考虑机电磁耦合下鼠笼筒式磁力耦合器综合调速特性

杨超君[1,2]， 郭超[1]， 孙现友[1]， 戚玉堂[1]， 高源[1]
（1. 江苏大学 机械工程学院，江苏 镇江 212013；2. 重庆大学 高端装备机械传动全国重点实验室，重庆 400044）

摘 要：筒式磁力耦合器通常与电机和风机、泵等负载组成机电磁传动系统，磁力耦合器的调速问题势必受到电机与负载的工作性能的制约。为研究机电磁耦合下机械传动系统调速方法，提出引入原动机、工作机负载特性，结合磁力耦合器调速性能的综合调速方法。基于等效磁网络法，推导出磁力耦合器电磁转矩公式。为确定耦合器合理的调速范围，运用离散化的方法，拟合出原动机和磁力耦合器的多项表达式，考虑相互之间的制约关系，建立原动机、磁力耦合器、工作机的联系并求解，确定了不同输出转速、负载转矩的调速范围及最佳调速。最后，通过构建传动性能试验平台，对磁力耦合器在不同滑差率与耦合位置条件下的输出转矩进行测量，并将测试数据与理论推导及仿真结果进行对照分析，从而验证所提方法的有效性与准确性。

关键词：鼠笼筒式磁力耦合器；机电磁耦合；调速性能；多项式拟合；输出转矩；耦合位置
DOI：10.15938/j.emc.2026.02.016
中图分类号：TH133.4 **文献标志码**：A **文章编号**：1007-449X(2026)02-0176-11

Comprehensive speed regulation characteristics of squirrel-cage cylindrical magnetic coupler considering machine-electromagnetic coupling system

YANG Chaojun[1,2], GUO Chao[1], SUN Xianyou[1], QI Yutang[1], GAO Yuan[1]
(1. School of Mechanical Engineering, Jiangsu University, Zhenjiang 212013, China;
2. State Key Laboratory of Mechanical Transmission for Advanced Equipment, Chongqing University, Chongqing 400044, China)

Abstract: The cylindrical magnetic coupler is usually applied in the machine-electromagnetic transmission system combined with motor, fan, pump or other loads. The speed regulation problem of the magnetic coupler is restricted by the working performance of the motor and load. In order to study the speed regulation method of mechanical transmission system, a comprehensive speed regulation method that introduces power machine and the load characteristics of working machine, combined with the speed regulation performance of magnetic coupler was proposed. Based on the equivalent magnetic network method, the electromagnetic torque formula of the magnetic coupler was derived. To determine the speed regulation range of the magnetic coupler, mechanical characteristic for power machine and magnetic coupler were derived using discretization method. Considering their mutually restrictive relationship is stable, the relation of the three was solved and the speed regulation range when different output speeds and load torques and optimal speed regulation range were determined. Finally, the transmission performance test platform was

收稿日期：2025-08-12
基金项目：高端装备机械传动全国重点实验室开放基金(SKLMT-MSKFKT-202331)
作者简介：杨超君(1965—)，女，博士，教授，博士生导师，研究方向为磁力机械及激光加工技术；
郭 超(2001—)，女，硕士研究生，研究方向为磁力传动；
孙现友(1998—)，男，硕士研究生，研究方向为磁力传动；
戚玉堂(2000—)，男，硕士研究生，研究方向为磁力传动；
高 源(1999—)，男，硕士研究生，研究方向为磁力传动。
通信作者：杨超君

built and the output torque of the magnetic coupler under different slip rates and coupling positions was measured, and the test results were compared with those obtained by the theoretical calculation and simulation, verifying effectiveness and accuracy of the proposed method.

Keywords: squirrel-cage cylindrical magnetic coupler; machine-electromagnetic coupling; speed-regulation performance; polynomial fitting; output torque; coupling position

0　引　言

在当今工业自动化和精密控制领域,调速系统的作用日益凸显,它不仅关系到设备的运行效率和能源消耗,而且也是提升产品质量和保障生产安全的关键技术。目前,调速系统的研究主要集中在提高调速精度、扩大调速范围、降低能耗和提高系统的可靠性等方面[1-3]。现有调速装置种类繁多,主要包括变频调速系统、变压调速系统、变阻调速系统、电磁调速系统等。每种调速装置都有其独特的原理和适用场景,它们在工业生产、交通运输、家用电器等领域发挥着重要作用。然而,随着市场对调速性能要求的不断提高,传统调速装置在某些方面已经难以满足现代工业的需求,这就促使研究者们寻找更为高效、可靠的调速解决方案。

在这一背景下,磁力耦合器凭借其非接触式特性展现出独特优势:它通过调节永磁体与导体之间的气隙实现无级调速,不仅克服了机械磨损和振动传递等传统问题,而且在风机、水泵等负载中更凸显出显著的节能潜力。其出色的过载保护功能可在扭矩超出设定限值时能有效保护驱动设备,显著提升系统可靠性[4-6]。

目前国内外众多学者对机械传动系统的调速性能进行相关研究。2024 年,JIANG Min 等[7]提出双分区转子永磁轮毂电机,通过近永磁体区磁通调节拓宽弱磁调速范围,结合近气隙区气隙调制增强低速大转矩能力,实测验证其宽域调速与高转矩输出特性;同年,为提升永磁电机的调速性能,JI Liujie 等[8]提出一种不对称多层磁障永磁电机,该设计通过引入非对称磁障结构拓宽恒功率调速范围并提高输出转矩密度,分析表明该设计能有效实现宽范围恒功率调速与高转矩运行。2021 年,江苏大学杨超君、朱莉等[9]基于等效磁路理论推导出开槽盘式磁力耦合器电磁转矩表达式,建立了恒转矩负载、二次方率负载和恒功率负载工况下的调速关系解析模型,结合最大转矩 – 功率点量化界定宽域调速范围,实验验证模型可支撑调速系统智能决策;2024 年,杨超君、戚玉堂等[10]运用二维矢量磁位法,推导出考虑温度对永磁体性能影响关系式下电磁转矩表达式,得到不同负载下的调速范围。但是上述这些文献只考虑了负载类型对磁力耦合器调速范围的影响,而忽略了原动机转速的影响。对于作为传动装置的筒式磁力耦合器而言,在工作中的耦合位置不仅受到负载类型的影响,还会受到输入端转速特性影响,因此,深入探讨磁力耦合器在机电磁传动系统中的调速特性具有重要的研究意义。

本文针对 Halbach 结构的鼠笼筒式磁力耦合器在机电磁传动系统中的整体调速性能进行分析,首先,采用等效磁网络法建立磁力耦合器的等效磁路模型并求解磁力耦合器的电磁转矩,得到磁力耦合器机械特性曲线组;其次,为了提高求解效率,将磁力耦合器的机械特性曲线组与电机机械特性曲线分别进行多项式拟合;接着,将电机、磁力耦合器与负载的转矩解析式和机电磁耦合系统稳定运行的条件组成非线性方程组,得到磁力耦合器的调速区间;最后,通过试验验证理论值与模拟值的准确性。

1　机电磁耦合系统中组成部分及工作原理

图 1 为一种机电磁耦合传动系统,主要由电机、磁力耦合器和负载组成。电机作为动力源,通过磁力耦合器将扭矩以非接触方式传递至负载,实现动力的柔性传输。设电机输出的转矩为 T_m,磁力耦合器转矩为 T_c,负载转矩为 T_l。图 2(a)为磁力耦合器的三维图,主要包括永磁转子和导体转子。永磁转子为外转子,采用 N35 钕铁硼磁体,磁体按 90° Halbach 阵列排布,如图 2(b)所示,磁化顺序为左、上、右、下,轭铁为 10 号钢。导体转子为内转子,由开槽铜导体和 10 号钢轭铁组成,其齿形设计与导体槽完全对应,实现紧密嵌合。图 3 为调速过程中的耦合位置图,图中对中耦合即中线重合;单侧耦合即导体转子右移至其端面与永磁转子端面重合;半耦合即继续右移至耦合长度为导体转子轴向长度一半,L 为导体转子与永磁转子的相对耦合位置。

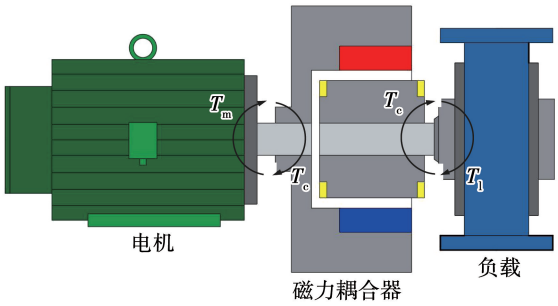
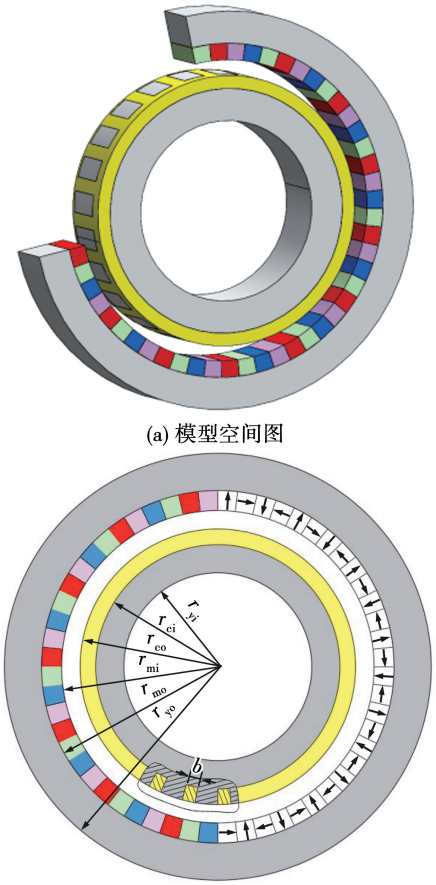


图 1 机电磁耦合传动系统

Fig. 1 Machine-electromagnetic coupling transmission system

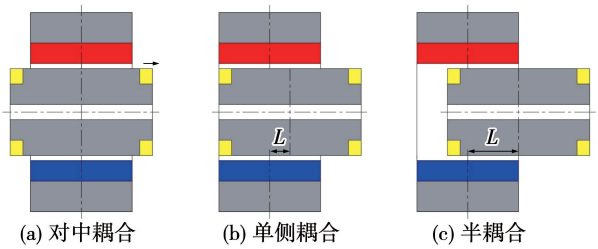


(a) 模型空间图

(b) 永磁体分布图

图 2 磁力耦合器模型

Fig. 2 Model of magnetic coupler



(a) 对中耦合 (b) 单侧耦合 (c) 半耦合

图 3 磁力耦合器耦合位置图

Fig. 3 Coupling position of magnetic coupler

筒式磁力耦合器可通过调整永磁转子与导体转子之间的有效相互作用区域,实现对输出转速的平稳调控[11]。运行过程中,两转子之间发生相对旋转运动,铜导体切割永磁体产生的磁力线,根据法拉第电磁感应定律,导体内部将产生环状感应电流,该电流在磁场中受到洛伦兹力的作用,为导体转子提供驱动力矩,实现动力的非接触式传递[12]。磁力耦合器具体的结构参数与材料属性详见表 1 与表 2。

表 1 磁力耦合器结构参数

Table 1 Parameters of magnetic coupler

样机参数	数值
永磁转子极对数 p	14
永磁转子尺寸/mm	8×8×30
永磁转子内半径 r_{mi}/mm	70
永磁转子外半径 r_{mo}/mm	78
永磁转子轭铁外半径 r_{yo}/mm	93
导体转子外半径 r_{co}/mm	66
导体转子内半径 r_{ci}/mm	60
导体转子轭铁内半径 r_{yi}/mm	50
齿槽数	24
槽宽 b/mm	6.5

表 2 磁力耦合器材料属性

Table 2 Material properties of magnetic coupler

参数	数值
永磁体矫顽力 H_c/(A/m)	-8.68×10^5
铜导体电导率 σ_c/(S/m)	5.7×10^7
永磁体相对磁导率 μ_{mr}	1.099

2 机电磁耦合系统理论模型建立

2.1 等效磁路模型建立及转矩公式求解

为简化分析计算,提出以下基本假设:

1)磁力耦合器中产生的主磁通沿垂直方向依次通过永磁体、气隙与导体转子。

2)由于轭铁磁阻相较于其他磁阻较小,因此忽略轭铁磁阻。

3)永磁体与空气相对磁导率相同。

由于齿槽轭铁的高磁导率调制磁场,导致各径向永磁体支路磁阻不同。本文将磁力耦合器按周向展开,如图 4 所示。在 Halbach 阵列中,径向磁化永磁体对气隙磁密的增强起主导作用,其余磁化方向的磁体主要用于磁通的定向汇聚,故将径向磁化永磁体定义为主磁极,其余磁化永磁体为辅磁极。

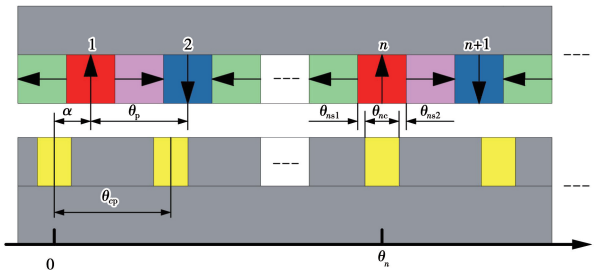


图 4　永磁 – 导体转子相对位置

Fig. 4　Relative positions of permanent magnet-conductor rotors

图 4 中,将主磁极编号,第 n 个主磁极中心线的角度表示为

$$\theta_n = (n-1)\theta_p + \alpha。\tag{1}$$

式中:θ_p 为相邻两主磁极间的极距;α 为主磁极 1 左侧最近导体转子相对其的初始角度。

通过模运算定位第 n 个主磁极在导体转子上的相对位置,为

$$\theta_{rn} = \mathrm{Rem}(\theta_n, \theta_{cp})。\tag{2}$$

式中:θ_{cp} 为相邻铜导体的间距;Rem 为取余函数;θ_{rn} 为 θ_n 除以 θ_{cp} 的余数。

由此,每个主磁极所覆盖的铜导体与齿槽轭铁位置关系为:

$$\begin{cases}
\theta_{ns1} = \dfrac{\theta_r - \theta_c}{2} - \theta_{rn}, \theta_{nc} = \theta_c, \theta_{ns2} = \dfrac{\theta_r - \theta_c}{2} + \theta_{rn}, \\
\quad 当 0 \leqslant \theta_{rn} < \dfrac{\theta_r - \theta_c}{2} 时; \\
\theta_{nc} = \dfrac{\theta_r + \theta_c}{2} - \theta_{rn}, \theta_{ns2} = \dfrac{\theta_r - \theta_c}{2} + \theta_{rn}, \\
\quad 当 \dfrac{\theta_r - \theta_c}{2} \leqslant \theta_{rn} < \dfrac{\theta_r + \theta_c}{2} 时; \\
\theta_{ns1} = \theta_r, 当 \dfrac{\theta_r + \theta_c}{2} \leqslant \theta_{rn} < \theta_{cp} - \dfrac{\theta_r + \theta_c}{2} 时; \\
\theta_{ns1} = \dfrac{\theta_r + \theta_c}{2} - \theta_{rn} + \theta_{cp}, \theta_{nc} = \theta_{rn} - \theta_{cp} - \dfrac{\theta_c - \theta_r}{2}, \\
\quad 当 \theta_{cp} - \dfrac{\theta_r + \theta_c}{2} \leqslant \theta_{rn} < \theta_{cp} + \dfrac{\theta_c - \theta_r}{2} 时; \\
\theta_{ns1} = \dfrac{\theta_r - \theta_c}{2} - \theta_{rn} + \theta_{cp}, \theta_{nc} = \theta_c, \\
\quad 当 \theta_{cp} + \dfrac{\theta_c - \theta_r}{2} \leqslant \theta_{rn} < \theta_{cp} 时。
\end{cases}\tag{3}$$

式中:θ_c 为导体转子单极角度;θ_r 为主磁极永磁转子角度;θ_{nc} 为第 n 个主磁极所对应导体转子上的角度位置;θ_{ns1}、θ_{ns2} 为其与齿槽轭铁左侧与右侧重叠部分的角度范围。

图 5 为磁力耦合器磁通路径图,其中实线为主磁路,虚线为漏磁路。基于此建立图 6 的等效磁路模型,并简化为图 7。

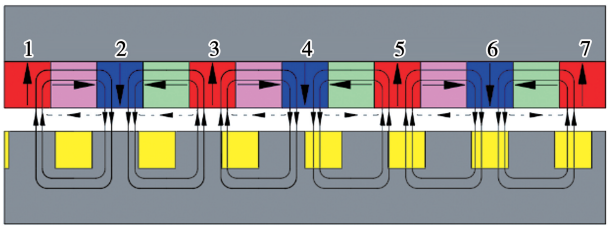


图 5　磁力耦合器磁通路径图

Fig. 5　Magnetic flux path diagram of magnetic coupler

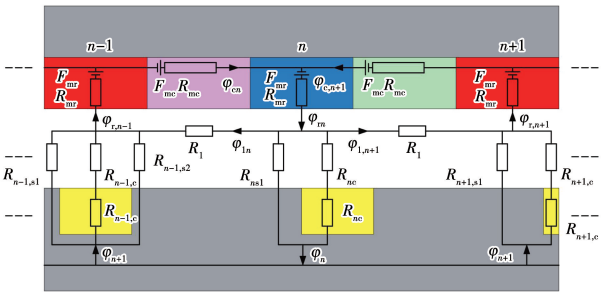


图 6　等效磁路模型

Fig. 6　Equivalent magnetic circuit model

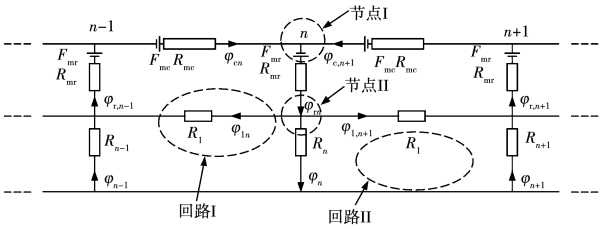


图 7　简化后的等效磁路模型

Fig. 7　Simplified equivalent magnetic circuit model

永磁体在径向和周向充磁时所产生的磁动势分别为:

$$F_{mr} = H_c h_{mr};\tag{4}$$

$$F_{mc} = H_c h_{mc}。\tag{5}$$

式中 h_{mc}、h_{mr} 为永磁体沿磁化方向的有效长度。

磁阻计算公式为

$$R = \frac{l}{\mu_0 \mu_r s}。\tag{6}$$

式中:l 为磁路长度;μ_0 为真空磁导率;μ_r 为对应材料的磁导率;s 为垂直磁通面积。

设 R_n 为第 n 支磁通路径中气隙及导体部分的总体磁阻,由 R_{n1}、R_{n2}、R_{n3}、R_{nc} 等分段磁阻组合而成,即

$$R_n = R_{n1} /\!/ (R_{n2} + R_{nc}) /\!/ R_{n3}。 \tag{7}$$

永磁体间的漏磁阻 R_{mm} 为

$$R_{mm} = 1/\int_0^{r_{mm}} \frac{\mu_0 w_m \mathrm{d}r}{\tau_p - \tau_m + \pi r}。 \tag{8}$$

其中

$$r_{mm} = \min\{g, \tau_m/2\}。 \tag{9}$$

式中：ω_m 为永磁转子在径向上的平均长度；τ_p 为相邻两主磁极中线之间平均半径处的弧长；τ_m 为单个径向充磁永磁转子在其平均半径处的弧长。

在主磁路和漏磁路中分别运用基尔霍夫电压定律，得到：

$$\left.\begin{aligned}
&\varphi_{c1}R_{mc} + \varphi_{r1}R_{mr} + \varphi_{r2}R_{mr} + \varphi_1 R_1 + \varphi_2 R_2 = 2F_{mr} + F_{mc};\\
&\varphi_{c2}R_{mc} + \varphi_{r2}R_{mr} + \varphi_{r3}R_{mr} + \varphi_2 R_2 + \varphi_3 R_3 = 2F_{mr} + F_{mc};\\
&\qquad\vdots\\
&\varphi_{cn}R_{mc} + \varphi_{rn}R_{mr} + \varphi_{r1}R_{mr} + \varphi_n R_{28} + \varphi_1 R_1 = 2F_{mr} + F_{mc}。
\end{aligned}\right\} \tag{10}$$

$$\left.\begin{aligned}
&\varphi_{l1}R_1 - \varphi_1 R_1 - \varphi_2 R_2 = 0;\\
&\varphi_{l2}R_1 - \varphi_2 R_2 - \varphi_3 R_3 = 0;\\
&\qquad\vdots\\
&\varphi_{ln}R_1 - \varphi_n R_n - \varphi_1 R_1 = 0。
\end{aligned}\right\} \tag{11}$$

节点Ⅰ、Ⅱ处分别运用基尔霍夫电流定律，得到：

$$\left.\begin{aligned}
&\varphi_{c1} + \varphi_{cn} - \varphi_{r1} = 0;\\
&\varphi_{c1} + \varphi_{c2} - \varphi_{r2} = 0;\\
&\qquad\vdots\\
&\varphi_{c,n-1} + \varphi_{cn} - \varphi_{rn} = 0。
\end{aligned}\right\} \tag{12}$$

$$\left.\begin{aligned}
&\varphi_{r1} - \varphi_{l1} - \varphi_{ln} - \varphi_1 = 0;\\
&\varphi_{r2} - \varphi_{l1} - \varphi_{l2} - \varphi_2 = 0;\\
&\qquad\vdots\\
&\varphi_{rn} - \varphi_{1,n-1} - \varphi_{ln} - \varphi_n = 0。
\end{aligned}\right\} \tag{13}$$

将式(11)～式(13)改写为矩阵形式为

$$\boldsymbol{A}\boldsymbol{x} = \boldsymbol{b}。 \tag{14}$$

其中：

$$\boldsymbol{x} = [\varphi_{c1}, \cdots, \varphi_{cn}, \varphi_{r1}, \cdots, \varphi_{rn}, \varphi_{l1}, \cdots, \varphi_{ln}, \varphi_1, \cdots, \varphi_n]^{\mathrm{T}}; \tag{15}$$

$$\boldsymbol{b} = [2F_{mr} + F_{mc}, \cdots, 2F_{mr} + F_{mc}, 0, \cdots, 0]^{\mathrm{T}}; \tag{16}$$

$$\boldsymbol{A} = \begin{Bmatrix} \boldsymbol{B} \\ \boldsymbol{C} \\ \boldsymbol{D} \\ \boldsymbol{E} \end{Bmatrix}。 \tag{17}$$

式中：$\boldsymbol{B}$ 为式(10)的系数矩阵；$\boldsymbol{C}$ 为式(11)的系数矩阵；$\boldsymbol{D}$ 为式(12)的系数矩阵；$\boldsymbol{E}$ 为式(13)的系数矩阵；$\boldsymbol{A}$ 为式(14)的系数矩阵。

导体转子平均电流密度为：

$$\boldsymbol{J}_{avi} = \frac{\sigma_c \pi n_s r_c \boldsymbol{B}_{avi}}{30}; \tag{18}$$

$$B_{avi} = \frac{\varphi_i}{\theta_m r_c l_{mc}}; \tag{19}$$

$$r_c = \frac{r_{co} + r_{ci}}{2}。 \tag{20}$$

式中：σ_c 为导体转子的电导率；n_s 为两转子之间的转速差；$\boldsymbol{B}_{avi}$ 为平均气隙磁通密度；θ_m 为永磁转子极弧角度；l_{mc} 为两转子在轴向方向的重合长度；r_c 为导体转子平均半径；r_{co}、r_{ci} 分别为导体转子外半径、内半径。

导体转子牵引力为

$$f = k_s \sum_{n=1}^{2p} \int_V | \boldsymbol{J}_{avi} \times \boldsymbol{B}_{avi} | \, \mathrm{d}V = \frac{1}{2} k_s l_{mc} (r_{co}^2 - r_{ci}^2) \sum_{n=1}^{2p} \boldsymbol{J}_{avi} \boldsymbol{B}_{avi} \theta_{nc}。 \tag{21}$$

其中

$$k_s = 1 - \frac{\tanh(\pi w_m/2\tau_p)}{(\pi w_m/2\tau_p)\{1 + \tanh(\pi w_m/2\tau_p)\tanh[\pi(w_c - w_m)/2\tau_p]\}}。 \tag{22}$$

式中：θ_{nc} 为第 n 块永磁－导体转子重合角度；k_s 为 Russell-Norsworthy 因子[13]。

电磁转矩为

$$T = fr_c。 \tag{23}$$

2.2 电机机械特性理论

根据电机学理论，电机输出转矩－转速公式[14]为

$$T = \frac{2\lambda_{max} T_N}{\dfrac{n_0 - n_{in}}{(n_0 - n_N)(\lambda_{max} + \sqrt{\lambda_{max}^2 - 1})} + \dfrac{(n_0 - n_N)(\lambda_{max} + \sqrt{\lambda_{max}^2 - 1})}{n_0 - n_{in}}}。 \tag{24}$$

式中：T_N 为电机在额定工况下提供的转矩；n_0 为同步状态下电机的转速；n_{in} 为实际输出转速；n_N 为额定运行转速。

结合磁力耦合器性能，选用 Y90L－6 电机作为系统原动机。其铭牌参数对应的机械特性曲线如图 8所示，AB 段为稳定运行区，B 点为最大转矩点；BC 段因绕组电流过大、发热严重，无法持续稳定运行，属于非稳定区。

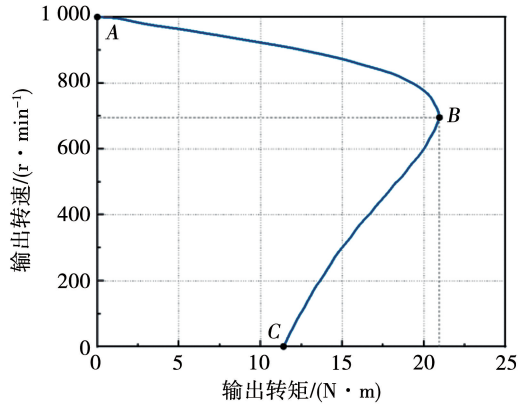


图 8　三相异步电机 Y90L－6 机械特性曲线

Fig. 8　Mechanical characteristic curve of three-phase asynchronous motor Y90L－6

2.3　电机与磁力耦合器机械特性多项式拟合

考虑到电机及磁力耦合器的理论机械特性表达形式较为繁复,为提高机电磁耦合传动系统中磁力耦合器调速区间的求解效率,需对计算过程进行简化。图 9 为磁力耦合器在不同耦合位置下,永磁转子与导体转子所对应的机械特性拟合图。其中,原始数据以散点形式呈现,拟合后的连续解析函数以曲面图表示。通过计算分析,拟合结果与原数据之间的误差方差为 1.056,拟合优度高达 0.999 5。由此可见,所采用的三次多项式拟合模型具有极高的精度,误差极小,能够有效替代原始数据用于后续建模与计算,其拟合表达式为

$$\begin{aligned} T_c = f_1(L,n_s) = {} & 1.388\times10^{-7}n_s^3 + \\ & 1.224\times10^{-5}Ln_s^2 - 5.912\times10^{-5}L^2n_s + \\ & 0.001\,653L^3 - 0.000\,377\,9n_s^2 - \\ & 0.004\,523Ln_s - 0.046\,78L^2 + 0.150\,2n_s + \\ & 0.389\,9L - 0.956\,8。 \end{aligned} \tag{25}$$

式中:T_c 为磁力耦合器的输出转矩;$f_1(L,n)$ 为磁力耦合器多项表达式;L 为磁力耦合器导体转子与永磁转子的耦合位置(本文取 0 ~ 16 mm);n_s 为转速差。

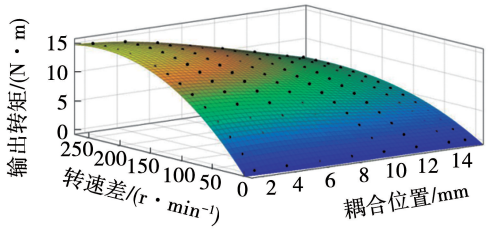


图 9　磁力耦合器机械特性曲线拟合图

Fig. 9　Fitting of mechanical characteristic curve of the magnetic coupler

同理,将电机机械特性理论表达式(24)简化为多项式形式,拟合曲线如图 10 所示,经计算可知,其与原始数据的误差方差为 0.502 5,拟合优度为 0.999 8。误差方差趋近于 0 且拟合优度接近 1,表明拟合精度高,可用于电机机械特性预测,具体表达式为

$$\begin{aligned} T_m = f_2(n_{in}) = {} & -1.147\times10^{-7}n_{in}^3 + \\ & 5.02\times10^{-6}n_{in}^2 + 0.173\,1n_{in} - 63.66。 \end{aligned} \tag{26}$$

式中:T_m 为电机输出转矩;$f_2(n_{in})$ 为电机多项表达式。

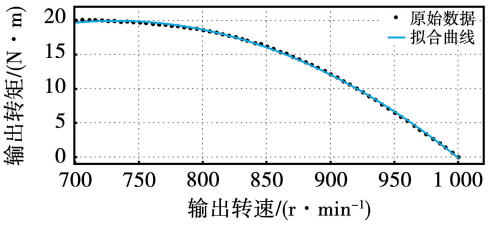


图 10　电机机械特性曲线拟合图

Fig. 10　Fitting diagram of the mechanical characteristic curve of the motor

2.4　构建机电磁耦合系统

机电磁耦合系统稳定运行需满足[15]

$$T_m = T_c = T_l。 \tag{27}$$

为适应电机运行状态及输出转矩变化,磁力耦合器需通过调节耦合位置 L 来实现对负载转速和转矩的适应。通过联合电机、磁力耦合器及负载的机械特性关系,并结合式(27),构建对应的系统稳态运行方程为:

$$\left.\begin{aligned} T_c &= f_1(L,n);\\ T_m &= f_2(n_{in});\\ T_l &= f_3(n_{out});\\ k &= n_{in} - n_{out};\\ T_m &= T_c = T_l。 \end{aligned}\right\} \tag{28}$$

式中 n_{out} 为磁力耦合器输出转速。

由式(28)得到耦合位置、负载转矩、耦合器输入与输出转速四者之间的关系,即

$$f(L,T_l,n_{in},n_{out}) = 0。 \tag{29}$$

3　机电磁耦合系统中磁力耦合器在不同负载下调速性能分析

3.1　恒转矩负载下调速性能分析

图 11 为恒转矩负载下,系统负载转矩、输出

转速与耦合位置的三维关系图,反映了系统的传递转矩及输出转速的调节范围。投影面沿负载转矩方向,随负载转矩增加,磁力耦合器可调输出转速范围呈先增后减趋势。最大调速范围对应负载值约 6 N·m,转速调节区间 740 ~ 960 r·min^{-1};沿输出转速方向,随转速增加,可调转矩范围减小。

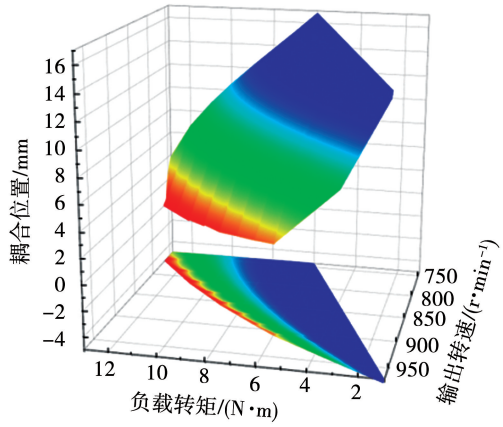


图 11 恒转矩负载下磁力耦合器调速范围

Fig. 11 Speed regulation range of magnetic coupler under constant torque load

图 12 为系统内负载恒为 6 N·m 时输出转速与耦合位置之间的关系曲线,随着输出转速的上升,所对应的耦合位置逐渐减小,且在高转速区段,耦合位置变化率较大。图 13 为输出转速 800 r·min^{-1}时输出转矩与耦合位置之间的关系曲线,当转速恒定时,随着输出转矩的上升,耦合位置逐步减小。因此,为了在负载增加时保持转速稳定,需要适当缩小耦合位置。

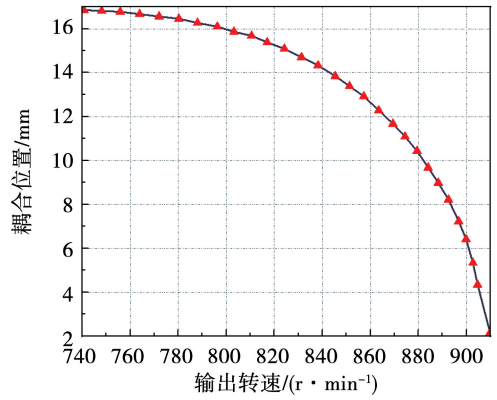


图 12 负载 6 N·m 时输出转速 – 耦合位置

Fig. 12 Output speed-coupling position when the load is 6 N·m

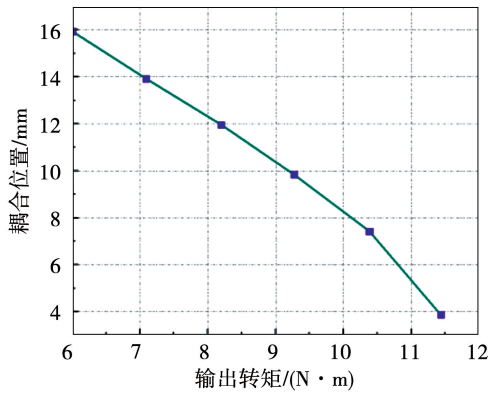


图 13 转速 800 r·min^{-1}时输出转矩 – 耦合位置

Fig. 13 Output torque-coupling position at 800 r·min^{-1}

3.2 二次方率负载下调速性能分析

二次方率负载是指负载转矩与转速的二次方成正比例变化的负载,常用于风机、水泵和压缩机中,其关系为 $T_1 = kn_{out}^2$。图 14 为系统二次方率系数、负载转矩与磁力耦合器耦合位置的三维关系图。随二次方率系数的增大,磁力耦合器的可调输出转矩区间先略有增加随后趋于减小。图 15 为二次方率系数、负载转矩与磁力耦合器输出转速的三维关系图,随二次方率系数的增加,磁力耦合器可调输出转速的范围先增大后减小。其中,在二次方率系数为 1.2×10^{-5}时得到最大调速区间 730 ~ 854 r·min^{-1}。

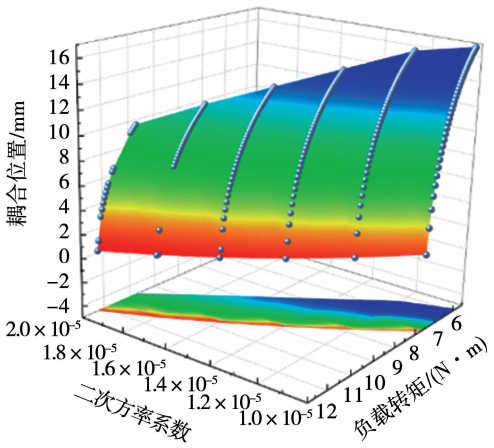


图 14 二次方率负载下磁力耦合器调速范围

Fig. 14 Speed regulation range of the magnetic coupler under quadratic power load

图 16 为二次方率负载系数为 1.2×10^{-5}时负载转矩与耦合位置关系曲线,随着负载转矩的持续增加,耦合位置呈减小趋势,且其下降速率逐渐加快。图 17 为负载转矩 8 N·m 时二次方率系数与

耦合位置的关系曲线,随着二次方率负载系数的升高,耦合位置增大,且该增大过程逐渐趋于平缓。

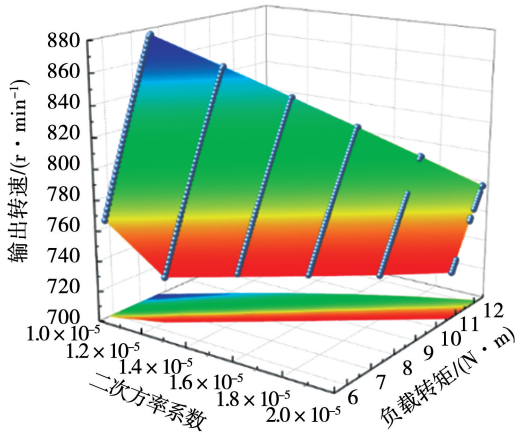


图 15　二次方率负载下磁力耦合器输出转速范围

Fig. 15　Output speed range of magnetic coupler under quadratic power load

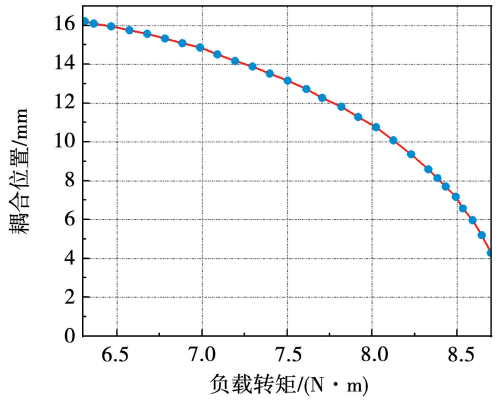


图 16　二次方率系数 1.2×10^{-5} 时负载转矩 – 耦合位置

Fig. 16　Load torque-coupling position when quadratic rate coefficient is 1.2×10^{-5}

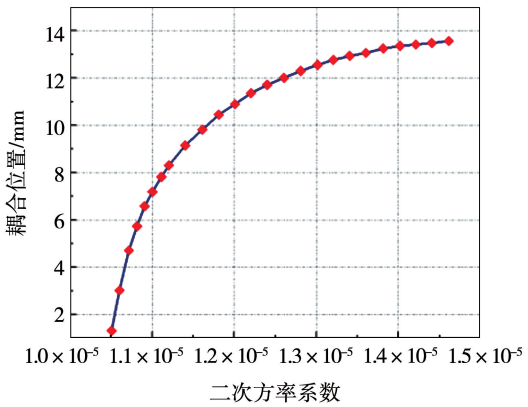


图 17　负载 8 N·m 时二次方率系数 – 耦合位置

Fig. 17　Square rate coefficient-coupling position at a load of 8 N·m

3.3　恒功率负载下调速性能分析

图 18 为恒功率负载下负载功率、负载转矩与磁力耦合器耦合位置的三维关系图。沿负载功率坐标轴方向,磁力耦合器可调负载转矩区间随负载功率的增大呈先增加后减小的趋势。图 19 为负载功率、负载转矩与磁力耦合器输出转速的三维关系图,沿负载功率坐标轴方向,随负载功率的增加,磁力耦合器可调输出转速的范围先增大后减小。

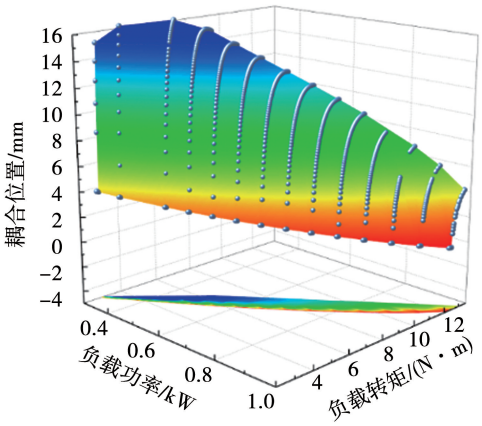


图 18　恒功率负载下磁力耦合器调速范围

Fig. 18　Speed regulation range of magnetic coupler under constant power load

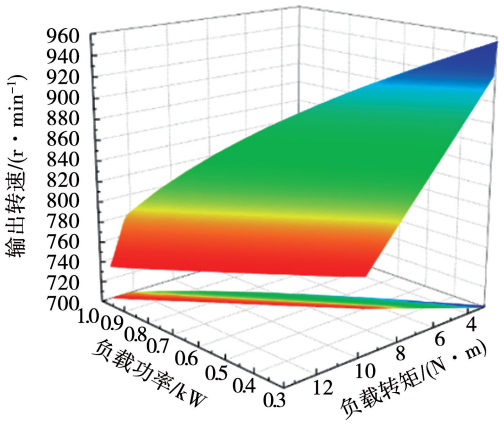


图 19　恒功率负载下磁力耦合器输出转速范围

Fig. 19　Output speed range of magnetic coupler under constant power load

图 20 为恒功率 0.75 kW 时负载转矩与耦合位置关系曲线,随负载转矩的增加,耦合位置逐渐增大。

图 21 为磁力耦合器输入、输出转速与负载转矩的关系曲线,随负载转矩的增大,磁力耦合器输入与输出转速均呈下降趋势,且相比于输入端,输出转速的下降幅度更为显著。

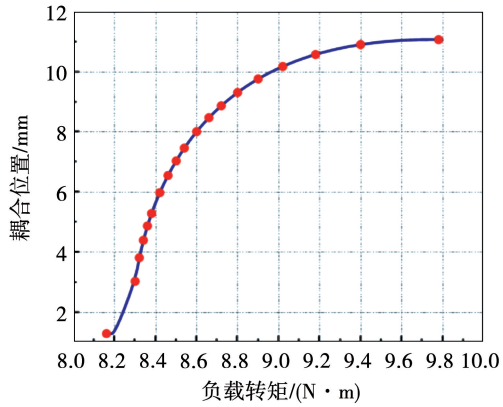


图 20 恒定功率 0.75 kW 时负载转矩 – 耦合位置

Fig. 20 Load torque-coupling position at a constant power of 0.75 kW

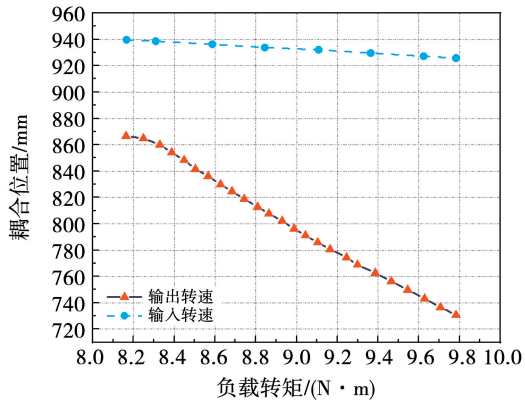


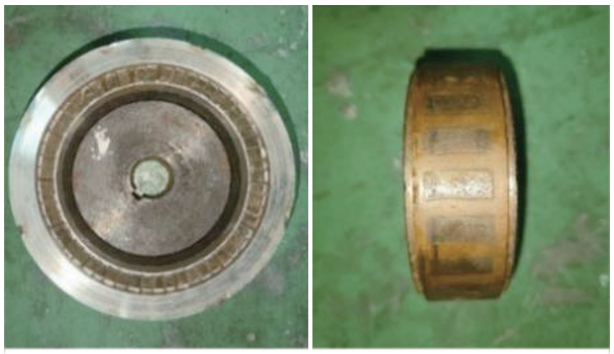
图 21 恒定功率 0.75 kW 时负载转矩 – 输入/输出转速

Fig. 21 Load torque-input/output speed at a constant power of 0.75 kW

4 实验验证

4.1 测试平台的搭建

图 22 为测试样机,外转子采用 90° Halbach 永磁阵列,内导体转子为开槽鼠笼结构,其参数如表 1 和表 2 所示。测试平台如图 23 所示。



(a) 90° Halbach 排布永磁转子 (b) 开槽导体转子

图 22 鼠笼筒式磁力耦合器样机

Fig. 22 Prototype of squirrel-cage magnetic coupler

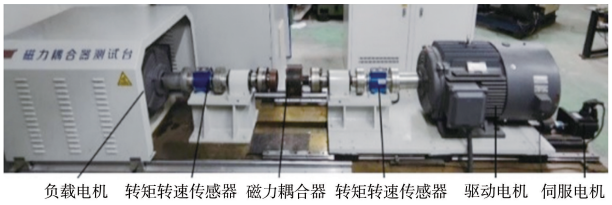


图 23 磁力耦合器传动特性试验平台

Fig. 23 Experimental platform for transmission characteristics of magnetic couplers

4.2 机械特性结果分析

为验证所提出求解方法的准确性,当输入转速为 1 000 r · min^{-1}、对中耦合时,对比理论、模拟、试验值如图 24 所示。可知,滑差率为 0.1 时理论 – 试验误差仅为 5.862%,滑差率为 0.15 时误差增至 13.221%,表明理论方法在低滑差率下适用性良好,但随滑差率升高误差有所增大,这是因为涡流损耗的加剧。

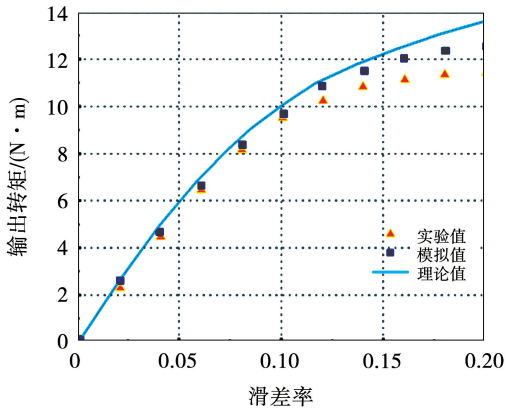


图 24 输入转速 1 000 r · min^{-1}时滑差率 – 输出转矩

Fig. 24 Slip rate-output torque when input speed is 1 000 r · min^{-1}

4.3 调速性能测试结果分析

4.3.1 恒转矩负载下的调速性能

图 25 为负载转矩 4 N · m 时磁力耦合器的输出转速及转速差随耦合位置变化的关系。随着耦合位置的上升,输出转速呈递减态势;当耦合距离大于 7 mm 时,试验数据与理论模型之间的偏差较大,这主要是由于内外转子耦合区域缩短与气隙磁场分布的异常共同增强了漏磁效应。图 26 为恒定转速时磁力耦合器耦合位置随输出转矩变化曲线,调节区内转矩的变化范围能够直观反映系统的调速能力。对于恒速负载应用,在一定的输出转速范围内,较高的输出转速通常对应更宽广的有效调速区间。

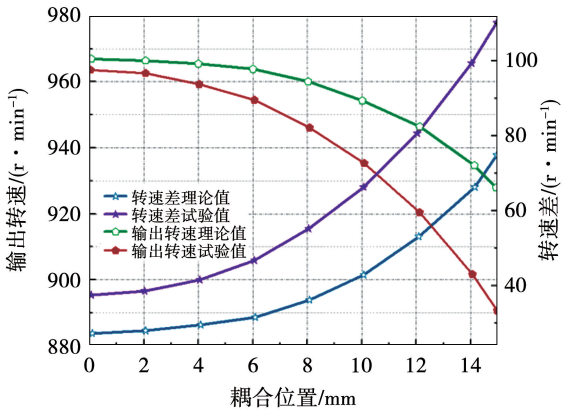


图 25　负载转矩 4 N·m 时耦合位置 – 输出转速

Fig. 25　Coupling position-output speed when the load torque is 4 N·m

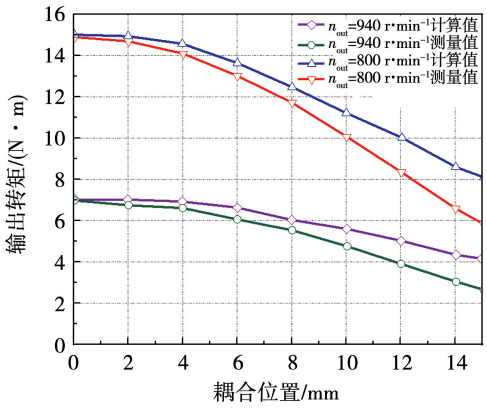


图 26　恒转速时耦合位置 – 输出转矩

Fig. 26　Coupling position-output torque at constant speed

4.3.2　二次方率负载下的调速性能

图 27 为二次方率系数为 1.525×10^{-5} 时磁力耦合器输出转速与转速差随耦合位置变化曲线,当耦合位置在 0 ~ 12 mm,输出转速随耦合位置上升而持续下降。

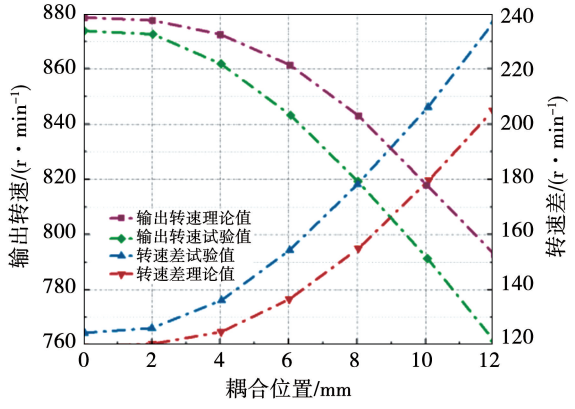


图 27　二次方率系数为 1.525×10^{-5} 时耦合位置 – 输出转速

Fig. 27　Coupling position-output rotational speed when the quadratic rate coefficient is 1.525×10^{-5}

4.3.3　恒功率负载下的调速性能

图 28 为恒定功率 500 W 时磁力耦合器输出转速与转速差随耦合位置的变化曲线,功率一定时,输出转速在耦合位置增加的过程中持续减小。

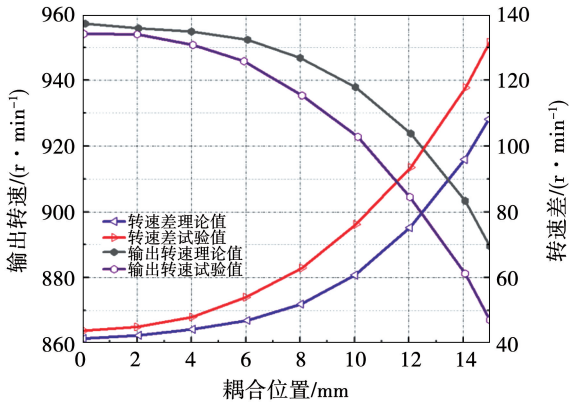


图 28　恒定功率 500 W 耦合位置 – 输出转速

Fig. 28　Coupling position-output speed at constant power 500 W

5　结　论

1)采用等效磁网络法,考虑了各永磁体块区域导体和齿槽分布,明确支路磁阻组成的差异性,推导出整体的电磁转矩计算公式。

2)机电磁耦合传动系统中,通过建立系统稳定运行的约束方程,考虑了负载变化对电机输出转速即磁力耦合器输入转速的影响,使得筒式磁力耦合器在调速过程中对耦合位置的调整更加准确。

3)磁力耦合器在机电磁耦合系统下对不同负载的调速性能进行分析,得出磁力耦合器在恒转矩负载、二次方率负载、恒功率负载下均呈现出相似的规律,恒转矩负载下,输出转速调节范围随转矩增加先增大后减小;二次方率负载下,输出转矩调节区间随负载系数上升而先增大后减小;恒功率负载下亦呈相似规律,输出转矩调节区间随功率提升而先增大后减小。

4)试验测得机电磁耦合系统在低滑差率区间模型的准确度较高。

参 考 文 献:

[1]　叶宇豪, 彭飞, 黄允凯. 多电机同步运动控制技术综述[J]. 电工技术学报, 2021, 36(14): 2922.
YE Yuhao, PENG Fei, HUANG Yunkai. Overview of multi-motor synchronous motion control technology[J]. Transaction of China Electrotechnical Society, 2021, 36(14): 2922.

[2] 侯利民, 申鹤松, 李蕴, 等. 永磁同步电机调速系统的非线性鲁棒滑模控制[J]. 电机与控制学报, 2020, 24(6): 143.
HOU Limin, SHEN Hesong, LI Yun, et al. Nonlinear robust sliding mode control of permanent magnet synchronous motor speed regulation system[J]. Electric Machines and Control, 2020, 24(6): 143.

[3] 梅杨, 吕宁, 魏铮. 间接矩阵变换器-双异步电机调速系统的模型预测控制权重因数整定[J]. 电工技术学报, 2024, 39(23): 7554.
MEI Yang, LÜ Ning, WEI Zheng. Model predictive control weight factor tuning method for indirect matrix converter-double induction motors speed control system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(23): 7554.

[4] YANG Chaojun, AMBERBIR W T, YANG Fan, et al. Torque and eddy current behavior of a magnet rotating axial disk type magnetic coupler: analysis and experimental verification[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2024, 70(12): 8580.

[5] LUO Jun, HOU Lei, PU Huayan, et al. A fully analytical model for the performance prediction of radial permanent magnet eddy current couplers[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2024, 40(1): 505.

[6] GUO Benzhen, LI Desheng, SHI Jiarui, et al. A performance prediction model for permanent magnet eddy-current couplings based on the air-gap magnetic field distribution[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2022, 58(5): 1.

[7] JIANG Min, ZHU Xiaoyong, XIANG Xixuan, et al. Dual-sub-region rotor design of a permanent magnet hub motor with enhanced speed regulation and output torque for electric vehicles[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2024, 71(11): 1.

[8] JI Liujie, QUAN Li, ZHU Xiaoyong, et al. D-Q-axis magnetic field design and investigation of asymmetrical multi-layer flux barriers PM motor for speed regulation enhancement[J]. AIP Advances, 2024, 14(1): 015120.

[9] 杨超君, 朱莉, 吴盈志, 等. 开槽型盘式异步磁力耦合器调速特性[J]. 电机与控制学报, 2021, 25(11): 130.
YANG Chaojun, ZHU Li, WU Yingzhi, et al. Speed-control characteristics of slotted-type axial-flux asynchronous magnetic couplers[J]. Electric Machines and Control, 2021, 25(11): 130.

[10] 杨超君, 戚玉堂, 丁逸飞, 等. 温度影响下的开槽盘式磁力耦合器调速特性[J]. 电机与控制学报, 2024, 28(1): 69.
YANG Chaojun, QI Yutang, DING Yifei, et al. Speed regulation performance of slotted-type axial-flux magnetic couplers under temperature influence[J]. Electric Machines and Control, 2024, 28(1): 69.

[11] YANG Fan, ZHU Jiwei, YANG Chaojun, et al. A simple method to calculate the torque of magnet-rotating-type axial magnetic coupler using a new magnetic equivalent circuit model[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2022, 58(11): 1.

[12] 杨超君, 吉城龙, 张秀文, 等. 筒式异步磁力耦合器的转矩与调速关系研究[J]. 电机与控制学报, 2019, 23(1): 108.
YANG Chaojun, JI Chenglong, ZHANG Xiuwen, et al. Torque and adjustable-speed relation for drum-type asynchronous magnetic couplers[J]. Electric Machines and Control, 2019, 23(1): 108.

[13] RUSSELL R L, NORSWORTHY K H. Eddy currents and wall losses in screened-rotor induction motors[J]. Proceedings of the IEE Part A: Power Engineering, 1958, 105(20):163.

[14] 戴文进, 徐龙权. 电机学[M]. 北京: 清华大学出版社, 2008.

[15] 陈子清. 机电磁耦合系统中磁体旋转调速型磁力耦合器的工作性能研究[D]. 镇江: 江苏大学, 2020.

(编辑:刘琳琳)