



机械科学与技术

Mechanical Science and Technology for Aerospace Engineering

ISSN 1003-8728, CN 61-1114/TH

《机械科学与技术》网络首发论文

题目：考虑气隙具体形貌的力矩马达建模与仿真研究
作者：谢张辰，葛声宏，朱海军，牛磊磊，朱玉川
DOI：10.13433/j.cnki.1003-8728.20250045
网络首发日期：2025-04-16
引用格式：谢张辰，葛声宏，朱海军，牛磊磊，朱玉川. 考虑气隙具体形貌的力矩马达建模与仿真研究[J/OL]. 机械科学与技术.
<https://doi.org/10.13433/j.cnki.1003-8728.20250045>



网络首发：在编辑部工作流程中，稿件从录用到出版要经历录用定稿、排版定稿、整期汇编定稿等阶段。录用定稿指内容已经确定，且通过同行评议、主编终审同意刊用的稿件。排版定稿指录用定稿按照期刊特定版式（包括网络呈现版式）排版后的稿件，可暂不确定出版年、卷、期和页码。整期汇编定稿指出版年、卷、期、页码均已确定的印刷或数字出版的整期汇编稿件。录用定稿网络首发稿件内容必须符合《出版管理条例》和《期刊出版管理规定》的有关规定；学术研究成果具有创新性、科学性和先进性，符合编辑部对刊文的录用要求，不存在学术不端行为及其他侵权行为；稿件内容应基本符合国家有关书刊编辑、出版的技术标准，正确使用和统一规范语言文字、符号、数字、外文字母、法定计量单位及地图标注等。为确保录用定稿网络首发的严肃性，录用定稿一经发布，不得修改论文题目、作者、机构名称和学术内容，只可基于编辑规范进行少量文字的修改。

出版确认：纸质期刊编辑部通过与《中国学术期刊（光盘版）》电子杂志社有限公司签约，在《中国学术期刊（网络版）》出版传播平台上创办与纸质期刊内容一致的网络版，以单篇或整期出版形式，在印刷出版之前刊发论文的录用定稿、排版定稿、整期汇编定稿。因为《中国学术期刊（网络版）》是国家新闻出版广电总局批准的网络连续型出版物（ISSN 2096-4188，CN 11-6037/Z），所以签约期刊的网络版上网络首发论文视为正式出版。

考虑气隙具体形貌的力矩马达建模与仿真研究

谢张辰¹, 葛声宏^{1, 2}, 朱海军², 牛磊磊¹, 朱玉川^{1, *}

(1. 南京航空航天大学 机电学院, 江苏 南京 210016;

2. 中航工业南京伺服控制系统有限公司, 江苏 南京 210032)

摘要：力矩马达工作气隙对力矩马达的输出特性有着至关重要的影响。针对传统力矩马达建模未考虑气隙部分具体形貌的不足，提出了建立磁极面的空间曲面方程以计算不同形貌的气隙的精确磁阻，进而得到更为精确的力矩马达数学模型。以衔铁磁极面倾斜度误差为研究对象开展力矩马达静态特性电磁仿真，得到不同倾斜度误差下力矩马达衔铁末端位移随电流变化曲线，与数学模型互相验证。开展力矩马达静态特性测试实验，实验结果与数学模型对比一致性较高，进一步验证了数学模型的准确性。研究结果表明，力矩马达零偏电流随着衔铁磁极面的倾斜度增加而增加，当倾斜度误差为 $8\mu\text{m}$ 时，零偏电流最大达到 1.66mA ，可见气隙具体形貌对力矩马达输出特性的影响不可忽视，本文的力矩马达建模方法对力矩马达输出零偏研究打下了基础。

关键词：力矩马达；数学建模；气隙；静态特性

中图分类号：TG156

Research on mathematical modeling and simulation of torque motor considering the specific geometry of air gap

Xie Zhangchen¹, Ge Shenghong^{1, 2}, Zhu Haijun², Niu Leilei¹, Zhu Yuchuan^{1, *}

(1. College of Mechanical and Electrical Engineering, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing, Jiangsu 210016;

2. AVIC Nanjing Servo Control System Co., Ltd., Nanjing, Jiangsu 210032)

Abstract: The working air gap of torque motor has a crucial influence on the output characteristics of torque motor. In view of the shortcoming of traditional torque motor modeling that does not consider the specific geometry of the air gap, a space surface equation of the magnetic pole surface is proposed to calculate the precise magnetoresistance of the air gap with different geometry, and then a more accurate mathematical model of the torque motor is obtained. The electromagnetic simulation of the static characteristics of torque motor is carried out with the tilt error of armature pole surface as the research object, and the curve of the end displacement of armature with the change of current under different tilt error is obtained, which is verified with the mathematical model. The static characteristic test of torque motor is carried out, and the experimental results are in good agreement with the mathematical model, which further verifies the accuracy of the mathematical model. The results show that the zero drift current of the torque motor increases with the increase of the tilt of the armature magnetic pole surface. When the tilt error is $8\mu\text{m}$, the maximum zero drift current reaches 1.66mA . It can be seen that the effect of the specific appearance of the air gap on the output characteristics of the torque motor cannot be ignored.

Key words: Torque motor; Mathematical modeling; Air gap; Static characteristic

电液伺服控制系统在航空航天、船舶、车辆及工程机械等领域，尤其是在各武器系统如火炮、雷达、导弹等方面有着广泛的应用^[1]。电液伺服阀是将电液伺服系统中电气控制部分和液压执行部分相结合的关键。电液伺服阀将输入的小功率电信号放

大转化为大功率的液压信号，实现液压执行器的位置和速度控制^[2-4]。偏转板射流式伺服阀具有高响应速度、高抗污染能力和高可靠性等诸多优势，在航空航天电液伺服控制系统中有着广阔的应用前景^[5]。

在电液伺服阀的实际生产制造过程中，由于各项加工装配工艺不能达到理想化，伺服阀常常伴随着输出零偏问题^[6]。由于伺服阀出厂后服役于航空

基金项目：国家自然科学基金（51975275）；江苏省重点研发计划（BE2021034）

作者简介：谢张辰（2000—），硕士研究生，xzc0416@nuaa.edu.cn

***通信作者：**朱玉川，教授，博士生导师，meeyczhu@nuaa.edu.cn

航天飞行器的高温系统中,其工作环境温度可达 200°C 以上^[7-9],在高温的作用下,伺服阀的零偏会进一步产生变化,导致伺服阀在实际工作状态下性能不稳定,对电液伺服系统整体输出特性产生极为重要的影响^[10]。力矩马达作为电液伺服阀的第一级组件,其输出信号将通过前置级液压放大器传给滑阀组件,因此,力矩马达的输出特性极大程度上影响了整阀的最终输出^[11]。近几十年来,国内外学者对于力矩马达的数学建模做了诸多研究。

在1967年出版的《液压控制系统》一书中,作者 Merritt^[12]就对电液伺服阀的数学建模方式给出了理论参考,其描绘了由放大器驱动的永磁体力矩马达原理图,对力矩马达的磁路组件进行了基础建模,得到了作用在衔铁上的总力矩,进而建立衔铁运动时的力平衡方程。2006年,日本学者 Urata^[13-14]对磁路组件模型进行了修正,并用实验验证了考虑永磁体磁阻和漏磁的力矩马达后的理论模型具有更高的准确性。2016年,哈尔滨工业大学的刘常海^[15]分析了导磁元件的磁阻对力矩马达的影响。作者结合已有的力矩马达模型,计算出了给定参数下的电磁力矩常数和磁弹簧常数,验证了优化后的模型电磁力矩常数和磁弹簧常数具有更高的准确性。2020年,同济大学的阎耀保^[16-17]等针对电液伺服阀中力矩马达磁路中存在的漏磁现象,考虑了控制线圈处的漏磁和工作气隙处的漏磁,理论推导了考虑磁路漏磁的力矩马达工作气隙磁通表达式和输出力矩模型。2023年 Ribout^[18]提出了一种新型的磁阻网络方法来建立力矩马达数学模型,而无需借助有限元软件中额外分析。

上述学者的研究中,力矩马达的工作气隙部分被视为长度均匀一致,而衔铁组件的加工装配工艺复杂,实际情况下并不能保证衔铁磁极面水平平整,气隙长度均匀一致。力矩马达的工作气隙本身尺寸极其微小,工作时衔铁偏转更是不足气隙的三分之一,各种加工装配因素对气隙长度的影响相对显著。气隙的长度极大程度上影响了衔铁偏转的电磁驱动力,从而影响整阀的输出特性。因此本文聚焦于力矩马达工作气隙部分,考虑气隙的具体形貌,气隙的上下表面分别为导磁体磁极面和衔铁磁极面,运用微积分的思想,对气隙进行更为细致的数学建模分析,并展开力矩马达输出特性的有限元仿真,与理论模型进行对比验证。最后搭建力矩马达的静态输出特性实验平台,通过实验结果进一步验证所建模型的准确性。

1 力矩马达结构原理

力矩马达作为电液伺服阀的驱动组件,其输出性能对整阀输出有着至关重要的影响。如图1所示为力矩马达的结构简图,其主要分为两个部分:磁路组件和衔铁组件。磁路组件是力矩马达提供驱动力的组件,其包括上下导磁体、永磁体以及控制线圈。衔铁组件是力矩马达的运动部件,其包括衔铁、弹簧管、支撑管以及反馈杆。

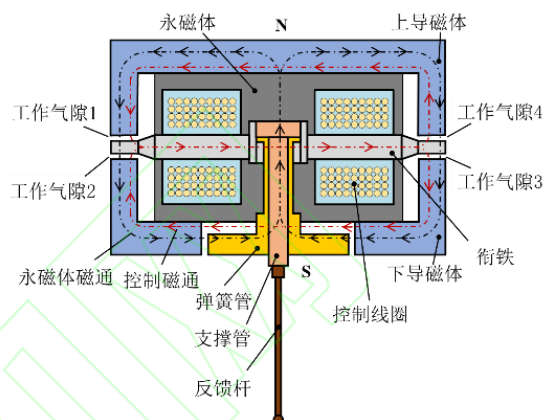


图1 力矩马达结构简图

Fig.1 Structure schematic of torque motor

力矩马达处于非工作状态时,前后两块永磁体产生的磁场从N极出发经过上导磁体的左右部分到达工作气隙作用在衔铁端部磁极面,再经过下一个工作气隙和下导磁体回到永磁体的S极形成闭合回路,如图中黑色线路表示。由于力矩马达为左右对称结构,衔铁两端的永磁体磁通相等,即对衔铁两端的作用力相等,故此时衔铁组件受到的电磁力矩为零,衔铁处于平衡状态。当力矩马达处于工作状态时,控制线圈通电产生控制磁场从衔铁端部发出,再经过气隙和上下导磁体形成回路如图红色线路所示。工作气隙1和工作气隙3处的永磁体磁通和控制磁通方向相同,总磁通为二者之和,而工作气隙2和工作气隙4处的永磁体磁通和控制磁通方向相反,总磁通为二者之差。四个工作气隙的磁通量不同导致了衔铁左端所受电磁合力向上而右端所受电磁合力向下,从而对衔铁产生电磁力矩使其发生偏转。

衔铁组件中弹簧管底部固定,衔铁与支撑管,支撑管与弹簧管之间过盈连接,衔铁的偏转带动支撑管的运动进而带动弹簧管发生弯曲变形。弹簧管为薄壁弹性元件,其变形产生弹性力矩与电磁力矩平衡,使衔铁最终稳定在固定位置。综上所述,对力矩马达施加电流可以得到衔铁组件与之对应的偏转角度输出。偏转方向由电流正负决定,偏转角度

大小由输入电流大小控制。

2 力矩马达数学建模

2.1 力矩马达电磁力矩模型

力矩马达的驱动力来源于电磁力，因此对于力矩马达的分析主要基于其磁路模型，考虑永磁体、衔铁、上下导磁体以及工作气隙的磁阻，并引入衔铁、永磁体以工作气隙处的漏磁，建立如图 2 所示的力矩马达等效磁路模型。

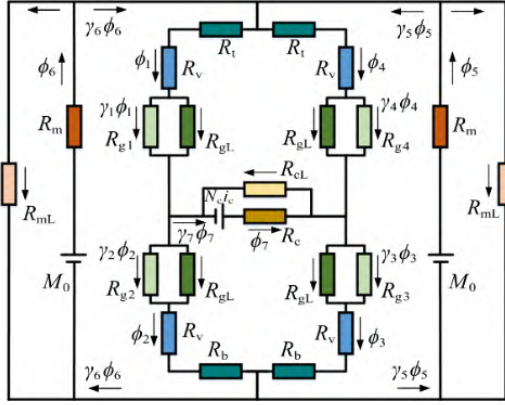


图 2 力矩马达等效磁路模型

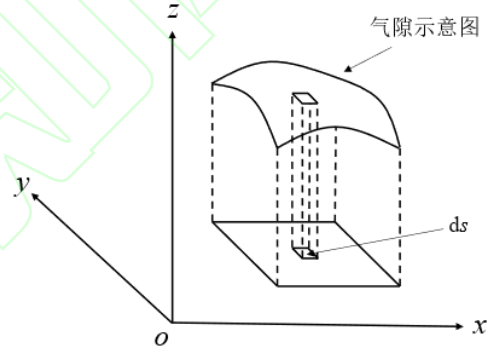
Fig.2 Equivalent magnetic circuit model of torque motor

图 2 中 R_t 为上导磁体水平部分磁阻的二分之一； R_b 为下导磁体水平部分磁阻的二分之一； R_v 为上下导磁体竖直部分的磁阻； R_c 为衔铁磁阻； R_m 为永磁体内阻； $R_{g1}, R_{g2}, R_{g3}, R_{g4}$ 分别为四个工作气隙的磁阻。另外， R_{ml} 表示永磁体漏磁磁阻； R_{cl} 表示衔铁漏磁磁阻； R_{gl} 表示气隙处漏磁磁阻。 M_0 为永磁体的磁动势； N_c 为线圈的匝数； i_c 为线圈的控制电流。 $\gamma_1, \gamma_2, \gamma_3, \gamma_4$ 分别为四个工作气隙的磁通利用率； γ_5, γ_6 为两块永磁体的磁通利用率； $\phi_1, \phi_2, \phi_3, \phi_4$ 分别为四个工作气隙处的磁通。力矩马达控制电流的变化使得气隙处的磁通 $\phi_1, \phi_2, \phi_3, \phi_4$ 发生变化，从而产生电磁力矩，因而求解参数 $\phi_1, \phi_2, \phi_3, \phi_4$ 是分析力矩马达电磁力矩的关键。根据基尔霍夫定律可知，对于磁路中的任一节点，通过节点的磁通代数和为零，对于磁路的任一闭合回路，磁压降总和等于该回路的磁动势。选取力矩马达等效磁路中的 3 个节点和 4 个回路列出以下方程组：

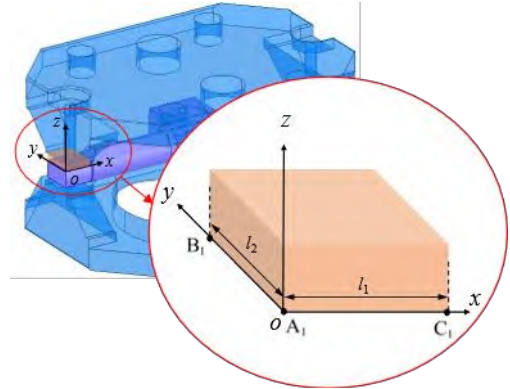
$$\begin{cases} M_0 = \phi_6 R_m + \phi_1 (R_v + R_t) + \gamma_1 \phi_1 R_{g1} + \gamma_2 \phi_2 R_{g2} + \phi_2 (R_v + R_b) \\ M_0 = \phi_5 R_m + \phi_4 (R_v + R_t) + \gamma_4 \phi_4 R_{g4} + \gamma_3 \phi_3 R_{g3} + \phi_3 (R_v + R_b) \\ N_c i_c = \phi_1 R_c - \gamma_4 \phi_4 R_{g4} + (\phi_1 - \phi_4)(R_v + R_t) + \gamma_1 \phi_1 R_{g1} \\ N_c i_c = \phi_2 R_c - \gamma_2 \phi_2 R_{g2} + (\phi_3 - \phi_2)(R_v + R_b) + \gamma_3 \phi_3 R_{g3} \\ \phi_1 + \phi_4 = \gamma_5 \phi_5 + \gamma_6 \phi_6 \\ \phi_2 + \phi_3 = \gamma_5 \phi_5 + \gamma_6 \phi_6 \\ \phi_1 = \phi_2 + \gamma_7 \phi_7 \end{cases} \quad (1)$$

根据以上 7 个方程可以求解出 $\phi_1 \sim \phi_7$ 这 7 个参数的结果。

方程中除气隙磁阻以外的磁阻 R_t, R_b, R_v, R_c, R_m 均由仿真辨识得到，且在力矩马达工作时不发生变化，为恒定值。而随着衔铁工作时的偏转，4 个工作气隙的几何尺寸会发生变化，相应的气隙磁阻 $R_{g1} \sim R_{g4}$ 也会发生变化。传统力矩马达建模对于气隙磁阻 $R_{g1} \sim R_{g4}$ 的计算仅考虑其磁极面面积和气隙长度两个结构尺寸，认为气隙长度均匀一致，而实际由于加工装配的因素，衔铁磁极并不是一个绝对水平的面，导致单个气隙长度不能均匀一致。本文运用二重积分的思想，针对单个气隙长度不均匀的问题，将气隙分割为无数个底面积为 ds 的细长棱柱进行整个气隙磁阻的求解，如图 3 (a) 所示。衔铁处于中位时，对理想情况下的气隙建立空间直角坐标系。如图 3 (b) 所示，以工作气隙 1 为例，取气隙一端点为原点 O ，平行于衔铁臂方向为 x ，垂直于衔铁臂方向为 y ，垂直于衔铁磁极面方向为 z 。



(a) 气隙积分原理图



(b) 气隙空间直角坐标系示意图

图 3 气隙处积分原理与坐标图

Fig.3 Air gap integration principle and coordinate diagram

图 3 (b) 中， l_1 为气隙 x 方向有效长度， l_2 为气隙 y 方向有效长度。气隙上表面即为导磁体磁极面，下表面则为衔铁磁极面。其中 $A_1(x_A, y_A, z_A)$ 、 $B_1(x_B, y_B, z_B)$ 、 $C_1(x_C, y_C, z_C)$ 分别为气隙底面三个端点坐标，随着衔铁磁极面的变化而变化。假设衔铁磁极面为一倾斜的平面，则根据 A_1, B_1, C_1 三点坐

标可以确定衔铁磁极面的空间坐标方程为:

$$Ax + By + Cz + D = 0 \quad (2)$$

其中:

$$\begin{aligned} A &= (y_C - y_A)(z_C - z_A) - (z_B - z_A)(y_C - y_A) \\ B &= (x_C - x_A)(z_B - z_A) - (x_B - x_A)(z_C - z_A) \\ C &= (x_B - x_A)(y_C - y_A) - (x_C - x_A)(y_B - y_A) \\ D &= -(A \times x_A + B \times y_A + C \times z_A) \end{aligned} \quad (3)$$

将衔铁磁极面的空间方程写为 $z = f(x, y) = -\frac{Ax + By + D}{C}$ 的形式, 同理可得导磁体磁极面的空间方程为 $z' = f'(x, y)$, 对于每一块微分区域的气隙, 其磁导 G 可以表示为:

$$dG = \frac{\mu_0}{g} dA \quad (4)$$

式中, μ_0 为真空磁导率, g 为微分区域气隙的长度, A 为气隙有效磁极面面积。

微分区域气隙的长度 g 可以表示为:

$$g = z' - z \quad (5)$$

将式 (5) 代入式 (4) 并对 dG 进行积分可得整个工作气隙的磁导为:

$$G = \int_0^{l_1} dx \int_0^{l_2} \frac{\mu_0}{z' - z} dy \quad (6)$$

式中, l_1 为气隙 x 方向有效长度, l_2 为气隙 y 方向有效长度。

于是可得工作气隙的磁阻为:

$$R = \frac{1}{G} = \frac{1}{\int_0^{l_1} dx \int_0^{l_2} \frac{\mu_0}{z' - z} dy} \quad (7)$$

实际情况中, 四个工作气隙形貌各不相同, 用上述方法分别对四个工作气隙建立坐标系即可求得衔铁处于中位时的气隙磁阻 R_{g1} , R_{g2} , R_{g3} , R_{g4} 。

当衔铁工作发生偏转时, 设衔铁沿着顺时针方向偏转一角度 θ , 衔铁半臂长为 l_a , 由于实际工作中衔铁的偏转角度极小, 故衔铁末端位移可以表达为:

$$x_a = l_a \theta \quad (8)$$

则工作状态下衔铁磁极面的空间曲面方程进一步变为

$$z_{w1} = z_1 + x_a = f_1(x, y) + l_a \theta \quad (9)$$

$$z_{w2} = z_2 - x_a = f_2(x, y) - l_a \theta \quad (10)$$

$$z_{w3} = z_3 + x_a = f_3(x, y) + l_a \theta \quad (11)$$

$$z_{w4} = z_4 - x_a = f_4(x, y) - l_a \theta \quad (12)$$

$z_1 \sim z_4$ 分别为四个工作气隙初始状态下的空间坐标值, $z_{w1} \sim z_{w4}$ 分别为四个工作气隙工作状态下的空间坐标值。

将式 (9) ~ (12) 代入式 (7) 可得实际情况工

作状态时四个气隙的磁阻:

$$R_{1 \sim 4} = \frac{1}{\int_0^{l_1} dx \int_0^{l_2} \frac{\mu_0}{z'_{1 \sim 4} - z_{w1 \sim 4}} dy} \quad (13)$$

在单个气隙处衔铁所受的电磁力为:

$$F = \frac{\phi^2}{2\mu_0 A} \quad (14)$$

于是四个气隙处衔铁所受电磁力分别为:

$$F_1 = \frac{\phi_{e1}^2}{2\mu_0 A} = \frac{\gamma_1^2 \phi_1^2}{2\mu_0 A} \quad (15)$$

$$F_2 = \frac{\phi_{e2}^2}{2\mu_0 A} = \frac{\gamma_2^2 \phi_2^2}{2\mu_0 A} \quad (16)$$

$$F_3 = \frac{\phi_{e3}^2}{2\mu_0 A} = \frac{\gamma_3^2 \phi_3^2}{2\mu_0 A} \quad (17)$$

$$F_4 = \frac{\phi_{e4}^2}{2\mu_0 A} = \frac{\gamma_4^2 \phi_4^2}{2\mu_0 A} \quad (18)$$

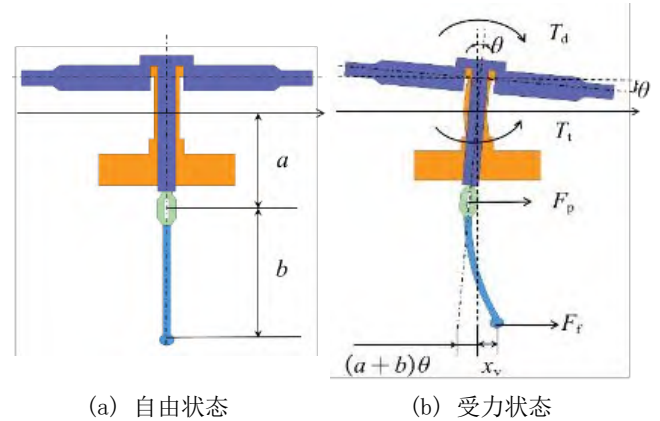
式中, ϕ_{e1} , ϕ_{e2} , ϕ_{e3} , ϕ_{e4} 分别为四个工作气隙的有效磁通。

衔铁所受到的电磁力矩如下所示:

$$\begin{aligned} T_d &= l_a(F_1 - F_2) + l_a(F_3 - F_4) \\ &= \frac{l_a}{2\mu_0 A}(\gamma_1^2 \phi_1^2 - \gamma_2^2 \phi_2^2 + \gamma_3^2 \phi_3^2 - \gamma_4^2 \phi_4^2) \end{aligned} \quad (19)$$

2.2 衔铁组件动力学模型

衔铁组件作为力矩马达与前置级液压放大器承上启下的部分, 将磁路组件的电信号转化为位移信号传递给前置级。当衔铁受到电磁力矩发生偏转时, 将使得反馈杆以及处于反馈杆上端的偏转板一起发生位移。偏转板的移动与前置级射流盘共同作用使得前置级控制腔产生压差作用于滑阀阀芯, 使阀芯运动, 同时前置级射流冲击偏转板产生液流 F_p 。反馈杆末端的反馈小球插在阀芯中间, 阀芯的运动带动反馈杆小球对其产生反馈力 F_f 。



(a) 自由状态 (b) 受力状态

图4 衔铁受力运动示意图

Fig.4 Schematic diagram of armature force

如图4为衔铁组件受力前与受力偏转的状态, 从图中可以看出衔铁组件主要受到三个反力矩, 分

别为：弹簧管弯曲产生的力矩 T_t ，前置级射流冲击偏转板 V 型槽产生的液流力矩 T_p ，滑阀阀芯对反馈杆小球约束产生的反馈力矩 T_f 。

衔铁受力偏转带动偏转板发生位移，前置级射流经过偏转板进入左右接收腔，作用于滑阀阀芯两端。由于偏转板偏离了中位，进入前置级两接收腔内的油液不等，导致控制腔产生压差驱动阀芯运动。相对于弹性元件弹簧管而言，衔铁、支撑管以及偏转板部分的运动可以视为刚性旋转，则衔铁运动时，衔铁末端位移为：

$$x_a = l_a \theta \quad (20)$$

偏转板的位移可以表示为：

$$x_p = a \theta \quad (21)$$

式中： a 为偏转板中心到弹簧管转动中心的距离； θ 表示衔铁组件旋转的角度。

反馈杆末端的反馈小球通过过渡配合插在滑阀的阀芯中部，在衔铁旋转和阀芯运动两部分共同作用下，反馈小球的位移可表示为：

$$x_b = (a+b)\theta + x_v \quad (22)$$

式中： b 表示反馈杆末端小球到偏转板中心的距离； x_v 表示滑阀阀芯的位移。

由反馈杆末端小球的位移可得反馈杆弯曲变形而产生的反馈力：

$$F_f = K_f ((a+b)\theta + x_v) \quad (23)$$

式中： K_f 表示反馈杆的综合刚度，由有限元仿真辨识得到。

衔铁组件旋转时，弹簧管一端连接一级座固定不动，另一端随着衔铁偏转，故将弹簧管视为一端固定约束，另一端处于自由状态的简支梁，根据材料力学计算公式得弹簧管变形产生的弹性力矩为：

$$T_t = \frac{EI}{L_t} \theta \quad (24)$$

式中： E 为弹簧管得弹性模量； I 为弹簧管的惯性矩； L_t 为弹簧管薄壁段的长度。

弹簧管的惯性矩可表示为：

$$I = \frac{\pi}{64} (D_o^4 - D_i^4) \quad (25)$$

式中： D_o 为弹簧管的外径， D_i 为弹簧管的内径。

根据牛顿第二定律可得衔铁组件动力平衡方程如下：

$$T_d = J_a \frac{d^2 \theta}{dt^2} + B_a \frac{d\theta}{dt} + T_t + T_f \quad (26)$$

式中： J 为衔铁组件的转动惯量； B_a 为衔铁组件的转动阻尼系数。

力矩马达数学模型计算所需的关键参数如表 1 所示：

表 1 力矩马达主要参数

Tab.1 Main parameters of torque motor

参数	值
永磁体磁动势 M_0/A	2152
永磁体内阻 R_m/H^{-1}	5×10^7
上导磁体水平部分磁阻 R_t/H^{-1}	4.5×10^3
下导磁体水平部分磁阻 R_b/H^{-1}	5.7×10^3
导磁体竖直部分磁阻 R_v/H^{-1}	3.2×10^3
衔铁磁阻 R_c/H^{-1}	7×10^4
控制线圈匝数 $N_c/匝$	950
衔铁半臂长 l_a/mm	15
气隙 x 方向有效长度 l_1/mm	3.2
气隙 y 方向有效长度 l_2/mm	3
衔铁组件转动惯量 $J_a/kg \cdot m^2$	2.71×10^{-7}
反馈杆刚度 $k_f/N/m$	1100
衔铁组件转动阻尼系数 $B_a/N \cdot m/(rad/s)$	0.005
偏转板中心至旋转中心距离 a/mm	10.63
反馈杆小球至偏转板中心距离 b/mm	22.38

2.3 力矩马达静态特性分析

基于考虑气隙具体形貌的力矩马达数学模型，为了研究磁极面非水平情况对力矩马达静态特性的影响，将衔铁一端磁极面倾斜，如图 5 所示。

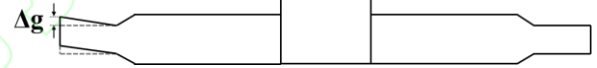


图 5 衔铁磁极面误差示意图

Fig.5 Schematic diagram of magnetic pole surface error of armature

根据几何关系可得 A_1 、 B_1 、 C_1 的坐标值分别为 $A_1(0,0,\Delta g)$ 、 $B_1(0,l_2,\Delta g)$ 、 $C_1(l_1,0,0)$ 。

则此时工作气隙 1 和 2 初始状态下的衔铁磁极面空间坐标方程为：

$$z_1 = -(\Delta g / l_1)x + \Delta g \quad (27)$$

$$z_2 = (\Delta g / l_1)x - \Delta g \quad (28)$$

式中， l_1 为气隙 x 方向有效长度， Δg 为倾斜度误差值，如图 5 所示。

依次令倾斜度误差 Δg 为 $2\mu m$ ， $4\mu m$ ， $6\mu m$ 和 $8\mu m$ ，将变化后的衔铁磁极面空间曲面方程代入数学模型进行计算。令控制电流 i_c 为 $-8mA \sim 8mA$ ，如图 6 为衔铁衔铁末端位移 x_a 随控制电流 i_c 的变化曲线，图 7 为力矩马达电磁力矩随控制电流 i_c 的变化曲线。

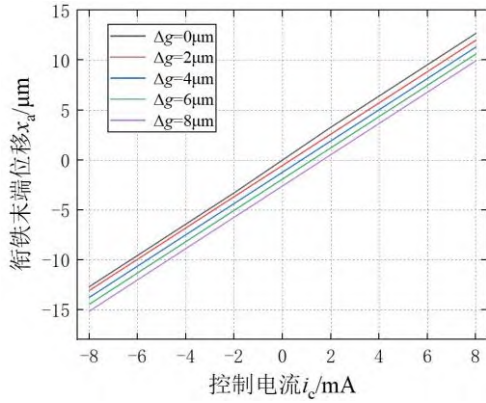


图6 衔铁末端位移随电流变化曲线
Fig.6 Change curve of armature end displacement with current

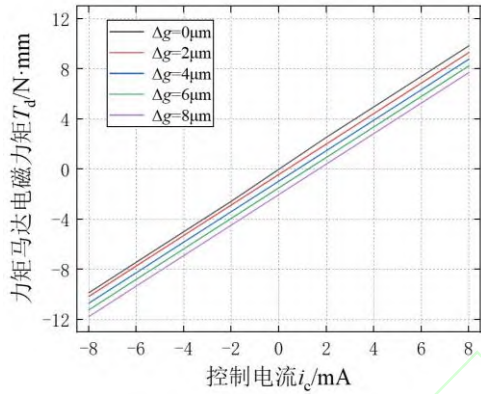


图7 电磁力矩随电流变化曲线
Fig.7 Electromagnetic torque change curve with current

从图6, 7中可以看出, 衔铁末端位移和力矩马达电磁力矩随着控制电流的增大而增大, 且为线性变化。理想情况下, 控制电流为0时, 衔铁末端位移和电磁力矩为0。而随着衔铁磁极面的倾斜度误差 Δg 的增加, 输出曲线逐渐向纵坐标负方向偏移, 电流为0时输出不再为0。定义使衔铁末端位移输出为0时对应的控制电流为零偏电流 Δi_c 。不同倾斜度误差下对应的零偏电流如图8所示。

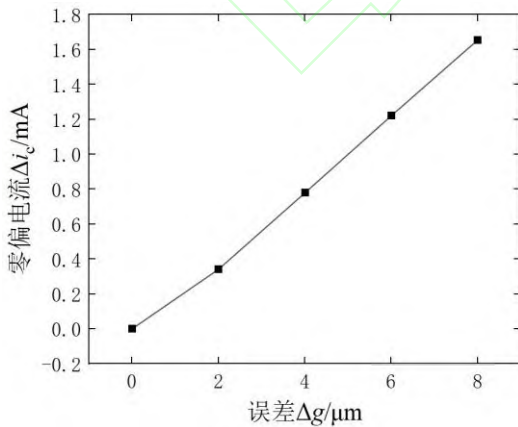


图8 不同倾斜度误差下的零偏电流
Fig.8 Zero drift current under different inclination errors

从图8中可以看出, 零偏电流随着倾斜度误差的增大逐渐增大, 当 $\Delta g = 8\mu\text{m}$ 时, 零偏电流 Δi_c 最

大达到 1.66mA。由此可得衔铁磁极面的倾斜度对力矩马达输出特性的影响不可忽略, 考虑气隙具体形貌的建模方式对力矩马达输出特性的描绘更加精确。

3 力矩马达电磁仿真研究

3.1 Maxwell 仿真模型设置

由于力矩马达的几何结构复杂, 理论建模不能完全精确地描绘其输出特性, 因此本文采用 Maxwell 电磁仿真软件对力矩马达进行有限元分析, 验证数学模型的准确性。Maxwell 软件基于麦克斯韦方程组将连续体离散化为有限个小单元, 具有计算速度快, 精度高, 处理三维模型能力强且便于操作及后处理等优势。Maxwell 稳态场分析可以计算求解物体的静态磁场分布及其它场信息如力、电感等参数。而对于力矩马达, 其输入电流大小的变化会使得磁场发生变化, 与此同时, 衔铁受力偏转改变四个气隙大小, 导致磁场进一步发生变化引起衔铁受力变化继续偏转, 周而复始直至衔铁达到平衡位置。单一的稳态场分析并不能描绘衔铁运动以及磁场变化的复杂性, 为了研究衔铁偏转角度以及力矩马达电磁力矩随输入电流的变化情况, 本研究采用 Maxwell 瞬态场分析进行力矩马达输出特性的求解。

力矩马达的三维模型在 SolidWorks 中建立并导入, 对于衔铁部分, 因其为运动部件需要绘制运动求解域, 而 Maxwell 对于运动求解域的几何形状要求应尽可能为长方体或多棱柱, 为了兼顾计算精度与计算效率, 本文将衔铁进行简化, 如图9所示。

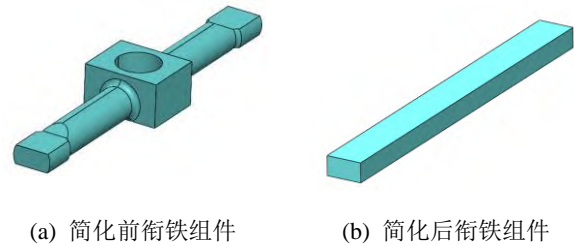
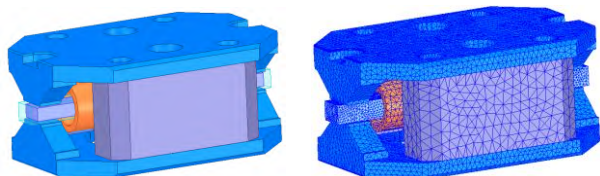


图9 衔铁简化模型
Fig.9 Simplified model of armature

衔铁组件简化前后保持和导磁体组成的气隙几何尺寸不变, 以及衔铁的臂长不变。如图10为力矩马达仿真模型和网格划分结果, 衔铁外部透明区域为衔铁运动域。力矩马达的磁钢材料为 LMG 60, 相对磁导率 $\mu_p = 1.5$; 上下导磁体及衔铁的材料为 1J50, 相对磁导率 $\mu_r = 49736$; 线圈的材料为铜。本文研究力矩马达空载时的输出特性, 对衔铁组件施加随转角变化的反馈力矩以模拟弹簧管刚度作用。



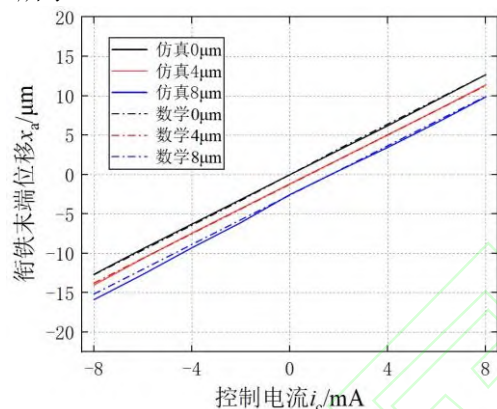
(a) 力矩马达仿真模型 (b) 力矩马达网格划分

图 10 力矩马达模型与网格

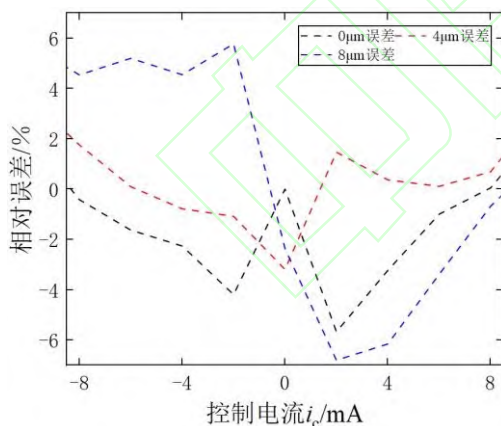
Fig.10 Torque motor model and mesh

3.2 静态特性仿真分析

输入 $-8\text{mA} \sim 8\text{mA}$ 的控制电流 i_c , 衔铁在控制磁通的作用下发生偏转直至平衡位置, 此时衔铁的转角为 θ , 对应的衔铁末端位移 x_a 。研究衔铁末端位移 x_a 与输入电流 i_c 的关系作为力矩马达的静态输出特性曲线。以理想情况和 $\Delta g = 4\mu\text{m}$, $\Delta g = 8\mu\text{m}$ 为例, 力矩马达静态特性曲线数学模型与仿真模型对比如图 11 所示。



(a) 衔铁末端位移图



(b) 仿真结果与数学模型误差

图 11 仿真结果与数学模型对比图

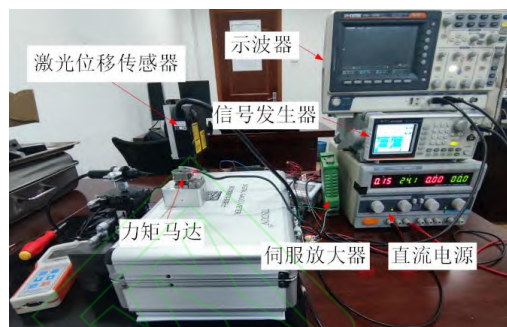
Fig.11 Comparison between simulation results and mathematical models

从图 11 可以看出, Maxwell 电磁仿真结果与数学模型求解结果一致性高, 最大相对误差在 7% 以内, 因此数学模型具有较高的准确性。

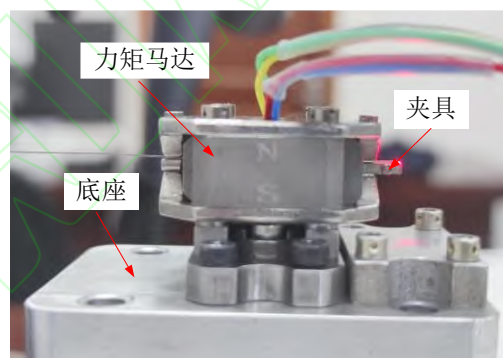
4. 力矩马达输出特性实验研究

4.1 实验系统组成与原理

本文以空载状态下的力矩马达为研究对象, 对其静态输出特性进行实验研究。实验所用到的仪器装置如图 12 所示, 主要包括力矩马达、激光位移传感器、信号发生器、示波器、直流电源以及伺服放大器。



(a) 实验系统



(b) 力矩马达

图 12 力矩马达静态特性测试实验系统

Fig.12 Torque motor static characteristics test experimental system

力矩马达静态特性实验的测试系统原理如图 13 所示, 直流电源接伺服放大器为其供电, 信号发生器发出电压信号经伺服放大器转变为电流信号输入力矩马达线圈, 力矩马达固定于底座上, 线圈通电产生控制磁通, 使得力矩马达四个气隙处的磁通不再相等, 衔铁便在电流作用下发生相对应的偏转。

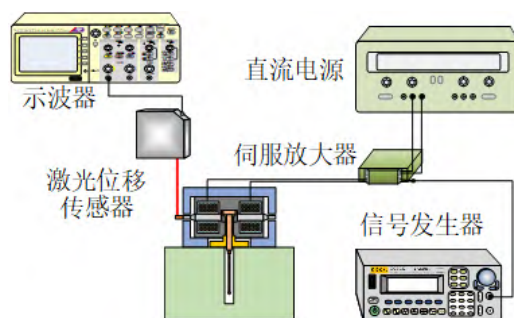


图 13 力矩马达静态特性测试实验原理图

Fig.13 Torque motor static characteristic test principle diagram

由于衔铁两端相对于上下导磁体的伸出量极小, 不便于激光的定点垂直投射, 故在衔铁末端安装一特制的夹具, 方便激光测量的目的。激光位移传感器固定在力矩马达上方, 对准衔铁端部的夹具, 与示波器相连接, 其发出的激光投射在夹具中心位置上, 衔铁偏转端部带动夹具位移, 激光位移传感器采集衔铁端部的位移信号将其传入示波器读取数据并保存。由于夹具的影响, 衔铁末端实际位移与激光位移传感器测得的位移数据之间需要进行一定的转换, 其关系表达式为:

$$x = \frac{l_a}{l_m} x_m \quad (29)$$

式中: x 表示衔铁末端的实际位移量; l_a 表示衔铁末端到衔铁中心的距离; l_m 表示衔铁夹具中心位置即激光测量点到衔铁几何中心的距离; x_m 表示激光位移传感器测量得到的位移数据。

4.2 静态特性实验验证

给力矩马达输入控制电流 $i_c = -30\text{mA} \sim 30\text{mA}$, 衔铁发生偏转, 由激光位移传感器将数据传入示波器, 读取示波器得到力矩马达衔铁末端位移随电流变化的实验结果曲线, 与数学模型计算得到的曲线进行对比, 对比结果如图 14 所示:

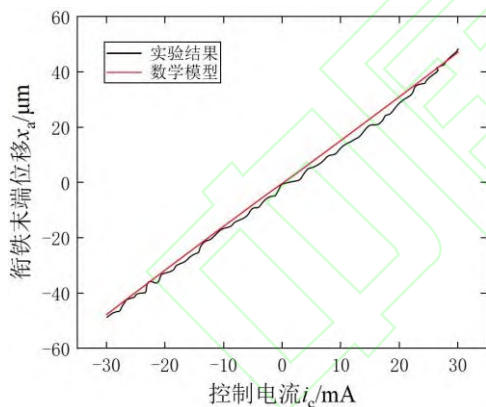


图 14 力矩马达输出特性实验与理论对比
Fig.14 Experimental and theoretical comparison of torque motor output characteristics

由图可以看出, 在额定电流 $\pm 30\text{mA}$ 的作用下, 衔铁末端位移输出与控制电流之间呈线性关系。实验曲线与数学模型曲线一致性较高, 可以认为力矩马达输出特性的数学模型具有较高的准确性。

5. 总结

(1) 提出了力矩马达气隙具体形貌对静态特性的影响, 建立了考虑气隙具体形貌的力矩马达数学模型, 分析了衔铁磁极面倾斜度对力矩马达输出特性的影响, 零偏电流随着倾斜度的增大逐渐增大, 当 $\Delta g = 8\mu\text{m}$ 时, 零偏电流 Δi_c 最大达到 1.66mA 。

(2) 利用 Maxwell 瞬态仿真对力矩马达输出特性进行研究, 得到了不同衔铁磁极面倾斜度下衔铁末端位移随控制电流的变化曲线, 并与数学模型进行对比, 结果最大误差在 7% 以内, 证明数学模型准确度较高。

(3) 搭建了力矩马达静态特性测试系统, 通过实验测得力矩马达静态特性曲线, 在额定电流 30mA 的作用下, 衔铁末端位移为 $48.73\mu\text{m}$, 与数学模型进行对比, 二者一致性较高, 进一步验证了数学模型的准确性。

[参考文献]

- [1] 涂福泉, 石理, 李圣伟等. 直接驱动式电液伺服阀研究进展[J]. 流体机械, 2022, 50(06): 61-70.
Tu F Q, Shi L, Li S W, et al. Research progress of direct drive electro-hydraulic servo valve[J]. Fluid Machinery, 2022, 50(06): 61-70. (in Chinese)
- [2] 田源道. 电液伺服阀技术[M]. 北京: 航空工业出版社, 2008
Tian Y D. Electro-hydraulic servo valve technology[M]. Beijing: Aviation industry press, 2008 (in Chinese)
- [3] 阎耀保. 高端液压元件理论与实践[M]. 上海: 上海科学技术出版社, 2017
Yin Y B. Theory and application of advanced hydraulic component[M]. Shanghai: Shanghai Scientific & Technical Publishers, 2017 (in Chinese)
- [4] 王春行. 液压控制系统[M]. 北京: 机械工业出版社, 2009
Wang C H. Hydraulic control systems[M]. Beijing: China Machine Press, 2009 (in Chinese)
- [5] 康硕, 延皓, 李长春. 偏转射流式伺服阀研究综述[J]. 北京交通大学学报, 2017, 41(01): 130-139.
Kang S, Yan H, Li C C. Research review of the deflector jet servo valve[J]. Journal of Beijing Jiaotong University, 2017, 41(01): 130-139. (in Chinese)
- [6] 熊全. 射流管式电液伺服阀零偏机理研究[D]. 武汉: 武汉大学, 2017
Xiong T. Research on Bias Mechanism of the Jet Pipe Servo Valve[D]. Wuhan: Wuhan Institute of Technology, 2017 (in Chinese)
- [7] 阎耀保. 极端环境下的电液伺服控制理论及应用技术[M]. 上海科学技术出版社, 2012.
Yin Y B. Electrohydraulic servo control theory and application technology in extreme environment[M]. Shanghai Scientific & Technical Publishers, 2012. (in Chinese)
- [8] 贾涛, 郑树伟, 耿伟, 等. 某燃油电液伺服阀滑阀级热变形

- 分析[J]. 北京理工大学学报,2020,40(303):40-44.
- Jia T, Zhen S W, Geng W, et al. Analysis on the Thermal Deformation of Fuel Electro-Hydraulic Servo Slide Valve[J]. Journal of Beijing Institute of Technology,2020,40(303):40-44. (in Chinese)
- [9] 冯杨,杨唯超,曹伟,等.高温下电液伺服阀力矩马达螺钉预紧力研究[J].机械研究与应用,2023,36(02):4-7.
- Feng Y, Yang W C, Cao W, et al. Investigation on Screw Pretension of Electrohydraulic Servo Valve Torque Motor at High Temperature[J]. Journal of Mechanical Engineering Research and Application,2023,36(02):4-7. (in Chinese)
- [10] 严成坤,刘小雪,郑树伟,等.宽温域下偏转板电液伺服阀温度场特性[J].流体机械,2024,52(03):49-56.
- Yan C K, Liu X X, Zhen S W, et al. Temperature field characteristics of deflector electro-hydraulic servo valve in the wide temperature range[J]. Fluid Machinery, 2024,52(03):49-56. (in Chinese)
- [11] Gordić D, Babić M, Jovičić N, et al. Effects of the variation of torque motor parameters on servovalve performance[J]. Strojniški vestnik - Journal of Mechanical Engineering, 2008, 54(12): 866-873.
- [12] Merritt H E. 液压控制系统[M]. 陈燕庆,译. 北京:科学出版社,1976.
- Merritt H E. Hydraulic Control Systems [M]. New York. 1967.
- [13] Urata E. On the torque generated in a servo valve torque motor using permanent magnets[J]. Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers. Part C: Journal of Mechanical Engineering Science, 2007, 221(5):519-525.
- [14] Urata E. Influence of unequal air-gap thickness in servo valve torque motors[J]. Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part C: Journal of Mechanical Engineering Science, 2007, 221(11): 1287-1297.
- [15] Liu C H, JIANG H Z. Influence of magnetic reluctances of magnetic elements on servo valve torque motors[J]. Chinese Journal of Mechanical Engineering, 2016, 29(1): 136-144.
- [16] 阎耀保, 郭文康, 李锐华.考虑漏磁的力矩马达磁路建模方法及特性分析[J].哈尔滨:哈尔滨工程大学学报, 2020, 41(12): 1840-1846.
- Yin Y B, Guo W K, Li R H. Magnetic circuit modeling and characteristic analysis of the torque motor considering magnetic flux leakage[J]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2020, 41(12): 1840-1846. (in Chinese)
- [17] 阎耀保,李聪,李长明,等.力矩马达气隙误差对电液伺服
- 阀零偏的影响[J].华中科技大学学报(自然科学版),2019, 47(03):55-61.
- Yin Y B, Li C, Li C M, et al. Influence of torque motor air-gap error on electro-hydraulic servovalve zero deviation[J]. Journal of Huazhong University of Science and Technology(Nature Science Edition),2019, 47(03):55-61. (in Chinese)
- [18] Ribout M, Attar B, Hénau C, et al. Assessment of the Electromagnetic Behaviour of Servovalve Torque Motor Using Reluctance Network Models[J]. arXiv preprint arXiv:2310.11076, 2023.