

电磁调制非接触式压电电机输出特性*

邢继春, 任文迪, 秦永

(燕山大学机械工程学院 秦皇岛, 066004)

摘要 提出了一种电磁调制非接触式压电电机, 实现定、转子非接触耦合传动, 具有结构可靠、运行稳定及控制方便的特点。首先, 推导了驱动机构输出角位移方程、电磁调制非接触压电电机静、动态电磁力矩方程; 其次, 分析了电机的结构参数和激励信号参数对输出角位移和电磁力矩输出性能的影响规律; 最后, 制作样机并进行性能测试, 通过理论计算输出力矩和实验测试值的对比, 验证了理论分析的正确性, 并给出了样机的驱动方案。结果表明: 输出步进角随着驱动信号电压峰值的增大而增大, 当驱动电压为 150 V、频率为 3 Hz 时, 输出步进角约为 0.82°; 而输出转矩受电磁调制机构的电压激励峰值和驱动频率的影响因素较大, 驱动频率为 3 Hz、调制电压为 7 V 时, 输出转矩为 6.1 N·mm。该类型压电电机进一步拓宽了非接触式压电电机的研究领域, 为设计高精度、大扭矩的非接触压电电机提供借鉴。

关键词 电磁调制; 非接触式压电电机; 位移放大机构; 动态力矩

中图分类号 TH11

引言

压电电机是利用压电陶瓷的逆压电效应激励定子产生振动, 并通过某种耦合形式转换为动子的宏观运动的微特电机^[1-2]。压电电机具有响应快、精度高等特点, 在精密仪器、航空航天、生物医学和光学设备等领域有着广阔的研究和应用前景^[3-4]。

压电电机按其工作频率可分为 3 类: 超声电机、准静态电机以及谐振和准静态组合运动电机^[5]。大多数压电电机是通过定转子间相互摩擦接触传递力矩。由于定、转子接触面间的反复摩擦, 会产生大量的能量消耗和材料磨损^[6-8]。例如, Ungureanu 等^[9]提出了一种 USR-60 步进波型旋转超声电机, 在扭矩为 0.5 N·m 时, 转速为 2 r/min。Hareesh 等^[10]提出了一种低速大扭矩的微型行波超声电机, 该微型电机能够双向旋转且速度可控。Yu 等^[11]提出了一种基于纵向致动器的 U 型线性压电超声电机, 该电机的最大输出转速为 416 mm/s, 最大推力为 21 N。近年来, 为了解决压电电机定子和动子间摩擦损耗问题, 非接触式压电电机成为其研究新方向^[12]。

目前, 国内外学者提出了几种不同类型的非接触式压电电机, 按照耦合方式划分为气体悬浮和电流变液 2 类。Yamazaki 等^[13]研制了圆筒型非接触超

声波电机。该电机通过定子激励产生声场运动, 使转子悬浮并产生旋转运动, 当驱动频率为 26 kHz 时, 电机最高转速可达 3 kr/min。Stepanenko 等^[14]提出了非接触式压电电机。该电机机身采用叶片不对称结构, 当环形定子受压电片激励后, 叶片周围会产生声流黏性力, 带动转子产生旋转运动。该类电机是定子和动子间气体为媒介的声悬浮机理的非接触式压电电机^[15], 具有输出速度高、转矩低的特点, 但存在悬浮力精度难以控制以及悬浮体的状态不稳定等不足^[16]。Qiu 等^[17]研制了一种非接触式电流变液压电电机, 该类电机是定、转子间以液体为媒介的电流变液非接触式压电电机, 具有速度慢、转矩大的特点。由于使用了电流变液, 这种非接触式压电马达存在热稳定性差、漏电流密度大、制备工艺比较复杂、能耗高和响应时间较长等缺点^[18]。

为了拓展非接触压电的研究领域, 笔者提出了一种电磁调制非接触式压电电机。介绍了电磁调制非接触式压电电机的结构设计和工作原理, 推导了驱动机构输出角位移方程、电磁调制机构静态和动态电磁力矩方程, 根据推导结果得到主要参数对电磁输出力矩的影响规律。制作并装配样机进行了输出性能实验, 对比了实验与理论计算结果, 验证了结构设计的可行性和理论推导的正确性, 同时给出了驱动方案。

* 国家自然科学基金资助项目(51605423); 河北省自然科学基金资助项目(E2018203116)

收稿日期: 2019-09-01; 修回日期: 2019-10-21

1 电机工作原理与结构设计

图 1 为电机工作原理示意图。非接触式电磁调制旋转压电电机由 2 个压电叠堆提供动力,2 个压电叠堆呈中心对称,镶嵌分布在双稳态柔性铰链微位移放大机构中,电机工作原理如下。

1) 系统由两路直流方波信号控制,工作时压电叠堆激励信号处于高电平并产生伸长位移,使中间轴带动电磁调制机构产生旋转运动,同时另一路高电平信号激励电磁调制机构产生电磁力矩,夹持着杯形转子随着中间轴转动一个小角度。

2) 当压电叠堆激励信号和电磁调制机构调制信号都从高电平变为低电平时,压电叠堆恢复变形,中间轴带动电磁调制机构一起回复原位,但转子不受电磁力矩夹持而不会回转。

3) 步骤 3,4 重复步骤 1,2 运动,当压电叠堆和电磁调制机构再次受到高电平激励后,会使杯形转子运动一个小角度。因此,当激励信号和调制信号反复高低电平变化时,转子就实现了步进式连续单向转动。若两路激励信号相位相差 180°,则电机转子反向旋转。根据电机不同的输出要求,需要两路激励信号参数的协调配合。

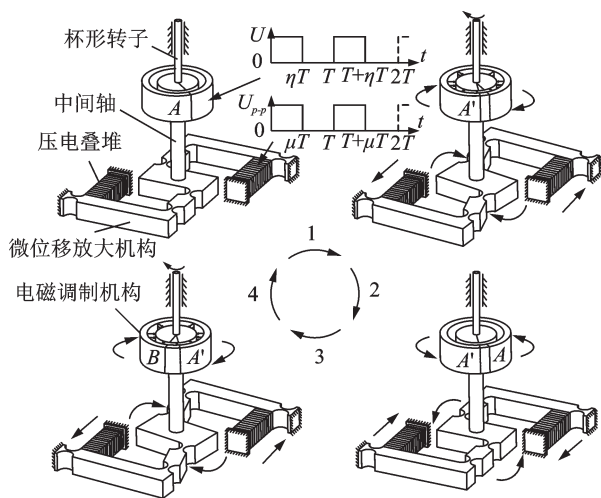


图 1 电机工作原理示意图

Fig.1 Working principle of this type motor

非接触式电磁调制压电电机主要由驱动部分和传动部分组成。其中:驱动部分包括压电叠堆、双稳态柔性铰链微位移放大机构和中间轴;传动部分包括电磁调制耦合机构和杯形转子。

电磁调制机构主要由层叠的硅钢片和线圈绕组组成,电磁调制机构硅钢片结构如图 2 所示。硅钢片结构可由多对极靴个数组成,较多对数的极靴会产生更大更稳定的夹持力矩。笔者为了便于装配和

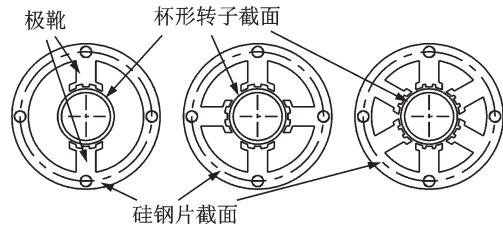


图 2 电磁调制机构硅钢片结构图

Fig.2 Structure of the silicon steel sheet

实验观察,样机选择 2 对极靴进行研究分析。杯形转子为 45 钢材质,光滑环向薄壁机构,结构紧凑,转动惯量小,易于控制调节。这种耦合方式大大减小了摩擦力,提高了能量的传递效率和寿命。

图 3 为微位移放大机构。驱动元件为压电叠堆。基于位移放大的需求,设计时采用双稳态柔性铰链微位移放大机构。该机构具有体积较小、灵敏度高、无机械摩擦磨损、无需润滑和可靠性较高等优点,可实现将压电叠堆的线性位移放大并转换成中间轴旋转运动的需要。

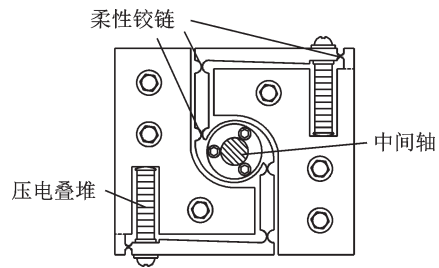


图 3 微位移放大机构

Fig.3 Micro-displacement amplification mechanism

通过中间轴将设计的电磁调制机构和双稳态柔性铰链微位移放大机构相连接,并固定在下外壳上,杯形转子通过轴承固定在上外壳中。上、下外壳用螺栓连接,完成样机整体装配图,如图 4 所示。

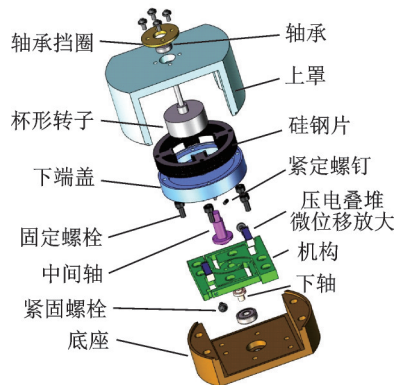


图 4 样机整体装配图

Fig.4 Motor assembly drawing

2 驱动机构输出角位移计算

柔性铰链的弯曲变形主要由输入驱动力引起。根据伪刚体理论,将微位移放大机构的每个柔性铰链都等效成刚性铰链与卷簧的复合,将柔性铰链连接的梁结构等效成刚性杆结构,整体结构就简化成了2个中心对称的四杆机构,各梁长分别为 l_1, l_2, l_3, l_4 。假设各微动梁为刚体梁,通过对各梁运动形式的计算,确定输入线位移与输出角位移之间的关系。简化柔性微位移放大机构如图5所示,以 O_0 为原点, O_0O_1 为 x 轴建立平面直角坐标系,对微位移放大机构模型进行分析计算。

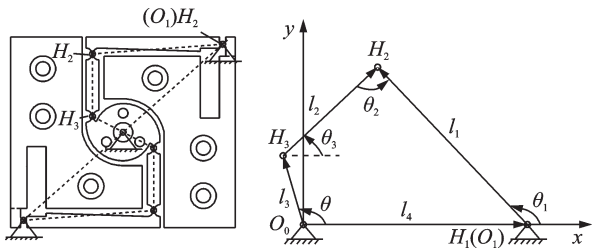


图5 简化柔性微位移放大机构

Fig.5 Simplified flexible micro-displacement amplification mechanism

利用复数矢量法作平面四杆机构的位置分析,将机构封闭的矢量方程式表示为三角函数形式

$$\begin{cases} l_1 \cos\theta_1 + l_4 = l_2 \cos\theta_3 + l_3 \cos\theta \\ l_1 \sin\theta_1 = l_2 \sin\theta_3 + l_3 \sin\theta \end{cases} \quad (1)$$

式(1)简化得到

$$\Delta\theta_3 = \arcsin\left\{\frac{l_1 \sin(\theta_1 + \Delta\theta_1) - l_3 \sin[2\arctan\phi(\theta_1 + \Delta\theta_1)]}{l_2}\right\} - \arcsin\left\{\frac{l_1 \sin\theta_1 - l_3 \sin[2\arctan\phi(\theta_1)]}{l_2}\right\} \quad (6)$$

$$\Delta\theta_2 = (\theta_1' - \theta_3') - (\theta_1 - \theta_3) = \Delta\theta_1 - \Delta\theta_3 \quad (7)$$

其中: $\Delta\theta_1$ 为柔性铰链 H_1 处的输入角位移; $\Delta\theta$ 为梁3的输出角位移。

得到微位移放大机构的放大系数为

$$\lambda_s = \frac{\Delta\theta}{\Delta\theta_1} \quad (8)$$

3 电磁力矩计算

3.1 静态电磁力矩

本研究中电磁调制耦合机构采用2对极靴硅钢片结构,绕组极靴处的环绕电流产生电磁力,电磁调制机构磁感线分布如图7所示。

分离出单个极靴结构建立数学模型,近似极靴表面与转子表面为平行表面,则层叠的硅钢片单极

$$A \sin\theta + B \cos\theta + C = 0 \quad (2)$$

其中: $A = 2l_1l_3 \sin\theta_1$; $B = 2l_1l_3 \cos\theta_1 + 2l_3l_4$; $C = l_2^2 - l_1^2 - l_3^2 - l_4^2 - 2l_1l_4 \cos\theta_1$ 。

得到梁 l_3 和 l_4 的夹角 θ 以及梁 l_2 与水平线的夹角 θ_3 分别为

$$\theta = 2\arctan\phi(\theta_1) \quad (3)$$

$$\theta_3 = \arcsin\left\{\frac{l_1 \sin\theta_1 - l_3 \sin[2\arctan\phi(\theta_1)]}{l_2}\right\} \quad (4)$$

$$\text{其中: } \phi(\theta_1) = \frac{(A + \sqrt{A^2 + B^2 - C^2})}{B - C}$$

变形后各杆位置如图6所示。压电叠堆的驱动力 F_p 使微位移放大机构结构产生变形,各柔性铰链处发生弯转变形,在 O_1 柔性铰链处产生微动角位移, O_0 处输出旋转位移。比较机构变形前和变形后的位置关系,各铰链的角度变化量为变形前后杆件之间夹角的差值,即

$$\Delta\theta = 2[\arctan\phi(\theta_1 + \Delta\theta_1) - \arctan\phi(\theta_1)] \quad (5)$$

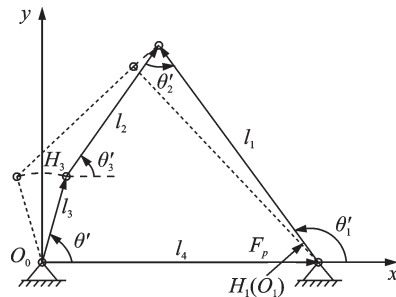


图6 变形后各杆位置图

Fig.6 Location of each pole after deformation

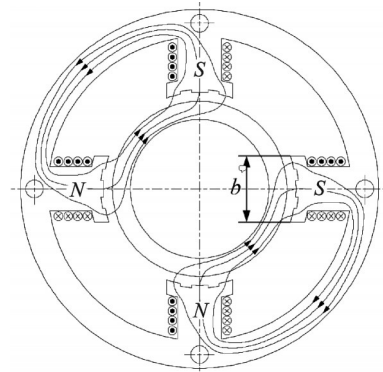


图7 电磁调制机构磁感线分布

Fig.7 Magnetic induction line distribution diagram

在杯形空心转子径向表面的投影面积为 $A = n_g t_g b$,其中硅钢片单片厚度为 t_g ,叠压的硅钢片数量为 n_g ,极靴每一极的槽齿总宽为 b 。根据毕奥萨法尔定,

得到磁感应强度与磁通的关系为

$$B = \frac{\phi}{A} = \frac{\mu_0 NI}{\delta} \quad (9)$$

其中: B 为磁感应强度; ϕ 为叠压硅钢片中磁通; δ 为气隙长度; N 为匝数; I 为绕组电流; μ_0 为空气磁导率。

定子和转子对应表面处近似为平行面,根据右手定则可判断磁感线方向和麦克斯韦电磁力公式为

$$F = \frac{\phi^2}{A} \frac{1}{2\mu_0} \quad (10)$$

杯形转子的旋转中心距离极靴表面的距离为 r_1 ,距离转子外表面距离为 r_2 ,气隙长度为 $\delta=r_1-r_2$,整理式(10)可得

$$F = \frac{\mu_0 n_g t_g b (NI)^2}{2(r_1 - r_2)} \quad (11)$$

图8为产生电磁力矩原理图。如图8所示,极靴处的磁场产生电磁力夹持着杯形转子。当电磁调制耦合机构受中间轴扭转驱动力产生扭转移移时,由于杯形转子惯性的存在,极短时间内运动反应滞后于电磁调制机构,使有效磁通面的法向电磁力作用点偏斜,极靴表面与转子表面出现一个位错角度 $\Delta\theta$, A 和 B 两点的距离瞬间从 δ 变成了 δ_1 ,电磁力 F 变成 F_1 ,此时电磁力为

$$F_1 = \mu_0 n_g t_g b (NI)^2 / 2\delta_1 \quad (12)$$

其中: $\delta_1 = \sqrt{r_1^2 + r_2^2 - 2r_1 r_2 \cos\Delta\theta}$ 。

电磁力 F_1 可分解出与旋转切向方向夹角为 β 的电磁力,形成电磁力矩。电磁力矩方程为

$$M = F_1 \frac{r_1 + r_2}{2} \cos\beta \quad (13)$$

根据几何关系得到

$$\cos\beta = \frac{r_1 \sin\Delta\theta}{\delta_1} = \frac{r_1 \sin\Delta\theta}{\sqrt{r_1^2 + r_2^2 - 2r_1 r_2 \cos\Delta\theta}} \quad (14)$$

联立式(12)~(14),得到若干极靴产生的静态电磁力矩为

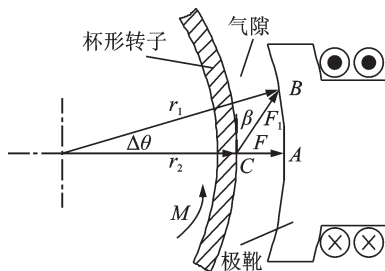


图8 产生电磁力矩原理图

Fig.8 Principle diagram of electromagnetic moment generated

$$M = \frac{x\mu_0 n_g t_g b (NI)^2 r_1 (r_1 + r_2) \sin\Delta\theta}{4(r_1^2 + r_2^2 - 2r_1 r_2 \cos\Delta\theta)^{3/2}} \quad (15)$$

其中: x 为极靴数。

3.2 动态电磁力矩

电磁调制非接触压电电机中电磁调制信号为直流方波信号。该驱动信号的频率为 ω ,周期为 $T=2\pi/\omega$,电压幅值为 U 。在时域内,驱动信号为

$$U_1(t) = \begin{cases} U & (0 \leq t < \eta T) \\ 0 & (\eta T \leq t < T) \end{cases} \quad (16)$$

其中: η 为占空比, $0 < \eta < 1$ 。

将式(16)进行傅里叶级数展开,得到

$$U_1(t) = \eta U + \frac{U}{n\pi} \sum_{n=1}^{\infty} [\sin(2n\pi\eta) \cos(n\omega t) + [1 - \cos(2n\pi\eta)] \sin(n\omega t)] \quad (17)$$

电磁调制外部电路可等效为由绕组电阻、外接电阻和绕组电感组成。将其等效为 RL (R 为电路等效电阻, L 为电路等效电感)感抗负载电路,如图9所示。

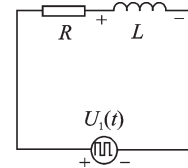


图9 等效电路简图

Fig.9 Equivalent circuit diagram

根据一阶瞬态电路中各处电压关系,各元件间动态电压关系为

$$U_1(t) = L \frac{di_L}{dt} + Ri_L \quad (18)$$

其中: L 为调制电路等效电感; R 调制电路等效阻抗; i_L 为调制电路动态电流。

当初始条件 $t=0$ 时, $i_L=0$,得到式(18)的通解为

$$i_L(t) = \frac{\eta U}{R} - \frac{\eta U}{R} e^{-\frac{R}{L}t} + \frac{U e^{-\frac{R}{L}t}}{n\pi L (n^2 L^2 R^2 + R^2)} \sum_{n=1}^{\infty} \{ -e^{\frac{R}{L}t} \cos(n\omega t) [L^2 n\omega (1 - \cos(2n\pi\eta)) - LR \sin(2n\pi\eta)] + e^{\frac{R}{L}t} \sin(n\omega t) [L^2 n\omega \sin(2n\pi\eta) + LR(1 - \cos(2n\pi\eta))] + \cos(n\omega t) [L^2 n\omega (1 - \cos(2n\pi\eta))] - LR \sin(2n\pi\eta) \} \quad (19)$$

将求得的通电电磁耦合机构中的动态电流代入式(15),得到电磁耦合机构的动态夹持力矩为

$$M_d = \frac{x\mu_0 n_g t_g b [Ni_L(t)]^2 r_1 (r_1 + r_2) \sin\Delta\theta}{4(r_1^2 + r_2^2 - 2r_1 r_2 \cos\Delta\theta)^{3/2}} \quad (20)$$

4 结果分析

表1,2分别为电磁调制非接触式压电电机的双稳态柔性铰链部分结构参数和电磁调制耦合部分计算参数。将表1数据代入式(5)~(8),得到梁长对机构放大系数的影响,如图10所示。如图10可知,在可实现的偏转角范围内,双稳态柔性铰链放大机构的放大系数随着 l_1 和 l_4 的增大而增大,随着 l_2 和 l_3 的增大而减小,但都会随角度的增大而非线性增大。经计算当 $l_1=40$ mm, $l_2=19$ mm, $l_3=11$ mm, $l_4=41$ mm,

表1 双稳态柔性铰链结构参数

Tab.1 Structural parameters of bistable flexible hinge

l_1 /mm	l_2 /mm	l_3 /mm	l_4 /mm
40.64	19.73	10.77	41.51

表2 电磁调制耦合部分计算参数

Tab.2 Calculating parameters of electromagnetic modulation coupling mechanism

参数	数值	参数	数值
x	4	R/Ω	50
N	200	$\mu_0/(\text{H}\cdot\text{m}^{-1})$	$4\pi \times 10^{-7}$
B/mm	8	n_g	30
$\rho/(\Omega\cdot\text{m}^{-1})$	1.7×10^{-8}	r_1/mm	17.5
U/V	12	R_1/mm	11
t_g/mm	0.35	r_2/mm	17

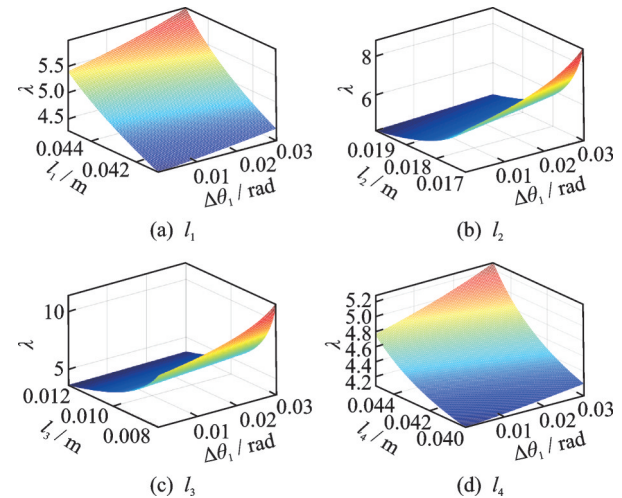


图10 梁长对放大系数的影响

Fig.10 Effect of beam length on amplification factor

偏转角度在0~0.03 rad时,放大系数在4.1~4.4之间。但是,为了增大放大系数而继续增加梁长,会使四杆机构失效后退化构成三角形,失去运动能力。因此,在机构设计时要选择合理的梁长。

将表2数据代入式(15),(20),得到不同参数下静态力矩随偏转角的变化如图11所示。如图11可知,调制电压峰值为5 V时,随着偏转位错角度的增大,静态电磁力矩先增大到某个最大值后又逐渐减小。改变气隙大小不仅影响电磁力矩的峰值大小,还会影响出现峰值时对应位错角度的大小;而改变电磁调制机构匝数和电流只会影响电磁力矩的峰值大小。当调制电压为5 V、匝数为200、气隙为0.5 mm、位错角度为0.02 rad左右时,静态电磁力矩约为4 N·mm左右。

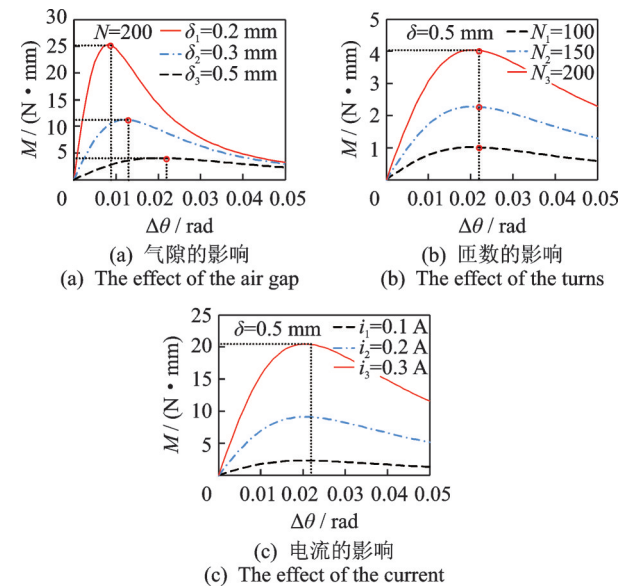


图11 不同参数下静态力矩随偏转角的变化

Fig.11 The change of static torque with deflection angle under different parameters

不同参数对动态力矩的影响如图12所示。当调制电压峰值为5 V、调制频率为3 Hz时,动态电磁力矩波形和调制信号波形的形状基本一致,呈现周期方波变化的形式。动态电磁力矩受气隙和匝数的影响显著,减小气隙和增大匝数能有效增大动态电磁力矩峰值大小。

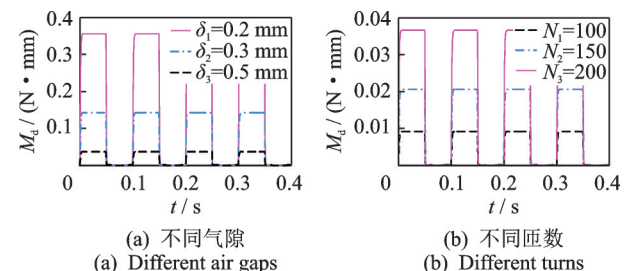


图12 不同参数对动态力矩的影响

Fig.12 The effect of parameters on dynamic moment

调制信号频率对动态电磁力矩的影响如图13所示。当调制电压峰值为5 V、改变调制信号频率时,随着信号频率的增大,动态电磁力矩波形发生变化,动态电磁力矩峰值随着频率的增大而减小。当角频率为500 rad/s后,转矩波形已经变形成为类似三角波,动态电磁力矩峰值也小于4 N·mm,且匝数越大,峰值下降越快。其原因是励磁线圈的匝数越大,励磁线圈的等效电感越大,励磁线圈的磁化和退磁时间常数就越大。

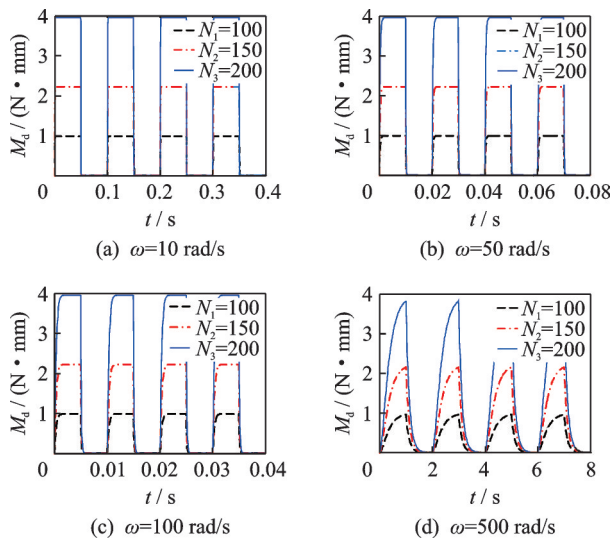


图13 调制信号频率对动态电磁力矩的影响

Fig.13 The effect of modulation signal frequency on dynamic moment

5 实验测试

完成样机的制作和装配后,通过实验对样机输出特性进行测试,并将实验数据与理论计算进行对比。控制系统中电磁调制信号和压电驱动信号都是同相位同频率不同峰值的方波信号,利用计算机编写 LabVIEW 程序产生压电驱动信号和电磁调制信号。一路信号通过数据采集卡1(NI USB-6009)数模转化输出,再经功率放大器放大功率后驱动压电叠堆;另一路信号通过数据采集卡2(NI USB-6009)输出后,再输入光耦离合继电器来控制电磁调制机构对杯形转子的电磁力夹持。图14为测试系统结构流程图。样机输出性能测试实验如图15所示。

采用平均放大系数为7.2的双稳态柔性铰链微位移放大机构作为实验样机的驱动部分,对样机的转速、步进角和输出力矩进行测量。转速测量的方法是在一定的条件下,对样机电机在给定的运动区间内的运行时间进行多次测量,并计算出转速的平均值。在测试中,选择压电叠堆驱动信号的电压为100~150 V,频率

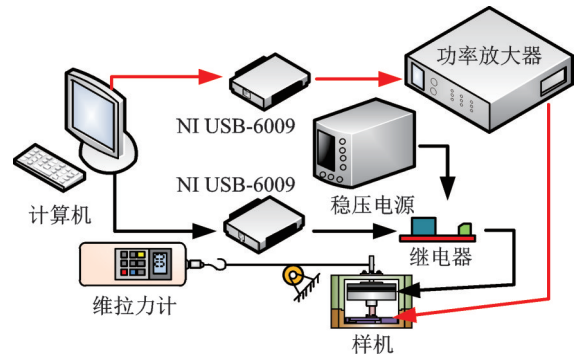


图14 测试系统结构流程图

Fig.14 The flow diagram of test system

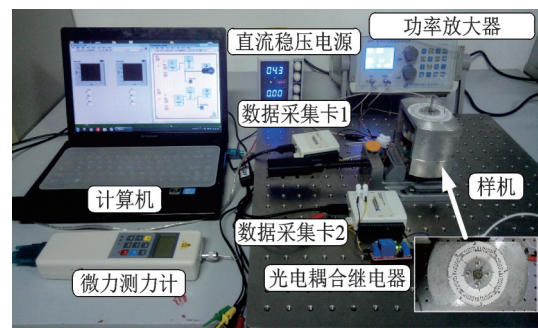
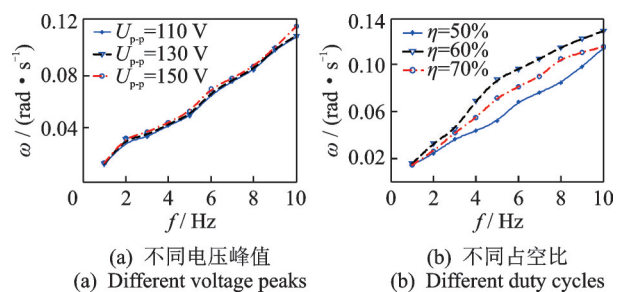


图15 样机输出性能测试实验

Fig.15 The test of output performance

为1~10 Hz,占空比为50%~70%。在不同的实验条件下,样机转速测量数据的拟合曲线如图16所示。

步进角的获取方式是计数转子转过选定区间时所需的步数,计算出对应步进角,多次测量步进角后取平均值。不同参数下步进角随频率的变化如图17所示。如图17(a)所示,当驱动信号占空比为50%时,转子的转速随驱动信号频率或电压峰值的增大而增大,驱动信号频率对转速的影响远大于电压峰值的影响。当驱动电压峰值为150 V,驱动频率为3 Hz时,电机角速度约为0.037 rad/s。如图17(b)所示,当驱动信号电压峰值为150 V时,随着驱动频率的增大,改变占空比也会影响转速的变化。与电压峰值的影响一样,占空比对转速的影响小于信号频率对转速的影响。另外,比较占空比分别为



(a) Different voltage peaks (b) Different duty cycles

图16 样机转速测量数据的拟合曲线

Fig.16 The curve of prototype speed measurement data

50%,60%和70%时对转速的影响发现,当占空比为50%时,对应转速最小;占空比为60%时,对应转速较最大。原因是电磁调制机构和转子耦合传递转速时,由于转子本身的惯性,转子动作会比调制信号滞后,延长高电平比例会使转速传递效率更高;继续增大较高电平比例,较低电平比例就会减小,使得压电叠堆受到激励伸长变形后没用充足时间恢复原形,从而影响下一次的伸长变形,造成实际伸长量减小,降低了转速。因此,占空比为60%对应转速既大于50%时对应转速,也大于70%时对应转速。

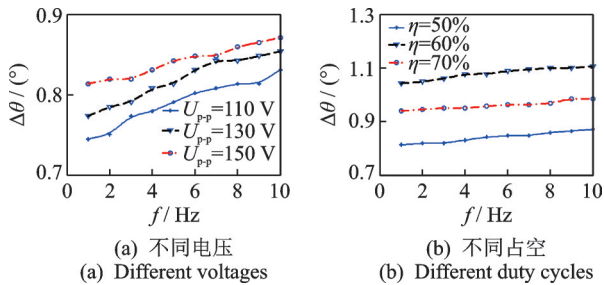


图 17 不同参数下步进角随频率的变化
Fig.17 The change of stepping angles with frequency under different parameters

如图 17 所示,步进角随驱动信号频率驱动电压峰值的增大呈非线性增大。当驱动信号电压峰值为 150 V 时,改变不同占空比能有效改变步进角大小。占空比为 50% 以下,各频率步进角相对最小;占空比为 60% 以下,各频率步进角相对最大。因此,改变占空比对速度和步进角的影响都很显著。

在测量样机输出转矩的实验中,将一根细绳的一端固定在输出轴上,另一端连接到一个张力计上。当电机运行时,紧固绳子,此时的张力将显示在微拉力计上,输出转矩可由实测拉力计算得出。图 18 为参数对电磁力矩的影响曲线。

由图 18 可知,经过实验测试后,当调制信号为 50% 占空比、频率不同时,转子输出转矩随着调制信号电压峰值的增大而明显增大。以频率为 3 Hz 为例,当

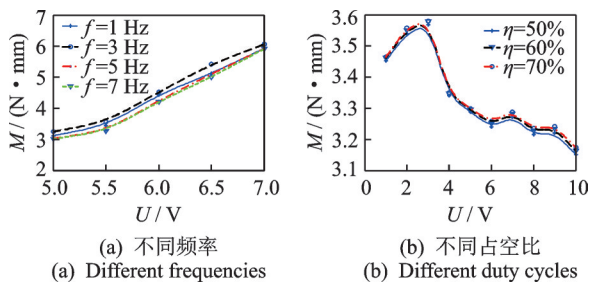


图 18 参数对电磁力矩影响
Fig.18 The influence of parameters on electromagnetic moment

调制信号电压峰值为 5 V 时,输出的电磁力矩约为 3.2 N·mm;当调制信号电压峰值为 7 V 时,输出的电磁力矩约为 6.1 N·mm;当调制信号电压峰值为 5.5 V 时,不同占空比下输出转矩随调制信号频率的增大而先增大后减小,最大值在 3 Hz 附近。电磁耦合机构在电学意义上等同于电感。随着频率的增加,调制信号周期小于励磁线圈的充放电时间,输出的动态电磁力有效值变小。

表 3 为转矩的理论值与测量值对比。可见,理论计算值与实验测试值之间存在误差,当电压为 7 V 时,误差最大为 23.28%;当电压为 5 V 时,误差最小为 19.74%。产生误差的原因是转子旋转时受本身惯性影响较大。输出转矩的理论计算值与实验测试值对电压影响的变化规律一致,验证了理论计算的正确性。

表 3 转矩的理论值与测量值对比

Tab.3 Comparison of theoretical and measured values

U / V	理论转矩/ (N·mm)	测试转矩/ (N·mm)	相对误差/ %
5.0	4.043	3.245	19.74
5.5	4.893	3.568	27.08
6.0	5.805	4.520	22.14
6.5	6.813	5.420	20.45
7.0	7.901	6.062	23.28

6 结 论

1) 输出转速受压电叠堆的驱动信号电压峰值和占空比的影响因素最大,一般选驱动信号电压峰值范围为 130~150 V,驱动频率直接影响转子转速,但为了电机工作状态稳定,传动效率良好,选驱动频率范围为 3~7 Hz,占空比为 50%~60%。当电压为 150 V,频率为 3 Hz 时,转速为 0.037 rad/s。

2) 输出步进角受压电叠堆的驱动信号电压峰值和占空比影响因素最大,一般选驱动信号电压峰值为 130~150 V、占空比为 50%~60%,增大电压峰值或占空比会明显增大步进角;增大驱动频率对步进角的增大不太明显,一般选驱动频率范围为 3~7 Hz。当驱动电压为 150 V,频率为 3 Hz 时,输出步进角为 0.82°左右。

3) 输出转矩受电磁调制机构的调制电压峰值和驱动频率的影响因素最大。当驱动频率为 3 Hz,输出转矩为 3.2~6.1 N·mm 时,选择调制信号电压峰值为 5~7 V;当驱动频率为 3 Hz,调制电压为 7 V 时,输出转矩为 6.1 N·mm。

参 考 文 献

- [1] WANG L, LIU Y X, LI K, et al. Development of a resonant type piezoelectric stepping motor using longitudinal and bending hybrid bolt-clamped transducer [J]. *Sensors and Actuators A: Physical*, 2019, 285 (2019): 182-189.
- [2] SUN M, HUANG W, WANG Y, et al. Research on a novel non-resonant piezoelectric linear motor with lever amplification mechanism [J]. *Sensors and Actuators A: Physical*, 2017, 261:302-310.
- [3] 黄卫清,陶杰,孙梦馨,等.非共振型压电电机驱动的大行程精密定位旋转平台的建模和实验[J].*光学精密工程*,2016,24(11):105-113.
HUANG Weiqing, TAO Jie, SUN Mengxin, et al. Modeling and experiment of precision rotary positioner with large stroke driven by non-resonant piezoelectric motor [J]. *Optics and Precision Engineering*, 2016, 24 (11):105-113. (in Chinese)
- [4] 杨晓京,胡俊文,李庭树.压电微定位台的率相关动态迟滞建模及参数辨识[J].*光学精密工程*,2019,27(3):610-618.
YANG Xiaojing, HU Junwen, LI Tingshu. Rate-dependent dynamic hysteresis modeling of piezoelectric micro platform and its parameter identification [J]. *Optics and Precision Engineering*, 2019, 27(3):610-618. (in Chinese)
- [5] PAN Q S, WANG K L, MIAO E M, et al. Resonant-type piezoelectric inertial linear motor based on the optimization of a dual stage tuning fork transducer [J]. *Review of Scientific Instruments*, 2018, 89 (7) : 055008.
- [6] 曲建俊,曲焱炎,肖殿东.超声马达各向异性摩擦材料性能的实验研究[J].*润滑与密封*,2007,32(10):133-136.
QU Jianjun, QU Yanyan, XIAO Diandong. The experimental research of anisotropy frictional materials for ultrasonic motor [J]. *Lubrication Engineering*, 2007, 32 (10): 133-136. (in Chinese)
- [7] LI S Y, YANG M. Analysis of the temperature field distribution for piezoelectric plate-type ultrasonic motor [J]. *Sensors and Actuators A: Physical*, 2010, 164(1/2):107-115.
- [8] CHEN H P, CHEN C, WANG J S, et al. Performance analysis and experimental study of traveling wave type rotary ultrasonic motor in high-rotation environment [J]. *Review of Scientific Instruments*, 2018, 89(11): 115004.
- [9] UNGUREANU C, DUMITRU P C, DUMITRU P R. Characteristic analysis of the USR-60 rotary ultrasonic motor [C] //10th International Conference and Expositions on Electrical And Power Engineering. [S. l.]: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc, 2018: 303-308.
- [10] HAREESH P, DEVOE D. Miniature bulk PZT traveling wave ultrasonic motors for low-speed high-torque rotary actuation [J]. *Journal of Microelectromechanical Systems*, 2018, 27 (3) : 547-554.
- [11] YU H P, QUAN Q Q, TIAN X Q, et al. Optimization and analysis of a U-shaped linear piezoelectric ultrasonic motor using longitudinal transducers [J]. *Sensors*, 2018, 18(3): 809.
- [12] LI X, SUN Y, CHEN C, et al. Oscillation propagating in non-contact linear piezoelectric ultrasonic levitation transporting system—from solid state to fluid media [J]. *IEEE Trans Ultrason Ferroelectr Freq Control*, 2010, 57(4): 951-956.
- [13] YAMAYOSHI Y, SHIINA J, TAMURA H, et al. Sound field characteristics in air gaps of noncontact ultrasonic motor driven by two flexural standing wave vibration disks [J]. *Japanese Journal of Applied Physics*, 2010, 49(7): 07HE16.
- [14] STEPANENKO D A, MINCHENYA V T . Development and study of novel non-contact ultrasonic motor based on principle of structural asymmetry [J]. *Ultrasonics*, 2012, 52(7): 866-872.
- [15] 陈超,李繁,严小军,等.非接触式球形转子压电作动器的研究[J].*中国电机工程学报*,2012,32(6):163-169.
CHEN Chao, LI Fan, YAN Xiaojun, et al. Study on non-contact piezoelectric actuators with spherical rotors [J]. *Proceedings of CSEE*, 2012, 32(6): 163-169. (in Chinese)
- [16] TAKASAKI M, CHINO S, KATO Y, et al. Actuation force measurement mechanism for non-contact ultrasonic suspension [J]. *Key Engineering Materials*, 2012(523/524): 727-732.
- [17] QIU W, HONG Y, MIZUNO Y, et al. Non-contact piezoelectric rotary motor modulated by giant electrorheological fluid [J]. *Sensors and Actuators A Physical*, 2014, 217: 124-128.
- [18] XING J, ZHAO L, LI C. Analysis for forced response of a non-contact piezoelectric driving system modulated by electromagnetic field under coupling excitation [J]. *Journal of Mechanical Science and Technology*, 2018, 32(4):1529-1537.



第一作者简介:邢继春,男,1983年4月生,博士、副教授、硕士生导师。主要研究方向为压电电机驱动与控制。曾发表《Tests of a non-contact piezoelectric motor modulated by an electromagnetic field》(《IEEE Transactions on Ultrasonics Ferroelectrics and Frequency Control》2019, Vol.6, No.1)等论文。
E-mail: xingjichun@ysu.edu.cn