基于空间调相的环形行波超声波电机的幅相控制

陆旦宏[1,2] 胡敏强[1] 金 龙[1] 徐志科[1] 张仰飞[2]
（1. 东南大学电气工程学院 南京 210096 2. 南京工程学院 南京 211167）

摘要 介绍了一种采用空间移相代替时间移相，实现电机调速控制的新型空间调相环形行波超声波电机。设计了新型压电陶瓷极化分区方案，利用四个电源在超声波电机定子上激励出四个驻波，四个驻波两两具有相同幅值或相同时间相位；根据波形叠加原理，具有相同时间相位的驻波叠加成一个新的合成驻波，通过改变两个原始驻波的幅值关系使合成驻波在空间的位置发生改变，进而达到空间移相的目的；研究了电源幅值和空间相位角的关系，推导了新型超声波电机的波形及速度表达式；在研究了新型超声波电机的幅值控制和相位控制的基础上，设计了空间调相环形行波超声波电机的的幅相控制方案。仿真及实验结果验证了理论分析。

关键词： 超声波电机 空间相位 幅相控制
中图分类号： TM356

Amplitude-Phase Control of Ring-Type Travelling-Wave Ultrasonic Motors Based on Space Phase Modulation

Lu Danhong[1,2] *Hu Minqiang*[1] *Jin Long*[1] *Xu Zhike*[1] *Zhang Yangfei*[2]
（1. Southeast University Nanjing 210096 China
2. Nanjing Institute of Technology Nanjing 211167 China）

Abstract A novel ring-type travelling-wave ultrasonic motor based on space phase modulation is introduced, and the motor speed is controlled by space phase instead of the time phase. New piezoelectric ceramic electrode configuration is designed, and four stator standing waves are produced. Every two of them are same as the vibration amplitude or same as the time phase. Based on the principle of waveform superposition, a new standing wave is composed by two standing waves who are the same as time phase, and the space position of composite standing wave would be changed when the vibration amplitudes of two standing waves are changed. Then space phase of ultrasonic motor is controlled. Relationship between power and space phase is studied, waveform and speed function of the novel motor are deduced. With the study of amplitude control and phase control, the phase-amplitude control of novel ultrasonic motor is developed. Simulation and experiment results confirm the theory analysis.

Keywords： Ultrasonic motor, space phase, amplitude-phase control

1 引言

环形行波超声波电机（RTWUSM）是目前使用比较多的一种超声波电机，其常用的基础控制量是电压、频率、时间相位，控制时常将三个控制量单独或多个组合使用[1-7]。定子振动是 RTWUSM 工作性能的重要指标，电压和频率的取值直接影响到定子振幅，因此电压和频率在作为控制量时必须兼顾电机运行的基本要求，其取值范围受到一定的限制。而时间相位的改变仅仅影响定子波形中行波比例，对于定子振幅则几乎没有影响。因此在 RTWUSM 转速控制中合适的做法是，在电压和频率控制的基础上，进一步通过调节相位提高伺服控制的柔顺性[8]。

国家自然科学基金资助项目（51077011, 51177014）。
收稿日期 2013-08-22 改稿日期 2013-09-16

目前普遍使用的相位差控制方案是通过时间相位关系可控的两个电源来实现的，即超声波电机两相电源各自激励独立驻波，这两个驻波在空间位置是固定的且互差 1/4 行波波长，但时间相位却可调，时间相位大小取决于各自电源的时间相位。当电源激励时间相位互差π/2 时，其合成一个纯行波。而当电源激励时间相位差值逐渐偏离π/2 时，合成波形里面包含行波和驻波，且偏离量越大，驻波分量越大，从而改变了电机转速。为了实现电机转速的连续控制，必须获得连续可调的时间相位，人们比较多的采用直接数字合成技术。目前，由于 DSP 等芯片技术的不断发展，其实现已经比较容易。但在驱动电路中，频率、电压幅值、时间相位调节的动态过程会相互影响。本文提出一种通过电压调节实现调相控制新型环形超声波电机，通过两组不同幅值的输入电压可以实现空间调相，并且可以使调幅调相共同进行。同时，由于驱动电路只需控制电压幅值和频率，相位控制是由电压通过电机间接实现的，因此对于新型 RTWUSM，驱动控制电路多控制量的解耦将更易实现。

2　空间调相超声波电机

2.1　传统超声波电机的调相原理

传统 RTWUSM 的压电陶瓷极化分区结构如图 1 所示，压电陶瓷每个极化分区为$\lambda/2$，极化方向如图所示，A 区和 B 区相差$\lambda/4$，时间移相控制时两区分别接入时间相位相差$\pi/2+\alpha$的两个电源

$$u_{\mathrm{A}} = c\sin\omega t \tag{1}$$

$$u_{\mathrm{B}} = c\sin\left(\omega t+\frac{\pi}{2}+\alpha\right) = c\cos(\omega t+\alpha) \tag{2}$$

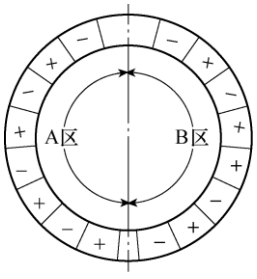


图 1　传统环形超声波电机压电陶瓷极化分区

Fig.1　Piezoelectric ceramic electrode configuration of conventional RTUSM

在 AB 区分别在定子中激励独立的驻波[11,12]为

$$w_{\mathrm{A}} = cr\sin\frac{2\pi}{\lambda}x\sin\omega t \tag{3}$$

$$w_{\mathrm{B}} = cr\cos\frac{2\pi}{\lambda}x\cos(\omega t+\alpha) \tag{4}$$

定子中合成波形为

$$\begin{aligned} w &= w_{\mathrm{A}} + w_{\mathrm{B}} \\ &= cr\left[\sin\frac{2\pi}{\lambda}x\sin\omega t+\cos\frac{2\pi}{\lambda}x\cos(\omega t+\alpha)\right] \end{aligned} \tag{5}$$

上式中　w——弹性体表面横向位移；

cr——横向振动振幅；

ω——电源角频率；

λ——弹性波长；

$\alpha+\pi/2$——时间移相角。

其定子表面在波峰处最大横向速度为[8]

$$V_{s\tau} = -\frac{2\pi cr\omega h}{\lambda}\frac{\cos\alpha}{\sqrt{\sin^2(\omega t)+\cos^2(\omega t+\alpha)}} \tag{6}$$

式中　h——定子上表面到中性层距离。

2.2　空间调相超声波电机原理

在传统 RTWUSM 中，由式（3）～式（6）可看出，将时间相位偏离 π/2 调节，而空间相位保持 π/2 不变，可以获得一个包含行波和驻波的混合波。如果反过来将时间相位保持 π/2 不变，而空间相位偏离 π/2 调节，理论上也可以获得一个包含行波和驻波的混合波。

任何两个具有相同频率和时间相位的空间正弦波，其叠加仍为正弦波[13]，并且叠加波形的幅值位置偏向幅值较大正弦波的幅值处。当两个空间正弦波幅值相对大小发生变化时，合成波形在空间位置也发生移动，且其幅值位置的移动范围为两个正弦波幅值位置之间。

据此，本文设计了新型空间调相环形超声波电机（SPC-RTWSUM）。除了压电陶瓷结构外，新电机的结构、材料和安装与传统环形行波超声波电机完全一致。SPC-RTWSUM 采用细分的压电陶瓷分区，每个极化分区为$\lambda/4$，极化方向按“++––”规律排列，A 区和 B 区相差仍为$\lambda/4$，如图 2 所示。

在 A 区或 B 区压电陶瓷内部分区各自间隔连接两个相同频率相同时间相位、不同幅值的电源，通过调节两个电源幅值的关系，可以调节各区两个电源共同激励出的合成驻波的空间相位，实现空间移相。A 区和 B 区电源激励出的合成驻波进一步在定子中合成具有行波分量和驻波分量的新的混合波。据此原则，设计电源 1，2，3，4 的表达式为

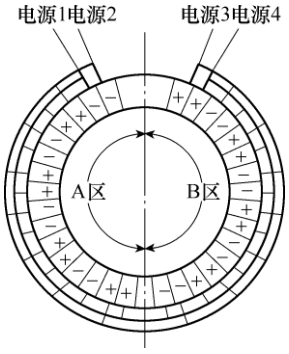


图 2 SPC-RTWUSM 极化分区和电源方案

Fig.2 Piezoelectric ceramic electrode configuration of SPC-RTWUSM and power supply scheme

$$u_{A1}=a\sin\omega t \tag{7}$$

$$u_{A2}=b\sin\omega t \tag{8}$$

$$u_{B3}=b\sin\left(\omega t+\frac{\pi}{2}\right)=b\cos\omega t \tag{9}$$

$$u_{B4}=a\sin\left(\omega t+\frac{\pi}{2}\right)=a\cos\omega t \tag{10}$$

本文将与电源 1，2，3，4 相连的陶瓷区进一步分别定义为 A1，A2，B3，B4 区。参考图 2，以 A 区顺时针方向的起始位置为空间 0 位置，电源 1，2，3，4 通过 A1，A2，B3，B4 区压电陶瓷各自在定子中产生的驻波表达式依次为

$$w_{A1}=ar\sin\left[\frac{2\pi}{\lambda}\left(x+\frac{\lambda}{8}\right)\right]\sin\omega t \tag{11}$$

$$w_{A2}=br\sin\left[\frac{2\pi}{\lambda}\left(x-\frac{\lambda}{8}\right)\right]\sin\omega t \tag{12}$$

$$w_{B3}=br\cos\left[\frac{2\pi}{\lambda}\left(x+\frac{\lambda}{8}\right)\right]\cos\omega t \tag{13}$$

$$w_{B4}=ar\cos\left[\frac{2\pi}{\lambda}\left(x-\frac{\lambda}{8}\right)\right]\cos\omega t \tag{14}$$

其合成波形表达式为

$$\begin{aligned}w&=w_{A1}+w_{A2}+w_{B3}+w_{B4}\\&=r\sqrt{a^2+b^2}\left\{\sin\omega t\cos\left[\left(\theta+\frac{\pi}{4}\right)-\frac{2\pi}{\lambda}x\right]+\right.\\&\qquad\left.\cos\omega t\sin\left[\left(\theta+\frac{\pi}{4}\right)+\frac{2\pi}{\lambda}x\right]\right\}\\&=r\sqrt{a^2+b^2}\cdot\\&\quad\left\{\cos\frac{2\pi}{\lambda}x\sin\left(\omega t+\theta+\frac{\pi}{4}\right)+\sin\frac{2\pi}{\lambda}x\cos\left(\omega t-\theta-\frac{\pi}{4}\right)\right\}\\&=r\sqrt{a^2+b^2}\left\{\sin\frac{2\pi}{\lambda}x\sin\left(\omega t-\theta+\frac{\pi}{4}\right)+\right.\\&\quad\left.\cos\frac{2\pi}{\lambda}x\cos\left[\left(\omega t-\theta+\frac{\pi}{4}\right)+2\left(\theta-\frac{\pi}{4}\right)\right]\right\}\\&=rc\sin\frac{2\pi}{\lambda}x\sin\left(\omega t-\theta+\frac{\pi}{4}\right)+\\&\quad rc\cos\frac{2\pi}{\lambda}x\cos\left[\left(\omega t-\theta+\frac{\pi}{4}\right)+2\left(\theta-\frac{\pi}{4}\right)\right]\end{aligned} \tag{15}$$

式中，a，b 为电源电压幅值，$c=\sqrt{a^2+b^2}$ 为作用于 A，B 区的等效电压幅值，均为标幺值，$\theta=\arctan(b/a)$。

式（15）和式（5）具有相同的表达形式，因此，式（15）所代表的波形对 SPC-RTWSUM 的作用效果与传统 RTWUSM 的移相控制效果完全一致。比较两式可知 SPC-RTWSUM 在空间调相控制时，等效于传统 RTWUSM 时间移相角大小为β的控制，其中

$$\beta=2\left(\theta-\frac{\pi}{4}\right)+\frac{\pi}{2}=2\theta \tag{16}$$

定义其为空间移相角，而

$$-\left(\theta-\frac{\pi}{4}\right)=\frac{\pi}{4}-\arctan\frac{b}{a} \tag{17}$$

其大小反映了 A 区和 B 区激发的驻波各自在空间向不同方向偏移的角度。

由式（16）和（17）可知，改变 a 和 b 的关系，空间移相角β也跟着改变。同时间移相原理一样，当 $\beta=\pi/2$ 时，定子中合成一个纯行波波形。而当 β 逐渐偏离 $\pi/2$ 时，定子中合成波形里面包含行波和驻波，且偏离量越大，行波分量越小，从而改变了电机转速。

3 空间调相超声波电机的控制方案

3.1 空间调相超声波电机定子表面质点运动

RTWUSM 定子表面质点的横向振动表达式近似等于式（15），质点的纵向运动可表示为[16]

$$\xi=-h\frac{\partial w}{\partial x} \tag{18}$$

定子表面任意质点的横向振动振幅和纵向振动振幅满足椭圆方程，在波峰位置，其纵向振幅为零，

因此有

$$\xi = -h\frac{\partial w}{\partial x} = 0 \tag{19}$$

将式（15）代入式（19），可得

$$\cos\frac{2\pi}{\lambda}x = \frac{\cos\left[\left(\omega t-\theta+\frac{\pi}{4}\right)+2\left(\theta-\frac{\pi}{4}\right)\right]}{\sqrt{\cos^2\left[\left(\omega t-\theta+\frac{\pi}{4}\right)+2\left(\theta-\frac{\pi}{4}\right)\right]+\sin^2\left(\omega t-\theta+\frac{\pi}{4}\right)}} \tag{20}$$

$$\sin\frac{2\pi}{\lambda}x = \frac{\sin\left(\omega t-\theta+\frac{\pi}{4}\right)}{\sqrt{\cos^2\left[\left(\omega t-\theta+\frac{\pi}{4}\right)+2\left(\theta-\frac{\pi}{4}\right)\right]+\sin^2\left(\omega t-\theta+\frac{\pi}{4}\right)}} \tag{21}$$

波峰处只存在横向振幅，质点横向速度可表示为

$$V_{s\tau} = -h\frac{\partial^2 w}{\partial x\partial t} \tag{22}$$

将式（15），式（20），式（21）代入式（22），可得波峰处质点横向速度为

$$V_{s\tau} = -\frac{2\pi h\omega r\sqrt{a^2+b^2}}{\lambda}\cdot \frac{\cos\left[2\left(\theta-\frac{\pi}{4}\right)\right]}{\sqrt{\cos^2\left[\left(\omega t-\theta+\frac{\pi}{4}\right)+2\left(\theta-\frac{\pi}{4}\right)\right]+\sin^2\left(\omega t-\theta+\frac{\pi}{4}\right)}} \tag{23}$$

若不计定转子间滑动，且设转子接触面与定子波峰相切，则式（23）也是转子转速。

将式（16）和式（23）联立，可得波峰处质点横向速度新表达式为

$$V_{s\tau} = -\frac{4\pi h\omega rab}{\lambda\sqrt{a^2+b^2+(a^2-b^2)\sin 2\omega t}} \tag{24}$$

从式（24）可看出，对电源幅值 a 和 b 进行控制都可以改变 SPC-RTWSUM 的速度，a 和 b 具有相同量纲，合理利用这个特点可以为 SPC-RTWSUM 提供灵活的控制方法。为了控制的方便性，可以以一个电源幅值 b 为控制量，另一个电源幅值 a 是关联控制量。根据需要，关联控制量按一定的函数关系跟随控制量变化而变化。

3.2　空间调相超声波电机幅值控制

以电源幅值 b 为控制量，其控制范围在–1 到 1 之间。维持关联控制量 $a=|b|$，则 AB 两区等效电压幅值均为 $c=\sqrt{a^2+b^2}=\sqrt{2}|b|$ 且可调，相当于对 SPC-RTWUSM 实现调幅控制，此时

$$\theta = \arctan\frac{b}{a} = \pm\frac{\pi}{4} \tag{25}$$

空间移相角为

$$\beta = 2\theta = \pm\frac{\pi}{2} \tag{26}$$

代入式（15），得定子中的波形表达式为

$$w = r\sqrt{a^2+b^2}\cos\left(\omega t\mp\frac{2\pi}{\lambda}x\right) \tag{27}$$

为正/反转的纯行波。

根据式（23），可知波峰处质点横向速度为

$$\begin{aligned} V_{s\tau} &= \mp\frac{2\pi h\omega r\sqrt{a^2+b^2}}{\lambda} \\ &= \mp\frac{2\sqrt{2}\pi h\omega r|b|}{\lambda} \\ &= \mp\frac{2\pi h\omega rc}{\lambda} \end{aligned} \tag{28}$$

由式（28）可知，幅值控制时的速度与控制量 b 及等效电压幅值 c 均成正比。

3.3　空间调相超声波电机空间移相控制

以电源幅值 b 为控制量，其控制范围在–1 到 1 之间。维持关联控制量 a 满足 $a^2+b^2=1$，且为正值，则 AB 两区等效电源幅值 $c=\sqrt{a^2+b^2}=1$ 为常值，AB 两区的驻波时间相位相差π/2，其空间移相角随控制量 b 的变化而变化，相当于对超声波电机实现空间调相控制，其波峰处质点横向速度同式（24）。空间移相控制时的速度仿真曲线如图 3 所示。图中 V_s 为定子表面波峰处质点横向速度 $V_{s\tau}$ 的平均值，本文忽略定转子间滑动，且设转子接触面与定子波峰相切，近似将其作为电机转速的理论值。图 3a 为空间移相角-转速关系曲线，图 3b 为控制量 b-转速响应曲线。从图 3a 的空间移相角-转速关系可看出，其与传统超声波电机调相控制时的时间移相角-转速关系完全相同。观察图 3，还可发现空间移相角 β 范围为–π ～π，且在转速单调上升范围内，以电源幅值 b 作为控制量比以移相角作为控制量具有更好的线性度和调节广度。

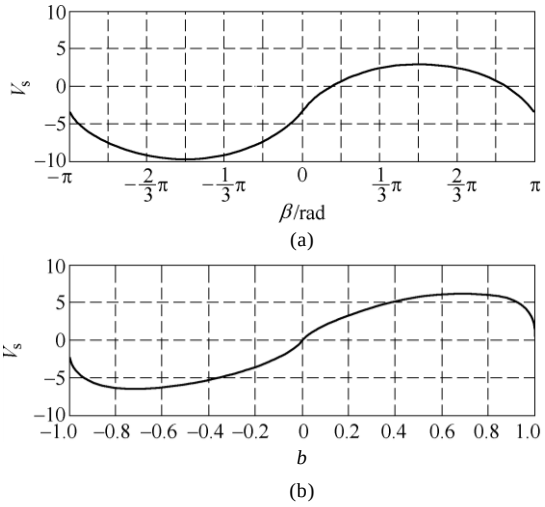


图 3 空间相位控制时的速度响应

Fig.3 Speed curve with space phase control

3.4 空间调相超声波电机幅相控制

空间调相环形行波超声波电机具有两个调节量，分别是控制量 b 和关联控制量 a，它们都是电压量，具有相同量纲，当它们大小关系发生非同比例变化时，它们的比值关系也发生改变，此时电机的行波幅值和空间移相角均相应发生变化，这使幅值控制和空间移相控制同时进行成为可能。设计不同的控制量和关联控制量的函数关系，可以将超声波电机的幅值控制特性和移相控制特性按一定形式组合得到新的幅相控制特性。

理论上来说，无穷多个 a，b 组合关系可以形成无穷多个幅相控制特性，但是注意到幅值是超声波电机的本体控制量，SPC-RTWUSM 各区的等效电压幅值是 $c=\sqrt{a^2+b^2}$，其过大过小对电机控制都是不利的。因此在幅相控制中，需对空间调相环形行波超声波电机的等效电压幅值进行限定。同时，为充分发挥相位调节在幅相控制中的作用，空间移相角必须至少覆盖[$-\pi/2$, $\pi/2$]这一区间。据此，本文设计控制量和关联控制量的函数关系为

$$a^m+|b|^m=1 \qquad m\neq 2 \tag{29}$$

不同的 m 值可以获得不同的幅相控制特性。图 4 分别是 m=1 和 m=3 时幅相综合控制的各响应曲线。从上至下依次为随控制量 b 变化的转速响应曲线，空间移相角响应曲线，等效电压幅值响应曲线，关联控制量响应曲线。从中可以看出，m=3 比 m=1 更具有优势，其线性程度较好。这是因为电机的空间相位-转速关系具有类似抛物曲线性质，为了补偿抛物线的上升速率不断下降的特点，要求在有效控制范围内，空间相位和幅值要有更快的增长。从图 4 可发现，随着控制量 b 绝对值的增加，m=1 的空间移相角增加速度和等效电压幅值增加速度均慢于 m=3 时的情况，故其线性效果较差。

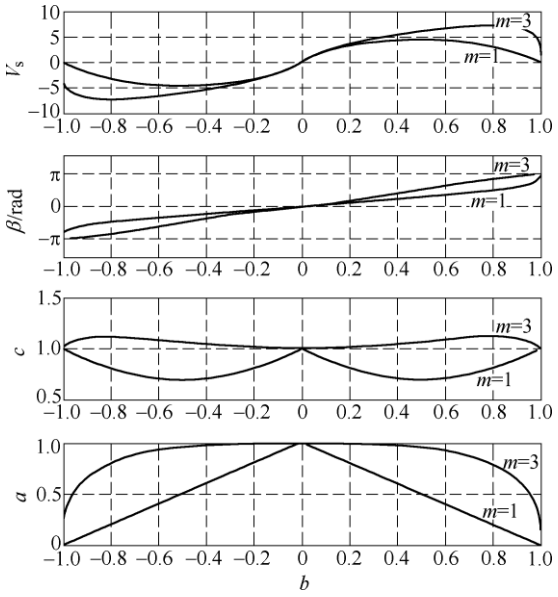


图 4 m=1 和 m=3 时幅相控制响应

Fig.4 Response curves of phase-amplitude control (m=1 and m=3)

为了进一步研究 m 的影响，取 m=100 进行仿真，曲线如图 5 所示。从上至下依次为随控制量 b 变化的转速响应曲线，空间移相角响应曲线，等效电压幅值响应曲线，关联控制量响应曲线。由图 5 可见，空间移相角 β 移相范围减小为$-\pi/2\sim\pi/2$ 左右，但仍能满足要求。同时，此控制方式的转速响应具有更好的线性度，除了在 b 的大小接近最大值时会出现

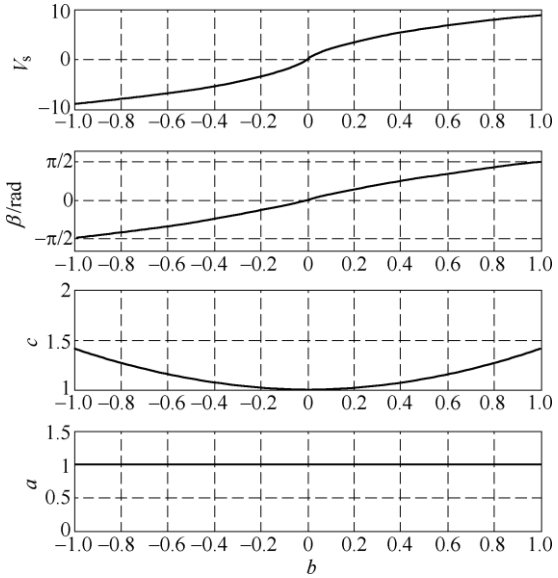


图 5 m=100 时幅相控制响应

Fig.5 Response curves of phase-amplitude control (m=100)

转速的快速下降外，在大部分控制范围内速度均是近似线性变化的。但由于 m=100 较大，其计算量要求也较高。

从图 5 可看出，m=100 控制方式在控制量 b 的大多数范围内，关联控制量 a 都接近 1，据此可优化设计控制方案。以电源幅值 b 为控制量，其控制范围在–1～1 之间，关联控制量 a=1 为恒值，仿真曲线如图 6 所示。从上至下依次为随控制量 b 变化的转速响应曲线，空间移相角响应曲线，等效电压幅值响应曲线，关联控制量响应曲线。a=1 与 $a^{100}+|b|^{100}=1$控制方式一样具有较好的线性度，在整个控制范围速度单调变化，并且移相角β的移相范围为[–π/2, π/2]，其等效电压幅值大小在整个控制范围变化也较为合理。a=1 控制方式无论从计算量上还是从实现方案上都更为简单，具有良好的应用价值。

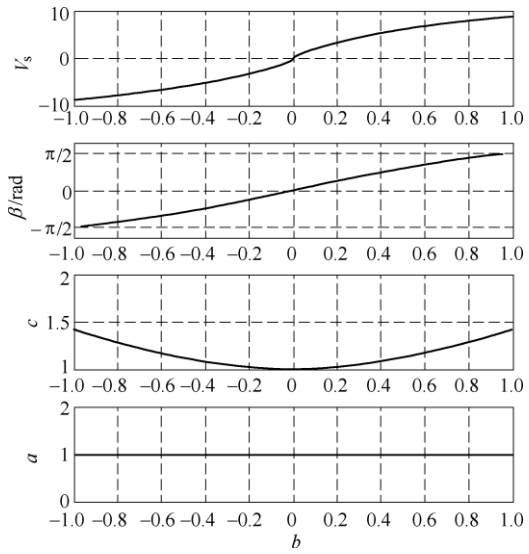


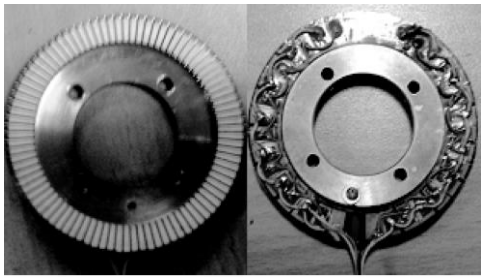
图 6　a=1 方式时幅相控制响应

Fig.6　Response curves of phase-amplitude control (a=1)

4　样机及实验验证

4.1　样机的制作

本文制作了一台 60mm 的 SPC-RTWUSM。电机是以传统的 60mm RTWUSM 为基础改装而成的，其采用与传统 RTWUSM 完全一致的定子、转子、轴、轴承、摩擦材料，外壳等部件。压电陶瓷在原有的 60mm RTWUSM 压电陶瓷基础上，利用锉刀将原有的每个极化分区的镀银层从正中位置细分为二，A 区和 B 区的相对位置不变，压电陶瓷的厚度和材料均不变，各极化分区上仍覆盖一片柔性材料，并在柔性材料上按图 2 焊接导线形成电路。加工完成的覆盖了压电陶瓷的定子如图 7 所示。SPC-RTWUSM 的组装工艺与传统 RTWUSM 完全一致。



（a）正面　　（b）反面

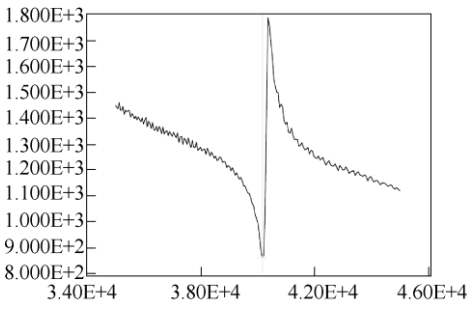
图 7　空间调相环形超声波电机定子原型

Fig.7　Fabricated stator in prototype of SPC-RTWUSM

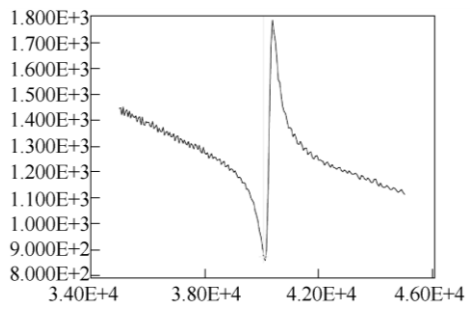
新型的 SPC-RTWUSM 需要四个电源，由于其四个电源彼此两两间或者具有相同幅值，或者具有相同的时间相位，因此可将两个传统超声波电机控制器进行组合，形成 SPC-RTWUSM 的控制器。两块传统超声波电机控制器在时间相位上保持一致，各自输出两个时间相位互差π/2 的电压，通过改变两块传统超声波电机控制器直流侧电压，实现两种电压值的输出。

4.2　SPC-RTWUSM 的阻抗特性测量

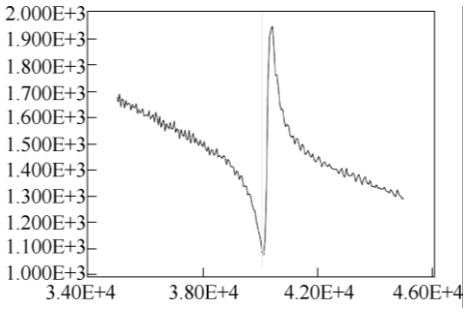
SPC-RTWUSM 与传统 RTWUSM 在定子结构上完全一致，因此理论上它们具有相同的谐振频率，本文通过频阻扫描仪测定了其阻抗特性。图 8 依次是 SPC-RTWUSM 的 A1，A2，B3，B4 各区以及 A 区和 B 区的扫频分析结果，单位均为 Hz。



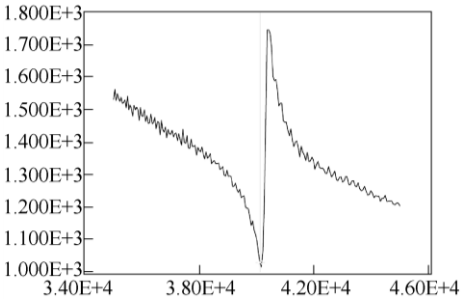
（a）A1 区



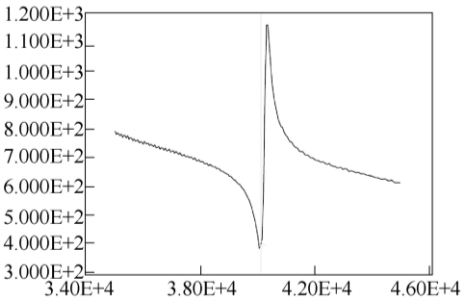
（b）A2 区



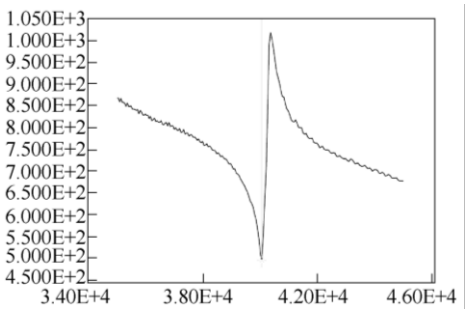
（c）B3 区



（d）B4 区



（e）A 区



（f）B 区

图 8 SPC-RTWUSM 定子扫频特性

Fig.8 The impedance characteristics of the stator

从图 8 可看出，由于定子结构未变，各区的谐振频率基本一致。这说明，电路结构的改变不影响电机的工作频率。且样机四个区的频相一致性较好，陶瓷进行细化分区及导线焊接操作未对其产生明显影响。

陶瓷 A1 和 A2 区谐振频率附近的阻抗值约为陶瓷 A 区的两倍左右，这是由于两种不同的电路结构导致的。另外，由于压电陶瓷在细分过程中存在误差，SPC-RTWUSM 压电陶瓷各区谐振频率附近的阻抗值大小也不完全一致，其影响在后续实验中仍将有所体现。

4.3 SPC-RTWUSM 波形测量

本文利用扫描式激光测振仪 PSV-400 对样机定子中的波形进行了测试，以验证 SPC-RTWUSM 的空间调相控制原理。实验中的电源由两路信号发生器和功率放大器提供。

4.3.1 驻波的空间移动

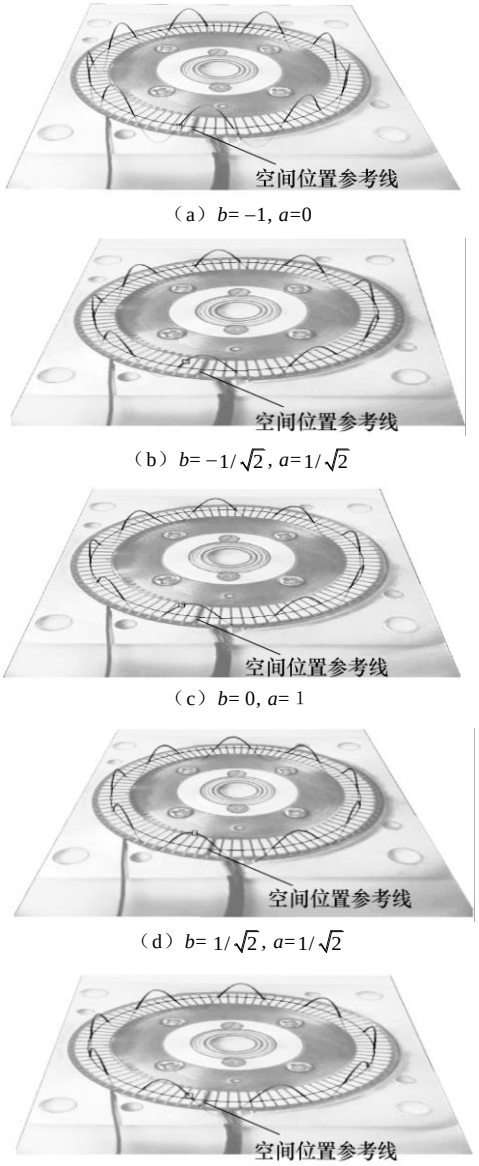
为了验证 SPC-RTWUSM 移动空间驻波的方法和原理，本文对陶瓷 A1 和 A2 区施加不同幅值的电压组合，通过检测驻波在定子上的相对位置，以验证驻波空间“移动”的原理。

对陶瓷 A2 和 A1 区施加同频同相的正弦电压组合，其幅值标幺值$[b, a]$分别如下：$[-1, 0]$，$[-1/\sqrt{2}, 1/\sqrt{2}]$，$[0, 1]$，$[1/\sqrt{2}, 1/\sqrt{2}]$，$[1, 0]$。以 A 区顺时针方向的起始位置为空间 0 位置，根据式（17）可知，陶瓷 A 区激发的驻波在空间的理论位置分别为：$3\pi/4$，$\pi/2$，$\pi/4$，0，$-\pi/4$。图 9 是在上述不同电压组合下测得的由陶瓷 A 区激发的驻波，其所示驻波均为ωt在$[0, \pi]$内某个时刻的瞬时波形。

当 a=0 时，A 区激发驻波就是由陶瓷 A2 区激发的驻波，如图 9a 和 9e 所示。当 b=0 时，A 区激发驻波就是由陶瓷 A1 区激发的驻波，如图 9c 所示。当 a，b 均不为 0 时，A 区激发驻波本质是由 A1 区和 A2 区两个驻波合成的合成驻波，如图 9b 和 9d 所示。

由于细分陶瓷过程中存在误差，导致陶瓷 A1 区和 A2 区实际面积不相等，因此 A1 区和 A2 区的各自的起始位置会发生偏移。压电陶瓷的细分是通过铣去的镀银层形成新的绝缘带实现的，由于绝缘带存在一定宽度，且此宽度在加工过程中未能保持一致，其导致 A1 区和 A2 区起始位置相对于 A 区起始位置的偏移可能是非同步的，且难以精确判断。为此，本文不测量驻波的实际空间位置，而是以不同电压激励下的驻波间相对位置作为实验验证的判据。由图 9 可知不同电压组合导致驻波在空间位置不同，且其相互间的空间位置差值与理论计算相接近。借助图 9 中的空间位置参考线，可以比较容易观察到图 9a 与 9e 互差约为π，图 9a 与 9b 互差约为

π/4，图 9b 与 9d 互差约为π/2，图 9c 与 9a，9e 互差均约为π/2。由图 9 还可看出，随着控制量 *b* 的增加，A 区合成驻波在空间位置按顺时针方向“移动”。



（a）$b=-1$, $a=0$

（b）$b=-1/\sqrt{2}$, $a=1/\sqrt{2}$

（c）$b=0$, $a=1$

（d）$b=1/\sqrt{2}$, $a=1/\sqrt{2}$

（e）$b=1$, $a=0$

图 9　SPC-RTWUSM 在不同电源激励下的驻波（A 区激励）

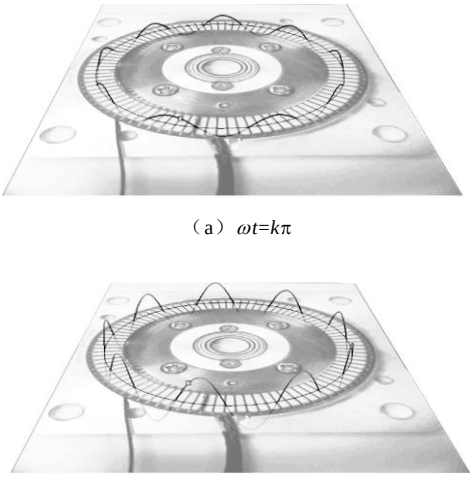
Fig.9　Standing wave of SPC-RTWUSM excited by different powers (A sides)

对陶瓷 B3 和 B4 区施加同频同相不同幅值的正弦电压组合，可以得到相类似的结论，本文不再介绍。由于与陶瓷 A2 和 A1 区一样，陶瓷 B3 和 B4 区也存在实际面积不相等的情况，因此其各自的起始位置也会发生偏移，并且此偏移是随机的，与陶瓷 A2 和 A1 区并不对应，所以陶瓷 B3 和 B4 区共同激发产生的驻波与陶瓷 A2 和 A1 区共同激发产生的驻波在空间实际位置上与理论值存在一定的偏差，此影响在后续实验中将得到体现。

4.3.2　SPC-RTWUSM 的空间调相控制

移相控制是通过改变定子波形中行波分量的占比来实现调速的。对于 SPC-RTWUSM，按式（7）～式（10）所示电源通电，如果改变 *a* 和 *b* 的数值就可以改变空间移相角，实现空间移相控制。图 10 和图 11 是按 $b=1$，$a=0$ 以及 $b=1/\sqrt{2}$，$a=1/\sqrt{2}$ 两种供电方案通电时定子中的实测波形。

对于图 10，当 $b=1$，$a=0$ 时，仅有压电陶瓷 A2 区和 B3 区通电。理论上，其空间移相角为π，此时定子中波形为纯驻波，转速为 0。但由于压电陶瓷 A2 区和 B3 区在空间上没有严格相差π/2，且 A2 区和 B3 区覆银面积不等，所以实测波形为驻波和一微小行波的合成波。在 $\omega t=k\pi$ 时，驻波分量为 0，合成波波幅最小，$\omega t=(k+1/2)\pi$ 时，驻波分量最大，合成波波幅最大。合成波最小波幅和最大波幅的比值为 0.35。



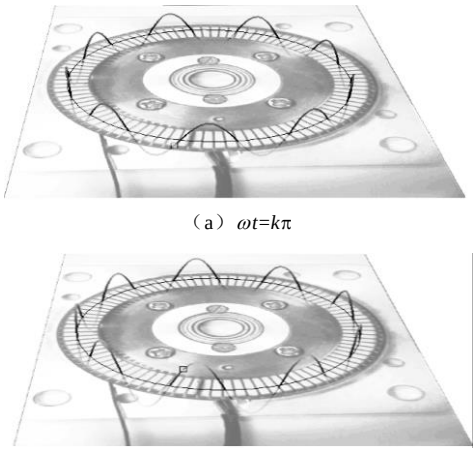
（a）$\omega t=k\pi$

（b）$\omega t=(k+1/2)\pi$

图 10　空间调相控制时定子波形（$b=1$，$a=0$）

Fig.10　Wave in stator with the space phase control（$b=1$，$a=0$）

对于图 11，$b=1/\sqrt{2}$，$a=1/\sqrt{2}$ 时，所有压电陶瓷上均施加相同幅值的电压。理论上，其空间移相角为π/2，定子中波形为纯行波，转速最大。但由于细分后等效的压电陶瓷 A 区和 B 区在空间上没有严格相差π/2，且 A 区和 B 区覆银面积不等，所以实测波形为行波和一微小驻波的合成波。在 $\omega t=k\pi$ 时，驻波分量为 0，合成波波幅最小，$\omega t=(k+1/2)\pi$ 时，驻波分量最大，合成波波幅最大。合成波最小波幅和最大波幅的比值为 0.82。



（a）$\omega t=k\pi$

（b）$\omega t=(k+1/2)\pi$

图 11 空间调相控制时定子波形（$b=1/\sqrt{2}$, $a=1/\sqrt{2}$）

Fig.11 Wave in stator with the space phase control ($b=1/\sqrt{2}$, $a=1/\sqrt{2}$)

由图 10 和图 11 可知，随着 b 的改变可以调节行波在定子合成波形中的占比，从而形成空间调相控制方案。同时，压电陶瓷细分时，结构对称度的好坏将直接影响移相控制效果和电机性能。

4.4 SPC-RTWUSM 幅相控制实验

本文在制作了 SPC-RTWUSM 样机的基础上进行了 a=1 方式的幅相控制实验，以验证和检测幅相控制的原理。温度的改变会导致超声波电机转速变化[14-16]，为了避免温度对实验数据的影响，实验在电机冷态下完成。由于压电陶瓷是后期加工而成，其在加工过程中不可避免的受到力和热损伤，因此实验中施加较低的电压，其最大等效电压为额定电压的 80%。

下表为电机空载时，不同控制量下，电机对应的空间移相角以及测得的转速，表中省略了部分转速为零时的数据。为了与理论值进行比较，将下表中的转速数据先标幺化，然后再乘以理论值的最大值以获得相同的坐标范围，如图 12 所示。由下表和图 12 可看出，实测值与理论值相比，有相同的变化趋势，且线性度较好；由于摩擦阻力的存在[17]，实测速度比理论速度下降更快，并存在死区；由于控制过程中，通过控制量 b 的调节同时改变了等效电压幅值 c 和空间移相角 β，且三者变化趋势是一致的，因此虽然与时间移相控制一样存在死区，但 SPC-RTWUSM 在进行 a=1 控制时，其调速范围较宽。同时，在低转速段由于电压量仍然维持在比较大的数值，因此其低速换向性能与传统超声波电机的时间移相控制一样较为优异。

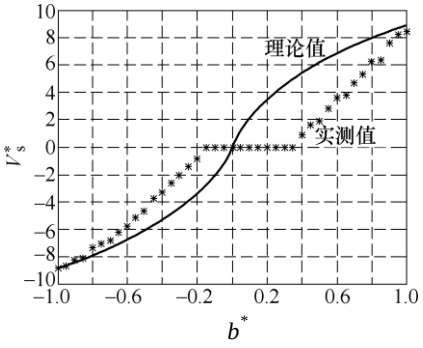


图 12 空间调相超声波电机转速曲线

Fig.12 Speed curve of SPC-RTWUSM

4.5 实验结果分析

上述各实验验证了 SPC-RTWUSM 的设计可行性，空间移相的原理和幅相控制原理的可用性。但在幅相控制实验中，发现电机存在转速偏低，正反转转速不对称的问题。其主要原因在于电机的四个压电陶瓷区存在不对称性，以及驱动电源参数匹配性不好。提高电机陶瓷加工精度和设计专门的 SPC-RTWUSM 驱动电源将能较好地克服上述缺点。

表 空间调相超声波电机的等效时间移相角及转速（a=1, f=43.5kHz, T_L=0N·m）

Tab. Equivalent phase angle and rotational speed of SPC-RTWUSM（a=1, f=43.5kHz, T_L=0N·m）

b	−1.00	−0.95	−0.90	−0.85	−0.80	−0.75	−0.70	−0.65	−0.60	−0.55	−0.50
β/(°)	−90.0	−87.1	−84.0	−80.7	−77.3	−73.7	−70.0	−66.0	−61.9	−57.6	−53.1
n/(r/min)	−12.00	−11.77	−11.10	−10.90	−9.95	−9.53	−9.22	−8.40	−7.83	−6.93	−6.38
b	−0.45	−0.40	−0.35	−0.30	−0.25	−0.20	−0.15	0.35	0.40	0.45	0.50
β/(°)	−48.5	−43.6	−38.6	−33.4	−28.1	−22.6	−17.1	38.6	43.6	48.5	53.1
n/(r/min)	−5.03	−4.50	−3.52	−2.72	−1.93	−1.18	0.00	0.00	1.23	2.17	2.55
b	0.55	0.60	0.65	0.70	0.75	0.80	0.85	0.90	0.95	1.00	
β/(°)	57.6	61.9	66.0	70.0	73.7	77.3	80.7	84.0	87.1	90.0	
n/(r/min)	3.75	4.85	5.07	6.22	7.05	8.43	8.50	10.17	11.00	11.30	

5　结论

本文设计了新型的通过空间调相来调速的SPC-RTWUSM。与传统超声波电机相比，其结构未出现大的改变。它通过细分的陶瓷结构，利用四路驻波共同驱动转子，从而在超声波电机控制中引入了空间移相角这一新的基础控制量。其空间移相角的调节是通过四个电源电压的幅值调节来实现的。虽然采用了四个电源，但电源之间的幅值关系和相位关系比较单一，且不用进行时间相位的调节，故整体设计和控制的复杂程度并不会明显提升。该新型 SPC-RTWUSM 可以分别独立的进行幅值控制和相位控制，也可进行幅相控制，控制方式灵活。在幅相控制中，主控制量和关联控制量具有相同量纲，因此对其进行关联调节具有方便性。通过设定控制量和关联控制量之间不同的关系，可以满足不同控制性能的要求。实验验证了此种新型超声波电机及控制方式的可行性及良好的应用价值，实验中发现的问题将有助于推动 SPC-RTWUSM 的进一步研究。

参考文献

[1] Frédéric Giraud, Betty Lemaire Semail, Julien Aragones, et al. Precise position control of a traveling-wave ultrasonic motor[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2007, 43(4): 934-941.

[2] Hu Minqiang, Gan Yunhua, Jin Long, et al. Follow-up control system of ultrasonic motor based on DSP[C]. Proceeding of IEEE International Conference on Electrical Machines and Systems, Seoul, Korea, 2007: 1596-1599.

[3] Chung S W, Chau K T. A new compliance control approach for traveling-wave ultrasonic motors[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55(1): 302-311.

[4] 史敬灼, 张慧敏. 行波超声波电机 Lyapunov 模型参考自适应转速控制[J]. 电工技术学报, 2011, 26(4): 44-50.
Shi Jingzhuo, Zhang Huimin. Model reference adaptive speed control of ultrasonic motor based on Lyapunov theory[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2011, 26(4): 44-50.

[5] Shi Jingzhuo, Liu Bo. Optimum efficiency control of traveling-wave ultrasonic motor system[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58(10): 4822-4829.

[6] Chen Weishan, Shi Shengjun, Liu Yingxiang, et al. A new traveling wave ultrasonic motor using thick ring stator with nested PZT excitation[J]. IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, 2010, 57(5): 1160-1168.

[7] 史敬灼, 尤冬梅. 超声波电机黄金分割自适应转速控制[J]. 电工技术学报, 2013, 28(6): 59-65.
Shi Jingzhuo, You Dongmei. Golden section adaptive speed control of ultrasonic motors[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(6): 59-65.

[8] 胡敏强. 金龙等. 超声波电机原理与设计[M]. 北京: 科学出版社, 2005.

[9] Tomonobu S, Satoru Y, Katsumi U. A study on high-efficiency drive of ultrasonic motors[J]. Electric Power Components and Systems, 2001, 29(8): 179-189.

[10] Chen Tien Chi, Yu Chih Hsien, Tsai Mi Ching. A new driver based on dual-mode frequency and phase control for traveling-wave type ultrasonic motor[J]. Energy Conversion and Management, 2008, 49(10): 2767-2775.

[11] Liu Yingxiang, Chen Weishan, Liu Junkao, et al. Design and analysis of a cylindrical standing wave ultrasonic motor using cantilever and sandwich type transducers[C]. Proceeding of IEEE International Conference on Piezoelectricity, Acoustic Waves, and Device Applications, Nanjing, China, 2008: 246-251.

[12] Duan W H, Quek S T, Wang Q. A novel ring type ultrasonic motor with multiple wavenumbers: design, fabrication and characterization[J]. Smart Materials and Structures, 2009, 18(12): 120-125.

[13] 倪振华. 振动力学[M]. 西安: 西安交通大学出版社, 1989.

[14] Yano Y, Iida K, Yabugami K, et al. Approach to speed control using temperature characteristics of ultrasonic motor[C]. Proceeding of IEEE International Conference on Midwest Symposium on Circuits and Systems, Hiroshima, Japan, 2004, 3: 155-158.

[15] 王光庆, 郭吉丰. 行波型超声波电机的温度特性[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(9): 98-103.
Wang Guangqing, Guo Jifeng. Temperature performance study of traveling-wave type ultrasonic motor[J]. Proceedings of the CSEE, 2008, 28(9): 98-103.

[16] Lu Xiaolong, Hu Junhui, Zhao Chunsheng, Analyses of the temperature field of traveling-wave rotary ultrasonic motors[J]. IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, 2011, 58(12): 2708-2719.

[17] Frédéric Giraud, Paul Sandulescu, Michel Amberg, et al. Modeling and compensation of the internal friction torque of a travelling wave ultrasonic motor[J]. IEEE Transactions on Haptics, 2011, 4(4): 327-331.

[18] 蒋春容, 胡敏强, 金龙, 等. 行波型超声波电机定转子接触粘滑分布特性[J]. 电工技术学报, 2010, 25(12): 48-53.
Jiang Chunrong, Hu Minqiang, Jing Long, et al. Stick-slip distribution of contact area between stator and rotor in traveling wave ultrasonic motor[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2010, 25(12): 48-53.

作者简介

陆旦宏 男，1978 年生，博士研究生，副教授，主要从事超声波电机设计和控制方面的研究。

胡敏强 男，1961 年生，教授，博士生导师，主要从事工程电磁场理论及数值计算方法，电机运行理论和状态智能监测技术，微特电机及其控制等方面的研究。