

文章编号 1004-924X(2008)11-2244-08

内外轴式磁性联轴器的优化设计

王禹林, 刘品宽, 丁 汉

(上海交通大学 机器人研究所 机械系统与振动国家重点实验室, 上海 200240)

摘要:对磁性联轴器的国内外研究现状做了评述,建立了实用的优化设计评判指标和数学模型。改进了等效磁荷法,从求解效率和求解精度两方面将其与改进前的等效磁荷法、片电流方法和三维有限元法进行了比较。将正交实验法引入优化过程中,提出了一种实用的磁性联轴器优化设计方案。求解结果表明:等效磁荷法的求解时间和精度较不稳定,改进的等效磁荷法的求解精度比原方法提高了约 5%,求解效率提高了约 55%。片电流法求解效率极高,但精度较低。三维有限元的求解精度较稳定,误差约为 5%,但求解效率较低,求解每组模型需花费约 9 min 的时间。通过正交实验法,仅需使用 9 组分析模型即可获得适合的初始参数值,结合标准的最优值搜索技术可方便获得多组最优参数设计值。该方案可满足磁性联轴器优化设计的稳定可靠、精度高、方便实用等要求。

关键词:磁性联轴器;等效磁荷法;片电流方法;有限元法;正交试验法

中图分类号:TH133.43;TP271.3 **文献标识码:**A

Optimal design of radial magnetic couplings

WANG Yu-lin, LIU Pin-kuan, DING Han

(State Key Laboratory of Mechanical System and Vibration, Institute of Robotics,
Shanghai Jiaotong University, Shanghai 200240, China)

Abstract: The state-of-art of the related research for radial magnetic couplings was reviewed. A practical mathematical model and a novel criterion were set up. And then, improved Equivalent Magnetic Charge (EMC) method was compared with original one, Current Sheet Model (CSM) method and 3D FEA method in efficiency and accuracy. Finally, Design of Experiments (DOE) was introduced and an effective and practical optimizing process was proposed. The results show that the accuracy of improved EMC is increased by about 5% and the efficiency is increased by about 55% compared as that of the original EMC method. The error of the CSM method is big, though the efficiency of CSM is much higher. For the 3D FEA method, the circumstance is contrary. The proper initial values can be obtained only by using nine simulation models with the DOE method, and multiple sets of optimizing cases were obtained easily through standard optimization methods. The results show that proposed optimizing method can satisfy the requirements of practicability, higher precision as well as strong stabilization.

Key words: magnetic couplings; Equivalent Magnetic Charge(EMC); Current Sheet Model(CSM); Finite Element Analysis(FEA); orthogonal test

收稿日期:2008-03-25;修订日期:2008-05-08.

基金项目:国家 863 高技术研究发展计划资助项目(No. 2006AA4Z334);上海市科委科研基金资助项目(No. 071111008;No. 07PJ14051)

1 引言

磁性联轴器多用于在高真空、高洁净度、有毒、腐蚀性,或其它恶劣环境中将动力从主动轴传递给从动轴。由于采用了隔离密封套的形式,化动态密封为静态密封,从而可实现零泄露。它的一个重要应用是作为真空晶圆输送机器人动态密封技术的核心组件,因此,倍受半导体主流整机设备厂商的关注。磁性联轴器的优化设计,直接影响真空机器人的传动性能。

近 20 年,国内外许多院校已对磁性联轴器及磁力传动的特性做了大量的研究,并把最大传输扭矩作为最重要的性能参数进行分析。进行该项研究,国外多使用解析法和有限元法,其中, Furlani^[1] 分别使用等效磁荷法和等效电流法对基本形式的磁性联轴器做了较系统而完整的研究。Huang^[2] 利用片电流模型计算扭矩,该方法公式简单,求解效率高且具有明确的物理意义,适合编程实现。Wu^[3] 使用 ANSYS 作为分析工具,讨论了最优化设计的步骤。由于使用三维有限元法进行优化设计,其效率的高低很大程度取决于能否提供适合的初始参数值。但 Wu 并没有对如何可靠地提供适合的初始值详加讨论,优化过程也有待改进。Wang^[4] 提出了一种实用的基于正交试验法的小范围穷举优化设计方法,适用于参数步长较小,水平数较多的场合,对于步长较大,水平数较少的场合,不易得到更佳优化结果。在国内,吉林大学的高秀峰^[5] 利用等效磁荷法对内外轴式磁性联轴器工作特性做了研究。合肥工业大学的杨红博士^[6] 建立了内外轴式磁性联轴器的有限元模型,并分析了其力矩特性。中科院的杨杰伟等^[7] 探讨了相关尺寸参数效应的影响。此外,辽宁石油化工大学的王玉良教授、东北大学的赵克中等、华东理工大学的赵雪华等,以及江苏大学的施卫东等均对磁性联轴器进行了相关的研究工作。

然而,国内的研究工作多基于半实验半理论推导的方法,精度较低,对国际上较主流的解析方法缺乏深入研究和系统比较,在一定程度上制约了国内磁性联轴器的优化设计 and 应用。国外对磁性联轴器优化设计的评价指标过于简化,不够实用,优化设计方法效率的稳定性亦有待改进。

本文以内外轴式磁性联轴器的优化设计为目标,建立了实用的评判指标和数学模型;然后对等效磁荷法做了相应的改进,将其与改进前的等效磁荷法、片电流方法和三维有限元法从求解效率和求解精度两方面进行了比较;最后将正交实验法引入优化过程中,提出一种实用的磁性联轴器优化设计方案,该方案亦可应用于其它设计优化领域。

2 优化设计的数学模型

2.1 问题描述和基本假设

本文将内外轴式磁性联轴器作为研究的对象,如图 1 所示,相关尺寸参数的符号定义如表 1 所示。内、外磁体均由相同数目的沿径向磁化且充磁方向相反的永磁体组成,偶数片永磁体以不同极性沿圆周方向交替排列(图中 $n=10$),并固定在拥有高磁导率的导磁轭铁上,以减少磁通损失,增大扭矩传递的效率。磁体形状选为瓦形,因为其外形轮廓具有相同的曲率,从而可保证内外磁体间的气隙宽度一致,可以产生更高的传递扭矩。

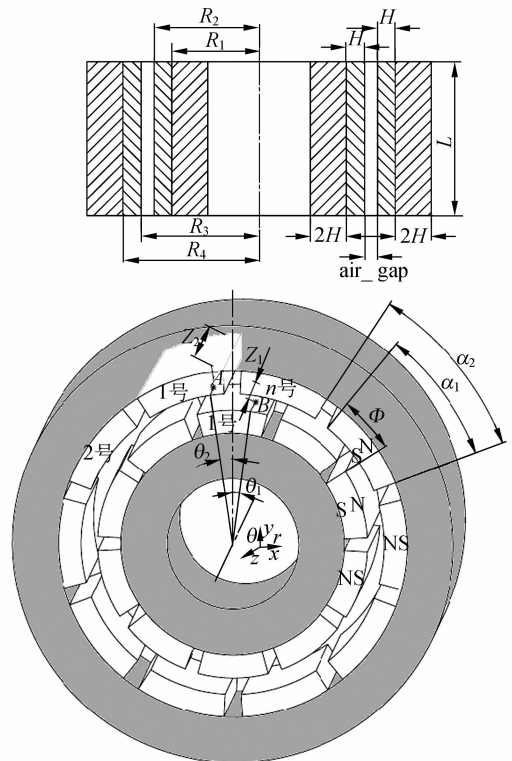


图 1 内外轴式磁性联轴器示意图

Fig. 1 Configuration of radial magnetic couplings

表 1 磁性联轴器相关尺寸参数的符号定义

Tab. 1 Nomenclatures of dimension parameters of magnetic couplings

H -磁铁厚度	L -磁铁长度
n -磁极对个数	air_gap-气隙宽度
R_1 -内磁转子内径	R_2 -内磁转子外径
R_3 -外磁转子内径	R_4 -外磁转子外径
$\alpha_2 = 2\pi/n$ -磁极间距	λ -极宽极间距之比
$\alpha_1 = \lambda * \alpha_2$ -磁极张角	Φ 内外转子相对转角

主要设计指标和基本假设如下所示:

(1) 设计最大传输扭矩“ T_{obj} ”为 75 N·m;

(2) 内外磁体间的气隙宽度“air_gap”为 5 mm,以便于将所需厚度的隔离套放置其中;

(3) 磁铁材料为 Nd-Fe-B,剩磁“ B_r ”= 1.39 T,磁化方向上的矫顽力“ H_c ”= 1 019 kA/m;

(4) 内外磁体的厚度假设相等,均为“ H ”,以便合理地简化优化过程;

(5) 为了充分利用磁性材料,极宽极间距之比 $\lambda = 0.72^{[8]}$ 。

(6) 导磁轭铁的材料选为 45#钢,初始的厚度假设为磁体厚度的 2 倍,使得优化过程中,在轭铁处不会发生磁饱和现象。

2.2 设计变量

通过上述基本假设,本文中每组设计变量的集合 \mathbf{X} 包含四个参数, $\mathbf{X} = (H, R_2, L, n)$ 。

2.3 约束方程

设计参数的约束方程可表示为:

$$\begin{cases} H \in [H_L, H_H] \subset \mathbf{R} \\ R_2 \in [R_{2L}, R_{2H}] \subset \mathbf{R} \\ L \in [L_L, L_H] \subset \mathbf{R} \\ n \in [n_L, n_H] \subset \mathbf{N}, n \% 2 = 0 \end{cases}, \quad (1)$$

式中: $*_L$ 代表变量“ $*$ ”的下限值; $*_H$ 代表变量“ $*$ ”的上限值(“ $*$ ”代表设计变量的名称)。

利用公式 2 可求解出磁性联轴器的最大扭矩。其中,“Torque”代表各求解方法的通用函数名;“ T_{max} ”为求解得到的磁性联轴器最大扭矩值;

$$T_{max} = \text{Torque}(H, R_2, L, n), \quad (2)$$

利用下式可求解出磁体材料的体积“ V ”。

$$\begin{aligned} V &= \pi \lambda (R_2^2 - R_1^2 + R_4^2 - R_3^2) L = \\ &2\pi \lambda H (2R_2 + \text{air_gap}) L, \quad (3) \end{aligned}$$

磁性联轴器的优化目标是:使用尽可能少的磁性材料,满足最大扭矩的要求。这是一个混合型优化指标。一些学者使用 T_{max}/V 作为目标函数^[8],但此评价方法过于简化,往往不能贴切地反映实际的设计需求。本文提出了一个更符合实际应用需要的评判指标,通过公式(4)~(6)可计算得出。约束方程中引入的影响因子和变量定义如表 2 所示:

表 2 约束方程中引入的影响因子和变量定义

Tab. 2 Symbol definition of chosen factors and intermediate variables in equations

$\lambda_{T_{obj_scale}}$	反应扭矩偏离目标值的不同情况的重要性
λ_{dif_lim}	定义“ Dif_T ”允许的最大偏离程度
λ_{modify}	修正扭矩偏离程度的影响因子
$\lambda_{T_{V_scale}}$	反映扭矩值与磁铁体积的不同重要性
Dif_T	“ T_{max} ”与“ T_{obj} ”的偏差值
$Dif_{T_{modify}}$	修正后的“ T_{max} ”与“ T_{obj} ”的偏差值
Obj_{judge}	判别指标值

公式(4)用于计算“ T_{max} ”与“ T_{obj} ”的偏差。当“ $T_{max} > T_{obj}$ ”时,将造成磁性材料的浪费,增加设备的惯量;当“ $T_{max} < T_{obj}$ ”时,磁性联轴器使用时的安全性将会降低。上述两种情况对实际使用时的影响程度是不同的,因此引入影响因子“ $\lambda_{T_{obj_scale}}$ ”,文中设置为 1.5。

$$Dif_T = \begin{cases} \lambda_{T_{obj_scale}} (T_{obj} - T_{max}), & T_{max} \leq T_{obj} \\ T_{max} - T_{obj}, & T_{max} > T_{obj} \end{cases}, \quad (4)$$

$$Dif_{T_{modify}} = \begin{cases} Dif_T, & Dif_T \leq \lambda_{dif_lim} T_{obj} \\ \lambda_{modify} \lambda_{dif_lim} T_{obj}, & Dif_T > \lambda_{dif_lim} T_{obj} \end{cases}, \quad (5)$$

当“ T_{max} ”严重偏离目标值“ T_{obj} ”时,按此组参数设计的磁性联轴器不适合应用于该场合。利用公式(5),“ T_{max} ”将被修正放大以反应该情况。本研究中,“ λ_{dif_lim} ”设为 1/3,“ λ_{modify} ”设为 2。

$$\begin{aligned} Obj_{judge} &= \lambda_{T_{V_scale}} \times 100 \times \frac{Dif_{T_{modify}}}{\lambda_{modify} \cdot \lambda_{dif_lim} \cdot T_{obj}} + \\ &100 \times \frac{V - \min_{V \in V} V}{\max_{V \in V} V - \min_{V \in V} V}, \quad (6) \end{aligned}$$

公式(6)用于计算混合指标值。其中“ V ”代表了所有求解组中变量“ V ”值的集合。影响因子“ $\lambda_{T_{V_scale}}$ ”反映了扭矩值与磁铁体积不同的重要

性, 本应用中设为 4。

本文各影响因子的设定值可作参考, 具体数值可根据实际应用的场合中使用者对各种情况的不同重视程度而做相应的调整。

2.4 目标函数

公式(7)即为本优化设计数学模型的目标函数。

$$F_{obj} = \min_{Obj_{judge} \in \mathbf{O}} Obj_{judge}, \quad (7)$$

式中, “O”代表“ Obj_{judge} ”的集合, 通过上述方法, 复杂的多目标函数被成功转化为一个简单实用的单目标函数, 利于实现优化设计。

3 分析方法的比较

3.1 等效磁荷法

根据磁场计算的磁荷模型, 空间磁场由磁荷产生。一块有限大小的永久磁铁在空间产生的磁场, 可视为按照某种规律分布的磁荷在空间产生的磁场的叠加。等效磁荷法(Equivalent Magnet-

ic Charge, EMC), 即磁荷积分法, 是将永磁体视为等效磁荷分布在垂直于磁化方向上的两个表面, 然后计算分布不同表面上两个等效磁荷的库仑作用力, 再求出周向分量, 乘以回转半径即为两个磁荷间的力矩。

文献[5]利用等效磁荷法建立了内外轴式无轭铁组合推拉式磁性联轴器的磁转矩数学模型。本文在此基础上做了改进, 给出了轭铁足够大时, 间隙分散式磁性联轴器的最大转矩的简化公式。

如图 1 所示, 在 1 号外磁转子的内侧面与 1 号内磁转子的外侧表面上分别取任意点 A 和 B, 利用公式(8)求解相应的等效磁荷值“ M_A ”和“ M_B ”, 公式(9)求解间隙分散式磁性联轴器的内磁转子 1 号永磁体的 N 极受到的外磁转子 1 号永磁体 S 极的磁转矩值“ $T_{i1N_{o1S}}$ ”。公式(10)求解内磁转子 1 号永磁体受到的外磁转子 1 号永磁体的磁转矩值“ $T_{i1_{o1}}$ ”。

$$M_A = B_r R_3 d\theta_2 dz_2; M_B = B_r R_2 d\theta_1 dz_1, \quad (8)$$

$$\begin{cases} T_{i1N_{o1S}} = \frac{B_r^2 R_2^2 R_3}{4\pi\mu_0} \int_0^L \int_0^L \int_{\phi-\frac{\alpha_1}{2}}^{\phi+\frac{\alpha_1}{2}} \int_{-\frac{\alpha_1}{2}}^{\frac{\alpha_1}{2}} I_{i1N_{o1S}} d\theta_1 d\theta_2 dz_1 dz_2 \\ I_{i1N_{o1S}} = \frac{-(R_2 \sin \theta_1 + R_3 \sin \theta_2) \cos \theta_1 + (R_3 \cos \theta_2 - R_2 \cos \theta_1) \sin \theta_1}{((R_2 \sin \theta_1 + R_3 \sin \theta_2)^2 + (R_3 \cos \theta_2 - R_2 \cos \theta_1)^2 + (z_1 - z_2)^2)^{\frac{3}{2}}} \end{cases}, \quad (9)$$

$$\begin{cases} T_{i1_{o1}} = T_{i1N_{o1N}} + T_{i1N_{o1S}} + T_{i1S_{o1N}} + T_{i1S_{o1S}} = \frac{B_r^2}{4\pi\mu_0} \int_0^L \int_0^L \int_{\phi-\frac{\alpha_1}{2}}^{\phi+\frac{\alpha_1}{2}} \int_{-\frac{\alpha_1}{2}}^{\frac{\alpha_1}{2}} I_1 d\theta_1 d\theta_2 dz_1 dz_2 \\ I_1 = R_2^2 R_4 I_{i1N_{o1N}} + R_2^2 R_3 I_{i1N_{o1S}} + R_1^2 R_4 I_{i1S_{o1N}} + R_1^2 R_3 I_{i1S_{o1S}} \\ I_{i1N_{o1N}} = \frac{(R_4 \sin \theta_2 + R_2 \sin \theta_1) \cos \theta_1 + (R_2 \cos \theta_1 - R_4 \cos \theta_2) \sin \theta_1}{((R_4 \sin \theta_2 + R_2 \sin \theta_1)^2 + (R_2 \cos \theta_1 - R_4 \cos \theta_2)^2 + (z_1 - z_2)^2)^{\frac{3}{2}}} \\ I_{i1S_{o1N}} = \frac{-(R_1 \sin \theta_1 + R_4 \sin \theta_2) \cos \theta_1 + (R_4 \cos \theta_2 - R_1 \cos \theta_1) \sin \theta_1}{((R_1 \sin \theta_1 + R_4 \sin \theta_2)^2 + (R_4 \cos \theta_2 - R_1 \cos \theta_1)^2 + (z_1 - z_2)^2)^{\frac{3}{2}}} \\ I_{i1S_{o1S}} = \frac{(R_1 \sin \theta_1 + R_3 \sin \theta_2) \cos \theta_1 + (R_1 \cos \theta_1 - R_3 \cos \theta_2) \sin \theta_1}{((R_1 \sin \theta_1 + R_3 \sin \theta_2)^2 + (R_1 \cos \theta_1 - R_3 \cos \theta_2)^2 + (z_1 - z_2)^2)^{\frac{3}{2}}} \end{cases}. \quad (10)$$

根据参考文献[5]提供的推导思路可得内磁转子受到外磁转子总的磁转矩。当内外磁转子相对转角“ Φ ”为磁极间距“ α_2 ”的一半时, 磁性联轴器可获得最大的传输扭矩^[6], 此时内磁转子 1 号永磁体在外磁转子 1 号和 n 号永磁体正中间。根据几何对称性可知, 内磁转子 1 号永磁体受到外磁转子“ x ”号和“ $n-x+1$ ”号永磁体的扭矩值相等,

即 $T_{i1_{ax}} = T_{i1_{o(n-x+1)}}$ 。实际上, 根据磁性联轴器磁场中的磁力线分布可知, 内磁转子 1 号永磁体主要受外磁转子 1 号和 n 号永磁体的磁转矩, 而外磁转子其它永磁体对其磁转矩的贡献可忽略^[3]。最后, 考虑到轭铁效应, 有轭铁且不发生磁饱和时, 磁性联轴器内磁转子受到的磁转矩值约是没有轭铁时的 2 倍^[9], 故有轭铁的间隙分散式

磁性联轴器的最大转矩公式可简化如下:

$$T_{\text{mod_max}} \approx 2T \approx 2(n \times 2T_{i1_o1}) = \frac{nB_r^2 R_2^2 R_3}{\pi \mu_0} \int_0^L \int_0^L \int_{\frac{\pi(-\lambda)}{n}}^{\frac{\pi(\lambda)}{n}} I_1 d\theta_1 d\theta_2 dz_1 dz_2, \quad (11)$$

3.2 片电流方法

Huang^[2]将片电流方法(Current Sheet Model, CSM)应用于磁性联轴器的设计中。片电流方法是将磁铁的磁势力用如图 2 所示的一系列沿着磁铁厚度方向分布的无限薄的电流片代替,通过分析多层电流片模型产生的叠加磁场来计算耦合磁铁受到的力矩。

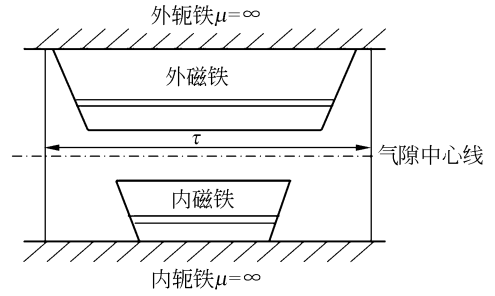


图 2 片电流法磁铁线性化模型

Fig. 2 Linearized model for magnets by CSM

根据参考文献[2]提供的推导思路可得磁性联轴器的最大转矩的简化公式如下:

$$T = 2LJ_1 J_2 \mu_0 \pi R_2^{\frac{n}{2}} [(4+n)R_1^n R_2^2 - 8R_1^{2+\frac{n}{2}} R_2^{\frac{n}{2}} + (4-n)R_2^{2+n}] \cdot \left[\frac{R_3^{2-\frac{n}{2}} (4R_3^n - nR_3^n + 4R_4^n + nR_4^n) - 8R_4^{2+\frac{n}{2}}}{(n^2 - 16)^2 \cdot (R_1^n - R_4^n)} \right], \quad (12)$$

式中,内磁体和外磁体电流片密度的峰值简化公式分别为公式(13)和公式(14),公式中的中间变量“ τ ”、“ θ_{i1} ”、“ θ_{i2} ”、“ θ_{o1} ”和“ θ_{o2} ”的计算如公式(15)所示。

$$J_1 = \frac{4B_r}{\mu_0 \tau} \cdot \frac{(\cos \theta_{i1} - \cos \theta_{i2})}{(\theta_{i2} - \theta_{i1})} = \frac{4B_r n (\cos \theta_{i1} - \cos \theta_{i2})}{\mu_0 \pi^2 \lambda (R_2 - R_1)}, \quad (13)$$

$$J_2 = \frac{4B_r}{\mu_0 \tau} \cdot \frac{(\cos \theta_{o1} - \cos \theta_{o2})}{(\theta_{o2} - \theta_{o1})} = \frac{4B_r n (\cos \theta_{o1} - \cos \theta_{o2})}{\mu_0 \pi^2 \lambda (R_4 - R_3)}, \quad (14)$$

$$\begin{cases} \tau = \alpha_2 (R_2 + R_3) / 2 = \pi (R_2 + R_3) / n \\ \theta_{i1} = \pi R_1 \lambda / (R_2 + R_3) \\ \theta_{i2} = \pi R_2 \lambda / (R_2 + R_3) \\ \theta_{o1} = \pi R_3 \lambda / (R_2 + R_3) \\ \theta_{o2} = \pi R_4 \lambda / (R_2 + R_3) \end{cases} \quad (15)$$

3.3 有限元法

考虑到磁性联轴器的末端漏磁效应,二维有限元方法(以下简称为 2D FEA)很难应用于设计精度要求高的场合。为了获得高精度的求解结果,方便参数化仿真建模,本文使用 Ansoft 公司专业的三维电磁场有限元分析软件 Maxwell 11,并选用基于虚功原理的方法来求解磁性联轴器的扭矩。同时,为了节省求解时间,降低建模的复杂度,本文利用磁场的周期性条件,使用主从边界来

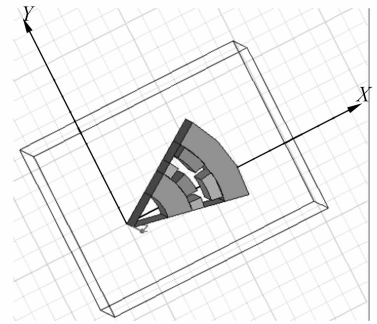


图 3 三维有限元建模实体图

Fig. 3 3D FEA model

简化模型。取两个极距范围作为求解区域,如图 3 所示,主、从边界上,半径和高度相同的对应点,矢量磁位 A_z 的大小相等,符号相同,满足全周期条件,如下式所示:

$$A_z(R, L, \theta) = A_z(R, L, \theta + 2 \times 360/n), \quad (16)$$

因为隔离密封套的磁导率与空气非常地接近,为了简化模型,本文没有单独建模隔离套。此外,磁性联轴器的内外导磁轭铁初始厚度假设为磁体厚度的 2 倍,这样在优化设计过程中,轭铁处不会发生磁饱和,所以不需要在外导磁轭铁的外侧建模空气层^[4];同时,为了考虑端面漏磁效应的影响,空气层的建模长度设为磁铁厚度的 3 倍,即可满足求解精度的要求^[3]。

3.4 3 种方法比较

为了对比上述 3 种方法的求解精度,建立了内外轴式磁性联轴器的测试平台,实物图如图 4 所示。

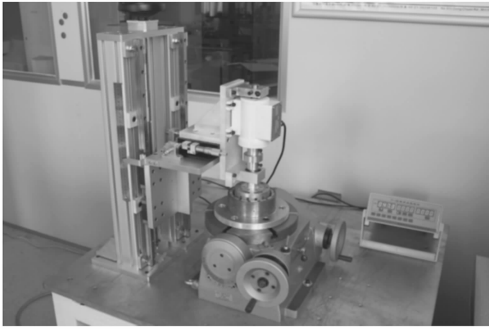


图 4 磁性联轴器测试平台实物图

Fig. 4 Photo of test rig for magnetic couplings

本文设计了 3 组实验对比模型,如表 3 所示,其中“ H ”,“ R_2 ”,“ L ”的单位为 mm,磁极对数

“ n ”均为 12。分别使用前述 3 种方法进行求解,并进行实验验证。将实验数据作为参考值,从求解精度和求解效率两方面对上述 3 种方法进行比较。各种方法计算的结果“ T_{\max} ”和花费的时间“ t ”亦列在表 3 中。其中“ T_{\max} ”的单位为 $N \cdot m$,“ t ”的单位为 s。

根据表 3 中的数据可求得各方法的求解误差 ϵ ,如公式(17)所示。其中,变量“ $Method$ ”代表前述相应方法求得的最大扭矩值“ T_{\max} ”,变量“ $Measure$ ”代表实验测量得到的最大扭矩值。方法 2 与方法 1 相比求解精度的提高量即为 $\epsilon_1 - \epsilon_2$ 。

$$\epsilon = (Method - Measure) / Measure, \quad (17)$$

此外,改进后的 EMC 方法与参考文献[5]提供的 EMC 方法相比,其求解效率的提高量如公式(18)所示。

$$\eta = (EMC_t - EMC_{update_t}) / EMC_t, \quad (18)$$

表 3 各方法求解精度和求解效率比较表

Tab. 3 Comparison on efficiencies and precisions by various methods

No.	H	R_2	L	比较点	EMC	EMC _{update}	CSM	FEA	Measure
1	5	66	30	T_{\max}	82.3	78.6	104.9	77.2	71.3
				t	8.8	3.7	0.03	544	
2	6	41	50	T_{\max}	99.5	96.1	94.9	75.2	72.8
				t	109	51.8	0.02	636	
3	6	66	26	T_{\max}	90.9	87.3	109.9	77.5	70.6
				t	8.6	3.7	0.05	512	

从上表可知,利用本文提供的改进后的 EMC_{update}方法,无论求解精度和求解效率都比参考文献[5]提供的 EMC 方法更高,其中精度提高了约 5%,效率提高了约 55%;但是,等效磁荷法的求解时间不稳定,依不同的参数模型,尤其磁铁长度的改变而相差较大。这主要是求解公式中积分区间对求解时间的影响很大,一般需耗费几秒到几分钟的时间。CSM 方法的求解时间则接近于 0;同时,等效磁荷法和 CSM 方法的求解精度也不太稳定,改进后的 EMC_{update}方法的求解误差约为 10%~30%,而 CSM 方法的精度较低,求解误差约为 30%~50%;此外,使用 3D FEA 方法仿真求解每组模型需耗费约 9 min 的时间,且求解精度较稳定,约为 5%。

可见,3D FEA 方法仿真精度高且稳定,但需耗费大量的求解时间和资源,使用 3D FEA 方法进行优化设计的效率的高低很大程度取决于能否提供的适合的初始参数值;CSM 方法使用的是二维模型,虽求解效率极高,但误差较大,适用于快速缩小优化搜索范围的场合;EMC_{update}方法属于 3D 数值解析计算方法,计算结果具有一定的准确性,但涉及四重积分,求解每组模型所花费的时间很不稳定,有时仍需求解若干分钟,可用于进一步缩小优化搜索范围。但利用上述两种解析方法求得的结果的误差仍然较大,将其直接作为初始参数值不利于搜索过程的快速收敛,而会大大增加 3D FEA 方法优化搜索的时间。

4 最优化设计

为了方便可靠地提供适合的参数初始值,保证搜索过程的快速收敛性,提高 3D FEA 法优化设计效率,本文引入了正交试验的方法(Design of Experiments, DOE),具体的磁性联轴器最优化设计步骤如下:

第一步是为每个设计参数提供合适的取值范围。可针对不同的应用场合,利用解析法的高求解效率迅速地缩小取值范围,以为下一步使用 DOE 方法打下基础。基于真空机器人的外部尺寸约束条件,利用上文提及的解析方法,最终确定了本研究的设计参数取值范围如下:

$$5 \text{ mm} \leq H \leq 7 \text{ mm}; \quad 40 \text{ mm} \leq R_2 \leq 60 \text{ mm}$$

$$30 \text{ mm} \leq L \leq 50 \text{ mm}; \quad 8 \leq n \leq 16, \quad n\%2=0$$

表 4 正交实验表 $L_9(3^4)$ 和仿真结果

Tab. 4 Orthogonal table $L_9(3^4)$ and its simulation

No.	H (mm)	R_2 (mm)	L (mm)	n	T_{\max} (N·m)	V (cm^3)	Obj_{judge}
1	5	40	30	8	30.6	57.7	200
2	5	50	40	12	71.2	95.0	60.07
3	5	60	50	16	134.2	141.4	283.15
4	6	40	40	16	53.7	92.3	234.38
5	6	50	50	8	88.6	142.5	138.60
6	6	60	30	12	79.7	101.8	62.66
7	7	40	50	12	79.0	134.6	92.47
8	7	50	30	16	67.7	99.8	85.57
9	7	60	40	8	101.9	158.3	300

第二步是利用 DOE 方法获得适合的初始参数组。这里使用了正交实验表,作为一种标准的 DOE 统计方法,正交表常用于优化设计中以减少分析模型的数目^[10]。利用正交实验法本身的特点,可以高效可靠地提供一组或多组适合的初始参数值。首先需选择一个合适的正交表。本应用有 4 个设计参数,根据各参数相应的取值范围,选择表 $L_9(3^4)$,每个设计参数有 3 个水平^[11],9 组模型各参数对应的数值分别列于表 4 中。对正交表中的 9 组模型分别进行仿真,并按前文建立的数学模型求得结果“ T_{\max} ”,“ V ”,和评判指标“ Obj_{judge} ”。通过表 4 可选出 9 组中的最优参数组,即其中的第二组,作为 FEA 搜索的初始参数

组。当然亦可选择表中的第六组,这取决于使用者的综合考虑。某些应用时,如果从表中可选择的最优组仍不适合作为初始参数组,可以进一步求解直观分析表^[11],以快速地获得更合适的初始参数组。

第三步是利用初始参数组,结合标准的最优值搜索技术,如梯度法,寻找最优解^[12]。由于类似的搜索技术在很多其它文献中均有讨论,亦不是本文的重点,故在此不加展开,仅给出几例搜索到的优化模型,如表 5 所示。这几例优化模型无论是最大扭矩值还是评判指标值,都较初始参数组有了很大的提高。

表 5 优化结果

Tab. 5 Optimal cases

No.	H (mm)	R_2 (mm)	L (mm)	n	T_{\max} (N·m)	V (cm^3)	Obj_{judge}
1	5	52	40	12	75.6	98.6	43.06
2	5	50	42	12	75.3	99.8	42.94
3	5.3	50	40	12	75.0	100.7	43.02

最后一步是优化轭铁的厚度。前面所有的分析均是基于轭铁的厚度为磁铁厚度的两倍的假设。但轭铁厚度过大不仅不能提高传输的扭矩,还会增加设备的惯量。所以需要对其厚度进行优化,具体过程可参见文献[4]。

5 结论

为了保证 3D FEA 方法优化设计的快速收敛性,本文将正交实验法引入优化过程中,提出了一种实用的磁性联轴器优化设计方案。该方案结合了解析法运算效率高和 3D FEA 方法求解精度高的优点,利用 DOE 方法大幅度合理地减少分析模型的数目,仅使用 9 组模型即可获得适合的初始参数值,通过标准的最优值搜索技术还可方便地获得多组最优参数设计值。本研究中,最优参数组比初始参数组的评判指标值提高了约 30%。可见,该方案可满足磁性联轴器优化设计的稳定可靠、精度高、方便实用等要求。

此外,本文改进了等效磁荷法,使其精度提高了约 5%,所耗费的时间节省了约 55%;对片电流方法做了相应的简化,并从求解效率和求解精度

两方面将它们和 3D FEA 法进行了比较;并建立了实用而合理的优化设计评判指标和数学模型。通过本文的数学模型可以根据不同的应用场合设置更合理的影响因子值和评判指标。

参考文献:

- [1] FURLANI E P, WANG R, KUSNADI H. A three-dimensional model for computing the torque of radial couplings [J]. *IEEE Transactions on Magnetics*, 1995, 31(5): 2522-2526.
- [2] HUANG S M, SUNG C K. Analytical analysis of magnetic couplings with parallelepiped magnets [J]. *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, 2002, 239: 614-616.
- [3] WU W, LOVATT H C, DUNLOP J B. Analysis and design optimisation of magnetic couplings using 3D finite element modelling [J]. *IEEE Transactions on Magnetics*, 1997, 33(5): 4083-4085.
- [4] LIU P K, WANG Y L, WU J. *Novel design and analysis of Magnetic couplings used for vacuum robot* [C]. 2008 International Conference on Intelligent Robotics and Applications, 2008: 24-35.
- [5] 高秀峰. 永磁联轴器工作特性研究[D]. 长春: 吉林大学, 2006.
GAO X F. *Study on working characteristics of permanent magnet couplings* [D]. Changchun: Jilin University, 2006. (in Chinese)
- [6] 杨红. 用有限元法分析径向磁性联轴器的力矩特性 [J]. 深圳职业技术学院学报, 2004, 3(2): 22-25.
YANG H. Torque of radial magnetic couplings; a FEM approach [J]. *Journal of Shenzhen Polytechnic*, 2004, 3(2): 22-25. (in Chinese)
- [7] 杨杰伟, 吴一辉, 贾宏光, 等. 轴向磁化永磁微电机磁场分析及设计方法研究 [J]. 光学精密工程, 2006, 14(1): 83-88.
YANG J W, WU Y H, JIA H G, et al.. Design method and magnetic field analysis of axial-magnetized permanent magnet micromotor [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2006, 14(1): 83-88. (in Chinese)
- [8] NAGRIAL M H. Performance of magnetic couplings using Nd-Fe-B magnets [C]. *Proceedings of the 1996 IEEE IECON 22nd International Conference on Industrial Electronics, Control, and Instrumentation*, 1996: 997-998.
- [9] YONNET J P, HEMMERLIN S, RULLIERE E, et al.. Analytical calculation of permanent magnet couplings [J]. *IEEE Transactions on Magnetics*, 1993, 29(6): 2932-2934.
- [10] 李玉兰, 林绪虹, 刘桂雄. 正交设计方法在优化空瓶检测图像处理参数中应用 [J]. 光学精密工程, 2005, 13(增): 206-211.
LI Y L, LIN X H, LIU G X. Application of orthogonal design in optimizing parameters for the image processing of empty bottle detection system [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2005, 13(Supp.): 206-211. (in Chinese)
- [11] 栾军. 现代试验设计优化方法 [M]. 上海: 上海交通大学出版社, 1995: 273.
LUAN J. *Modern Optimization Method of the Design of Experiments* [M]. Shanghai: Shanghai Jiao-tong University Press, 1995: 273. (in Chinese)
- [12] 牛晓明, 卢铿. 有限元法与优化技术相结合的方法及应用 [J]. 光学精密工程, 1995, 3(6): 107-112.
NIU X M, LU E. Method and application of the combination of FEM and the optimum method [J]. *Opt. Precision Eng.*, 1995, 3(6): 107-112. (in Chinese)

作者简介:王禹林(1981—),男,江苏南京人,博士研究生,主要研究方向为磁力驱动技术,直接驱动技术和真空机器人系统。E-mail: wyl_sjtu@sjtu.edu.cn

刘品宽(1969—),男,湖北天门人,副教授,主要研究方向为纳/微操作机器人技术,高速高精度控制技术等。E-mail: pkliu@sjtu.edu.cn

(本栏目编辑 李树军)