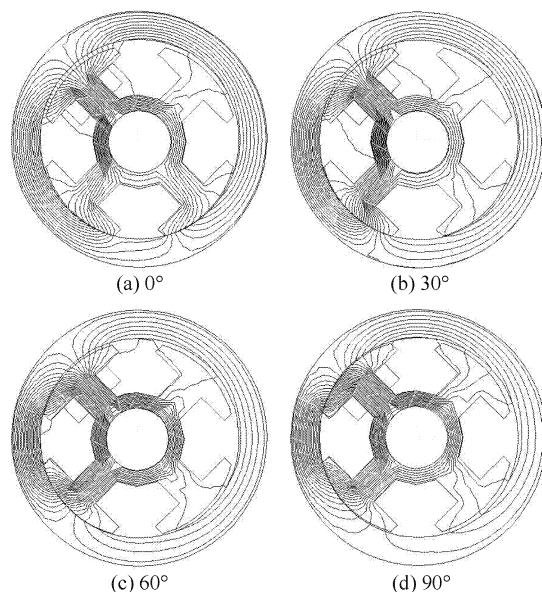


图2 A相绕组励磁,励磁电流1.5A时

Fig.2 The magnetic flux distribution with A phase excited under 1.5A current at different rotor angles

为了增加有用功与输入能量的比值,降低绕组通断周期中反复循环的能量,平动电机通常被设计成饱和磁路。从图2中可看出,磁通在电机定子轭、定子极身及转子的大部分区域分布均匀,但由于定子为凸极结构,转子相对定子偏心布置,因此电机在运行时,处于工作磁路中的定子极靴内的磁通分布不均匀,并且在外加磁势作用下容易发生局部饱和。其饱和程度会随着极数增多,极弧角的减小而增加。同时由于电机定转子的偏心布置,造成极靴附近气隙形状不规则,因此即便在磁路未发生饱和的区域内,气隙中的磁力线分布也是不均匀的。所以在建立平动电机等效磁路模型时,不能满足磁通管所包含的磁力线不与管壁相交且在磁通管内分布均匀的条件^[5-6],因此为了兼顾模型的计算精度,就不能采用单一的、磁力线均匀分布的磁通管单元,这样势必会增加近似极靴区域磁场分布所采用的磁通管单元数量。

2.2 平动电机等效磁路

为了减少建立等效磁路模型所用的单元数量,

并兼顾分析模型的求解精度,采用文献[10]中提出的磁力线和等磁位线互换方法,将磁力线分布不均匀的磁通管引入到分析模型中,用来近似电机极靴附近的磁场分布,达到减少磁通管单元数量的目的。

2.2.1 磁导单元

依据平动电机二维磁场的分布情况和饱和程度,将磁导单元(在本文中等于上文提到的磁通管单元)分为三种,分别为未饱和混合单元、饱和混合单元和铁心单元。如图 3(a)所示,当定子极靴和转子间所夹气隙较均匀且气隙距离较大时,在极靴各处均未发生饱和现象。在此位置,由定子极靴、与极弧相对的转子部分及定转子之间的的气隙共三部分组成了一种磁导单元,由于该单元处于磁路未饱和状态且同时包含了空气和硅钢片两种磁导率不同的物质,因此本文将其称为未饱和混合单元。当转子处于图 3(b)所示位置时,气隙变得狭长且极不均匀,这时气隙最狭窄部分所对应的定转子铁心的局部区域发生了磁饱和。对应于未饱和混合单元的定义,本文将在这一位置处,由定子极靴、与极弧相对的转子部分及定转子之间的的气隙共三部分组成的单元称为饱和混合单元。如图 3(b)所示,该单元所包含的气隙很不规则,在一定电流下极易发生局部饱和现象,因此通常采用饱和临界边界将其分为两个支路,即饱和支路和未饱和支路。图 3(a)、3(b)以及图 2 中显示了在定子轭、定子极身及转子轭大部分的磁通分布都较为均匀,本文将这些部分归为铁心单元。

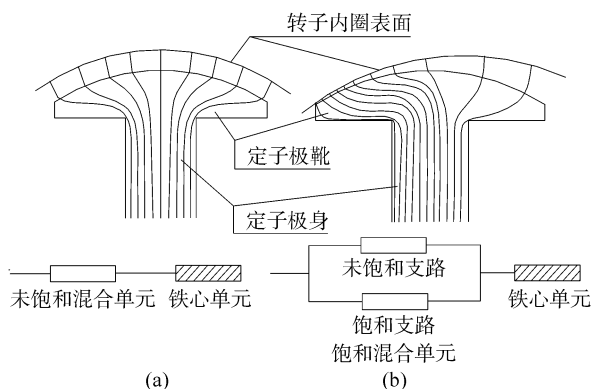


图 3 三种磁通管单元

Fig.3 Three types of elements

2.2.2 等效磁路

采用上节所定义的三种单元建立了平动电机的等效磁路模型,如图 4 所示。模型中忽略了磁滞效应和涡流损耗,不考虑电机端部漏磁和极间漏磁的影响,并将定子内孔表面和转子外表面视为零矢量

磁位面。图 4 中等效磁路模型与图 2 所示的磁场分布相对应。其中 F_A 为 A 相绕组励磁磁势, N 为绕组匝数, I 为励磁电流。图 4 中单元表示方法同图 3 中所示。参照基耳霍夫电路定律,可以建立电机的磁路方程如下

$$\mathbf{G}\mathbf{U} = \mathbf{\Phi} \quad (1)$$

式中, \mathbf{G} 为 $n \times n$ 维的变系数矩阵,维数等于模型的节点数,其中矩阵元素由节点处的单元自导和节点间的单元互导组成,其值随相电流和转子位置角的变化而变化; \mathbf{U} 为节点磁位构成的 n 维列向量; $\mathbf{\Phi}$ 为由励磁绕组磁势送入各节点的磁通构成的 n 维列向量。

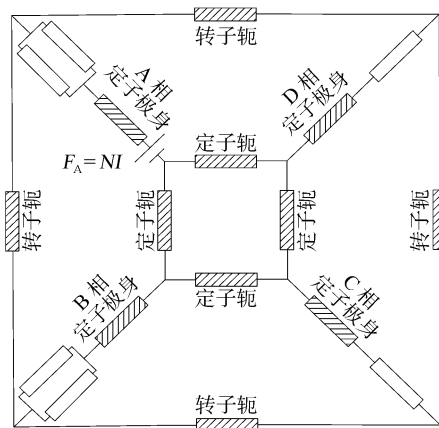


图 4 平动电机的等效磁路

Fig.4 MEC of translational meshing motor

由于磁路非线性,单元的磁导与单元两端的磁压降呈函数关系。因此需要用迭代的方法解此方程组。参照文献[6]中方法,采用 Gauss-Siedel 方法解此方程组,经过几轮迭代后,最终获得满足设定精度的各节点磁位值和总磁通及总磁链。

2.3 磁导的推导

本文中提到的平动电机的定转子极靴均属于圆弧柱面磁极,且定转子的圆弧面在相对运动中始终处于相离状态,因此本文将文献[10]构建柱面不相交的弧柱形磁极的气隙磁导时使用的推导方法应用于平动电机。

2.3.1 未饱和混合单元的磁导

对于未饱和的混合单元,为便于计算,可假设单元所含铁心部分的磁导为无穷大,则单元中所含的极靴外表面和与之相对的转子内表面可以假定为等磁势面,单元中的气隙磁通管 $A_1B_1A_2B_2$ 便如图 5 中所示,由定子极弧 A_2B_2 和转子内圆上的 A_1B_1 弧以及过两弧段边缘的磁力线围成。

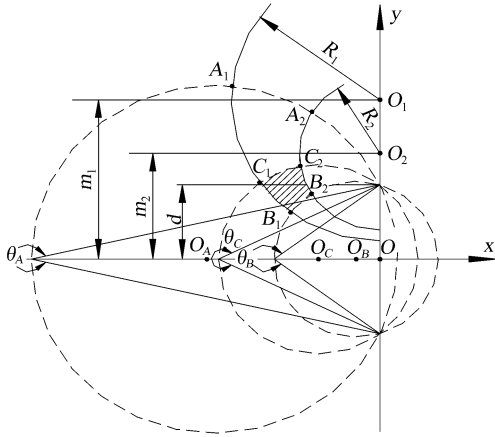


图 5 定转子间的气隙磁通管

Fig. 5 Flux tube in the air gap between the stator pole and the inner surface of the rotor

从图 5 中可看出, 如果将 $\widehat{A_1A_2}$ 和 $\widehat{B_1B_2}$ 两段弧所在圆视为等磁位圆, 而将 $\widehat{A_1B_1}$ 和 $\widehat{A_2B_2}$ 视为磁力线的话, 则该磁场分布可以转化为由相距 $2d$ 的垂直于纸面且具有异种同值电流的无限长直导线所形成的磁场。针对转化后的磁场, 采用柱面不相交的弧柱形磁极的气隙磁导求解方法^[10]可方便的获得位于 $\widehat{A_1A_2}$ 和 $\widehat{B_1B_2}$ 间磁力线均匀分布的磁通管 $\widehat{A_1A_2B_1B_2}$ 的磁导。然后依据磁力线和等磁位线互换方法^[10]可以通过求解 $\widehat{A_1A_2B_1B_2}$ 磁导的倒数, 方便的获得磁力线分布不均匀的 $\widehat{A_1B_1A_2B_2}$ 磁通管的磁导。设 μ_0 为空气磁导率, h 为定子厚度, θ_A, θ_B 分别为 $\widehat{A_1A_2}$ 和 $\widehat{B_1B_2}$ 所在等磁位圆 O_A 圆和 O_B 的磁位角, m_1, m_2 如图 5 所示分别对应于转子圆心坐标 O_1 和定子圆心 O_2 到坐标原点的距离, d 则为长直导线间距离的一半。由此获得单元气隙磁导如下

$$G_g = \mu_0 h \frac{(\theta_A - \theta_B)}{\ln \frac{(d + m_2 - R_2)(d - m_1 + R_1)}{(d + m_1 - R_1)(d - m_2 + R_2)}} \quad (2)$$

该单元铁心磁导视为无穷大时, 单元磁导为

$$G_{uc} = G_g \quad (3)$$

2.3.2 饱和混合单元的磁导

当励磁电流达到一定值时, 在气隙狭窄的区域 (图 5 中阴影所示), 定子极靴及转子内圈的部分铁心就会发生饱和。为解决该问题, 文中将单元分为饱和支路和未饱和支路, 然后基于两支路的特点, 分别获得其磁导。具体方法如下, 首先通过 (4) 式和 (5) 式找出两个支路的分界。

$$B_s = \frac{\Delta U}{l} \quad (4)$$

$$l = \sqrt{x_{O_C}^2 + d^2} \left(\arcsin \left(\frac{x_{C_1} - x_{O_C}}{\sqrt{x_{O_C}^2 + d^2}} \right) - \arcsin \left(\frac{x_{C_2} - x_{O_C}}{\sqrt{x_{O_C}^2 + d^2}} \right) \right) \quad (5)$$

式中 B_s 为临界饱和磁感应强度, l 为临界饱和磁力线圆在定转子间所夹弧段的长度, $x_{O_C}, x_{C_1}, x_{C_2}$ 分别对应图中 O_C, C_1, C_2 点的 x 向坐标。在获得饱和和单元两端磁位差后, 便可通过 (3) (4) 两式联立获得饱和临界磁力线圆 O_C (如图 5 所示)。在该圆左侧为未饱和支路, 其磁感应强度小于饱和磁感应强度; 右侧为饱和支路, 其磁感应强度不小于饱和磁感应强度。

对于非饱和支路的处理沿用上节所示方法, 其磁导 G_{uc} 参照非饱和混合单元的分析, 可知其支路磁导等于其所夹气隙磁通管 $\widehat{A_1C_1A_2C_2}$ 的磁导

$$G_{uc} = G_g = \mu_0 h \frac{(\theta_A - \theta_C)}{\ln \frac{(d + m_2 - R_2)(d - m_1 + R_1)}{(d + m_1 - R_1)(d - m_2 + R_2)}} \quad (6)$$

式中 θ_C 为饱和临界磁力线圆 O_C 转化为磁位圆后的磁位角。

对于饱和支路磁导的推导, 本文为了简化模型同时兼顾求解精度, 将该单元的铁心材料的 BH 曲线视为折线。即在该支路内部, 当磁感应密度 B 超过 B_s 时, 就不再随磁场强度 H 的增加而增加。因此该支路的磁感应密度都等于 B_s 。因此单元中饱和支路的磁导可由下式求得:

$$G_{sc} = \frac{B_s b h}{\Delta U} \quad (7)$$

则饱和单元的总磁导如下

$$G_{sc} = G_{uc} + G_{sc} \quad (8)$$

式中 b 为 $\widehat{B_2C_2}$ 弧段的弧长。

2.3.3 铁心单元的磁导

对于铁心单元中导磁材料的 BH 曲线采用不同于饱和单元中的处理方式。在铁心单元内, 将铁心材料的 BH 曲线转化为两段斜率为 k_1 和 k_2 的折线, 当磁感应密度超过 B_s 时, 磁感应密度依然会随着外加磁场强度的增加而增加, 且增长斜率为 k_2 ; 当磁感应密度小于 B_s 时, 磁导率为一常值 k_1 , 而不再假设为无穷大。由上, 该单元磁导由下式确定

$$\begin{cases} G_i = k_1 b_i h / l_i & B \leq B_s \\ G_i = \frac{(B_0 + k_2 \Delta U_i / l_i) b_i h}{\Delta U_i} & B > B_s \end{cases} \quad (9)$$

ΔU_i 、 l_i 、 b_i 分别代表单元两端磁位差、单元长度、单元宽度, B_0 则等于斜率为 k_2 的线段与 B 轴的交点。

2.4 静态转矩的计算

依据虚位移原理,忽略中间损耗,导出由磁共能表示的电磁转矩公式:

$$T_f = \frac{\partial W'_f(i, \theta)}{\partial \theta} \bigg|_i \quad (10)$$

对于平动电机这一圆周平动的系统,磁共能 W'_f 可以用电流和电机转子公转角位移 θ 来表示:

$$W'_f(i, \theta) = \int_0^i \lambda(i', \theta) di' \quad (11)$$

其中 λ 表示磁链,由于磁路成非线性,所以也可通过(11)式分别求得 θ_1 和 $\theta_1 + \Delta\theta$ 对应的磁共能 W'_f ,然后由下式求解,获得 θ_1 位置处的近似转矩 $T'_{f\theta_1}$ 。

$$T'_{f\theta_1} = \frac{W'_f(i, \theta_1 + \Delta\theta) - W'_f(i, \theta_1)}{\Delta\theta} \quad (12)$$

当 $\Delta\theta \rightarrow 0$ 时, $\lim T'_{f\theta_1} = T_f$ 。由于电机集成了摆线

减速机构,所以电机最终输出转矩 T 可由下式获得: $T = T_f \cdot i$, 其中 i 为摆线机构减速比。

3 新型分析模型的验证

根据样机参数:定子铁心外径 62.4 mm, 定子内径 25 mm, 定子极弧角 60° , 绕组匝数 140 匝, 铁心长度 35 mm, 转子外径 82 mm, 内径 64.02 mm, 减速比为 51, 定转子由 DW540-50 硅钢片叠制。

按上述方法建立了样机准线性分析模型,并求得了电流在 0.5、1、1.5、2 A 下,一个磁通变化周期内,不同转角位置处的静态转矩。其结果与有限元结果基本吻合(图 6 所示),尤其在电流小于 1.5 A 时,准线形模型所获结果与有限元非常接近。但当电流增加时,由于模型对铁心材料作了双线性假设,因此当样机中磁路的磁感应强度在 B_s 附近时,准线形模型的结果误差较大;但在样机磁路未饱和及过饱和两种情况下,模型结果与采用有限元方法较为接近。所以,当在工程实践中,需要更高求解精度时,可以采用在临界磁感应饱和和密度附近采用多段线段近似铁磁材料的曲线。

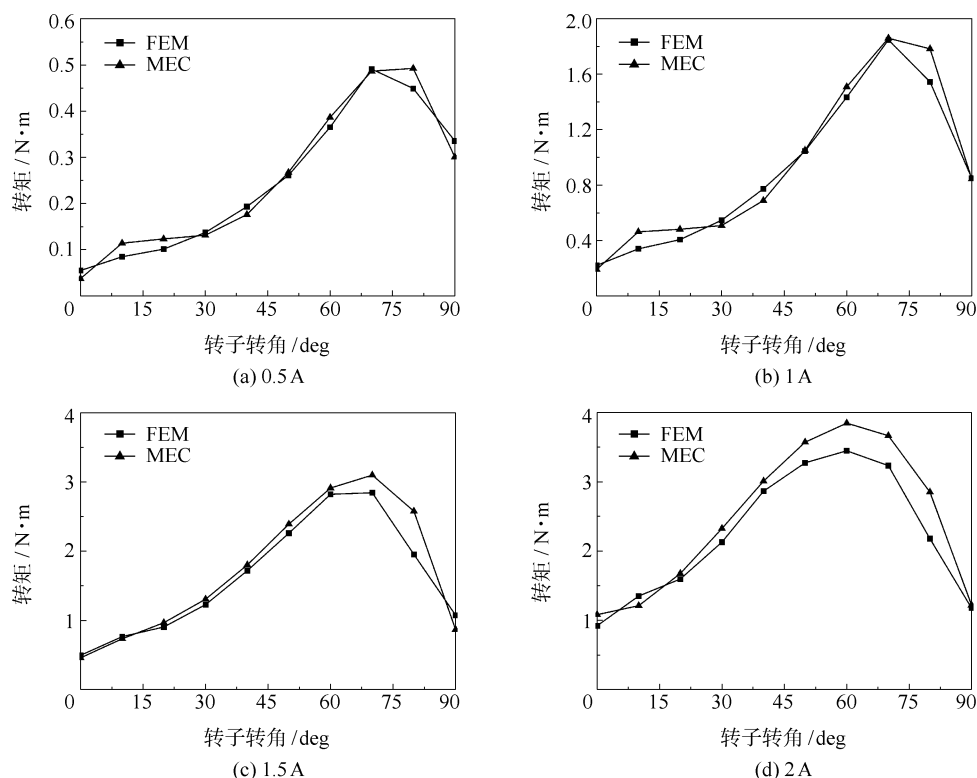


图 6 静态特性

Fig. 6 Static characteristics

4 结论

采用三种单元来近似平动电机磁场分布,建立的等效磁路模型兼顾了计算精度,并有效处理了磁路局部饱和。利用该模型并结合磁共能方法,获得的样机静态转矩值与二维有限元方法的结果进行了比较,显示了该模型具有一定的准确性,验证了文中所述方法的可行性。只是当样机磁路的磁感应强度在 B_s 附近时,由于模型对铁心材料磁导率作了双线性假设,造成该处误差较大,但可以通过采用在临界磁感应饱和密度附近采用多段线段近似铁磁材料的 BH 曲线的方法使误差减少。同时由于等效磁路模型在对电机性能进行求解时,只需输入电机主要尺寸参数,当电机尺寸改变时无需重新建立实体模型并从新划分网格,因此该模型较有限元方法有很高的效率,非常适用于该类电机的结构优化设计。

参考文献:

- [1] Xu Qiang, Liao Qizheng, Wei Shimin. Construction principle and torque solution of the translational meshing motor[C]//Proc IEEE Intl Conference on Mechatronics and Automation, 2007-08-05, Harbin, China. 2894 – 2899.
- [2] Chen Y, Chen S, Zhu Z Q, et al. Starting torque of single-phase flux-switching permanent magnet motors[J]. IEEE Trans Magnetics, 2006, 42(10): 3416 – 3418.
- [3] Kim J H, Lee E W, Lee J H. Design of the starting device installed in the single-phase switched reluctance motor[J]. IEEE Trans Magnetics, 2007, 43(4): 1741 – 1744.
- [4] 王秋蓉, 葛宝明. 无轴承开关磁阻电机磁场及力特性的分析[J]. 电机与控制学报, 2007, 11(3): 217 – 220.
- [5] Rasmussen C B, Ritchie E. A magnetic equivalent circuit approach for predicting pm motor performance[C]//IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, 1997-10-05, New Orleans, USA. 10 – 17.
- [6] Moallem M. An improved magnetic equivalent circuit method for predicting the characteristics of highly saturated electromagnetic devices[J]. IEEE Trans Magnetics, 1998, 34(5): 3632 – 3635.
- [7] 国珍, 白保东. 开关磁阻电机等效磁网络模型的建立与仿真[J]. 沈阳工业大学学报, 2004, 26(5): 517 – 520.
- [8] 程明, 周 ■, 黄秀留. 双凸极变速永磁电机的变结构等效磁路模型[J]. 中国电机工程学报, 2001, 21(5): 23 – 28.
- [9] 郭伟, 赵争鸣, 詹琼华. 磁网络模型在两相激磁开关磁阻电机中的应用[J]. 电机与控制学报, 2006, 10(2): 154 – 159.
- [10] 孙雨施, 王素菊, 曲民兴, 等. 直流磁系统的计算与分析: 模型、算法、程序[M]. 北京: 国防工业出版社, 1987: 65 – 83.

An improved magnetic equivalent circuit method for predicting static torque of a translational meshing motor

XU Qiang LIAO QiZheng WEI ShiMin HUANG XiGuang

(School of Automation, Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing 100876, China)

Abstract: The structure and operating principles of a translational meshing motor are discussed. With experience gained from the Finite Element method (FEM), a quasi-linear model based on the Magnetic Equivalent Circuit (MEC) method has been used to obtain the static torque of the motor. Three types of magnetic tubes are employed in the model, and through the exchange principle of magnetic lines of force and magnetic equipotential line, the tube in which the flux distribution is non-uniform is applied to the model. Through these measures, the local saturation of the motor is treated and the model is simplified. Compared with the FEM model, the new model is shown to be more accurate and efficient, and it can be used to optimize the structure design of a translational meshing motor.

Key words: translational meshing motor; magnetic equivalent circuit method; the quasi-linear model; magnetic tube; static torque