

目次

基于双 SAW 谐振器的温度传感器设计	岳虎虎, 彭斌, 李凌, 王博文, 张万里(1)
压电加速度传感器有限元仿真方法研究	傅成城, 高成, 黄姣英, 张卫方(5)
声表面波室内定位系统与算法研究	代重阳, 陈智军, 赵文玉, 郭佳佳, 徐海林, 韩宇(10)
一种幅相一致性高可靠 LC 滤波器设计	魏强, 周雨, 陈倩, 张静雯(16)
基于双层扇形基片集成波导的双频平衡滤波器	张胜, 季超, 王康(21)
基于 YIG 单晶薄膜的陷波器设计	王大勇, 燕志刚, 安弟曦, 李俊, 张平川, 刘颖力(25)
小体积高频 5 次泛音晶体滤波器	彭胜春, 阳皓, 邱泽林, 李亚飞, 张静雯, 侯京川(29)
基于对称响应的无基准 Lamb 波损伤监测	王晶, 黄三傲, 孙加伟, 王强(33)
可穿戴式筒壳型压电能量收集器的研究与设计	白凤仙, 张梦洁, 孙建忠, 董维杰(39)
径向双压电叠堆执行器建模与实验研究	江裕雷, 朱玉川, 陈龙, 邵明皓, 祁述峰(45)
高频声光偏转器的抗静电研究	夏茜, 陈清华, 张泽红, 汤旭东(51)
基于缺陷地结构的小型宽带天线设计	侯凯, 胡延文, 严仲明, 周洪澄, 王豫(54)
基于双迭片结构的三维声压梯度矢量水听器	马鑫, 洪连进, 黄文雪, 郭广彪(59)
一种基于新型欠压闭锁电路的能量收集方法	王龙, 谢志军(64)
含有残余应力的超声电机定子有限元分析	李磊, 曾劲松, 刘国宁, 夏伯乾, 张西平(69)
基于压电陶瓷的灌浆套筒内壁锈蚀监测研究	杜永峰, 张天允, 李虎(75)
圆窗激振人工中耳压电作动器设计与实验研究	寇寅欣, 王贺贺, 刘后广, 刘耀松, 周雷, 黄新生(80)
SAW 滤波器 WLP 封装中腔体抗模压塌陷研究	唐代华, 金中, 司美菊, 罗旋升, 谢东峰, 谢晓(84)
双向压电驱动的二维快速伺服刀架	赖文锋, 李国平, 武志士, 姜军强, 杨依领(88)
用于挠性驱动的双足压电作动器的研究	乔冠尧, 何勃, 郭栋(94)
光纤拼接结构型应变不敏感温度传感器	宋小亚, 刘颖刚, 李博文, 黄亮, 董婧斐, 禹大宽, 冯德全(99)
基于压电传感的螺栓球节点连接状态监测	刘睿, 杨松森, 张端, 姜世宇(104)
弯扭复合模态超声电机振子的优化设计	符宝鼎, 李治辰, 王宏祥(110)
基于多模态复合型压电振子的球形超声电机	郭语, 刘昊瞳, 杨建林, 刘祥建(114)
周期性压电分流阵列板带隙特性研究	张亚茹, 郭辉, 袁涛, 孙裴, 顾汝彬(120)
基于压电传感的电缆接头界面压力测量研究	陈杰, 胡丽斌, 刘洋, 李陈莹, 蔡俊耀, 何嘉弘(125)
非接触式测量制动器工作温度的光纤传感器	巫涛江, 钟用, 赵雅, 吴德操, 林文茂, 斯芸芸(130)
压电阀中的微位移放大机构	华顺明, 张宇, 彭宇, 王义强(134)
微型半球陀螺平面电极装配方法设计	杨峰, 梅松, 林丙涛, 肖凯, 雷霆, 方海斌(142)
基于分次吹制工艺的微半球陀螺制作	张桐, 邓江涛, 杨峰, 梅松, 肖凯, 林丙涛, 韩世川, 林翠平(146)
螺旋结构相控聚焦超声换能器的研究进展	曾伟, 杨绍辉, 徐皓胜, 李伟东, 曾德平(149)
.....	
欢迎订阅 2021 年《压电与声光》杂志	(38)

CONTENTS

Design of Temperature Sensor Based on Double SAW Resonator	YUE Huhu, PENG Bin, LI Ling, WANG Bowen, ZHANG Wanli(1)
Study on Finite Element Simulation Method of Piezoelectric Acceleration Sensors FU Chengcheng, GAO Cheng, HUANG Jiaoying, ZHANG Weifang(5)
Research on Surface Acoustic Wave Indoor Positioning System and Algorithm DAI Chongyang, CHEN Zhijun, ZHAO Wenyu, GUO Jiajia, XU Hailin, HAN Yu(10)
Design of an LC Filter with High Reliability and High Amplitude-Phase Consistency WEI Qiang, ZHOU Yu, CHENG Qian, ZHANG Jingwen(16)
Dual-band Balanced Filter Based on Double-layer Sector Substrate Integrated Waveguide	ZHANG Sheng, JI Chao, WANG Kang(21)
Notch Filter Design Based on YIG Single Crystal Thin Film WANG Dayong, YAN Zhigang, AN Dixi, LI Jun, ZHANG Pingchuan, LIU Yingli(25)
Fifth-Overtone Crystal Filter with Small Size and High Frequency PENG Shengchun, YANG Hao, QIU Zelin, LI Yafei, ZHANG Jingwen, HOU Jingchuan(29)
Baseline Free Lamb Wave Damage Monitoring Based on Symmetric Response WANG Jing, HUANG San'ao, SUN Jiawei, WANG Qiang(33)
Research and Design of Wearable Cylindrical Shell Piezoelectric Energy Harvester BAI Fengxian, ZHANG Mengjie, SUN Jianzhong, DONG Weijie(39)
Modeling and Experimental Study on Radial Dual-Piezoelectric Stack Actuator JIANG Yulei, ZHU Yuchuan, CHEN Long, TAI Minghao, ZHENG Shufeng(45)
Study on Antistatic of High Frequency Acousto-optic Deflector	XIA Qian, CHEN Qinghua, ZHANG Zehong, TANG Xudong(51)
Design of Compact Wideband Antenna Based on Defected Ground Structure HOU Kai, HU Yanwen, YAN Zhongming, ZHOU Hongcheng, WANG Yu(54)
Three-dimensional Pressure Gradient Vector Hydrophone Composed of Bimorph Transducer MA Xin, HONG Lianjin, HUANG Wenxue, GUO Guangbiao(59)
An Energy Harvesting Method Based on a Novel Under-voltage Blocking Circuit	WANG Long, XIE Zhijun(64)
Finite Element Analysis of Ultrasonic Motor Stator with Residual Stress LI Lei, ZENG Jingsong, LIU Guoning, XIA Boqian, ZHANG Xiping(69)
Research on Corrosion Monitoring of Grouting Sleeve Based on Piezoelectric Ceramics	DU Yongfeng, ZHANG Tianyun, LI Hu(75)
Design and Experimental Research of Piezoelectric Actuator for Round-Window Stimulated Middle Ear Implant KOU Yinxin, WANG Hehe, LIU Houguang, LIU Yaosong, ZHOU Lei, HUANG Xinsheng(80)
Study on Cavity Collapse Resisting Molding Pressure in WLP of SAW Filter TANG Daihua, JIN Zhong, SI Meiju, LUO Xuansheng, XIE Dongfeng, XIE Xiao(84)
A 2-Dimensional Fast Servo Tool Driven by Bidirectional Piezoelectric Actuator LAI Wenfeng, LI Guoping, WU Zhishi, LOU Junqiang, YANG Yiling(88)
Research on Double-feet Piezoelectric Actuator for Flexible Driving	QIAO Guanyao, HE Qing, GUO Dong(94)
Strain-insensitive Temperature Sensor Based on Optical Fiber Splicing Structure SONG Xiaoya, LIU Yinggang, LI Bowen, HUANG Liang, DONG Jingfei, YU Dakuan, FENG Dequan(99)
Monitoring of Connection State of Bolt Spherical Joints Based on Piezoelectric Sensor LIU Ke, YANG Songsen, ZHANG Duan, JIANG Shiyu(104)
Optimal Design of Ultrasonic Motor Vibrator with Bending-Torsion Compound Mode	FU Baoding, LI Zhichen, WANG Hongxiang(110)
Spherical Ultrasonic Motor Based on Multi-mode Composite Piezoelectric Vibrator GUO Yu, LIU Haotong, YANG Jianlin, LIU Xiangjian(114)
Study on Band Gap Characteristics of Periodic Piezoelectric Array with Shunting Circuits ZHANG Yaru, GUO Hui, YUAN Tao, SUN Pei, GU Rubin(120)
Study on Interface Pressure Measurement of Cable Connector Based on Piezoelectric Sensor CHEN Jie, HU Libin, LIU Yang, LI Chenying, CAI Junyi, HE Jiahong(125)
A Fiber-optic Sensor for Non-contact Measurement of Operating Temperature of Brake WU Taojiang, ZHONG Yong, ZHAO Ya, WU Dechao, LIN Wenmao, SI Yunyun(130)
Micro-displacement Amplification Mechanism in Piezoelectric Valve	HUA Shunming, ZHANG Yu, PENG Yu, WANG Yiqiang(134)
An Assembly Method for Micro-scale Shell Resonator Gyroscope with Out-of-plane Electrodes YANG Feng, MEI Song, LIN Bingtao, XIAO Kai, LEI Ting, FANG Haibin(142)
Fabrication of Micro-Hemispherical Gyroscope Based on Fractional Blowing Technology ZHANG Tong, DENG Jiangtao, YANG Feng, MEI Song, XIAO Kai, LIN Bingtao, HAN Shichuan, LIN Cuiping(146)
Advances in the Study of Phase-controlled Focused Ultrasonic Transducers with Spiral Structure ZENG Wei, YANG Shaohui, XU Haosheng, LI Weidong, ZENG Deping(149)

基于双 SAW 谐振器的温度传感器设计

岳虎虎,彭斌,李凌,王博文,张万里

(电子科技大学 电子薄膜与集成器件国家重点实验室,四川 成都 610054)

摘要:为解决声表面波(SAW)谐振器的频率温度特性呈非线性的问题,本文提出了一种利用两个 SAW 谐振器来设计具有线性输出的 SAW 温度传感器的方法。根据该方法设计了两个基于硅酸镓镧压电基片的 SAW 温度传感器,每个传感器由两个不同的 SAW 谐振器串联而成。实验结果表明,两个 SAW 传感器在室温~300 ℃的宽温度范围内均表现出很好的线性度。这种简单有效的设计方法具有实现宽温度范围测试的能力,可推广到其他具有较大二阶温度系数的 SAW 温度传感器的研发中。

关键词:声表面波;温度传感器;频率温度系数;线性输出;谐振器

中图分类号:TN65;TN384;TM22 **文献标志码:**A

Design of Temperature Sensor Based on Double SAW Resonator

YUE Huhu, PENG Bin, LI Ling, WANG Bowen, ZHANG Wanli

(State Key Laboratory of Electronic Thin Films and Integrated Devices, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 610054, China)

Abstract: In order to solve the problem that the frequency and temperature characteristics of SAW resonators are nonlinear, this paper proposes a method to design a SAW temperature sensor with linear output by using two SAW resonators. Two SAW temperature sensors based on lanthanum gallium silicate piezoelectric substrates are designed in this paper. Each sensor is composed of two different SAW resonators in series. The experimental results show that the two SAW sensors show good linearity in a wide temperature range from room temperature to 300 ℃. This simple and effective design method has the ability to achieve a wide temperature range test, and can be extended to the development of other SAW temperature sensors with larger second-order temperature coefficients.

Key words: surface acoustic wave; temperature sensor; frequency temperature coefficient; linear output; resonator

0 引言

随着对声表面波(SAW)技术的不断探究和开发,SAW 传感器小型化,抗干扰性强,灵敏度高及可无线无源操作等特点逐渐吸引了越来越多的关注,已在湿度^[1]、应变^[2]、气敏^[3]等领域有了较多的研究^[4-6]。由于 SAW 温度传感器的无线无源操作优势,使其可以在恶劣环境中工作,目前在电力柜温度检测^[7]、数控机床主轴温度检测^[8-9]、电缆接头温度检测^[10]等方面的需求不断增加^[11-12]。

通常 SAW 温度传感器是在压电基片上制作 SAW 谐振器,利用谐振频率随温度呈函数变化的特性,通过谐振频率实时计算出环境温度。在实际应用中希望温度传感器在工作温度范围内呈线性输出特性,这有利于信号的传输及数据处理^[13]。由于

SAW 谐振器的二阶温度系数不能忽略,导致其谐振频率随温度变化呈现非线性特性,只能在谐振频率随温度呈单调变化区域工作,同时 SAW 温度传感器也仅在极窄的范围内可以近似看作线性输出,这限制了 SAW 温度传感器的应用温度范围。为了获得线性输出,Buff 等^[14]设计了一种在两个 Y 形切割石英基片上构建的 SAW 谐振器组成的差分传感器。喻恒等^[15]利用瑞利波和体声波模式的二阶温度系数基本一致的特性,实现了温度的线性输出。李凌等^[16]在选定的特殊切向基片上制作双谐振器型温度传感器,实现了宽温度范围的测量,但该设计对于压电基片的选择较苛刻,通用性上略显不足。因此,有必要设计出一种通用性强且频率温度线性输出的 SAW 温度传感器。

收稿日期:2020-09-15

作者简介:岳虎虎(1995-),男,内蒙古丰镇市人,硕士生,主要从事声表面波传感器的制备与性能的研究。通信作者:彭斌,博士生导师,主要从事敏感材料与无线无源传感器、电子薄膜与微波器件等方向的研究。E-mail:bpeng@uestc.edu.cn。

本文提出了一种易于实施且有效的方法来实现 SAW 温度传感器的线性频率温度输出。然后,采用这种方法设计了基于硅酸镓镧(LGS)压电基片的 SAW 温度传感器,并研究了这种温度传感器的温度特性。

1 实验

本文设计的 SAW 温度传感器由两个 SAW 谐振器构成,如图 1 所示。这两个 SAW 谐振器可以在不同材料的压电基片上制作而成,也可以在相同材料但切向不同的压电基片上制作而成。

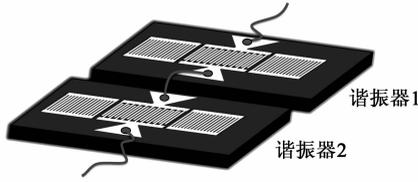


图 1 结构示意图

这两个 SAW 谐振器的相对谐振频率偏移:

$$\Delta f_{r1}/f_{01} = TCF_{11}\Delta T + TCF_{21}\Delta T^2 \quad (1)$$

$$\Delta f_{r2}/f_{02} = TCF_{12}\Delta T + TCF_{22}\Delta T^2 \quad (2)$$

式中: f_r, f_0 分别为测量温度和参考温度下的谐振频率; TCF_1, TCF_2 为频率的一、二阶温度系数,下标 1 和 2 代表图 1 中的谐振器 1 和 2; ΔT 为测量温度和参考温度(文中为 25 °C)之差; $\Delta f_{r1}, \Delta f_{r2}$ 为测量温度和参考温度下的谐振频率之差。如果测试得到 Δf_{r1} 和 Δf_{r2} , 则可由式(1)、(2)求解出温度,即

$$\Delta T = \left(\frac{\Delta f_{r1}}{TCF_{21}f_{01}} - \frac{\Delta f_{r2}}{TCF_{22}f_{02}} \right) / \left(\frac{TCF_{11}}{TCF_{21}} - \frac{TCF_{12}}{TCF_{22}} \right) \quad (3)$$

这里令:

$$K = 1 / \left(\frac{TCF_{11}}{TCF_{21}} - \frac{TCF_{12}}{TCF_{22}} \right) \quad (4)$$

$$\Delta f_{12} = \frac{\Delta f_{r1}}{TCF_{21}f_{01}} - \frac{\Delta f_{r2}}{TCF_{22}f_{02}} \quad (5)$$

当压电基片确定后, $TCF_{11}, TCF_{12}, TCF_{21}$ 和 TCF_{22} 为确定值, 从而 K 也是确定值。两个谐振器由不同压电材料构成, 或是同一压电材料但切向不同的材料构成, 这保证了 TCF_{11} 和 TCF_{12} 及 TCF_{21} 和 TCF_{22} 不会全部相等, K 值有效, 根据式(3)可计算出温度。式(3)可改写为

$$\Delta T = K \cdot \Delta f_{12} \quad (6)$$

根据上述设计思路, 本文制作了两个 SAW 温度传感器以验证该方法的可行性。选择 LGS 作为压电基片材料, 分别在欧拉角为 $(0^\circ, 90^\circ, 80^\circ)$ 和

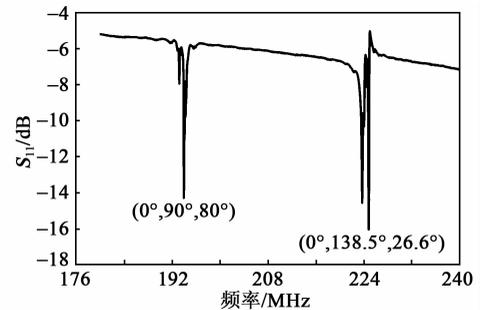
$(90^\circ, 90^\circ, 36^\circ)$ 的 LGS 基片上制作了谐振器 1、2; 在 $(0^\circ, 138.5^\circ, 26.6^\circ)$ 的 LGS 基片上制作了两个相同的谐振器, 即谐振器 3、4。然后将谐振器 1、3 以串联方式构成第一个温度传感器, 将谐振器 2、4 以串联方式构成第二个温度传感器。

本文中 4 个 SAW 谐振器均采用典型的单端口 SAW 谐振器结构设计。谐振器的叉指换能器 (IDT) 均包含 151 个指间宽为 3 μm 的等间隔指状电极, 单侧反射栅包含 100 条短路栅, 孔径设置为 50 个波长。谐振器的电极由两层金属膜组成, 首先在 LGS 基片上沉积厚 10 nm 的 Ti 膜作为粘附层, 然后使用电子束蒸发在 Ti 粘附层上镀厚 100 nm 的 Au 膜。采用接触式紫外光刻技术和剥离工艺实现电极的图形化, 最后对制作的 SAW 谐振器在 500 °C 进行热处理 1 h。

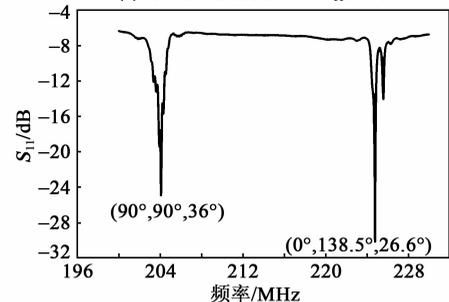
将制作的 SAW 温度传感器置于加热炉中, 将矢量网络分析仪 (VNA, Agilent E5071C) 和 SAW 传感器通过高温同轴电缆连接, 然后采用 VNA 测量不同温度下 SAW 传感器的响应特性。

2 实验结果与讨论

图 2 为在室温下第 1、2 个 SAW 温度传感器的 S_{11} 测试曲线。由图可知, 每个谐振器有一个显著的主峰, 谐振峰旁的杂峰是器件的旁瓣峰。从图中还可知, 谐振器 1、2 的谐振频率分别为 194 MHz 和



(a) 第1个温度传感器的 S_{11} 曲线



(b) 第2个温度传感器的 S_{11} 曲线

图 2 两个温度传感器的 S_{11} 曲线

204 MHz, 谐振器 3、4 的谐振频率均为 224.8 MHz。由于每个谐振器的声波波长均为 12 μm, 可以计算出 LGS 切向(0°, 90°, 80°)、(90°, 90°, 36°)和(0°, 138.5°, 26.6°)的 SAW 速度分别为 2 328 m/s、2 248 m/s 和 2 697 m/s, 这与文献[17]报道的值吻合。

图 3 为 4 个 SAW 谐振器的谐振频率相对变化(Δf_r/f₀)随温度变化(ΔT)的结果。采用式(1)、(2)可以对实验结果进行拟合, 发现 4 条拟合曲线均与实验数据符合较好。随着温度的升高, 谐振器 1 的谐振频率逐渐增大, 当温度超过 180 °C 后又呈逐渐减小的趋势, 转变点约为 180 °C, 谐振器 2 的转变温度则出现在 200 °C 附近。显然, 如果直接将谐振器 1 或 2 作为温度传感器, 则只能工作在温度小于或大于转变点温度的部分区域, 同时其线性度也较差。谐振器 3、4 的相对谐振频率偏移率近乎相等, 呈现出一种随 ΔT 升高而单调下降的趋势。这几个谐振器的频率温度特性不同的原因在于 LGS 压电单晶基片的各向异性所致。同时, 通过图 3 中的拟合曲线可提取每个谐振器的 TCF₁ 和 TCF₂, 用以计算 Δf₁₂, 如表 1 所示。

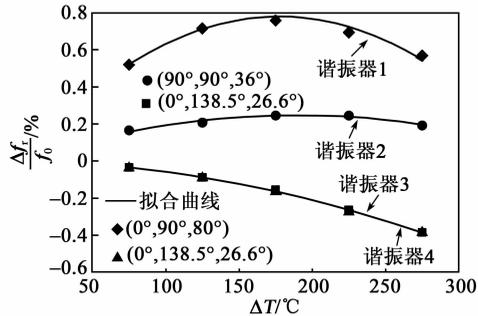


图 3 4 个谐振器的 Δf_r/f₀ 随 ΔT 变化的曲线

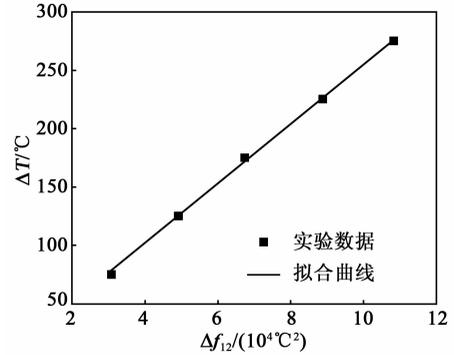
表 1 线性曲线拟合参数

谐振器	TCF ₁ /(10 ⁻⁶ · °C ⁻¹)	TCF ₂ /(10 ⁻⁹ · °C ⁻²)
1	87.8	-247.2
2	-1.7	-45.3
3	24.7	-63.3
4	-1.6	-44.0

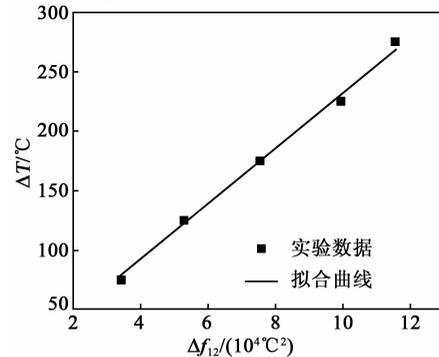
利用表 1 中拟合得到的 TCF₁ 和 TCF₂, 根据式(4)可计算出两个 SAW 温度传感器的 K 值分别为 0.002 54 °C⁻¹ 和 0.002 34 °C⁻¹。

根据式(5)、(6)可得 ΔT 与两个温度传感器的 Δf₁₂ 之间的关系, 其结果如图 4 所示。由图可知, 和前面的理论分析一致, 两个温度传感器的 Δf₁₂ 和

ΔT 都呈现出非常好的线性变化关系。将图 4 中的实验数据进行线性拟合, 其线性相关系数为 99.9%。同时, 从拟合曲线中提取到的 K 值分别为 0.002 54 °C⁻¹ 和 0.002 32 °C⁻¹。这个实验拟合结果与根据式(4)计算出来的结果几乎一致。



(a) 第 1 个温度传感器的线性输出曲线



(b) 第 2 个温度传感器的线性输出曲线

图 4 两个温度传感器的线性输出曲线

综上所述, 两个 SAW 温度传感器的实验结果均很好地验证了本文提出的设计方法的可行性和通用性。同时, 两个传感器实现了温度的线性输出, 并且可以保证在宽温度范围内工作, 而不受传统 SAW 谐振器的二阶频率温度系数的限制。这种简单易实施且有效的设计方法还可广泛应用于其他 TCF₂ 偏大的压电基片的 SAW 温度传感器, 只要满足 K 值有效, 任意两个 SAW 谐振器均可以借用本文的设计来构成一个 SAW 温度传感器。

3 结束语

本文提出了一种由任意两个不完全相同的 SAW 谐振器组成 SAW 温度传感器的通用设计方法, 实现了 SAW 温度传感器的温度与 Δf₁₂ 的单调线性关系。本文在切向分别为(0°, 90°, 80°)、(90°, 90°, 36°)和(0°, 138.5°, 26.6°)的 LGS 压电衬底上制作了 SAW 谐振器, 构成了两个 SAW 温度传感器。实验结果表明, SAW 温度传感器的测量数据

与温度呈现良好的线性关系。该设计方法可广泛应用于其他用以制造 SAW 温度传感器但 TCF_2 较大的压电基片上,为温度传感器在未来的设计和应用方面提供一种切实可行且有效的方法。

参考文献:

- [1] 乐先浩. 基于 MEMS 薄膜压电谐振器与氧化石墨烯的湿度传感器[D]. 杭州:浙江大学,2019.
- [2] 李红浪,高星,柯亚兵,等. 宽温度范围 SAW 应变传感器温度与应变解耦研究[J]. 应用声学,2018,37(1):16-19.
LI Honglang, GAO Xing, KE Yabing, et al. Study on temperature and strain decoupling of SAW strain sensor in wide temperature range[J]. Applied Acoustics, 2018,37(1): 16-19.
- [3] 孙海山,余愚,蒋永华. 浅谈 SAW 气敏传感器的发展[J]. 中国仪器仪表,2006(6):38-40.
SUN Haishan, YU Yu, JIANG Yonghua. Development survey of SAW gas sensors[J]. China Instrumentation, 2006(6):38-40.
- [4] 张静端. 一种用于图书档案库的小波加权式声表面波温度传感器的关键问题研究[J]. 电子学报,2016,44(5):1162-1167.
ZHANG Jingduan. Study of a wavelet weighting surface acoustic wave temperature sensor applied in library and archives[J]. Acta Electronica Sinica, 2016,44(5):1162-1167.
- [5] 巩凡,宋倩倩,陈开鑫. 一种新型的无源无线 SAW 温度传感器的研究[J]. 压电与声光,2017,39(3):405-407.
GONG Fan, SONG Qianqian, CHEN Kaixin. Study on a novel passive wireless SAW temperature sensor[J]. Piezoelectrics & Acoustooptics, 2017,39(3):405-407.
- [6] HAN Y, LI Z, QI Z, et al. Design of temperature sensor array in smart electric grid based on SAW resonators [C]//Shanghai, China: 2012 Symposium on Piezoelectricity, Acoustic Waves, and Device Applications (SPAWDA), 2012:387-390.
- [7] 汪永为. 用于电力开关柜测温的声表面波无线无源传感阵列研究[D]. 上海:上海交通大学,2013.
- [8] 胡兰芳. 声表面波温度传感器研究[J]. 西南民族学院学报(自然科学版),2001,27(1):53-56.
HU Lanfang. Research on SAW temperature sensors [J]. Journal of Southwest Institute for Nationalities, 2001, 27(1):53-56.
- [9] 曾庆辉. 基于无源无线声表面波技术的机床主轴热监测系统研究与实现[D]. 杭州:浙江大学,2015.
- [10] 李佳诚,荣俊杰,胡冠华,等. SAW 传感器在电缆测温中的应用研究[J]. 山东工业技术,2015(13):215-218.
LI Jiacheng, RONG Junjie, HU Guanhua, et al. Research on the application of SAW sensor in cable temperature measurement [J]. Shandong Industrial Technology, 2015(13):215-218.
- [11] ELMAZRIA O, AUBERT T. Wireless SAW sensor for high temperature applications; material point of view [C]//Prague, Czech Republic: SPIE Microtechnologies, 2011: 806602-8066010.
- [12] 郭珂君. 声表面波无线温度传感器测试的研究[D]. 成都:电子科技大学,2014.
- [13] 石学伟. 热电偶测温原理及线性化处理[J]. 电子世界,2013(12):87-88.
SHI Xuewei. The principle of thermocouple temperature measurement and linearization treatment[J]. Acta Electronica Sinica, 2013(12):87-88.
- [14] BUFF W, RUSKO M, GOROLL E, et al. Universal pressure and temperature SAW sensor for wireless applications [C]//Toronto, Ont., Canada: An International Symposium, 1997:359-362.
- [15] 喻恒,彭斌,李凌,等. LGS 声表面波双模温度传感器研究[J]. 压电与声光,2018,40(5):650-652.
YU Heng, PENG Bin, LI Ling, et al. Dual-mode SAW Temperature sensor based on LGS[J]. Piezoelectrics & Acoustooptics, 2018,40(5):650-652.
- [16] LI L, PENG B, WANG Y, et al. A novel design method for SAW temperature sensor with monotonic and linear frequency-temperature behavior in wide temperature range[J]. Sensors and Actuators A: Physical, 2020, 307: 111982.
- [17] NAUMENKO N, SOLIE L. Optimal cuts of langasite, $La_3Ga_5SiO_{14}$ for SAW devices[J]. IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, 2001,48(2):530.

压电加速度传感器有限元仿真方法研究

傅成城¹,高 成²,黄姣英²,张卫方²

(1.北京航空航天大学 能源与动力工程学院,北京 100191;2.北京航空航天大学 可靠性与系统工程学院,北京 100191)

摘 要:压电加速度传感器具有频带宽,结构简单,耐高温性能好等特点,在复杂机械应力和高温应力环境下应用广泛,是航空发动机健康监测、爆炸冲击监测等应用下必不可缺的器件。对于压电加速度传感器的设计和研究,常使用有限元仿真方法来分析其固有频率、响应及在此基础上的各种机械应力、温度应力下的状态。从压电加速度传感器的原理、结构和有限元仿真的基本流程出发,调研了压电加速度传感器有限元仿真中的主要问题。按照不同结构类型总结了建立几何模型时的结构简化方法,分析了螺栓预紧力的主要仿真方法;区分部分仿真和整体仿真,总结了固有频率的仿真方法;按照不同激励,讨论了不同应力的仿真实现方法。

关键词:有限元仿真;压电加速度传感器;结构简化;螺栓预紧力;固有频率;应力仿真

中图分类号:TN384;TM22;TH825 **文献标志码:**A

Study on Finite Element Simulation Method of Piezoelectric Acceleration Sensors

FU Chengcheng¹,GAO Cheng²,HUANG Jiaoying²,ZHANG Weifang²

(1. School of Energy and Power Engineering, Beihang University, Beijing 100191, China;

2. School of Reliability and Systems Engineering, Beihang University, Beijing 100191, China)

Abstract: The piezoelectric acceleration sensor has the features of wide frequency bandwidth, simple structure and good high-temperature performance resistance and has wide applications in the complex mechanical stress and high temperature stress environment. And it is an indispensable device in special application like aero-engine health monitoring and explosion impact monitoring. For the design and research of piezoelectric acceleration sensors, the finite element simulation is often used to analyze their natural frequency, response and the status under mechanical and thermal stresses. Based on the principle, structure and the basic flow of finite element simulation of the piezoelectric acceleration sensors, the main problems in finite element simulation of piezoelectric acceleration sensor were investigated. According to different types of structures, the structural simplification methods in geometric modeling were concluded. The main simulation methods for bolt pretension were analyzed. The partial simulation and overall simulation were distinguished and the simulation methods of the natural frequency were summarized. The simulation methods for different stresses were discussed according to different excitations.

Key words: finite element simulation; piezoelectric acceleration sensor; structure simplification; bolt pretension; natural frequency; stress simulation

0 引言

压电加速度传感器利用压电效应将加速度转换为电荷信号输出,其具有响应迅速,频带宽,功低耗,耐高温性能好及可靠性高的特点,在航空发动机振动监测、爆炸冲击检测等环境中有着广泛和难以替代的用途^[1-2]。在压电加速度传感器设计和研究过程中,为了分析机械应力和温度应力复杂工况下传

感器的各方面特性和参数,需要使用有限元仿真进行分析^[3-4]。有限元仿真将复杂整体分解为有限个基础单元来分别求解,以达到近似整体求解的目的^[5]。常见的有限元分析软件有 ANSYS、COM-SOL、SolidWorks、Abaqus 等,本文主要针对的是 ANSYS。在有限元仿真分析的过程中,将复杂的几何模型进行结构简化是关键。如果结构简化较少,

收稿日期:2020-09-02

基金项目:国防科工局技术基础科研基金资助项目(JSZL2016601b007)

作者简介:傅成城(1991-),男,安徽全椒人,博士生,主要从事电子元器件可靠性、航空发动机传感器可靠性的研究。E-mail: iamfcc@buaa.edu.cn。通信作者:黄姣英(1979-),高级工程师,博士,主要从事电子元器件可靠性的研究。E-mail: huangjy@buaa.edu.cn。

运算速度可能下降甚至求解无法收敛;如果结构简化较多,仿真结果和实际情况可能偏差过大。在压缩式压电传感器中,有着预紧螺栓的特殊结构,螺栓预紧力的仿真是有限元分析建模中较复杂的一项,且关系到结构的压力大小,影响后续分析^[6]。所以螺栓预紧力的仿真是讨论的重点。

加速度传感器的固有频率范围决定了工作带宽上限,因此,确定固有频率的模态分析是有限元仿真中的重点^[7-8]。而在实际应用中,分为针对部件和整体的模态分析。针对传感器部件的模态分析较简单,可以通过固有频率组合公式快速获得部件参数对固有频率的影响规律,但是具有一定的差距。针对传感器整体的模态分析较复杂,但是可以获得更准确的结构参数影响固有频率的趋势。同样重要的还有传感器的频率响应仿真,可以直接仿真出加速度应力下的传感器电荷输出,实现传感器功能的仿真^[9-10]。

针对这些关键节点,本文开展了调研分析,并总结了压电加速度传感器有限元仿真法的基本流程、结构简化方法、螺栓预紧力仿真方法、模态仿真方法和响应仿真方法。

1 压电加速度传感器和有限元仿真

1.1 压电加速度传感器的原理和结构

压电传感器的核心原理是压电效应,压电陶瓷敏感材料在受到外力时晶体电极化状态改变,产生电荷。压电加速度传感器利用压电效应,在加速度变化时,将敏感材料表面的压力变化转换为输出电荷的变化。压电加速度传感器从20世纪40年代开始发展,至今已经广泛应用于各类严苛环境的振动、冲击、过载测量中。国外主要的压电加速度传感器生厂商有丹麦 B&K、瑞士 Kistler、美国 PCB、美国 Endevco 等。国内相关研制工作起步较晚,目前主要的厂家有中电 49 所、上海硅酸盐研究所、厦门乃尔电子等^[11]。

依据压电片受力结构的不同,压电加速度传感器的基本结构主要有压缩式、剪切式和弯曲式^[12-13]。其中弯曲式也叫应变式,使用较少,本文主要讨论压缩式和剪切式。图1为常见的压电加速度传感器结构图。依据测量加速度的不同,分为振动传感器、冲击传感器和过载传感器。同时,依据不同的参数要求,还存在多压电片并联、多轴等特殊设计。各种类别的压电加速度传感器具体特点如表1所示。

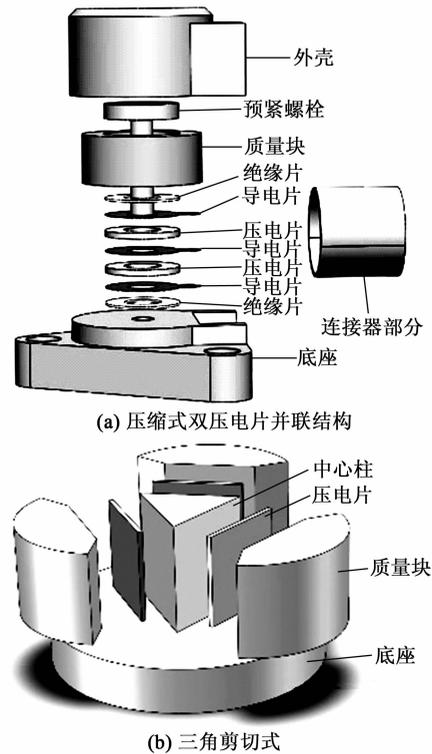


图1 常见压电加速度传感器结构图

表1 压电加速度传感器的分类和特点

分类依据	分类	特点
压电片 受力方式	压缩式	灵敏度高、固有频率高,基座应变大,成本低
	剪切式	灵敏度低、固有频率高,基座应变小,成本较高
	弯曲式/ 应变式	—
测量对象	振动	持续正弦波
	冲击	单次、高加速度值
	过载	单方向
压电片结构	单片	结构简单
	多片并联	提高灵敏度
轴数	单轴	单敏感方向
	多轴	多敏感方向

如图1(a)所示,该传感器的核心部分由预紧螺栓将各部件串联拧紧,是一个典型的压缩式双压电片并联的结构,压电片并联用于提高传感器灵敏度。

1.2 有限元仿真的基本流程

有限元分析是指利用数学近似的方式对系统进行分析。其基本思想是将一个整体分割成有限个简单而又相互作用的单元,通过对这些小单元进行求解分析,然后综合所有结果,从而得到整体模型的求解结果^[14-15]。随着电子计算机的迅速发展,有限元

分析法也迅速发展起来。不同于求解满足整个定义域边界条件的求解边值问题的方法,有限元法不考虑整个定义域的复杂边界,将实际复杂问题用较简单的问题替代,便可轻松地求得近似解,而非准确解。在实际问题中均难以得到准确解。有限元在求解近似解的领域中,不仅计算精度高,且可以面对各种复杂模型。

研究中常见的有限元分析软件有 SolidWorks、ANSYS、COMSOL 等,在进行有限元仿真的过程中,基本流程为几何建模、设置材料属性、设置接触面、网格划分、调用求解单元。在进行压电加速度传感器的有限元仿真中,具体流程如图 2 所示。

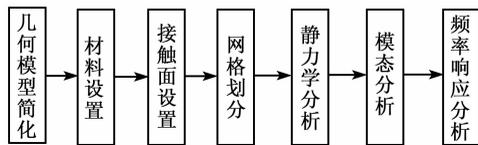


图2 压电加速度传感有限元仿真流程

在有限元仿真分析的过程中,使用同样的计算机资源,网格划分越精细,节点数越多,计算量越大,计算时间长且最后结果不易收敛,但同时又更有可能获得更高的精度。所以在有限元仿真分析中,如何分配有限的计算资源,既要提升速度,又要提高关注点的仿真精度,是仿真中要重点解决的问题^[16]。由此引出了仿真建模的第一步——压电加速度传感器有限元分析中的结构简化方法。

2 有限元分析中的传感器结构简化方法

在有限元分析过程中,首先要对几何模型进行简化,以减少网格划分过度、消耗计算资源较多但对仿真结果影响甚微的部分,提升仿真和设计效率。具体的压电传感器几何模型简化方法,需要分不同的结构类型讨论。

2.1 通用方法

在进行有限元仿真时,一般认为传感器的底座安装面具有较高的刚性,而机械应力(加速度)从安装面传递到压电片的过程是仿真关注的重点。其余部分,如传感器封装外壳,输出信号的内引线、外引脚,少数有源传感器在内部适配的电荷放大、滤波电路,这些都和核心的压电部分并行安装在底座上,根据仿真的需求,在几何建模中一般将此部分忽略^[17]。而对于刚性较大的安装底座,也会进行形状的简化,以提升建模和仿真计算的速度。

2.2 针对压缩式

压缩式压电加速度传感器是通过螺栓将质量

块、压电片等结构拧紧压在底座上,它具有结构简单,刚度大及设计简单的特点。其有限元仿真模型主要包括质量块、螺栓、压电片、绝缘片、导电片和底座^[18]。在很多研究中,甚至直接省略了导电片。尽管导电片直接影响了部件的纵向位置,但因其较薄,影响相对较小。如果保存,需要使用薄壳单元建模。优化后的几何模型如图 3 所示。

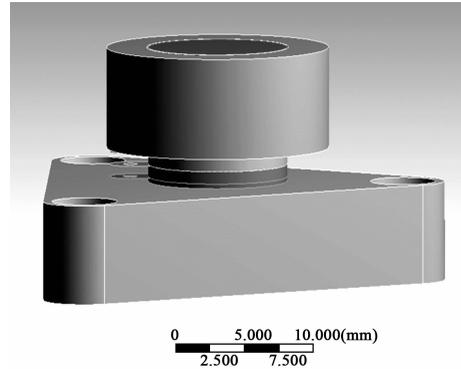


图3 压缩式压电加速度传感器简化后几何模型

2.3 针对剪切式

剪切式结构压电加速度传感器是将压电片以夹心的形式夹在中心柱和质量块之间。根据中心柱和质量块的配合形状不同,还可以细分为平面剪切式、三角剪切式及环形剪切式等。它具有比压缩式更好的抗应变能力。一般在几何建模时仅保留质量块、压电片、中心柱和底座构成的核心结构。

3 螺栓预紧力仿真方法

压缩式压电传感器的中心是一枚预紧螺栓压紧质量块、压电片等结构,其螺栓预紧力大小会影响传感器带宽。预紧作用太弱,反向冲击时结构易松弛而导致失效。预紧作用过强,正向冲击时应力叠加产生材料破坏。在有限元分析中仿真螺栓预紧力,主要有等效外载荷法、温度预紧法等^[19]。

3.1 等效外载荷法

等效外载荷法是在仿真模型中把预紧力转化为等效的外加载荷,在静力学分析模块中直接施加在螺栓的相应部位上。这既可以使用一对作用力与反作用力在螺栓及螺母端面达到拉压效果,又可将螺栓剖切,在两切面分别施加一对大小相等,方向相反的拉力来表达预紧力。这种方法的优点是简单、无需复杂计算,但不能正确地反应螺栓内部的应力分布,且载荷恒定,不随工况改变,适用场景有限。

3.2 温度预紧法

温度预紧法是通过在螺栓施加温度载荷,从而使螺栓收缩,产生应力,模拟螺栓拧入螺孔后的收

缩。温度载荷值 $\Delta T = \frac{4 Q_0}{\pi d^2 \alpha E}$, 其中 Q_0 为预紧力, d 为螺栓直径, α 为螺栓材料热膨胀系数, E 为弹性模量。此法需要精确计算温度载荷带来的预紧力大小, 但因为温度预紧的效果不止产生径向收缩, 还会产生轴向收缩, 与实际情况不同, 仅适用于部分分析。尤其不适用于需要叠加温度载荷的仿真需求。

3.3 过盈接触预紧法

过盈预紧法是通过螺栓和螺孔的过盈接触来模拟螺栓预紧状态。具体实施时, 可在几何建模中模拟过盈接触, 或在 ANSYS 接触面设置中通过接触参数来模拟过盈接触。基于几何建模的过盈接触预紧法, 螺母与螺孔的过盈干涉量 $\Delta L = Q_0 L / (\pi d^2 E)$, 其中, L 为螺栓夹紧长度。但这是考虑接触面为刚体的情况, 并不符合仿真需求。在此基础上, 为了提高精度, 发展出了基于迭代的过盈预紧法。该方法通过参数法快速迭代出精确的模型几何尺寸, 采用过盈接触准确表达预紧结构内在关系, 实现螺栓预紧模型的准确表达, 提高预紧仿真的精度。

3.4 考虑螺纹细节的预紧力设置法

采用考虑螺纹细节的有限元模型对螺栓预紧过程进行仿真分析, 是在建立几何模型时不对螺纹进行简化, 直接建立螺纹的具体结合结构, 精确还原螺栓、螺纹接触, 并在螺母上施加扭转角度行程载荷, 控制预紧力大小。几何建模如图 4 所示^[20], 模型中有完整的螺纹结构。

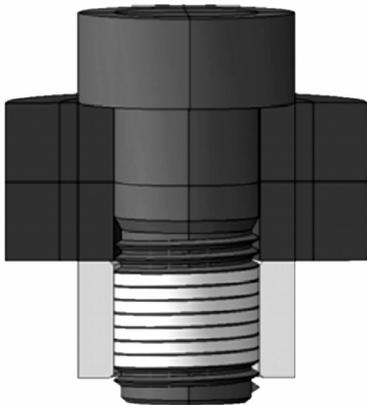


图 4 考虑螺纹细节的螺栓几何模型

这种仿真方法充分模拟了真实情况, 适用于各种外部应力加载条件, 但精密结构较复杂, 仿真计算量大, 在有限资源下会限制其他部分仿真精度。

3.5 螺栓预紧组件调用法

随着有限元分析软件不断发展, 螺栓预紧力仿真的需求被逐渐重视起来。ANSYS Workbench

在静力学分析模块中推出了一种螺栓预紧组件, 用于直接在螺栓接触面上施加预应力, 模拟螺栓预紧力。使用该组件可以实现可视化地设置螺栓预紧力, 方便易用, 但不适用于命令行模式。这是一种近几年常用的螺栓预紧力仿真方法, 在不涉及螺纹接触面分析时有较好的适用性。

4 压电加速度传感器的模态仿真

4.1 部件模态仿真

在传感器设计中, 为了研究传感器结构参数对固有频率的影响, 多数研究均采用对传感器的简化模型进行分析得到各个部件固有频率组合公式, 开展对各个部件单独的模态仿真。依靠仿真单个部件参数引起的部件本身固有频率的变化, 来推测其参数对传感器固有频率的影响。这种部件模态仿真方法速度快, 分析简单, 可以快速判断各部件参数对固有频率的影响, 但同时也因为模型简化, 在压电传感器实际结构中, 可能有些参数会相互关联。如在压缩式压电加速度传感器中, 因为存在从中心穿过的预紧螺栓, 被压缩部件结构厚度变化可能会导致螺栓的位置发生变化, 对传感器固有频率可能有更多影响。

4.2 整体模态仿真

当部件模态仿真不适用时, 就需要采用压电加速度传感器的整体仿真, 即对传感器整体进行建模。通过对比各个或一组部件参数调整后的整体模态仿真结果, 判断不同参数对传感器固有频率的影响^[21]。图 5 为传感器整体模态仿真结果的一阶形变云图, 该传感器一阶固有频率为 15 369 Hz, 图中用不同颜色反映了不同部位变形幅度的分布情况。

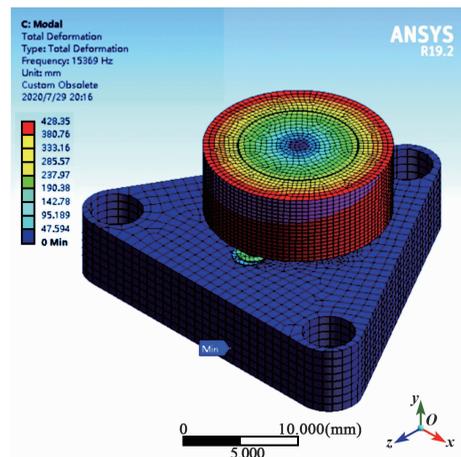


图 5 整体模态仿真一阶云图

这里的关键问题在于分析部件参数的相互关联性,即一个部件的参数调整可能引起其他部件参数的变化,共同作用于传感器固有频率。整体模态仿真得到的结果更准确、直接,但建模和分析速度慢。因此,对于多参数取值,在仿真时建议使用 ANSYS 的参数化建模和批量仿真功能。

5 压电加速度传感器响应仿真

5.1 振动响应仿真

针对振动传感器的振动响应仿真,其加速度应力特点为正弦波。外加振动应力一般使用频率响应模块实现,加速度频率和幅值范围依据传感器工作范围决定,以此可以实现传感器整体的振动响应仿真。

5.2 冲击响应仿真

针对冲击传感器的响应开展仿真,冲击应力的加速度幅值较大,仅施加一次。试验室中常用落锤试验来模拟冲击应力。使用有限元分析软件可直接模拟落锤试验的冲击过程,直接对落锤试验架进行建模,建立的模型如图6所示^[22]。从传感器到落锤试验架都有完整的模型。按照落锤试验的高度计算落锤跌落后到撞击传感器瞬间的速度,设置为落锤接触瞬间的初速度,以此实现对冲击应力的模拟,仿真出传感器的冲击响应。

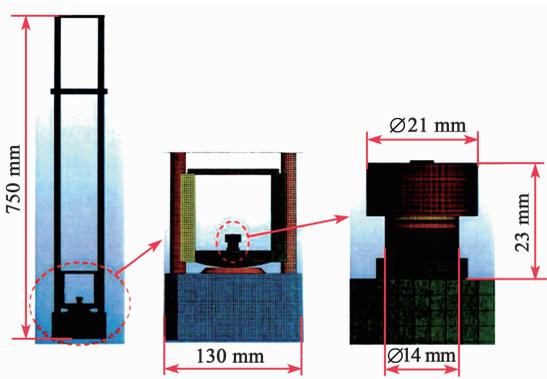


图6 落锤试验仿真模型

6 结束语

在压电加速度传感器的设计和研究中,有限元仿真得到了广泛应用。其中重要的环节包括模型结构简化、螺栓预紧力仿真、模态仿真和响应仿真。在模型结构简化中,本文讨论了压电加速度传感器的通用简化方法,且根据不同的结构类别有不同的简化方法。在螺栓预紧力仿真中,主要有等效外载荷法、温度预紧法、过盈接触预紧法、考虑螺纹细节的

预紧力设置法、螺栓预紧组件调用法。在模态仿真中,一般使用部件模态仿真实现快速定性分析,但是为了精确讨论参数影响,还需要使用整体模态仿真法。在响应仿真中,主要根据加速度传感器测量对象的不同,分为振动和冲击两种激励来讨论应力实现方法,实现相应的响应仿真。

参考文献:

- [1] 王天资,周志勇,李伟,等. 高温压电振动传感器及陶瓷材料研究应用进展[J]. 传感器与微系统, 2020(6): 1-4.
- [2] YANG C, LI Y, WANG G. Analysis and simulation of acceleration compensation mechanism for piezoelectric pressure sensors[C]//Chongqing: 2018 IEEE 4th Information Technology and Mechatronics Engineering Conference, 2018: 422-426.
- [3] 赵程,蒋春燕,张学伍,等. 压电传感器测量原理及其敏感元件材料的研究进展[J]. 机械工程材料, 2020(6): 93-98.
- [4] JIANG X N, KIM K, ZHANG S J, et al. High-temperature piezo-electric sensing[J]. Sensors, 2014, 14: 144-169.
- [5] 李吉. 高温压电传感器性能仿真有限元分析[D]. 成都: 西南交通大学, 2016.
- [6] 徐超,余绍蓉,郑晓亚,等. 机械螺栓法兰连接的有限元力学模型比较研究[J]. 机械设计与制造, 2009(6): 37-39.
- [7] 张中才,杨黎明,程永生. 压电加速度传感器的固有频率计算方法研究[J]. 传感器与微系统, 2008(8): 19-22.
- [8] 吕萍,崔巍,刘晓晨,等. 压电加速度计在不同安装方式下的响应分析[J]. 计算机测量与控制, 2020(4): 217-221.
- [9] LI S, ZHAO X, BAI Y, et al. Fabrication technology and characteristics research of the acceleration sensor based on Li-doped ZnO piezoelectric thin films[J]. Micromachines, 2018, 9(4): 178.
- [10] WANG D, CHEN J. Progress on the applications of piezoelectric materials in sensors[J]. Materials Science Forum, 2016, 4326: 749-756.
- [11] 吴金根,高翔宇,陈建国,等. 高温压电材料、器件与应用[J]. 物理学报, 2018(20): 10-39.
- [12] 邱丹丹. 小型三轴压电加速度传感器的设计与仿真[D]. 武汉: 华中科技大学, 2019.
- [13] 汪嘉洋,刘刚,华杰,等. 振动传感器的原理选择[J]. 传感器世界, 2016(10): 19-23.

声表面波室内定位系统与算法研究

代重阳¹, 陈智军¹, 赵文玉¹, 郭佳佳¹, 徐海林², 韩宇¹

(1. 南京航空航天大学自动化学院, 江苏南京 211106; 2. 中电科技清华莹电子有限公司, 浙江德清 313200)

摘要: 鉴于声表面波技术的无源优势, 搭建了由声表面波标签和阅读器构成的室内定位系统, 在测量标签回波信号强度时, 可有效减小多径效应的影响。设计了以三边定位为基础的定位算法, 包括测距、选星、位置估计 3 个阶段, 分析了 3 个定位圆之间位置关系可能出现的全部情况, 并有针对性地进行自适应修正。仿真测试结果验证了定位算法的定位误差小于根心法和加权质心法。系统测试结果表明, 定位系统可实现 $2\text{ m} \times 2\text{ m}$ 的定位, 平均定位误差为 31.84 cm。室内定位系统和算法以较少的锚节点实现了较小的室内定位误差。

关键词: 声表面波标签; 室内定位; 接收信号强度; 三边定位

中图分类号: TN65; TM935; TB921 **文献标志码:** A

Research on Surface Acoustic Wave Indoor Positioning System and Algorithm

DAI Chongyang¹, CHEN Zhijun¹, ZHAO Wenyu¹, GUO Jiajia¹, XU Hailin², HAN Yu¹

(1. College of Automation Engineering, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 211106, China;

2. Deqing Huaying Electronics Co., Ltd., China Electronics Technology Group Corporation, Deqing 313200, China)

Abstract: In view of the passive advantages of surface acoustic wave (SAW) technology, an indoor positioning system composed of SAW tag and reader is set up, which can effectively reduce the influence of multipath effects when measuring the echo signal strength of the SAW tag. A positioning algorithm based on trilateral positioning is designed, including three stages of ranging, satellite selection, and position estimation. All possible situations of the positional relationship among the three positioning circles are analyzed and the adaptive corrections are carried out accordingly. The simulation test results verify that the positioning error of the positioning algorithm is smaller than that of the radical center method and the weighted centroid method. The system test results show that the positioning system can realize positioning range of $2\text{ m} \times 2\text{ m}$ with an average positioning error of 31.84 cm. The indoor positioning system and algorithm achieve smaller indoor positioning errors with fewer anchor nodes.

Key words: surface acoustic wave tag; indoor positioning; received signal strength; trilateral positioning

0 引言

声表面波 (SAW) 技术最显著的优势是无线无源, SAW 器件可作为标签使用, 无源特征使其在射频识别 (RFID) 领域获得极大关注。近年来, 随着对位置服务的需求不断增长, 推动了室内定位技术的快速发展, RFID 凭借系统结构简单、传播方式非接触等特点而广泛应用于室内定位。将 SAW 标签运用于 RFID 室内定位中, 能在无需更换电池的条件下实现长时间定位, 而且它的微小体积也为定位标签的个性化设计提供了方便。根据测量方法不同,

可将 RFID 定位分为基于到达角度 (AOA)^[1]、到达时间 (TOA)^[2] 和接收信号强度 (RSSI)^[3] 的方法。AOA 和 TOA 法均对系统硬件要求较高, 而 RSSI 法成本低、实用性强, 其原理是通过锚节点接收到的回波信号强度和已知的锚节点位置, 结合定位算法获得待测节点的位置信息。定位算法有基于几何定位和基于场景定位两种类型, 三边定位和指纹定位分别是这两种类型中最典型的算法。指纹定位的效果通常优于三边定位, 但指纹定位的精度取决于指纹库的数据密度, 指纹库的构建繁琐且受环境变化

收稿日期: 2020-09-17

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (51475240); 南京航空航天大学 2020 年研究生创新基地 (实验室) 开放基金资助项目 (kfj20200302)

作者简介: 代重阳 (1996-), 男, 安徽合肥人, 硕士生, 主要从事声波传感与识别技术的研究。通信作者: 陈智军 (1976-), 男 (侗族), 湖北武汉人, 副教授, 硕士生导师, 主要从事声波传感与识别技术的研究。

影响极大^[4]。因此,本文搭建了 SAW 室内定位系统,分析了其工作优势,并设计了一种基于三边定位的自适应修正算法,最后通过仿真和实验对定位算法的性能进行了验证。

1 定位系统

SAW 室内定位系统包括 SAW 定位标签和阅读器。定位系统的待测节点采用单端延迟线型 SAW 标签,由压电基底、叉指换能器(IDT)和反射栅组成,可以通过压电基底上反射栅到 IDT 的距离对 SAW 定位标签进行编码^[5],标签天线设计成全向性较好的半波偶极子天线。阅读器通过单刀三掷开关连接 3 个全向棒状天线,作为定位系统的锚节点。搭建的 SAW 室内定位系统如图 1 所示。

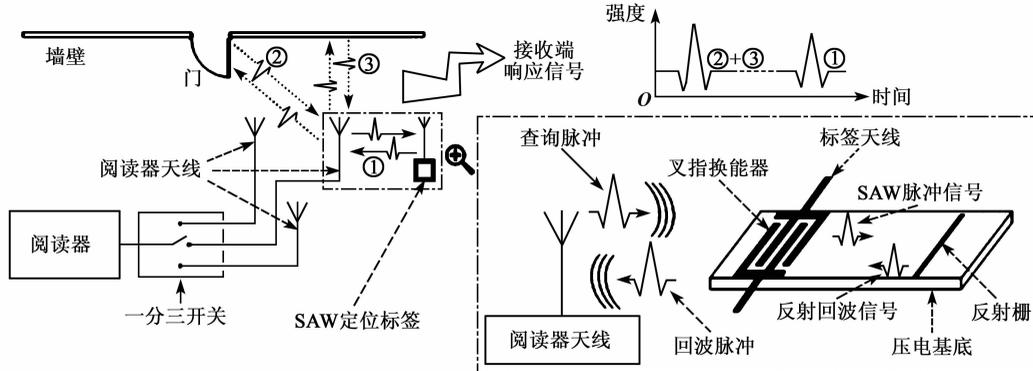


图 2 SAW 室内定位系统工作原理

底的表面传播;SAW 遇到反射栅,发生部分反射,反射回波进入 IDT 时通过正压电效应转换为电磁波回波脉冲并传播回阅读器;回波脉冲信号包含脉冲峰值的出现时间和强度大小,可通过回波脉冲时间识别不同编码的标签,可利用回波脉冲的强度信息实现测距;在已知 3 个锚节点位置的基础上,结合室内定位算法即可完成对待测节点的定位。

基于 RSSI 法的室内定位系统受多径效应影响较大,因为复杂的室内环境会使锚节点处接收的响应信号发生相长或相消干涉,从而导致对标签回波信号强度的测量产生较大误差^[6]。SAW 在压电基底上的传播速度比电磁波在空间中的传播速度约小 10 万倍,因此,SAW 室内定位系统可有效应对多径效应。由图 2 可知,利用信号经 SAW 定位标签所产生的延时效果,阅读器的接收端响应信号能够实现将门、墙壁等反射引起的多径效应干扰信号②、③

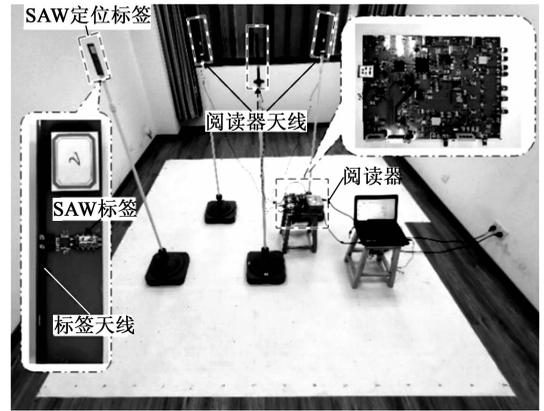


图 1 SAW 室内定位系统

SAW 室内定位系统的工作原理如图 2 所示。阅读器产生射频查询脉冲,分时通过 3 个阅读器天线发射出去;标签天线接收查询脉冲进入 IDT,通过逆压电效应将电脉冲转换成 SAW 脉冲并沿压电基

与待测回波脉冲信号①分隔开来,所以不影响对回波信号强度的测量。

2 定位算法

2.1 测距和选星

测距是定位算法的第一步,通过标定获得的“强度-距离”经验模型,将测得的回波信号强度信息换算成待测节点与锚节点间的距离信息。回波信号强度 P_R 为

$$P_R = \alpha \cdot d^{-\beta} \quad (1)$$

式中: α 为传播损耗; d 为待测节点与锚节点的间距; β 为空间中电磁波的衰减因子。

由式(1)可知, P_R 的一阶导数 $P'_R < 0$ 且二阶导数 $P''_R > 0$,所以, $|P_R / \Delta d|$ 随着 d 的增大而减小。这表现在建立的“强度-距离”关系模型曲线中,回波信号强度随着距离的增加而减小,且越来越平缓,从而导致距离较远时测距误差较大。

为实现更好的定位效果,受卫星定位中“选星”思想^[7]的启发,对不同锚节点分配其在算法中的不同功能。选星过程是对3个锚节点测得的距离进行排序,由于距离较近的两个锚节点测距误差更小,所以应提高它们在位置估计中所占的权重。

2.2 位置估计

2.2.1 传统三边定位算法

三边定位算法的原理是:3个锚节点的位置已知,为 $A(x_1, y_1)$ 、 $B(x_2, y_2)$ 、 $C(x_3, y_3)$;待测节点的位置未知,为 $O(x, y)$ 。测距阶段得到的3个锚节点与待测节点的间距分别为 r_1 、 r_2 、 r_3 。理想情况下,3个以锚节点为圆心、 $r_i(i=1, 2, 3)$ 为半径的定位圆相交于一点,该点即为待测节点,如图3所示。

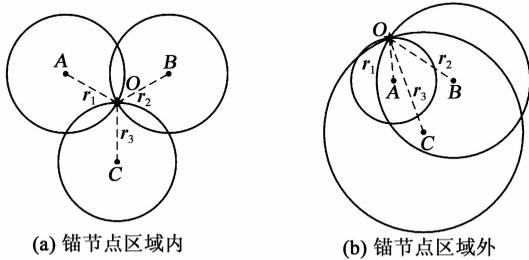


图3 理想情况下的三边定位

对于图3所示的理想情况,根据几何关系可得:

$$\begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \cdot \mathbf{M}^{-1} \cdot \mathbf{N} \quad (2)$$

$$\mathbf{M} = \begin{bmatrix} x_1 - x_3 & y_1 - y_3 \\ x_2 - x_3 & y_2 - y_3 \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$\mathbf{N} = \begin{bmatrix} x_1^2 - x_3^2 + y_1^2 - y_3^2 - r_1^2 + r_3^2 \\ x_2^2 - x_3^2 + y_2^2 - y_3^2 - r_2^2 + r_3^2 \end{bmatrix} \quad (4)$$

由蒙日定理^[8]可知,式(2)~(4)求得的结果为3个定位圆的根心。当A、B、C共线时,矩阵 \mathbf{M} 不可逆,无法通过这种根心法对待测节点进行位置估计。

除根心法外,目前常用的三边定位算法是加权质心法^[9]:

$$\begin{cases} x = \frac{\frac{x_1}{r_1^k} + \frac{x_2}{r_2^k} + \frac{x_3}{r_3^k}}{\frac{1}{r_1^k} + \frac{1}{r_2^k} + \frac{1}{r_3^k}} \\ y = \frac{\frac{y_1}{r_1^k} + \frac{y_2}{r_2^k} + \frac{y_3}{r_3^k}}{\frac{1}{r_1^k} + \frac{1}{r_2^k} + \frac{1}{r_3^k}} \end{cases} \quad (5)$$

式中 $k=2$ 为加权因子指数。

2.2.2 自适应修正算法

在实际应用中,由于测距阶段存在误差,导致如图3所示的理想情况几乎不会出现。因此,本文提出了一种自适应修正算法,其特点是分析3个定位圆之间的位置关系可能出现的全部情况,并针对不同情况进行自适应修正以减小误差。算法可分为两个步骤,即:

1) 根据选星阶段得到的两个权重较大定位圆之间的位置关系,确定初始的位置估计区域。

假定图3的3个定位圆中, r_3 最大,则以A、B为圆心, r_1 、 r_2 为半径的两个定位圆具有较大权重。这两个定位圆之间可能出现相交、相离、内含的位置关系,如图4所示。

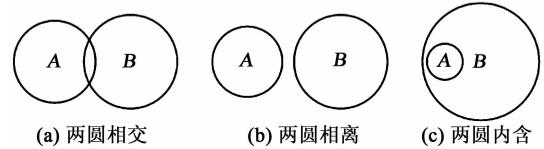


图4 两个定位圆之间的位置关系

通常情况下两个定位圆应相交,而出现如图4(b)、(c)所示的位置关系源自于测距误差的引入,且定位圆半径越大,测距误差越大。因此,需要对不相交的两个定位圆的半径按比例进行修正,使其相交以产生一共同的位置估计区域。具体修正算法如下:

a. 针对如图4(b)所示的情况,半径修正值为

$$\Delta r_j = 2[d_{\text{cen}} - (r_1 + r_2)] \frac{r_j}{r_1 + r_2} \quad (6)$$

式中: d_{cen} 为两个定位圆的圆心距; $j=1, 2$,依次对应两个定位圆。

b. 针对如图4(c)所示的情况,半径修正值为

$$\Delta r_j = 2\text{sgn}(r_1 + r_2 - 2r_j) [|r_1 - r_2| - d_{\text{cen}}] \frac{r_j}{r_1 + r_2} \quad (7)$$

另外,即使通过修正使两圆相交,根据其中一个圆是否包围另一个圆的圆心,也存在如图5所示的3种具体情形。待测节点大概率出现在图5所示的灰色区域内,将该灰色区域确定为初始的位置估计区域。

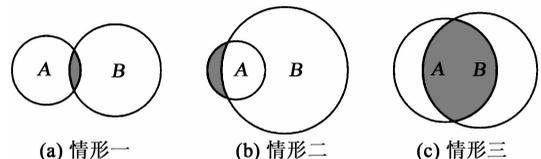


图5 两圆相交的3种具体情形

2) 根据第 3 个定位圆与步骤 1) 得到的初始位置估计区域之间的位置关系, 确定具体的定位结果。

以图 5(a) 所示的两圆相交情形为例, 假定两个权重较大的定位圆相交产生的两个交点分别为 $P(x_P, y_P)$ 、 $Q(x_Q, y_Q)$, 其中 P 距第 3 个定位圆的圆心较远, 而 Q 较近。对于初始位置估计区域, 可能有其中一部分在第 3 个定位圆内, 也可能完全在定位圆内或完全在定位圆外(见图 6)。

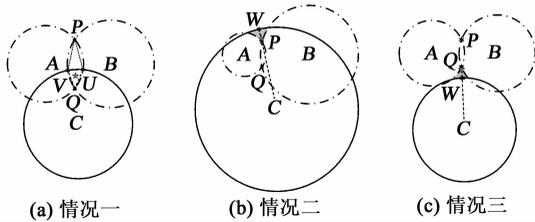


图 6 第 3 个定位圆与初始位置估计区域之间关系确定定位结果的方法如下:

a. 针对图 6(a) 所示的情况, 定位圆会与初始位置估计区域的边界线产生两个交点 $U(x_U, y_U)$ 、 $V(x_V, y_V)$ 。可在判断 P 、 Q 两点分别到圆弧 UV 的距离后, 选择较近者与 U 、 V 组成三角形, 将该三角形的质心作为定位结果。

b. 针对图 6(b) 所示的情况, 可连接第 3 个定位圆的圆心与 P , 并延长至与该圆产生交点 $W(x_w, y_w)$, 将线段 PW 靠近 P 端的四等分点作为定位结果。 W 点所在的第 3 个圆是 3 个定位圆之一, 且所占权重最小, 因此, 等分的份数需要大于 3。同时为避免将第 3 个定位圆的权重降低得过小, 所以取四等分点较合适。

c. 针对图 6(c) 所示的情况, 与图 6(b) 近似, 可连接圆心与 Q , 交圆于点 $W(x_w, y_w)$, 将线段 QW 靠近 Q 端的四等分点作为定位结果。

如图 5(b)、(c) 所示的不同初始位置估计区域并不会影响自适应修正算法的步骤 2), 因此不再赘述。

本文室内定位算法包括测距、选星、位置估计 3 个阶段, 其中位置估计阶段采用的自适应修正算法又分为两个步骤。定位算法完整地考虑了定位过程中可能遇到的全部情况, 并做出了对应的自适应修正处理。算法的整体流程如图 7 所示。

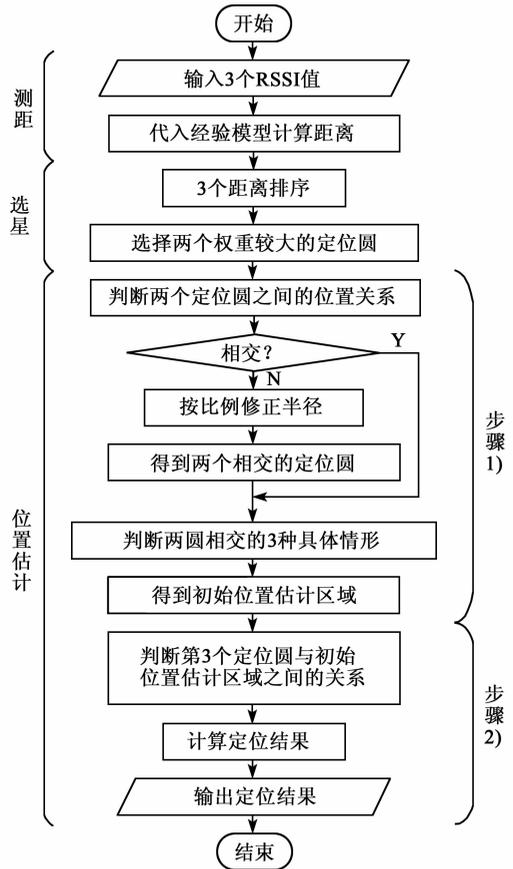


图 7 室内定位算法流程图

3 实验测试

选择室内场景中边长 $L=2\text{ m}$ 的正方形区域, 通过仿真实验和系统实验进行测试。仿真测试点在测试区域内彼此间隔 10 cm 均匀分布, 数量为 $21 \times 21=441$ 个。锚节点的布置与系统测试点的布局如图 8 所示, 20 个系统测试点按图 8 所示编号。

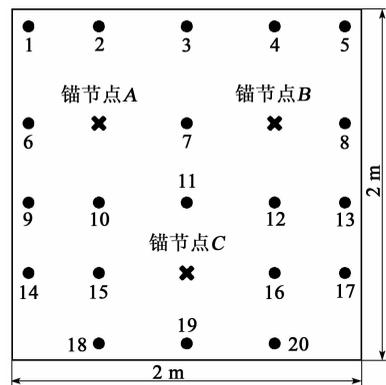


图 8 锚节点的布置与系统测试点的布局

首先对本文提出的定位算法进行 100 次独立仿真测试, 通过在仿真测试点与锚节点间实际距离的基础上添加呈正态分布(均值为 0, 标准差为 $0.1 \times$

$L=20\text{ cm}$)的随机噪声来构造仿真距离。本文自适应修正算法与目前广泛采用的根心法、加权质心法($k=2$)的仿真测试结果如图9所示。由图可知,本文算法可以有效地减小定位误差,提高定位精度。

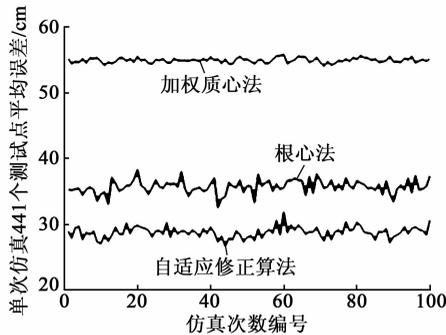


图9 仿真测试结果

SAW室内定位系统在工作前需要标定,建立每个锚节点测得的回波信号强度值与定位距离间的关系模型,标定间隔为5 cm。根据实际测得数据,选择拟合效果更优的指数逼近方式,3个锚节点的测距模型为

$$\begin{cases} P_{RA} = 1.308 \times 10^{15} \cdot e^{-0.02319 \cdot D} \\ P_{RB} = 9.350 \times 10^{14} \cdot e^{-0.01534 \cdot D} \\ P_{RC} = 1.267 \times 10^{15} \cdot e^{-0.02057 \cdot D} \end{cases} \quad (8)$$

式中: P_{RA} 、 P_{RB} 、 P_{RC} 分别为3个锚节点测量的回波信号强度值; D 为标定的距离。锚节点A的标定实验数据及 P_{RA} 、 P_{RB} 、 P_{RC} 与 D 之间的关系拟合曲线如图10所示。标定实验数据与对应拟合曲线间的标准差如表1所示。

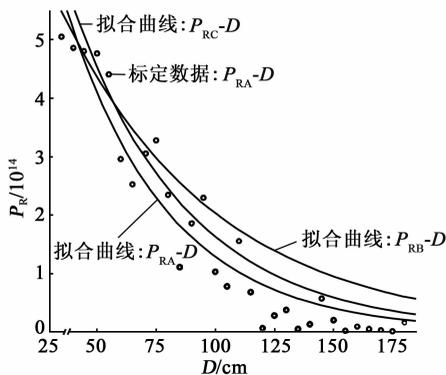


图10 标定实验结果

表1 标定实验数据与拟合曲线之间的标准差

锚节点	A	B	C
标准差/cm	53.50	65.64	48.92

对本文搭建的SAW室内定位系统进行实际测试,20个系统测试点的定位误差如图11所示。为

便于比较,还给出20个点对应的仿真测试误差,其仍可通过在实际距离基础上添加随机噪声实现。系统测试的平均误差为31.84 cm,相应仿真测试的平均误差为32.21 cm,两者近似相等。仿真测试时添加随机噪声的标准差为20 cm,远小于表1所示的测距标准差。由此可见,本文定位算法能显著减小测距误差对定位结果的影响。

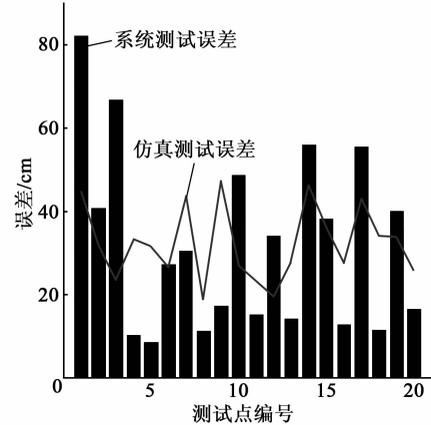


图11 系统测试结果

本文与采用指纹定位算法的文献[10-12]的比较如表2所示。由表可知,本文SAW室内定位系统具有待测节点无源的优势,提出的定位算法以较少的锚节点个数实现了较小的定位误差。

表2 本文与目前采用指纹定位算法的比较

文献	定位范围/m	平均误差/cm	锚节点数量	待测节点功耗
[10]	3×1	31.00	4	无源
[11]	3×2	35.40	4	无源
[12]	10×8	120.00	3	有源
本文	2×2	31.84	3	无源

4 结束语

本文搭建了基于无源声表面波标签的室内定位系统,可有效减小室内多径效应的影响。在此基础上,本文还提出了一种基于三边定位的自适应修正算法,该算法详细分析了3个定位圆可能出现的所有位置关系,提出了有针对性的修正方案。通过仿真测试表明,本文提出的三边定位算法优于常用的根心法和加权质心法。系统测试时,在2 m×2 m的正方形测试区域内选择均匀分布的20个系统测试点,平均定位误差为31.84 cm。与采用指纹定位算法相比,以较少的锚节点个数实现了较小的定位误差,并且省去了繁琐的指纹库构建环节,具有更强的环境适应性。

参考文献:

- [1] ZHOU J R,ZHANG H J,MO L F. Two-dimension localization of passive RFID tags using AOA estimation [C]//Hangzhou, China; 2011 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference,2011.
- [2] KHAN U H,RASHEED H,ASLAM B, et al. Localization of compact circularly polarized RFID tag using ToA technique[J]. Radioengineering, 2017, 26 (1): 147-153.
- [3] OMER M, TIAN G Y. Indoor distance estimation for passive UHF RFID tag based on RSSI and RCS[J]. Measurement, 2018, 127: 425-430.
- [4] LIU H, DARABI H, BANERJEE P, et al. Survey of wireless indoor positioning techniques and systems[J]. IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics, Part C(Applications and Reviews), 2007, 37(6): 1067-1080.
- [5] 贾浩,陈智军,徐海林,等. 大容量远距离声表面波标签研究[J]. 中国机械工程, 2019, 30(16): 2003-2009.
- [6] ADLER S, SCHMITT S, KYAS M. Path loss and multipath effects in a real world indoor localization scenario[C]//Dresden, Germany; 2014 11th Workshop on Positioning, Navigation & Communication, 2014.
- [7] 李燕. 基于北斗卫星系统精确定位的关键技术研究[D]. 合肥:合肥工业大学, 2019.
- [8] CHEN Y S, CHIN C C, DENG D J. Efficient localization algorithm in wireless ad hoc sensor networks by utilizing radical centers[C]//Ottawa, Canada; IEEE International Conference on Communications, 2012.
- [9] 郑德忠,李雪,袁鹏,等. 基于自适应迭代搜索的三维质心定位算法[J]. 计量学报, 2017, 38(3): 356-361.
- [10] CHEN X, XIE L, WANG C Y, et al. Adaptive accurate indoor-localization using passive RFID [C]//Seoul, Korea(South); IEEE 2013 International Conference on Parallel and Distributed Systems, 2013.
- [11] SHAO S, BURKHOLDER R J. Item-level RFID tag location sensing utilizing reader antenna spatial diversity[J]. IEEE Sensors Journal, 2013, 13(10): 3767-3774.
- [12] HUANG X D, GUO S T, WU Y, et al. A fine-grained indoor fingerprinting localization based on magnetic field strength and channel state information[J]. Pervasive and Mobile Computing, 2017, 41: 150-165.
- [13] (上接第9页)
- [14] XU M, WANG J, HAN R, et al. Analytical and finite element analysis of a new tri-axial piezoelectric accelerometer[C]//Xi'an; 2016 Symposium on Piezoelectricity, Acoustic Waves, and Device Applications (SPAW-DA), IEEE, 2016.
- [15] 陈小雅,夏静. 基于 ANSYS 的三维应变式加速度传感器的模态分析[J]. 传感器与微系统, 2019(4): 76-77.
- [16] 周炬,苏金英. ANSYS Workbench 有限元分析实例详解:静力学[M]. 北京:人民邮电出版社, 2017.
- [17] 李吉,田亚铃,孙远程,等. 高温高冲击压电传感器螺栓预紧有限元建模法[J]. 机械设计, 2018 (增刊 1): 115-118.
- [18] CHOY S H, WANG X X, CHAN H L W, et al. Study of compressive type accelerometer based on lead-free BNKBT piezoceramics[J]. Applied Physics A, 2006, 82(4): 715-718.
- [19] 黄海河,王安宁. 带预紧力的螺栓连接有限元分析[J]. 现代制造技术与装备, 2019(10): 41-43.
- [20] 徐卫秀,王淑范,杨帆,等. 考虑螺纹细节的螺栓预紧过程仿真分析研究[J]. 宇航总体技术, 2018(5): 50-56.
- [21] 唐国明,杨曙年. 压电式加速度传感器安装谐振频率分析[J]. 传感器与微系统, 2006(7): 24-26.
- [22] 雷霆. 压电冲击传感器动态响应研究[D]. 北京:中国工程物理研究院, 2019.

一种幅相一致性高可靠 LC 滤波器设计

魏强,周雨,陈倩,张静雯

(中国电子科技集团公司第二十六研究所,重庆 400060)

摘要:针对批量生产的相控阵雷达发射-接收(T/R)组件对滤波器的幅相一致性要求较高的问题,该文分析了影响 LC 滤波器幅相一致性的因素,并从产品的电路原理和结构方面对与产品可靠性有关的元器件、工艺流程等因素进行了分析,设计了一款 3 GHz 带外抑制大于 60 dB、多只间相位一致性 $\leq 5^\circ$ 、多只间幅度一致性 ≤ 0.2 dB 的滤波器。结果表明,该滤波器具有较好的矩形系数、带外抑制和高幅相一致性,产品用于某高可靠星载系统 T/R 组件中,实现了批量生产对幅相一致性的要求。

关键词:可靠性;容差分析;幅相一致性

中图分类号:TN384;TM23 **文献标志码:**A

Design of an LC Filter with High Reliability and High Amplitude-Phase Consistency

WEI Qiang, ZHOU Yu, CHENG Qian, ZHANG Jingwen

(The 26th Research Institute of China Electronics Technology Group Corporation, Chongqing 400060, China)

Abstract: In view of the fact that the mass-produced transmitter-receiver(T/R) modules for phased array radar require high amplitude-phase consistency of filter, the factors influencing the amplitude-phase consistency of LC filter is analyzed in this paper, and the components and process flow related to the product reliability is investigated from the aspects of circuit principle and structure. A filter with the out-of-band rejection of greater than 60 dB at 3 GHz, phase consistency among filters of less than or equal to 5° , amplitude consistency among filters of less than or equal to 0.2 dB is designed. The results show that the filter has good shape factor, good out-of-band rejection and high amplitude-phase consistency. The filter has been used for the T/R module of a high-reliable satellite-borne system to meet the requirements of amplitude-phase consistency in mass production.

Key words: reliability; tolerance analysis; amplitude-phase consistency

0 引言

发射-接收(T/R)组件是有源相控阵雷达的核心部件^[1]。每个 T/R 通道由移相器、射频开关、衰减器、放大器、滤波器等元件构成,数量较多,其幅相一致性^[2]直接影响雷达阵面的调试工作量和阵面性能。因此,为了得到良好的幅相一致性,对批量生产的滤波器等微波元件的电性能^[3-4]和生产工艺一致性提出了更高的要求。

在实际使用过程中,批量生产的滤波器常会出现电容开裂、电感短路等,导致通带变形,驻波变大等影响产品可靠性的问题。同时因制造工艺的问题,实际电路中的元件参数和标称值之间存在随机误差,导致器件幅相一致性差,增加了手工调试难度。因此,在产品研制过程中必须通过电路的容差

分析^[5]手段,充分考虑元件参数漂移带来的影响,设计合理的工艺实现途径,提高产品的成品率和可靠性^[6-7]。

本文根据某高可靠星载系统 T/R 组件用 LC 滤波器的批量生产需求,分析了设计方案,对如何提高可靠性设计进行了介绍,有效解决了 LC 滤波器的幅相一致性要求。

1 LC 滤波器设计

滤波器主要技术指标如下:

标称工作频率:180 MHz;

通带插入损耗: ≤ 3 dB;

群时延波动: ≤ 10 ns@ $f_0 \pm 15$ MHz;

带外抑制: ≥ 50 dBc(10~120 MHz、240~300 MHz); ≥ 60 dBc(300 MHz~3 GHz);

- 驻波: ≤ 1.5 ;
- 多只间相位一致性: $\leq 5^\circ$;
- 多只间幅度一致性: ≤ 0.5 dB;
- 体积尺寸: $31.8 \text{ mm} \times 12.7 \text{ mm} \times 7.1 \text{ mm}$ 。

1.1 电路拓扑结构设计

从指标分析,不仅要求滤波器幅频响应和幅相一致性满足规定指标,还要求在通带内具有较小的群时延特性、较高的阻带抑制。而相频特性和幅频特性之间存在矛盾,需采用方法使幅频特性和群时延特性在合理折衷的条件下各自达到最佳状态。

综合考虑,电路的拓扑结构采用电容耦合谐振型,该结构是全极点型滤波器,它的传输零点全部在直流和 ∞ 处,阻带不对称,高端抑制较差。因此,在电容耦合型电路的前后端需各加入一个极点,极点频率根据滤波器阻带抑制量的具体情况进行调整。极点频率离滤波器中心频率越近,则阻带衰减越大,反之衰减越小。基本方法为:首先保证传输零点电路与原电路阻抗匹配,再根据指标要求确定插入传输零点的个数及放置的频率点位置。电路中各元件值由通带带宽、传输零点频率及阻抗决定。

极点电路形式如图 1 所示。元件 L_1 、 C_1 的并联谐振频率决定了衰减极点的频率,初始时可将其设置为工程要求的滤波器阻带抑制点频率。

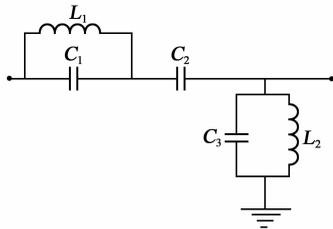


图 1 极点电路

设计方法如下:

- 1) 在 C_2 和 L_2 、 C_3 的节点处插入阻抗变换器,如图 2 所示。图中, n 为阻抗变换系数。

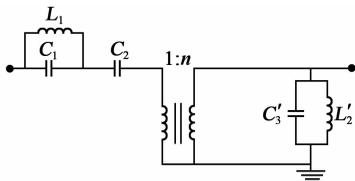


图 2 插入变换器的极点电路

将元件 L_2 、 C_3 值按照变换系数关系公式进行阻抗变换,即

$$L'_2 = L_2 \times n^2 \quad (1)$$

$$C'_3 = C_3/n^2 \quad (2)$$

- 2) 采用诺顿变换消除理想变压器(见图 3)。

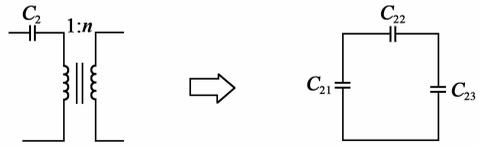


图 3 诺顿变换的基本单元变换关系

对元件 C_2 采用诺顿变换,元件值按下式计算:

$$C_{21} = C_2 \times [(n-1)/n] \quad (3)$$

$$C_{22} = C_2 \times \frac{1}{n} \quad (4)$$

$$C_{23} = C_2 \times [(1-n)/n^2] \quad (5)$$

经过上述阻抗匹配后可以将电容耦合型电路和极点电路直接相连。

指标要求滤波器在 3 GHz 处的带外抑制达到 60 dB。由于电感、电容寄生参数的影响,在 LC 滤波器的带外会形成寄生响应。工程中可通过调整电感的参数或印制板布局,来改善寄生通带的位置。但要实现较高的指标要求,这种方式对寄生的改善非常有限,需要多次改版。因此,在滤波器的输出端串联一个集成低通滤波器。图 4 为复合电路拓扑结构。

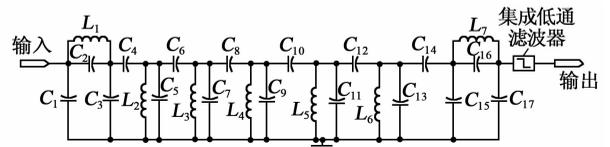


图 4 电路拓扑结构

1.2 幅相一致性设计

图 4 中的电路采用元件标称值进行分析设计,忽略了实际生产制造过程中元件值差异对性能的影响。还需通过电路容差分析手段,充分考虑元件参数偏移带来的影响,提升产品的一致性。由图 4 可知,在电容参数固定的条件下,通过细微调整电感线圈匝距、松紧可调整相位。因此,幅相一致性设计主要集中在对电容的容差分析。

首先应确定对电性能指标影响最大的电容。对图 4 进行容差分析发现,谐振回路电容对性能影响最大,分析结果如图 5 所示。在相同容值精度的条件下,取高斯正态分布容差为 $\pm 5\%$,谐振回路相位一致性 $\leq 5.1^\circ$,相位为 $151.1^\circ \sim 156.2^\circ$;耦合回路相位一致性 $\leq 2.2^\circ$,相位为 $152.9^\circ \sim 155.1^\circ$ 。由于并联谐振回路决定了通带的谐振频率,因此,谐振回路电容精度取值高于串联耦合电容精度。

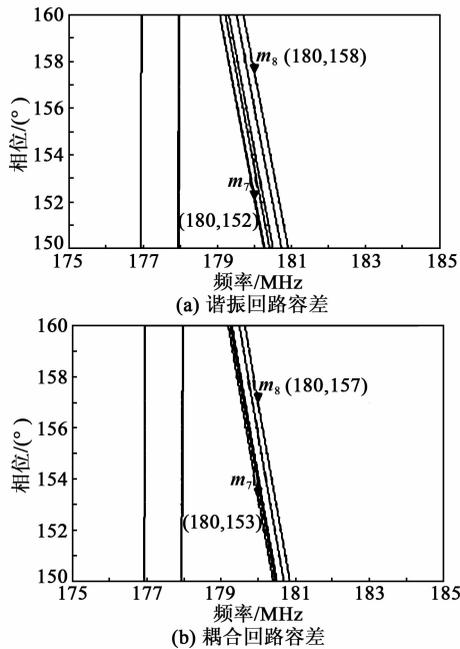


图5 谐振回路和耦合回路电容容差对相位的影响

然后确定电容容值精度范围。目前电容最高精度为 ± 0.1 pF,考虑到上述实际参数,采用电路仿真软件对滤波器的电容进行容差分析,并联谐振电容容值精度分布取 ± 0.1 pF,串联耦合电容容值分布采用高斯正态分布,容差为 $\pm 2.5\%$,仿真结果如图6所示,幅度一致性 ≤ 0.1 dB(幅度为0.93~1.03 dB),相位一致性 $\leq 4.6^\circ$ (相位为 $153.2^\circ \sim 157.8^\circ$),满足指标要求。

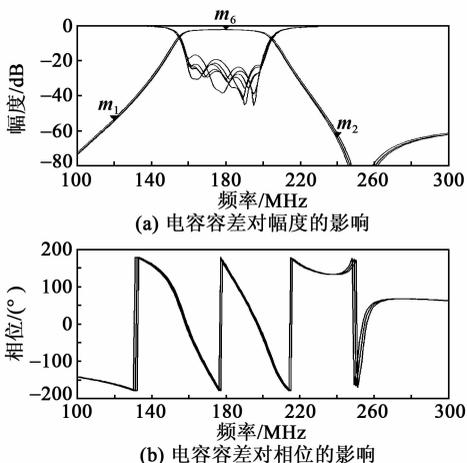


图6 电容容差对幅度、相位的影响

在工程实现时,还可对关键电容参数精度进一步控制,选择全部正偏或全部负偏的电容,减小电感的调试量,实现对幅相一致性的控制。

2 LC滤波器可靠性设计

由于LC滤波器产品需工作在应力条件下,对

其耐机械冲击、温度冲击及长期稳定可靠的工作提出了很高的要求。LC滤波器产品手工调试繁杂,如何保证产品的可靠性是研制和生产中的关注点。同时,在应用过程中,曾多次出现滤波器插损变大、驻波增加等导致整机指标下降的可靠性问题。

2.1 元器件选型

LC滤波器使用的元器件主要是多层瓷介电容器和绕线电感。

多层瓷介电容器是将印好电极的陶瓷介质膜片以错位方式叠合起来,经过高温烧结形成陶瓷芯片,然后在芯片的两端封上金属电极。陶瓷材料因延展性差,韧度低及耐弯曲能力差,且在手工焊接、回流焊或清洗工艺过程中易受温度变化、机械应力的影响,故瓷介电容器极易出现陶瓷本体断裂或微裂,而微裂一般出现在陶瓷内部,不易被观察到。

电容微裂纹在产生初期较小,不会直接影响电容容值,筛选试验前无法通过电性能测试进行有效剔除。筛选试验时,其裂纹在温度冲击应力下不断扩展延伸,进而改变容值,造成滤波器响应频率偏离设计值,导致损耗增大等故障。图7分别为热冲击和机械应力导致电容端头产生的 45° 方向的裂纹和整体裂纹的典型案例。

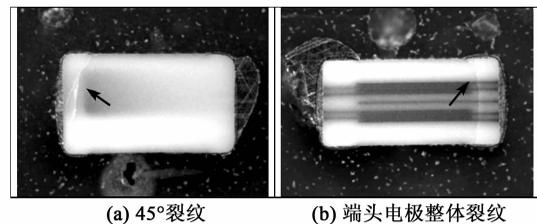


图7 电容端极裂纹照片

线绕电感是在铁氧体磁环上使用空心漆包线绕制而成。电感在绕制或传递过程中,操作存在不规范行为也会导致漆膜破损。然后因瑕疵过于微小,产品检验未能及时发现和处理,导致该电感仍进入用户产品的装配环节,在使用中出现电感短路使性能异常。

2.2 印制板设计

印制板设计制作应遵循QJ3103A-2011印制电路板设计规范,元器件焊盘边缘距印制板边缘不小于1 mm。

LC滤波器印制板的设计也有特殊性。由于电性能指标的要求,需大量采用电感、电容耦合谐振回路,在同一支路节点,一般最多会存在3个谐振回

路,即 6 个元件端在同一焊接端,加之体积的限制,在 LC 滤波器印制板设计中普遍存在共焊盘问题。

电容常采用 0402、0603、0805 等表贴封装,除遵循厂家推荐的焊盘布局外,电容焊盘长 B 、宽 A 还应满足:

$$A=W-K \quad (6)$$

$$B=H+T-K \quad (7)$$

$$G=L-2T-K \quad (8)$$

式中: $K=0.25\text{ mm}$ 为修正系数; W 为元件宽度; H 为元件厚度; T 为元件端电极宽度; L 为元件长度; G 为焊盘间距,如图 8 所示。 A 决定元件在焊接过程中的位置以及防止旋转或偏移。 B 决定焊料熔融时能否形成良好的弯月形轮廓焊点,是决定焊接可靠性的重要参数。

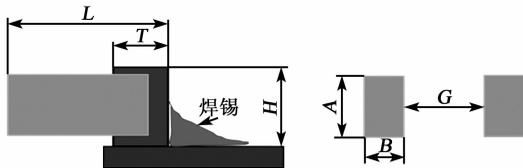


图 8 电容焊盘设计规则

电感焊盘的设计如图 9 所示。电感焊盘宽度 (w) 为漆包线线径的 1.5~3.0 倍,电感焊盘长度 (l) 最短为漆包线线径的 3.5 倍。电气上绝缘的相邻或交叉的电感漆包线去漆部位间隔应大于 1 mm,漆包线去漆部位与其他导电部位间隔应大于 1 mm,焊接后的漆包线线头裸露金属长为 0.2~1.0 mm。

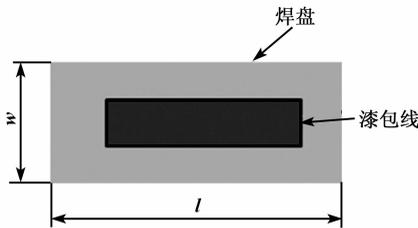
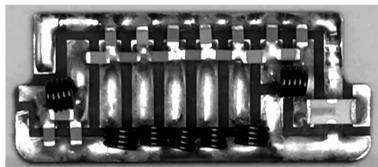
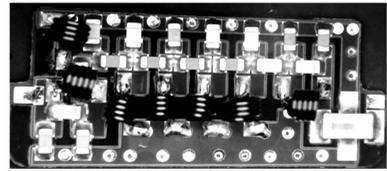


图 9 电感焊盘设计规则

图 10 为采用共焊盘和分离焊盘的电路布局对比图。采用共焊盘电路结构,电容两端电极焊盘尺寸不对称,造成焊锡量不对称,焊锡量较多一边的焊接圆角偏高,使电容更易受到机械及热应力影响,有产生裂纹的风险,并降低了可靠性。在尺寸容许的情况下,采用分离焊盘设计可有效解决上述问题。



(a) 共焊盘



(b) 分离焊盘

图 10 采用共焊盘和分离焊盘电路布局对比

2.3 工艺设计

本产品的工艺制作包含了 20 道工序,设计的工艺流程如图 11 所示。

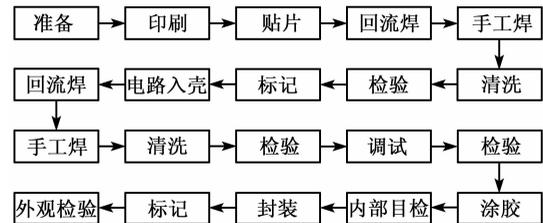


图 11 LC 滤波器工艺流程图

目前,为提高产品可靠性,LC 滤波器大量采用回流焊接方式进行生产,但是由于产品的设计需要,在整个工艺装配环节,还需要在局部进行电感手工焊接,存在二次焊接和元件单端受热等影响元器件可靠性问题。印制板最终装入外壳的过程中,为保证良好接地,还需将印制板和金属壳体良好焊接。

上述 3 次焊接中,为避免元件的二次熔融问题,产品内部元器件装配使用无铅回流焊工艺,所用焊料(包括电容、电感所用焊料)熔化温度为 $217\text{ }^{\circ}\text{C}$ 。由于调试和元器件装配顺序的要求,部分元件在整个印制板经回流焊接完成后,需要手工焊接,应采用同种熔化温度为 $217\text{ }^{\circ}\text{C}$ 的焊料焊接。最后印制板装配进金属壳体时,采用回流焊工艺,焊料采用熔化温度为 $143\text{ }^{\circ}\text{C}$ 的锡铅焊料,将壳体和印制板可靠焊接,确保良好接地。

按照电容焊接工艺规范要求,为避免电烙铁突然对电容的升温,电容器内部变形,导致热应力损伤,要求焊接的同时预热印制板和电容,预热温度为 $100\text{ }^{\circ}\text{C}$,保证电容和焊料之间的温度差很小,且焊接完成后,应缓慢冷却,避免造成电容的介质受损。

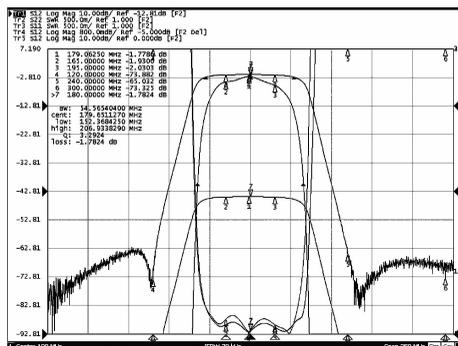
待产品冷却至室温后,使用清洗剂浸泡 30 min,用防静电刷刷洗;再在无水乙醇中刷洗、清漂,直至产品内部无多余物。

由于元器件参数的离散性,调试时还需手工对电感元件的线圈间距进行调整,产品元器件的手工焊接和元件调整会对产品的可靠性产生影响。电感量调整工序使用非尖锐的塑料镊子和专用工装避免对电感的损伤。完成后还需对电感点胶固化。采用

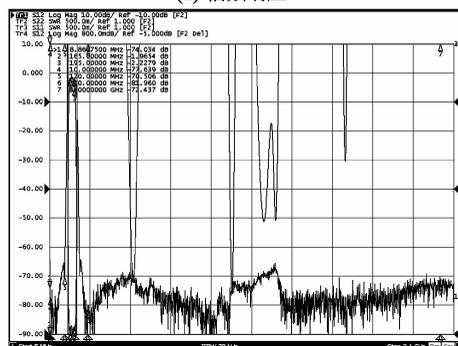
20倍显微镜内部目检,封帽标识。

3 实验结果

根据上述设计思路,加工的 LC 滤波器实物使用网络分析仪 Ceyear 3656B 进行测试。在室温下测试结果如图 12 所示,通带插入损耗 ≤ 1.1 dB;群时延波动 ≤ 5 ns@ $f_0 \pm 15$ MHz;带外抑制: ≥ 52 dBc(10~120 MHz), ≥ 54 dBc(240~300 MHz), ≥ 62 dBc(300 MHz~3 GHz);多只间幅度一致性 ≤ 0.3 dB,多只间相位一致性 $\leq 5^\circ$ 。



(a) 幅频响应



(b) 远端抑制

图 12 LC 滤波器实测幅频响应和远端抑制结果

产品经 25 次温度冲击(GJB360B-2009 方法 107),温度为 $-55 \sim 125^\circ\text{C}$,保温时间 ≥ 0.5 h)、冲击试验(GJB360B-2009 方法 213 条件 G,六向,每向冲击 3 次)、稳态加速度(GJB360B-2009 方法 212 条件 A, 500 m/s^2)、高温寿命(1 000 h)等环境试验的考核,试验前后插入损耗变化率 ≤ 1 dB,带外抑制变化率: ≤ 4 dB(10~120 MHz)、 ≤ 4 dB(240~300 MHz)、 ≤ 4 dB(300 MHz~3 GHz)。

4 结束语

本文介绍了一种具有高幅相一致性、高可靠 LC

滤波器的设计方法,通过灵敏度容差分析得到影响性能参数的主要器件,对影响 LC 滤波器可靠性因素进行分析,改进滤波器的生产工艺,优化工艺生产方法,确保产品在星载环境条件下的可靠应用。

参考文献:

- [1] 薛羽,李伟.八通道功率放大器批量生产幅相一致性研究[J].现代雷达,2016,38(6):67-70.
XUE Yu, LI Wei. A study on amplitude-phase consistency of 8-channel power amplifier modules in batch production[J]. Modern Radar, 2016, 38(6): 67-70.
- [2] 魏强.一种线性相位 LC 滤波器的设计[J].压电与声光,2019,41(5):621-626.
WEI Qiang. Design of a linear phase LC filter[J]. Piezoelectrics & Acousto-optics, 2019, 41(5): 621-626.
- [3] 王胜福,世娟.一种高性能 X 波段 GaAs 开关滤波器芯片[J].半导体技术,2020,45(8):592-596.
WANG Shengfu, SHI Juan. A high performance X-band gaas switching filter chip [J]. Semiconductor Technology, 2020, 45(8): 592-596.
- [4] 徐昌文,王奇,孙建萍.一款 L 波段隔离滤波组件的设计制作[J].固体电子学研究与进展,2020,40(1):23-26.
XU Changwen, WANG Qi, SUN Jianping. Design and fabrication of an L-band assembly of isolator and filter [J]. Research & Progress of SSE, 2020, 40(1): 23-26.
- [5] 陈春燕. LC 滤波器设计和容差分析[J].移动通信,2012(1):94-99.
CHEN Chunyan. Design and tolerance analysis of LC filter[J]. Mobile Communications, 2012(1): 94-99.
- [6] 杜银波,许悦.小型化 LC 滤波器可靠性研究[J].半导体技术,2011,20(1):79-83.
DU Yinbo, XU Yue. Study of compact LC filter reliability [J]. Semiconductor Technology, 2011, 20(1): 79-83.
- [7] 许悦,刘晓红,杜银波,等.无源 LC 滤波器磁环电感元件可靠性研究[J].电子产品可靠性与环境试验,2013(1):44-47.
XU Yue, LIU Xiaohong, DU Yinbo, et al. Study of reliability of inductances fabricated in LC filters[J]. Electronic Product Reliability and Environmental Testing, 2013(1): 44-47.

基于双层扇形基片集成波导的双频平衡滤波器

张胜,季超,王康

(中国矿业大学 信息与控制工程学院,江苏 徐州 221116)

摘要:提出了一种表面刻有一对互补开环谐振器(CSRR)的 45° 扇形基片集成波导谐振腔(SSIWWR),设计并制作了一款结构紧凑且具有高选择性的双层双频平衡带通滤波器。分别利用具有带通特性的CSRR和谐振腔内的 TM_{220} 模实现了差模双频响应;模式间的耦合以及缺陷地结构(DGS)的引入使得滤波器在通带附近产生4个传输零点,提高了带外抑制。此外,通过平衡结构以及优化的馈电位置,实现了良好的共模抑制。滤波器的中心频率为10.13 GHz和10.83 GHz, -3 dB带宽为140 MHz和150 MHz,两通带内的共模抑制分别超过了30.36 dB和29.87 dB,实测结果与仿真结果基本一致。

关键词:平衡滤波器;双频带通滤波器;扇形基片集成波导;双层结构;互补开环谐振器

中图分类号:TN713;TM23 **文献标志码:**A

Dual-band Balanced Filter Based on Double-layer Sector Substrate Integrated Waveguide

ZHANG Sheng, JI Chao, WANG Kang

(School of Information and Control Engineering, China University of Mining and Technology, Xuzhou 221116, China)

Abstract: A 45° sector substrate integrated waveguide resonator (SSIWWR) with a pair of complementary splitting resonators (CSRR) etched on the surface was proposed. A compact double-layer dual-band balanced bandpass filter with high frequency selectivity was designed and fabricated. The differential-mode dual-band response is realized by using the CSRR with bandpass characteristic and the TM_{220} mode in the cavity respectively. The coupling between modes and the introduction of defective ground structure (DGS) made the filter produce four transmission zeros near the passband, which improves the out-of-band rejection. In addition, good common-mode suppression has been achieved through the balanced structure and optimized feeding positions. The center frequency of the filter is 10.13 GHz and 10.83 GHz, the -3 dB bandwidth is 140 MHz and 150 MHz, and the common-mode suppression in the two passbands exceeds 30.36 dB and 29.87 dB, respectively. The measured results are basically consistent with the simulated ones.

Key words: balanced filter; dual-band bandpass filter; sector substrate integrated waveguide; double-layer structure; complementary split-ring resonator

0 引言

近年来,为了满足无线通信系统的发展需求,平衡式电路因其出色的抗干扰能力得到迅速发展^[1-2]。此外,采用具有低成本,低损耗和易于集成等优点的基片集成波导(SIW)技术来设计双频滤波器也成为研究热点^[3-4]。因此,基于SIW的双频平衡滤波器的设计具有重要意义。在以往研究中,宽带零点法^[5]和高次模法^[6]是实现SIW平衡滤波器双频响应的主要方法,但会使滤波器尺寸太大,不利于系统

集成。为了缩小尺寸,SIW双层结构被应用于平衡滤波器设计中^[7-8],但其频率选择性较差。

为了提高带外抑制且满足小型化要求,本文提出了一款基于 45° 扇形基片集成波导谐振腔(SSIWWR)的双频平衡带通滤波器。该滤波器分别利用互补开环谐振器(CSRR)和 TM_{220} 模来构建差模双通带,并采用双层结构进一步减小尺寸;此外,模式间的交叉耦合和缺陷地结构(DGS)的引入使滤波器在通带附近产生4个传输零点,大幅提升了频率选择特性;最后,优化的馈电位置也使滤波器在通带内

收稿日期:2020-09-05

基金项目:中央高校基本科研业务费专项基金资助项目(2019GF12)

作者简介:张胜(1977-),男,安徽宿州人,副教授,博士,主要从事微波、毫米波技术及其应用的研究。

获得良好的共模抑制。

1 差模和共模分析

本文首次将 45° 的 SSIWR 应用于平衡滤波器的设计中。与传统圆形 SIW 谐振腔相比,该腔体不仅保留了相似的谐振特性,且更容易抑制高次模。因为 SSIWR 中基模和低次模与圆形腔体中高次模拥有相似的谐振频率和电场分布,即 SSIWR 比圆形 SIW 谐振腔中存在更少的波形^[9]。

本文选取了腔体中的 TM_{220} 模来构建其中一个差模通带, TM_{220} 模的电场分布如图 1(a)所示。由图可知,该模式关于对称面呈奇对称,它在对称面两侧的电场方向相反,强度几乎一致。因此,如果将一对平衡馈电端口设置于对称面的两侧, TM_{220} 模仅会在差模传输模式下被激励,即 TM_{220} 模下的 SSIWR 可以作为一个传输差模信号并抑制共模信号的平衡结构。

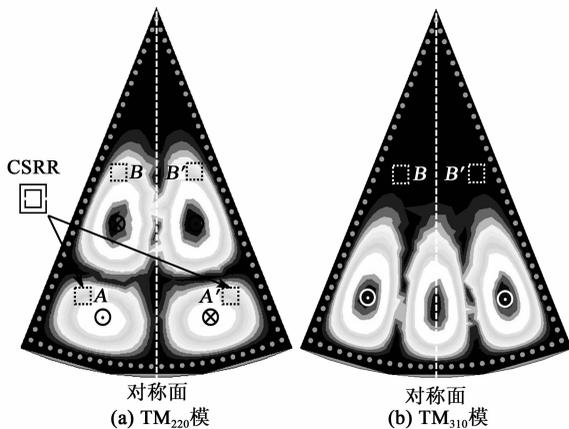


图 1 SSIWR 中的电场分布图

另一个差模通带则由 CSRR 激励耦合产生。CSRR 可以看作电偶极子,需要轴向电场的激励才能被有效激发;当其谐振频率低于波导截止频率时,CSRR 则具有带通特性^[10]。本文利用该性质在 SSIWR 表面上的 A 和 A' 区域分别刻蚀了一对 CSRR,并由 TM_{220} 模在该区域的轴向电场激励而产生通带响应。因为 CSRR 仅需刻蚀在腔体表面,所以相较于传统的双频构建方法,该方法能使滤波器尺寸显著减小。

然而,与 TM_{220} 模相近的 TM_{310} 模呈偶对称(见图 1(b))。该模式在共模传输下被激励,将对通带内的共模抑制产生不利影响。为了提高滤波器的共模抑制效果,需要在保证 TM_{220} 模传输的前提下抑制 TM_{310} 模。此时,平衡馈电端口应该选在图 1 中的 B 和 B' 区域附近。因为在该区域 TM_{310} 模会因电场强度太小而得不到有效激发, TM_{220} 模则不会

受到影响。

2 滤波器设计

根据上述分析,本文提出了一款基于 SSIWR 的双频平衡滤波器,如图 2 所示。2 个相同的 45° 扇形谐振腔垂直级联以实现二阶响应,腔体的上、下金属表面分别刻蚀了一对 CSRR。4 个对称分布的矩形孔刻蚀于中间金属层,从而实现两腔体间的内部耦合。两对 $50\ \Omega$ 的共面波导-微带线过渡结构作为滤波器的平衡输入和输出端口(端口 1, 1' 和端口 2, 2')。图 2(b)中, w_d 为缺陷地结构(DGS)的宽度, g 为 CPW 槽线的宽度, p 为 SIW 金属通孔的间距, l_d 为 DGS 与谐振腔间距, l_1 为平衡馈电的位置, l_2 、 l_3 一起表征中间金属层主耦合孔的位置, l_4 、 l_5 一起表征互补开环谐振器(CSRR)在腔体表面上的位置, l_s 、 l_g 分别为 CPW 的横、纵向插入深度, d 为 SIW 金属孔的直径, w_1 、 w_2 分别为主、辅耦合孔边长, w_0 为馈电线的宽度, a 为 CSRR 的外围边长, b 为 CSRR 内部槽线的宽度, c 为 CSRR 结构的开口大小。

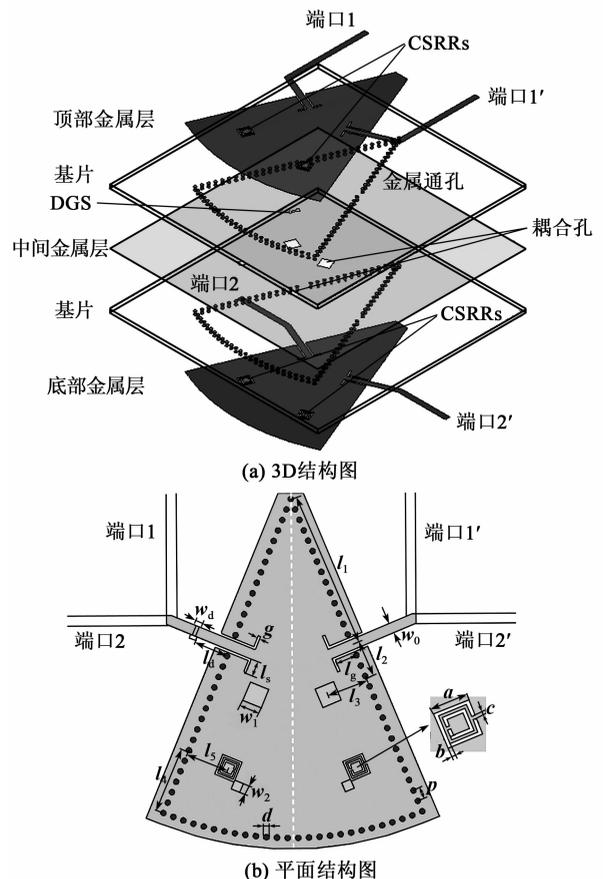


图 2 平衡滤波器的结构图

根据奇偶模理论,平衡滤波器的对称面在差模传输下可以看成理想电壁,而在共模传输下可以看成理想磁壁。因此,在差模传输下,该结构可以等效为一个二端口滤波器,其双端口拓扑图如图 3 所示。图中节点 1(3)和 2(4)分别代表第一个腔体和第二个腔体内的 CSRR 和 TM_{220} 模,节点 S 和 L 分别代表源和负载。两个 CSRR 分别被激励并耦合形成第一个差模通带,第二个通带则由腔体内的 TM_{220} 模耦合形成。

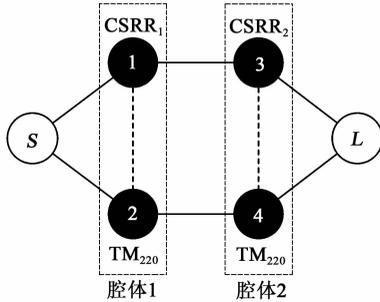


图 3 等效双端口拓扑图

此外,同一个腔体内不同模式间也存在着耦合,会在差模通带间产生两个传输零点^[10],具体如图 4 所示。图中, S_{dd21} 为差模传输模式下的 S 参数;传输零点 TZ_2 和 TZ_3 由 CSRR 与 SIW 谐振器(TM_{220} 模)交叉耦合产生,传输零点 TZ_1 和 TZ_4 分别由腔体内低次模和高次模的旁路耦合产生。 TZ_2 和 TZ_3 的位置受 a (见图 2(b))的影响较大,当 a 增大时, TZ_2 和 TZ_3 均向左侧偏移,而 TZ_1 和 TZ_4 的位置基本保持不变。

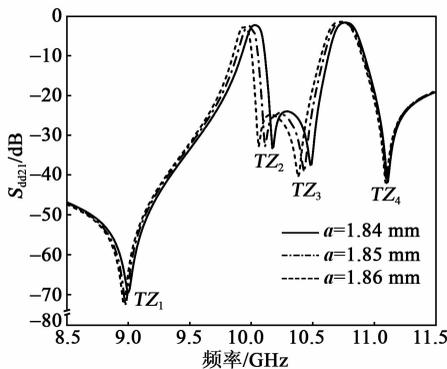


图 4 不同 a 下的差模 S 参数

为了进一步提高滤波器的频率选择性,本文在中间金属层上引入了 DGS(见图 2)。DGS 可以改变传输线上的分布电容和电感,从而具有带阻特性^[11],因此可以被用来改善阻带抑制。由图 5 可看出,DGS 的引入使 TZ_1 向通带方向明显偏移,第一个通带左侧的带外抑制得到提升,而另外 3 个传输

零点并未受到影响。 TZ_1 的位置由 w_d 和 l_d 控制,当 l_d 或 w_d 越大时, TZ_1 越向通带靠拢。但过高的频率选择性会导致通带内共模抑制的恶化,尤其是第二个差模通带。经过调谐和优化,本文选取 $l_d = 4.6 \text{ mm}$ 、 $w_d = 0.2 \text{ mm}$ 作为最优设计参数。

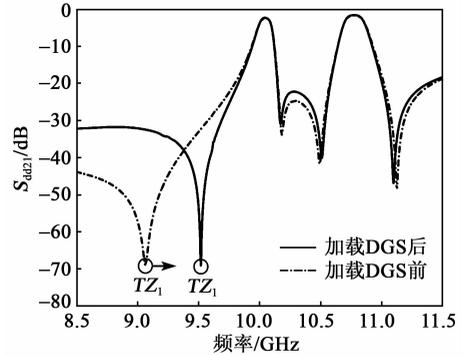


图 5 加载 DGS 前后的差模 S 参数

此外,平衡馈电端口的的位置直接影响通带内的共模抑制性能。通过调节 l_1 可使腔体内的 TM_{310} 模不被有效激励,以实现良好的共模抑制。图 6 为两通带内不同馈电位置的共模传输模式下的 S 参数 (S_{cc21})。由图可知,当 l_1 越小,即馈电位置越往上时,滤波器的共模抑制越好;然而,过小的 l_1 会影响 TM_{220} 及 CSRR 的正常激励。本文最终优化的 $l_1 = 14 \text{ mm}$ 。

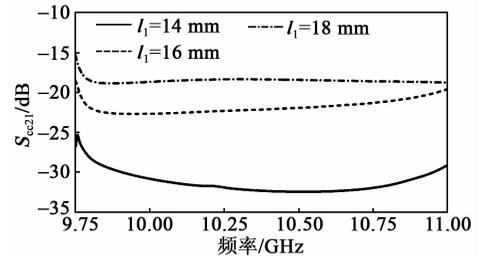


图 6 不同 l_1 下的共模 S 参数

3 加工与测试

本设计的所有仿真与加工均是在厚度为 0.635 mm 、相对介电常数为 6.15 的 RT/duroid 6006 介质基片上实现,所用扇形谐振腔的半径为 30 mm ,该滤波器的其他设计参数如表 1 所示。加工后的平衡滤波器如图 7 所示。

表 1 设计参数 mm

l_1	l_2	l_3	l_4	l_5	l_d
14	3.24	3.66	5.85	3.85	4.6
l_g	l_s	w_0	w_1	w_2	w_d
1.97	1.27	0.92	1.78	0.84	0.2
a	b	c	d	g	p
1.82	0.16	0.16	0.5	0.2	1

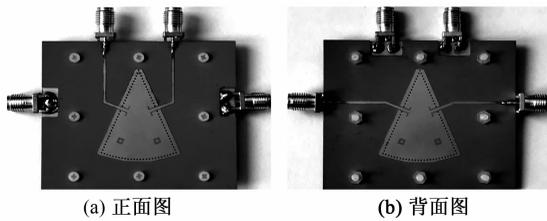


图7 滤波器的实物图

图8为滤波器仿真结果与实测结果的对比。由图可知,实测结果与仿真结果基本吻合。对于第一个差模通带,其中心频率为10.13 GHz, -3 dB带宽为140 MHz;第二个差模通带的中心频率为10.83 GHz, -3 dB带宽为150 MHz。两个通带内所测量(仿真)的最小插入损耗分别为2.15 dB(1.9 dB)和2.35 dB(1.87 dB),这种差异主要是由SMA连接器产生的损耗造成的。滤波器在两差模通带内均取得了良好的共模抑制效果,所测量的共模抑制分别超过了30.36 dB和28.87 dB。4个传输零点分别位于9.58 GHz、10.29 GHz、10.62 GHz和11.1 GHz处,其中最高的带外抑制达到54.34 dB。由表2可看出,该滤波器在小型化和频率选择性能方面具有明显优势。表中, λ_{g1} 和 λ_{g2} 均为电长度。

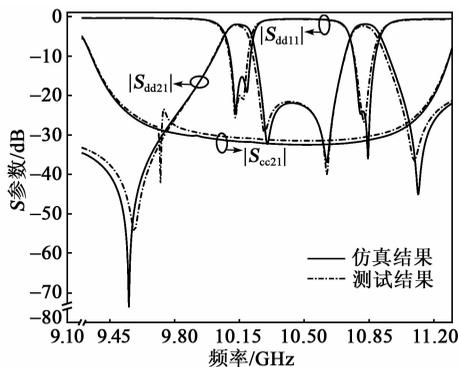


图8 滤波器的仿真和测试结果

表2 基于SIW的双频平衡滤波器的比较

文献	中心频率/GHz		插入损耗/dB		$\lambda_{g1} \times \lambda_{g2}$	TZ的数量
	通带1	通带2	通带1	通带2		
[5]	9.40	9.98	2.24	2.01	2.67×2.64	2
[6]	9.23	14.05	2.90	2.7	2.70×1.27	1
[7]	9.51	14.95	2.77	2.42	0.98×0.98	1
[8]	3.50	5.24	1.52	1.65	1.23×1.23	2
本文	10.13	10.83	2.15	2.35	0.78×1.01	4

4 结束语

本文提出了一款基于 45° 扇形基片集成波导谐振腔的双频平衡滤波器。为达到小型化的目的,本文将具有带通特性的CSRR应用于平衡滤

波器双频响应的实现中,并结合SIW双层技术使滤波器的尺寸得到可观的缩小。此外,为了提高共模抑制,对滤波器平衡馈电位置进行了优化。最后,4个传输零点的产生也使滤波器具备了出色的频率选择性。

参考文献:

- [1] CAI Jing, YANG Yongjie, QIN Wei, et al. Wideband tunable differential bandstop filter based on double-sided parallel-strip line[J]. IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology, 2018, 8(10): 1815-1822.
- [2] LEE C, CHEN H, SHIH W, et al. Balanced wideband filtering planar inverted-F antenna design [J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2017, 16: 716-719.
- [3] ZHANG Hao, KANG Wei, WU Wen. Miniaturized dual-band SIW filters using E-shaped slotlines with controllable center frequencies [J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2018, 28(4): 311-313.
- [4] AZAD A, MOHAN A. Single- and dual-band bandpass filters using a single perturbed SIW circular cavity [J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2019, 29(3): 201-203.
- [5] ZHANG Gang, WANG Jianpeng, GE Sheng, et al. A new balanced dual-band SIW bandpass filter with high common-mode suppression[C]//Nanjing: 2015 Asia-Pacific Microwave Conference (APMC), 2015: 1-3.
- [6] SHEN Yijin, WANG Hui, KANG Wei, et al. Dual-band SIW differential bandpass filter with improved common-mode suppression[J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2015, 25(2): 100-102.
- [7] ZHOU Kai, KANG Wei, WU Wen. Compact dual-band balanced bandpass filter based on double-layer SIW structure[J]. Electronics Letters, 2016, 52(18): 1537-1539.
- [8] LI Peng, CHU Hui, ZHAO Dan, et al. Compact dual-band balanced SIW bandpass filter with improved common-mode suppression[J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2017, 27(4): 347-349.
- [9] ZHANG Sheng, GUO Ya, ZHOU Yuyu, et al. Two miniaturized triple-band filters based on 90° sector substrate integrated waveguide[J]. Microwave & Optical Technology Letters, 2020(62):1-9.
- [10] GAO Haoyang, TANG Zongxi, CAO Xin, et al. Compact dual-band SIW filter with CSRRs and complementary spiral resonators[J]. Microwave & Optical Technology Letters, 2016, 58(1): 1-4.
- [11] ZHENG C Y, XU F. A compact wideband filter designed on single one-third equilateral triangular cavity [J]. Microwave & Optical Technology Letters, 2016, 58(8): 1993-1996.

基于 YIG 单晶薄膜的陷波器设计

王大勇¹, 燕志刚¹, 安弟曦², 李俊¹, 张平川¹, 刘颖力²

(1. 中国电子科技集团公司第九研究所, 四川 绵阳 621000; 2. 电子科技大学 电子科学与工程学院, 四川 成都 610054)

摘要:针对基于环球耦合谐振的钇铁石榴石(YIG)小球陷波器装配调试工艺复杂、不利于多通道集成的问题,提出了一种采用静磁波技术来实现 YIG 单晶薄膜陷波器结构与设计方法。该文通过对单晶薄膜陷波器工作原理的分析,静磁反向体波的角频率与波数(ωk)色散特性与微带激励谐振换能器的静磁波激励特性的数值计算及器件仿真优化,设计了调谐工作频段为 6~8 GHz 的实用化 YIG 单晶薄膜陷波器。设计仿真与实验结果表明,在 6~8 GHz 内调谐频段陷波器均能保证良好的通带插损、阻带深度及 30 dB 阻带带宽等技术指标。

关键词:陷波器;钇铁石榴石(YIG)单晶薄膜;静磁反向体波;色散;辐射电阻

中图分类号:TN713;TM22 **文献标志码:**A

Notch Filter Design Based on YIG Single Crystal Thin Film

WANG Dayong¹, YAN Zhigang¹, AN Dixi², LI Jun¹, ZHANG Pingchuan¹, LIU Yingli²

(1. The 9th Research Institute of China Electronics Technology Group Corporation, Mianyang 621000, China;
2. School of Electronic Science and Engineering, University of Electronic Science and Technology, Chengdu 610054, China)

Abstract: To solve the problem that the assembly and debugging process of Yttrium Iron Garnet(YIG) sphere notch filter based on sphere coupled resonance is complex and not conducive to multi-channel integration, a structure and design method of YIG single crystal thin film notch filter implemented by magneto-static wave(MSW) technology is proposed in this paper. A practical YIG single crystal thin film notch filter with the tunable operating frequency range of 6~8 GHz was designed based on analyzing the operating principle of the single crystal thin film notch filter and optimizing the numerical calculation and device simulation of the angular frequency and wave number (ωk) dispersion characteristics of magnetostatic backward bulk wave and magnetostatic wave excitation characteristics of microstrip excited resonant transducer. The simulation and experimental results show that the notch filter can ensure good pass-band insertion loss, stop-band depth and 30 dB stop-band bandwidth, etc. in the tuning band of 6~8 GHz.

Key words: notch filter; YIG single crystal thin film; magneto-static backward bulk wave; dispersion; radiation resistance

0 引言

在电子对抗技术中,雷达、通信、导航等电磁信号密集而复杂,如何有效地提炼出需要的信号成为接收技术关键点和面临的主要问题。钇铁石榴石(YIG)器件因其具有工作频率可调谐及阻带特性好等特点,被广泛应用于雷达、电子对抗、通讯系统的接收机中,作为预选器或陷波器使用,起着抑制有害信号、保护接收机正常工作的重要作用。

当前电子对抗系统普遍向阵列化、综合一体化方向发展,多通道、多功能集成 YIG 器件逐渐成为主流应用。但是,采用环球耦合谐振的 YIG 小球陷波器受制于立体结构^[1],存在器件装配与调试难等工艺问题,在多通道、多功能集成的发展方面受到调

谐一致性难以保证,集成组件体积质量过大的问题,严重制约了器件的多通道、多功能集成的发展。而基于 YIG 单晶铁氧体薄膜材料的静磁波(MSW)谐振器具有平面化特性,在器件设计、制作工艺等方面均有利于器件的小型化及多通道与多功能集成。因此,研究薄膜平面化谐振器技术对 YIG 器件的集成化发展具有重要的意义。

1 YIG 单晶薄膜陷波器设计

1.1 器件原理

基于 YIG 单晶薄膜的 MSW 陷波器主要由磁路、谐振电路、射频(RF)接口 3 部分组成,原理模型如图 1(a)所示。当无外加磁场时,单晶薄膜相当于介质基片,输入电磁波信号在传输线中传输,输出信

号基本无明显衰减,为直通状态;当有特定强度与方向的外加磁场时,传输线中传输的电磁波将在特定频率与 YIG 单晶铁氧体薄膜进行耦合,激励出 MSW,实现对输入信号的能量耗散形成阻带,阻带中心频率与阻带深度由 MSW 的激励频率及激励效率决定。MSW 的色散、激励模型如图 1(b)所示,其激励效率用微带谐振换能器的辐射电阻表示,辐射电阻的大小及频率特性与外加偏置直流磁场(H)、YIG 薄膜的饱和磁化强度(M_s)、薄膜的厚度、传输线基板的介电常数和厚度等参数相关,通过 H 的大小可实现对阻带中心频率的调谐特性。图中,GGG 为钆镓石榴石衬底, w 为微带宽度, t 为 YIG 薄膜厚度, l_1 为 GGG 衬底厚度, ϵ 为介电常数, μ 为张量磁导率。

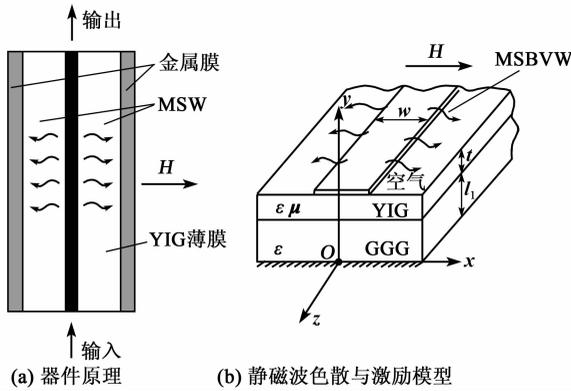


图 1 静磁波陷波器工作原理

MSW 是一种可在磁性介质中传播的慢色散波,本质上是自旋波的长波模式,传播速度比相应电磁波低 2~4 个数量级,它可在微波电流和外加偏置磁场(H_0)的作用下激励。根据偏置磁场的方向,静磁波有静磁表面波(MSSW)、静磁反向体波(MSBVW)、静磁前向体波(MSFVW)3 种模式^[2],如图 2 所示。长期以来,人们对于 MSW 器件的研究主要集中在带通滤波器及延迟线方面,采用的主要模式是 MSSW,由于 MSW 具有较强的色散性且插损较大,因此,MSW 器件的实用化发展缓慢,实用化器件的报道极少。虽然国内外基于 MSW 原理的研究已较多,但本文提出的采用 MSW 技术实现可调谐陷波器的原理与结构还尚未见报道。

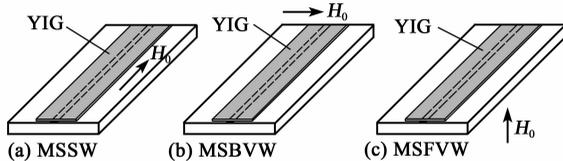


图 2 MSW 激励的 3 种模式

因 YIG 单晶薄膜常采用液相外延(PLE)工艺制备,其上、下表面的质量难以控制。由于静磁体波在薄膜体内传播时受 YIG 单晶薄膜表面质量的影响较小,因而所制成的器件损耗小^[3];同时相对于 MSSW 的激励方式^[4],激励静磁体波的磁极间距更短且易于实现,有利于器件体积的小型化。本文设计的基于 YIG 单晶薄膜的陷波器采用 MSBVW 的激励模式,如图 1(b)所示。

1.2 器件设计

根据单位长度微带换能器的 MSW 激励效率 $\delta = \frac{R_m}{2\text{Re}(Z_0)}$ (其中 R_m 为激励 MSW 的单位长度微带换能器辐射电阻, Z_0 为换能器的特征阻抗),激励的 MSW 功率 $P_m = P_i(1 - e^{-2\delta l})$ 表示输入,如此得到器件的阻带深度 D 为

$$D = 10 \lg \frac{P_i - P_m}{P_i} = -10 \frac{R_m^\pm}{\text{Re}(Z_0)} l \cdot \lg e \quad (1)$$

式中: P_i 为输入信号功率; l 为换能器长度。

由式(1)可见, D 与 R_m 、 l 成正比,激励换能器的 R_m 越大,YIG 薄膜(换能器)的 l 越长,则 D 越深。因此,器件设计的关键是对 R_m 的计算。微带激励 MSBVW 的 R_m 为

$$R_m = \frac{4\pi\omega \text{sinc}^2\left(\frac{k w}{2}\right) \cdot \tanh^2 k l_1}{2k \left[\left(\frac{t}{\mu}\right) (\tanh^2 k l_1 + \mu) - l_1 \text{sech}^2 k l_1 \right]^2} \quad (\Omega/\text{cm}) \quad (2)$$

式中: ω 为角频率; k 为静磁波波数。

其中所用到的 ωk 的关系由图 1(b)所示模型的 MSBVW 色散方程确定,并通过数值^[5-7] 计算得到,其表达式为

$$\mu - (1 + \tanh k l_1) \xi \arctan\left(\frac{k t}{\xi}\right) + \tanh k l_1 = 0 \quad (3)$$

其中:

$$\xi = \sqrt{-\mu} \quad (4)$$

$$\mu = 1 + \frac{\omega_M \omega_H}{\omega_H^2 - \omega^2} \quad (5)$$

$$\omega_M = \gamma \cdot M_s \quad (6)$$

$$\omega_H = \gamma \cdot H \quad (7)$$

式中 γ 为旋磁比。

当 $M_s = 139.26 \text{ kA/m}$, 铁磁共振线宽 $\Delta H = 79.58 \text{ A/m}$, $t = 20 \text{ }\mu\text{m}$, $l_1 = 500 \text{ }\mu\text{m}$, $H = 147.22 \text{ kA/}$

$m, \omega = 0.35 \text{ mm}$ 时,通过数值计算求解式(2)、(3)得到的 ωk 色散关系及换能器单位长度的 R_m ,如图3所示。

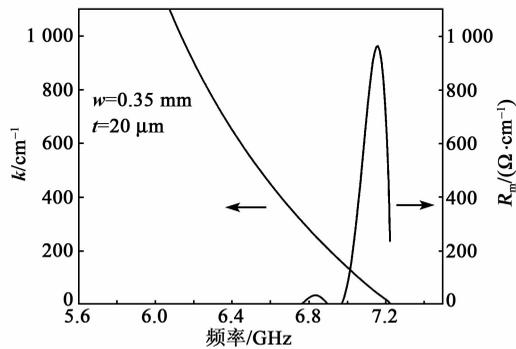


图3 波数 k 与 R_m 的色散特性

采用 HFSS 电磁仿真软件建立仿真模型,当 $H = 147.22 \text{ kA/m}$ 时,针对 YIG 薄膜参数与 ω 、吸收金属层的位置等参数的仿真分析,器件的 HFSS 典型仿真模型与结果如图4所示。由图4(b)可知,阻带中心频率位置与图3所示的 R_m 的位置相符, $D = -77 \text{ dB}$ 符合设计目标要求,通过控制 H 的大小,可在 $6 \sim 8 \text{ GHz}$ 实现基本一致的阻带调谐特性。

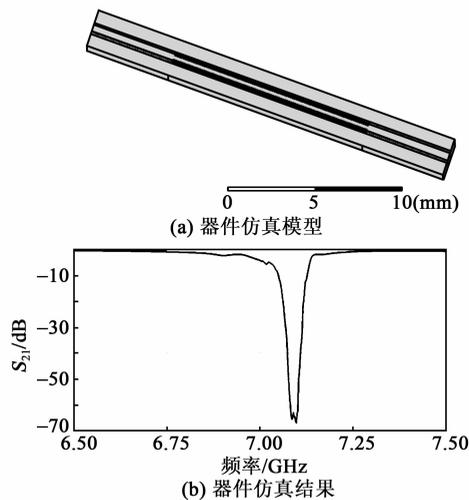


图4 器件仿真模型与结果

1.3 磁路设计

器件的实现及频率的调谐均需要通过偏置磁场来实现。磁路结构采用自屏蔽罐形结构,通过漏磁系数法结合谐振电路外形尺寸初步确定磁路的结构尺寸^[8],工作气隙由谐振电路确定,线圈匝数和大小可通过改变调谐灵敏度和调节线径确定,因此,磁路设计的重点是对磁轭结构和磁极柱的设计。借助 Maxwell 3D 软件建立磁路等比例模型(见图5(a)),对调谐磁路进行动态仿真分析,完成

线性磁路优化设计,精确计算出满足平面谐振电路要求的磁场均匀区域,确定磁极柱尺寸。为了提高磁路导磁效率,防止局部磁通密度过大导致的磁场非线性及漏磁增大,还需对磁轭结构进行重点设计,保证磁路在整个工作频带内都处于线性区域。通过 Maxwell 3D 仿真优化设计后,仿真结果如图5(b)所示。由图5(b)可看出,该磁路可在所需空间范围产生从 $0 \sim 183.03 \text{ kA/m}$ 的均匀可调磁场,以满足磁场偏置与频率调谐功能。

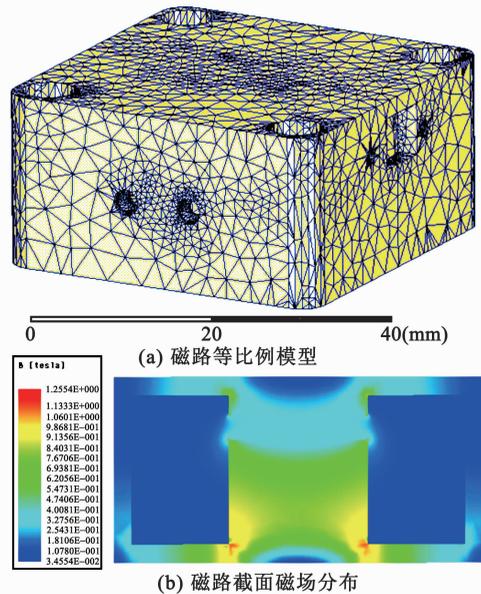


图5 磁路等比例模型及磁路截面磁场分布

2 陷波器制作与测试

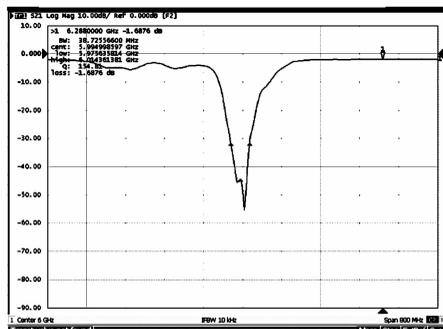
根据图4(b)的仿真结果,采用以 GGG 单晶片为基板,通过液相外延工艺生长的 YIG 单晶薄膜, $t = 20 \mu\text{m}$, $M_s = 139.26 \text{ kA/m}$,铁磁共振线宽为 79.58 A/m 。通过磁控溅射、光刻等工艺在 YIG 单晶薄膜上制作微波谐振微带电路,然后采用晶片切割工艺,将微波谐振电路切割成 $12 \text{ mm} \times 3 \text{ mm}$ 的单元外形尺寸,制备了 YIG 单晶薄膜的陷波器谐振电路与器件样品(见图6)。



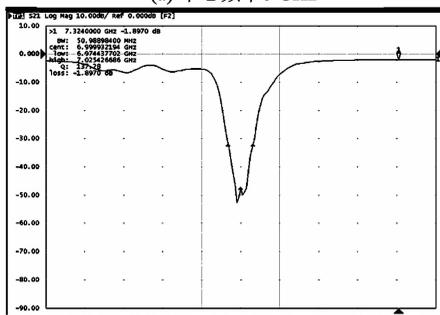
图6 YIG 单晶薄膜谐振电路与器件样品

器件可通过磁场实现频率调谐,在3个典型频率点(6 GHz 、 7 GHz 、 8 GHz)的测试曲线如图7所示,器件在 $6 \sim 8 \text{ GHz}$ 时具有基本一致的陷波特性,通带插损 $< -3 \text{ dB}$,插入损耗 $IL > -50 \text{ dB}$,

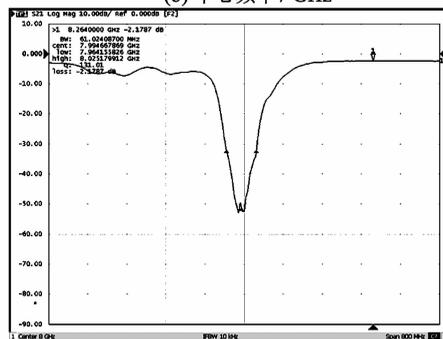
-30 dB带宽>20 MHz。因为在器件研制实验中,薄膜谐振激励单元与外电路的匹配连接不理想,单晶薄膜受到电极层的应力作用而对薄膜性能产生了影响,导致陷波器的 D 与理想状态下的仿真结果有差距,但器件的阻带中心频率、带宽与设计结果吻合。



(a) 中心频率6 GHz



(b) 中心频率7 GHz



(c) 中心频率8 GHz

图7 器件性能测试曲线

3 结束语

通过MSBVW的激励可实现基于YIG单晶薄

膜的陷波器性能,器件的中心频率与阻带深度由激励MSBVW的辐射电阻 R_m 的色散特性决定,即取决于YIG单晶薄膜的饱和磁化强度、铁磁共振线宽、薄膜厚度等参数及微带换能器的结构。器件可通过计算MSW的色散与激励、结合电磁仿真软件对激励谐振电路、磁路结构等进行设计优化。本文的研究对MSW器件的实用化发展、磁性薄膜在微波器件中的设计应用具有重要的参考价值。

参考文献:

- [1] 张平川,谷明喜,刘进. YIG调谐带通滤波器相位一致性设计[J]. 磁性材料及器件,2013,44(5):28-31.
ZHANG Pingchuan, GU Mingxi, LIU Jin. Design on phase consistency of YIG-tuned band pass filter[J]. Journal of Magnetec Materials and Devices, 2013, 44(5):28-31.
- [2] 武保剑. 微波静磁波模式特性分析[J]. 微波学报, 2006,22(4):5-7.
- [3] 冯则坤,何华辉. 静磁波基本特性及其频散特性控制[J]. 探测与控制学报,1999,21(3):49-52.
- [4] 杨青慧,刘颖力,张怀武,等. 高性能静磁表面波带通滤波器设计[J]. 压电与声光,2005,27(1):14-17.
YANG Qinghui, LIU Yingli, ZHANG Huaiwu, et al. Design of high performance magneto-static surface wave band-pass filter[J]. Piezoelectrics & Acousto-optics, 2005, 27(1):14-17.
- [5] MILLER N D J. Non-reciprocal magnetostatic volume wave[J]. IEEE Trans Mag, 1978, 14(5):829-831.
- [6] PAREKH J P, TUAN H S. Excitation of magnetostatic backward volume waves[J]. IEEE Trans Mag, 1980, 16(5):1165-1167.
- [7] DANIEL M, EMTAGE P R. Magnetostatic volume wave propagation in a ferrimagnetic double layer[J]. Journal of Applied Physics, 1982, 53:3723.
- [8] 易敬曾. 磁场设计与磁路设计[M]. 成都:成都电讯工程学院出版社,1987.

小体积高频5次泛音晶体滤波器

彭胜春, 阳皓, 邱泽林, 李亚飞, 张静雯, 侯京川

(中国电子科技集团公司第二十六研究所, 重庆400060)

摘要:该文提出了一种小体积高频晶体滤波器的设计方法。通过采用5次泛音的设计,实现了140 MHz的工作频率,降低了生产成本,提高了器件的可靠性。同时为了实现较小的外形尺寸封装,在保证滤波器性能的情况下,对晶片尺寸和磁芯进行小尺寸设计,使其体积仅为常规晶体滤波器的一半。结果表明,该滤波器的工作频率为140 MHz,3 dB带宽为11 kHz,带内波动小于0.5 dB,阻带抑制大于50 dB。

关键词:晶体滤波器;小体积;高频;泛音

中图分类号:TN713;TM22 **文献标志码:**A

Fifth-Overtone Crystal Filter with Small Size and High Frequency

PENG Shengchun, YANG Hao, QIU Zelin, LI Yafei, ZHANG Jingwen, HOU Jingchuan

(The 26th Institute of China Electronics Technology Group Corporation, Chongqing 400060, China)

Abstract: This paper presents a method to design crystal filter which has the characteristics of small size, high frequency. By adopting the fifth-overtone design, the operating frequency of 140 MHz has been realized, and the cost is reduced and the reliability of device is improved. At the same time, in order to achieve smaller package size, the chip size and magnetic core are designed in small size to ensure the performance of the filter, so that the size of the chip is only half of that of the conventional crystal filter. The results show that the working frequency of the filter is 140 MHz, the 3 dB bandwidth is 11 kHz, the in-band ripple is less than 0.5 dB, and the stop-band suppression is greater than 50 dB.

Key words: crystal filter; small size; high frequency; overtone

0 引言

在通信、导航、测控等领域,为了提高信号接收的灵敏度和抗干扰能力,需在窄带滤波器中提取有用信号。这种滤波器的相对带宽一般在1%以下,通常采用晶体滤波器和声表滤波器来实现,它们都属于广义上的晶体滤波器^[1],这两种滤波器在工作原理、元件结构和晶体材料方面有着紧密的联系。

晶体滤波器和声表滤波器工作原理都是基于压电效应和通过在压电晶体材料上制作金属换能器控制电-声-电转换。常用的压电晶体材料有石英、硅酸镓镧、钽酸锂和铌酸锂等,根据选用不同的晶体材料,能够实现从0.01%~10%的相对带宽,实现对电信号频率的选频功能。晶体滤波器是一种体声波器件,声波在晶体材料内部传播,而声表滤波器是一种声波在晶体材料表面传播的器件。与声表滤波器相比,晶体滤波器具有温度稳定性好,相对带宽窄及

阻带抑制高等优点,但其体积大,受晶片厚度减薄工艺的限制,难以实现高于100 MHz的工作频率。不过晶体滤波器存在高次谐波工作模式,利用这些高频谐波振动模式^[2],可以在不增加工艺难度的情况下实现体积小,工作频率高,通带带宽窄及温度稳定性好的滤波器。

1 滤波器的技术指标

1.1 技术指标

中心频率:140 MHz \pm 3 kHz;

3 dB带宽: \geq 10 kHz;

40 dB带宽: \leq 50 kHz;

插入损耗: \leq 7 dB;

通带波动: \leq 1 dB;

阻带抑制: \geq 50 dB;

输入输出驻波: \leq 1.8;

阻抗:50 Ω ;

收稿日期:2020-08-30

作者简介:彭胜春(1982-),男,湖南邵阳人,高级工程师,硕士生,主要从事压电晶体材料和频率器件技术的研究。

外形尺寸:22 mm×12 mm×10 mm;

工作温度范围:−40~+70 ℃。

2 滤波器设计和试验结果

2.1 滤波器种类和晶体材料的选择

该滤波器的工作频率为 140 MHz,相对带宽为 0.01%,属于一种极窄带的滤波器。声表滤波器无法实现这么窄的带宽,虽然可以通过提高 3 dB 带宽来保证需要的通频带,但是要考虑阻带带宽满足指标要求,必然要求很高的矩形度,导致插入损耗和体积增大,而最重要的是声表滤波器的温度系数比晶体滤波器的温度系数大,一般都在 $\pm 20 \times 10^{-6}/\text{℃}$ 。在 140 MHz 的工作频率下,温度漂移超过 300 kHz,这将导致在要求的温度范围内通频带会漂移到阻带范围,只有晶体滤波器才能在保证良好温度稳定性的情况下同时实现这么窄的带宽^[3]。

晶体滤波器使用的晶体材料主要有石英、硅酸镓镧、钽酸锂和铌酸锂等,其中硅酸镓镧、钽酸锂、铌酸锂等晶体材料具有较高的机电耦合系数,机电耦合系数为 15%~70%,一般用于宽带晶体滤波器的设计,而石英晶体的机电耦合系数在 9%以下,适合制作窄带滤波器。这些晶体材料的温度系数(一般都在 $5 \times 10^{-6}/\text{℃}$ 以上)远不如石英晶体材料好,石英晶体材料具有接近于 0 的温度系数,因此,从指标上看,该滤波器的实现只有采用石英晶体滤波器的设计方案^[4]。

2.2 工作模式和电路的选择

晶体滤波器属于体声波器件,声波一般在晶体材料中采用厚度剪切的振动模式进行传播。工作模式有基频模式和泛音模式两种(见图 1),泛音模式又有 3 次泛音、5 次泛音等,虽然还有更高阶的泛音工作模式,但是高次泛音晶体谐振器的谐振频率响应很弱,等效电阻也较大,因此很少使用。

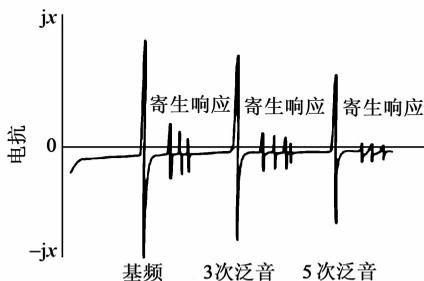


图 1 基频和泛音工作模式频率响应曲线

图 2 为晶体谐振器的基频和泛音等效电路。不管基频或泛音,晶体谐振器是否激励及激励的大小,

静电容 C_0 始终存在,可以看成是一个平板电容,它与晶片的几何尺寸、电极面积有关。振动的惯性和弹性分别用动态电感 L 和动态电容 C 表示,振动的损耗一般用动态电阻 R 表示,其中 R_1 、 R_3 、 R_5 分别表示基频、3 次泛音和 5 次泛音振动时的能量损耗, L 和 C 也依次类推。通常情况下,电阻阻值在基频时最小,泛音次数越高,其阻值越大^[5]。

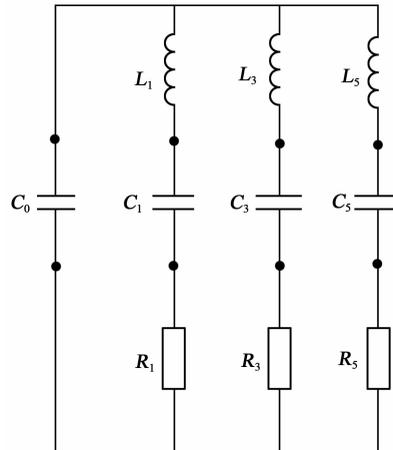


图 2 基频、3 次和 5 次泛音工作模式等效电路

晶体滤波器的相对带宽由晶体谐振器电容比 C_0/C_x (其中 C_x 为动态电容, $x=1, 3, 5, \dots$) 决定, C_0/C_x 越高,能实现的相对带宽越窄。对于石英晶体滤波器,5 次泛音晶体谐振器的电容比约为 8 000,而基频晶体谐振器的电容比约为 700,因此,泛音晶体滤波器最大的实现带宽比基频晶体滤波器窄。

晶体滤波器按电路结构分为单片式和分立式两种。单片式晶体滤波器具有体积小,电路结构简单等特点,但是对于高频晶体滤波器,单片式晶体滤波器的频率和带宽受到晶片声耦合的限制,对电极的尺寸精度、晶片的表面光洁度和平行度要求非常高,制作工艺难度大。分立式电路设计灵活,便于调整,因此得到广泛应用。

该产品对矩形系数和阻带抑制的要求并不高,可采用两节级联的四极点分立式晶体滤波器电路来实现,如图 3 所示。图中, X_1 、 X_3 和 X_2 、 X_4 分别为两种不同规格的晶体谐振器,这两种规格晶体谐振器的谐振频率不同,通过调整其频率差来调整晶体滤波器的带宽^[3]。根据契比雪夫设计方法,分别设计晶体谐振器 X_1 和 X_3 的谐振频率 $f_1 = f_3 = 140.003 \text{ MHz}$, X_2 和 X_4 的谐振频率 $f_2 = f_4 = 139.990 \text{ MHz}$ 。

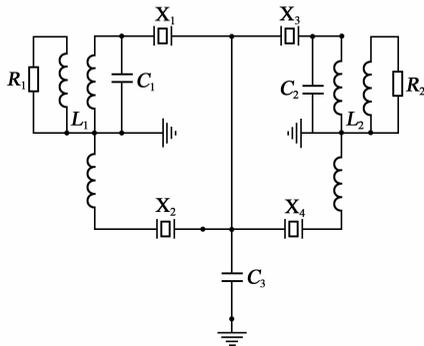


图 3 晶体滤波器电路图

2.3 晶体滤波器的元件参数确定

石英晶体工作在兆赫兹频段,采用厚度切变振动模式,此切型晶体谐振器的晶片厚度为

$$t = \frac{n \times K_f}{f_0} \quad (1)$$

式中: n 为泛音次数; $K_f \approx 1\,665 \text{ kHz} \cdot \text{mm}$ 为频率常数; $f_0 = 140 \text{ MHz}$ 为晶体谐振器的工作频率。根据式(1)可得 5 次泛音工作模式的 $t = 57.5 \mu\text{m}$,这种厚度的晶片采用双面研磨方式进行减薄很易实现,而如果是基频工作模式晶片,则 t 仅为 $12.5 \mu\text{m}$,这么薄的晶片不仅难以加工,可靠性也很差。为了保证晶体谐振器具有较小的等效电阻和良好的温度系数,晶体谐振器的晶片采用 AT 切 $35^\circ 20'$ 、品质因数(Q)大于 2×10^6 的石英晶体材料进行加工。

该晶体滤波器中的晶体谐振器数量较多,占整个晶体滤波器体积的 70%,要实现较小的封装,首先要减小晶体谐振器的封装尺寸。为了缩小器件的尺寸,设计晶片尺寸为 $\varnothing 4.5 \text{ mm}$,采用铝作为电极,膜厚约为 200 nm ,电极大小为 $\varnothing 1.1 \text{ mm}$,采用 UM-5 的外形封装,封装尺寸为 $8.0 \text{ mm} \times 3.2 \text{ mm} \times 6.0 \text{ mm}$,而常用的 UM-1 封装尺寸为 $8.0 \text{ mm} \times 3.2 \text{ mm} \times 8.0 \text{ mm}$,器件体积显著减小。

晶片镀膜后经过上架涂胶,再在 85°C 下老化 48 h,采用储能焊接方式进行全密封。测试得到晶体谐振器的参数如表 1 所示。

表 1 140 MHz 晶体谐振器主要参数

串联谐振频率/MHz	静态电容/pF	动态电阻/ Ω	动态电容/aF	动态电感/mH
139.990	1.94	82	240	5.3
140.003	1.90	76	227	5.9

晶体滤波器的温度性能主要取决于晶体谐振器自身的温度性能。图 4 为 5 次泛音晶体谐振器频

率-温度曲线。由图可知,频率偏移量约为 $\pm 12.5 \times 10^{-6} / ^\circ \text{C}$,即 $\pm 1.75 \text{ kHz}$,满足指标的频率温度稳定性要求。

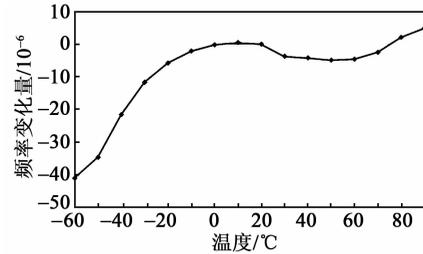


图 4 5 次泛音晶体谐振器频率-温度曲线

磁芯作为桥型电路中桥臂的阻抗元,对滤波器进行阻抗转换,它与滤波器的损耗和温度性能有关。镍氧体磁芯的温度性能不如铁基磁芯,但其 Q 值较高,如果采用与之温度系数相反,具有一定补偿作用的电容进行调谐,也能实现较好的温度稳定性。综合比较,采用磁导率为 10 的镍氧体磁芯系列,我们常用的磁芯尺寸为 $5.0 \text{ mm} \times 3.0 \text{ mm} \times 2.0 \text{ mm}$,在晶体滤波器中体积约占 20%。我们定制了一种尺寸更小的磁芯,其尺寸为 $3.0 \text{ mm} \times 2.0 \text{ mm} \times 1.5 \text{ mm}$,这也使器件的体积得到显著减小。

将晶体滤波器的 4 个晶体谐振器和 2 个磁芯绕制的阻抗变量器按电路图装配到器件底座上,每个元件在滤波器内部紧密排列,又通过大面积接地和屏蔽实现良好的阻带抑制,整个器件的体积约为常规晶体滤波器的一半。

通过调整阻抗变量器的线圈圈数和匹配电容,使带内波动最平坦,带内驻波最小。

2.4 滤波器测试结果

最终产品在 E5071C 型网络分析仪上进行测试,所有指标均达到用户的要求,如表 2 所示。

表 2 产品实际指标

技术指标	产品 1	产品 2
中心频率/MHz	139.999 2	139.999 5
3 dB 带宽/kHz	11.4	12.2
40 dB 带宽/kHz	33.5	34.4
插入损耗/dB	6.4	6.0
通带波动/dB	0.2	0.3
阻带抑制/dB	55	54
输入/输出驻波	1.4/1.4	1.4/1.3

图 5 为 5 次泛音晶体滤波器的实际测试响应曲线。测试表明,晶体滤波器在工作温度范围内全部能满足指标要求。

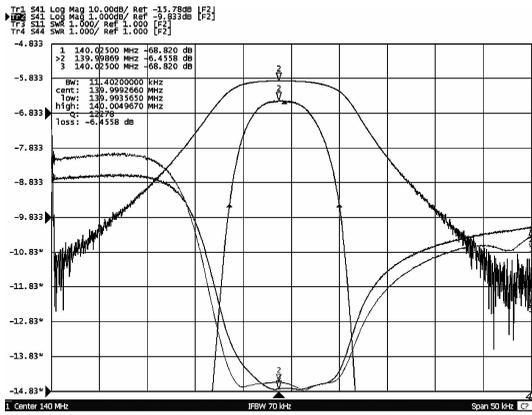


图5 5次泛音140 MHz晶体滤波器频率响应曲线

3 结束语

设计时充分考虑该晶体滤波器工艺的可实现性,采用常规研磨工艺减薄片,设计了5次泛音电路,易实现140 MHz的工作频率,并能保证器件的可靠性,用较小的成本实现了具有较高性能的滤波器。该滤波器已广泛应用于某相控阵雷达中,用户反馈使用情况良好。

该滤波器的插入损耗较大,其原因是晶体谐振器的等效电阻较大。另外,滤波器的低温温度漂移较大,0以下的低温工作区间其温度漂移达到了 $23 \times 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$,而0以上的高温工作区间的温度漂移仅约为 $5 \times 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$,这使设计的滤波器工作频率精度要求极高,富余量较少,这也是该滤波器今后的优化方向。

目前,晶体滤波器朝着高频、小型化和高可靠性方向发展,本文的工艺路线和设计方法符合此趋势,能极大地提高晶体滤波器工作频率的上限^[6]。该设计思路也适用于其他压电晶体材料设计的晶体滤

波器。

参考文献:

- [1] 李忠诚. 现代晶体滤波器设计[M]. 北京:国防工业出版社,1981.
- [2] 阳皓,彭胜春,陈仲涛,等. 三次泛音单片式、高频及高阻带晶体滤波器[J]. 压电与声光,2019,41(3):353-356.
YANG Hao, PENG Shengchun, CHEN Zhongtao, et al. 3rd overtone monolithic crystal filter with high frequency and high stop band [J]. Piezoelectrics & Acousto-optics, 2019, 41(3): 353-356.
- [3] 李庆利. 70 MHz窄带石英晶体滤波器的设计与实现[C]//厦门:2010全国压电和声波理论及器件技术研讨会论文集,2010:337-340.
- [4] 陈湘渝,周哲,彭胜春. 小型化宽带钽酸锂晶体滤波器[J]. 压电与声光,2011,33(3):386-389.
CHEN Xiangyu, ZHOU Zhe, PENG Shengchun. Development of miniature wide-band filter using lithium tantalite crystal[J]. Piezoelectrics & Acousto-optics, 2011, 33(3): 386-389.
- [5] 张红旗,赵利强,冯春环. 石英晶体多谐振荡器泛音频率的抑制[J]. 航空兵器,2007(5):19-22.
ZHANG Hongqi, ZHAO Liqiang, FENG Chunhuan. Overtone suppression of quartz-crystal multivibrator [J]. Aero Weaponry, 2007(5): 19-22.
- [6] 彭胜春,阳皓,周哲,等. 高可靠、高基频及小延时晶体滤波器[J]. 压电与声光,2015,37(3):365-367.
PENG Shengchun, YANG Hao, ZHOU Zhe, et al. High reliability and high fundamental frequency small group delay crystal filter[J]. Piezoelectrics & Acousto-optics, 2015, 37(3): 365-367.

欢迎订阅《压电与声光》杂志

基于对称响应的无基准 Lamb 波损伤监测

王晶¹, 黄三傲², 孙加伟², 王强³

(1. 南京信息职业技术学院 电子信息学院, 江苏 南京 210023; 2. 中广核检测技术有限公司, 江苏 苏州 215004;
3. 南京邮电大学 自动化学院、人工智能学院, 江苏 南京 210023)

摘要: 兰姆(Lamb)波结构损伤监测是结构健康监测领域的研究热点。针对现有研究和应用中, 基于基准响应的损伤监测方法受环境工况等条件的差异性影响问题, 在分析 Lamb 波传播基本过程和损伤作用机理基础上, 研究了基于对称响应分析的无基准 Lamb 波损伤监测方法。该方法通过对称布置压电阵列, 实现对称响应信号的获取, 进一步借助于皮尔逊相关系数法对对称响应中的有效波包进行对比分析, 发现和定位损伤散射信号波包, 进而实现损伤监测。在铝板结构上的实验验证表明, 该方法可以直接根据当前获得的响应信号, 实现对损伤发生情况和位置的判定, 无需基准信号对比, 这对于实际工程应用具有一定的意义。

关键词: 损伤监测; 兰姆(Lamb)波; 对称响应; 无基准
中图分类号: TN30; TM931; TB551 **文献标志码:** A

Baseline Free Lamb Wave Damage Monitoring Based on Symmetric Response

WANG Jing¹, HUANG San'ao², SUN Jiawei², WANG Qiang³

(1. School of Electronic and Information, Nanjing Vocational College of Information Technology, Nanjing 210023, China;
2. CGN Inspection Technology Co., Ltd, Suzhou 215004, China;
3. College of Automation & College of AI, Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing 210023, China)

Abstract: The Lamb wave based structural damage monitoring is a research hotspot in the field of structural health monitoring. In order to overcome the limitation of the damage monitoring method based on benchmark is affected by the difference of environment and working conditions etc., a baseline free Lamb wave damage monitoring method based on symmetric response analysis is studied by analyzing the propagation of Lamb wave and the damage mechanism. In this method, the piezoelectric array is arranged symmetrically to obtain symmetrical response signals. Furthermore, the effective wave packets in the symmetrical response are compared and analyzed by Pearson correlation coefficient method, so as to find and locate the damage scattering signal wave packet, and then realize the damage monitoring. The experimental verification on aluminum plate structure shows that the method can directly determine the occurrence and location of damage according to the obtained responses without any benchmark signal comparison, which has certain significance for practical engineering applications.

Key words: damage detection; Lamb wave; symmetric responses; baseline free

0 引言

兰姆(Lamb)波结构损伤监测法一直是结构健康监测研究和应用的热点, 其优势是传播/监测距离远及对小损伤敏感。近年来, 这一技术方法的研究取得了长足的发展和进步, 在损伤定位、成像、评估等方面均有很多富有成效的研究成果^[1-6]。另一方面, Lamb 波作为一种特殊的超声波, 其传播过程又

存在一定的特殊性, 即多模特性和频散特性。这些特殊的传播特性在一定程度上限制了 Lamb 波损伤监测研究和应用的发展。前者在响应信号中会同时存在多个模态的信号, 造成目标特征提取难; 后者在不同模态和不同频率的信号中传播速度不同, 尤其是在宽带信号激励下, 信号的理解难, 给信号分析和处理带来了新的问题。为了缓解上述难题, 在多数

收稿日期: 2020-09-27

基金项目: 南京信息职业技术学院级基金重点资助项目(YK20160102); 国家重点研发计划基金资助项目(2018YFF01012902)

作者简介: 王晶(1979-), 女, 黑龙江牡丹江人, 副教授, 硕士, 主要从事压电结构监测的研究。通信作者: 王强(1980-), 男, 教授, 博士, 主要从事 Lamb 波结构健康监测、先进传感、测试信号处理等方面的研究。E-mail: wangqiang@njupt.edu.cn.

的研究中,一般采用窄带激励以降低频散效应的影响,同时,采用基准信号的方式,通过分析对比损伤前、后结构响应信号的变化,来实现损伤的判别和定位等。然而,由于监测环境、工况、载荷等条件的差异性^[7],此类采用基准信号的监测方法在应用过程中面临一些新的问题,如温度差异将导致结构响应信号的变化,从而给监测结果的准确性带来影响,甚至造成误判。

在无基准 Lamb 波结构损伤监测方面,已证明有效的方法主要从传感和信号处理两类方式^[8]入手,如自传感技术和双元激励传感,响应信号中仅存在反射或散射信号,由于损伤也是散射源,因此可获得损伤信息。基于时间反转聚焦的损伤因子方法是一种典型的无基准损伤监测法,其思想是损伤引起的监测信号传播非线性效应,导致时间反转聚焦重构差异,进而获取监测通道及其附近的损伤发生情况。上述方法在一定程度上实现了 Lamb 波无基准损伤监测,但也存在一定的局限性,如自传感技术中,损伤作为散射源之一,其引起的信号散射和反射较微弱,难以提取。基于时间反转聚焦损伤因子方法仅对监测通道敏感,在实际应用中会面临一定的限制。

本文在现有基于压电阵列的 Lamb 波损伤监测法基础上,研究通过对称传感响应信号的分析,提取损伤信息,进而实现无基准 Lamb 波结构损伤监测。这为 Lamb 波结构健康监测发展和应用提供了新的思路。

1 Lamb 波传播过程分析

Lamb 波是一种特殊的超声波,其传播模式可分为对称模式和反对称模式两种,两者都可独立地在板结构中传播。假设板结构厚为 $2d$,则在其中传播的两种模态 Lamb 波波动方程^[3]为

$$\begin{cases} \frac{\tan(qd)}{\tan(pd)} = -\frac{4k^2 pq}{(k^2 - q^2)^2} & \text{对称模式} \\ \frac{\tan(pd)}{\tan(qd)} = -\frac{4k^2 pq}{(k^2 - q^2)^2} & \text{反对称模式} \end{cases} \quad (1)$$

式中: $p^2 = \omega^2/c_L^2 - k^2$, c_L 为纵波波速; k 为波数; $q^2 = \omega^2/c_T^2 - k^2$, c_T 为横波波速。对式(1)进行求解可得对称及反对称模式的多个解,分别对应对称模式 S_0, S_1, S_2, \dots , 和反对称模式 A_0, A_1, A_2, \dots 。根据上述的解空间情况,可得到多模态频散曲线(见图1)。由图可知,不同频率、不同模式的 Lamb 波信号

的传播速度会发生显著的变化,即多模及频散效应。

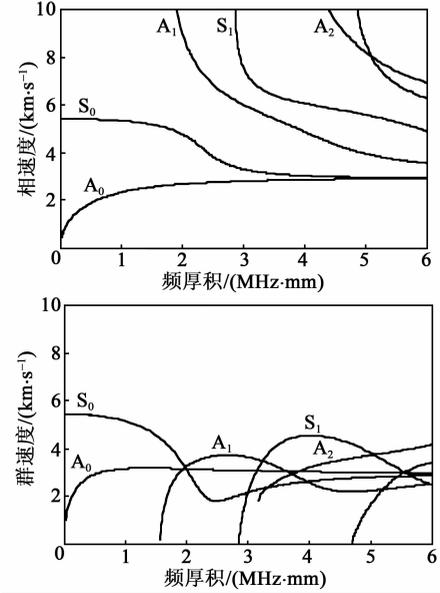


图1 铝板结构中 Lamb 波传播频散曲线

由于圆形压电片对方向不敏感,因此,多数的研究和应用中均采用圆形压电片作为激励器与传感器。根据 Victor Giurgiutiu 及 Edward F. Crawley 等^[9-10]的研究成果,圆形压电片激励和传感下的 Lamb 波波动方程位移解^[9]为

$$u(x, t) \Big|_{y=d} = -\frac{a\tau_0}{G} \sum_{k_S} \sin(k_S a) \frac{N_S(k_S)}{D'_S(k_S)} e^{i(k_S x - \omega t)} - \frac{a\tau_0}{G} \sum_{k_A} \sin(k_A a) \frac{N_A(k_A)}{D'_A(k_A)} e^{i(k_A x - \omega t)} \quad (2)$$

其中:

$$N_S = q(k^2 + q^2) \cos(pd) \cos(qd) \quad (3)$$

$$D_S = (k^2 - q^2)^2 \cos(pd) \sin(qd) + 4k^2 qp \sin(pd) \cos(qd) \quad (4)$$

$$N_A = q(k^2 + q^2) \sin(pd) \sin(qd) \quad (5)$$

$$D_A = (k^2 - q^2)^2 \sin(pd) \cos(qd) + 4k^2 qp \cos(pd) \sin(qd) \quad (6)$$

式中: a 为压电片半径; τ_0 为压电片与结构胶结条件下的剪应力; G 为剪切模量; k_S, k_A 分别为对称模式和反对称模式波数。式(2)等式右端第一部分为对称模式位移解,第二部分为反对称模式位移解。由式(2)可知,当信号频率确定为窄带信号时,信号的波形主要与传播距离 x 有关,理论上,同一材料结构上,相同 x 下的 Lamb 波结构响应信号应是一致的。然而,由于损伤等散射源的存在会破坏这一响应的一致性,引起信号间的差异性,因此,通过分析

对比具有相同传播路径的结构响应信号,可以实现损伤等散射源信息的分析和提取。

2 基于对称响应分析的无基准损伤监测原理

根据式(2)所示的基于压电传感器的 Lamb 波激励与传感过程,采用对称布置的传感阵列,将获得相同的结构响应信号。损伤对不同路径的影响会使对称响应发生变化,引起响应间的差异,据此,采用等间距压电阵列布局,通过分析对称监测通道的结构响应信号差异性即可实现对损伤信息的判别。

2.1 压电阵列布局设计

压电阵列是 Lamb 波损伤监测中应用最多的一种传感器和激励器布置方法。常见的压电阵列布置为分布式阵列(见图 2),在相控阵等特殊方法中,还会以密集线阵的形式进行布置。由图 2(b)可知,对于同一激励下的两条相同材料属性和 x 的监测路径 M_1 和 M_2 ,其直达波信号具有相同的时频域特征;当结构中出现损伤时会引起监测信号的散射,此时,散射信号经不同传播路径到达两个传感器,使原本相同的两条对称监测路径下的结构响应信号各自发生不同的变化,因此,原本对称相同的结构响应信号将出现损伤引起的信号差异。

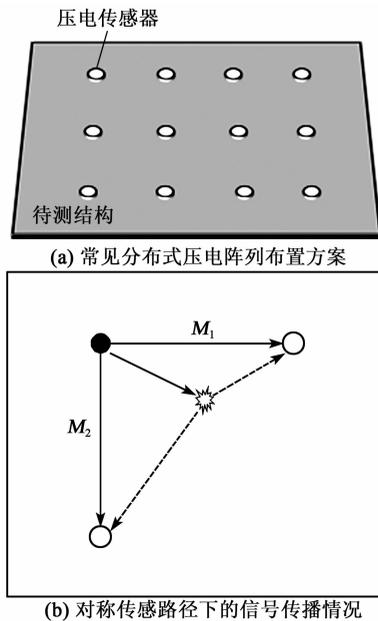


图 2 压电阵列布局

2.2 对称响应信号分析及损伤监测

受传感器性能差异、安装工艺、监测路径距离误差等因素的影响,在实际监测中,即使在健康状态下,对称监测通道下的结构响应信号也存在一定的

差异性。因此,通过直接对比或求差方法,考察不同响应信号间的差异较难,甚至得不到期望的结果。考虑到相同传播条件和路径下,各 Lamb 波模态的发生和传播具有很高相似性,反映在各自波包的出现时间和波形几乎相同,因此,将信号的差异性用相似度的形式反映出来,且在第一到达波相同的前提下,首次发生相似度偏差的位置,即判断为损伤引起的散射信号波包位置。

为了实现上述的原理,首先通过希尔伯特变换等方法对信号进行包络提取,并根据包络 $\hat{x}(t)$ 的导数过零点情况,获得各波包峰值所在的时间,即各个波包的中心位置 \mathbf{P} (一维矩阵):

$$\mathbf{P} = [t_i] \mid_{d(\text{sign}[\hat{d}\hat{x}(t)/dt])/dt < 0} \quad (7)$$

式中 i 为信号中的第 i 个波包。

其次,对提取出的两组监测信号的波包进行对应相似度计算。选取其中一组监测信号为计算基准,以其任意一个提取出的峰值时刻 t_i 为中心,激励信号脉宽为时间窗,分别截取两组响应信号的波包,计算这两个波包的相似度。本文采用皮尔逊相关系数法进行相似度运算,该算法被广泛认为是一种有效的信号间差异性比较的方法。对于长度为 T 的两组信号,二者相似度 r 计算基本原理为

$$r = \sqrt{\left[\sum_0^T x_1(t)x_2(t) \right]^2 / \left[\sum_0^T x_1^2(t) \sum_0^T x_2^2(t) \right]} \quad (8)$$

式中 $x_1(t), x_2(t)$ 为滤除直流量后的信号。

最后,将两组响应信号对应位置上分解出的波包相关系数 r_j^i (j 为响应信号序列)分别计算出来,通过设定阈值,并分别选取两组响应信号中第一个低于相关性阈值的波包为信号差异点,即可获得两组信号中损伤散射信号的波包位置,进而根据其到达时间,计算得到损伤的位置情况。

根据上述原理,得到基于对称响应信号分析的损伤监测过程如下:

1) 选定同一激励源下具有相同传播路径和条件的两条监测路径,在结构中激励以单一模式为主的窄带 Lamb 波结构响应信号,传感采集两条监测路径下的结构响应。

2) 对采集到的信号做滤波处理,消除直流偏置及高频噪声信号。

3) 对滤波后的信号取信号包络,并根据包络幅度跳变,定位响应信号中的各波包中心点位置。

4) 以其中一组响应信号为计算基准,在定位出的波包中心点位置,以设定脉宽为窗口,采用式(8)逐个对比两组信号的波包相似度,直至发现第一个相似度低于阈值的波包,记录波包峰值到达时刻。

5) 交换另一组响应信号为计算基准,重复步骤4),获得当前响应信号差异点波包峰值到达时刻。

6) 根据提取的对称结构响应信号差异化波包到达时刻,计算损伤位置。

3 实验研究

3.1 实验设备与条件

为了验证上述方法的有效性,在典型铝板结构上进行了验证。实验采用 6061 铝板作为结构试验件,尺寸为 $600\text{ mm} \times 600\text{ mm} \times 6\text{ mm}$ 。为了简化条件,设计了 4 个压电片组成的正方形阵列居中布置,每个压电片距离最近的边界均为 200 mm ,以板结构中心为坐标原点,各压电片坐标分别为 1# ($100\text{ mm}, 100\text{ mm}$)、2# ($-100\text{ mm}, 100\text{ mm}$)、3# ($-100\text{ mm}, -100\text{ mm}$)、4# ($100\text{ mm}, -100\text{ mm}$)。实验试件实物图如图 3 所示。实验中采用粘贴质量块的方式来模拟损伤的发生情况,中心坐标为 ($50\text{ mm}, 10\text{ mm}$)。为了激发单一模态为主的 Lamb 波响应信号,经过实验测定,以中心频率为 225 kHz 的 5 周期余弦调制正弦信号为激励信号^[3],激发出的 Lamb 波结构响应主要以 S_0 模态为主,简化了信号的复杂度。采用 PICO4824 多功能数据采集卡进行相应激励信号发生和信号采集,激励信号发生采样率为 80 MHz ,数据采集采样频率为 20 MHz 。

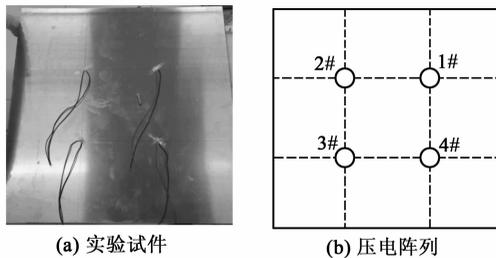


图 3 实验试件及压电阵列

3.2 实验数据分析

根据第 2.2 节基于对称响应信号分析的损伤监测原理,实验中具有等效的监测路径包括 1# 压电片激励 2#、4# 压电片传感,以及 3# 压电片激励 2#、4# 压电片传感等多条路径。这里选取典型路径下的结构响应信号进行分析,图 4(a)为 1# 压电片激励 2# (见图 4(a)中实线波形)、1# 压电片激励 4# 压电片传感(见图 4(a)中虚线波形)得到的结构

响应信号。从图 4(a)可看出,两组响应信号在信号趋势、波包组成和到达时间等方面具有很高的相似度,但由于传播距离、传感器安装差异等因素,直达波信号的幅度、峰值中心点等略有偏差,直达波后的散射信号部分存在较大的差异。对两组信号取包络(见图 4(b)),信号的包络反映了两组信号在散射信号部分存在的差异。按照式(7),对信号包络中各个波包的到达时刻进行提取,为了降低计算量,剔除峰值远小于直达波波包幅度的信号波包,可以得到各波包中心点分布(见图 4(b)中的“o”、“+”)。

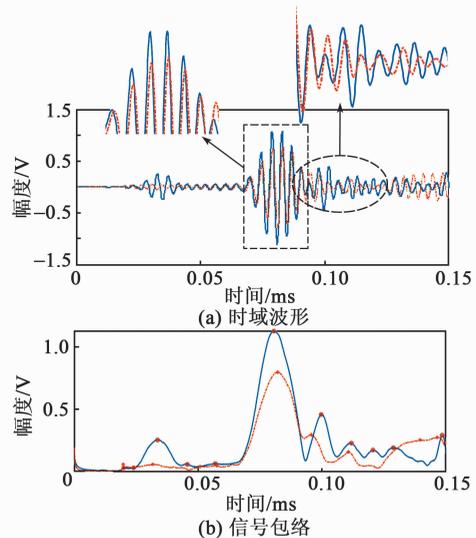


图 4 1# 压电片激励 2#、4# 压电片传感路径结构响应信号

由于响应信号中直达波波包并未严格对齐,严格按照基准信号波包中心点进行波包相似度计算会带来一定的偏差,因此,实际计算中,固定基准信号提取出的波包不变,另外一组信号的波包做适当延迟和超前(本文选取 ± 5 个采样点),以计算出的相似度最大值为准。直达波包相似度值计算过程如图 5 所示。通过延迟和超前,最终确定直达波波包的相似度为 0.7706 。

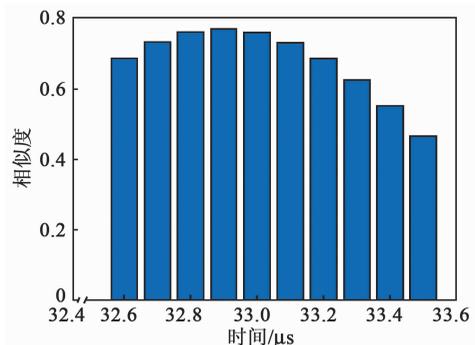


图 5 1# 压电片激励 2#、4# 压电片传感响应信号直达波波包相似度

两组信号各有效波包的相似度计算结果如图 6 所示。由图可以看出,两组信号分别从第 3 和第 2 个波包开始,相似度开始出现明显的差异性。分别选取第一个不满足相似度阈值(本文为 0.7)的波包,得到两组信号中损伤散射信号峰值的到达时间分别为 0.099 7 ms 和 0.095 8 ms。根据到达时间,通过方程求解,可以计算得到损伤监测结果为 (31 mm, 22 mm),与真实损伤中心点的误差为 (-19 mm, 12 mm)。

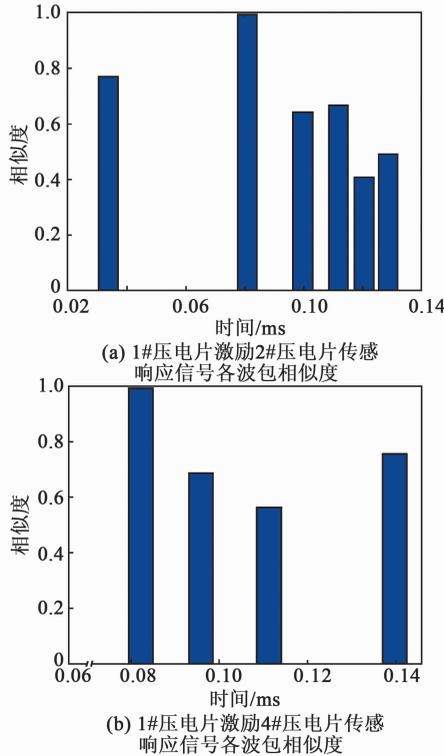


图 6 1#压电片激励 2#、4#压电片传感路径下的结构响应信号各波包相似度计算结果

重复上述实验过程,3#压电片激励 2#(见图 7 实线波形)、4#(见图 7 虚线波形)压电片传感得到的结构响应信号及其包络如图 7 所示。通过同样的数据处理过程,可以判别出损伤波包中心点出现时刻分别为 0.105 6 ms 和 0.107 5 ms,由此计算得到的损伤监测结果为 (29 mm, 26 mm),误差为 (-21 mm, 16 mm)。经过分析,误差的主要原因为计算带来的偏差及速度估计偏差。

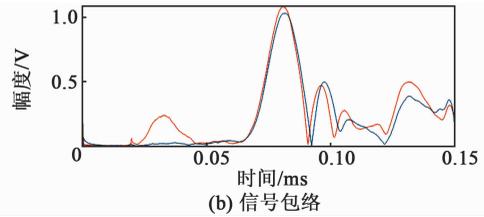
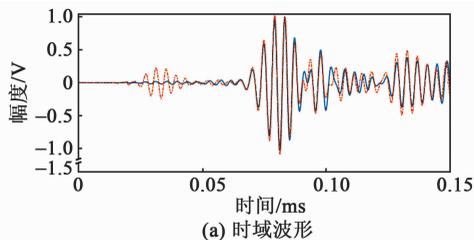


图 7 3#压电片激励 2#、4#压电片传感路径结构响应信号

由图 4~7 可知,由于仅采用当前测量的响应数据,方法不依赖于健康状态下的响应信号,因此,环境因素等引起的状态变化及其对损伤监测的影响将不复存在。

4 结束语

从板结构 Lamb 波传播的过程出发,分析了对称传播 Lamb 波结构响应信号的特点,并根据损伤对信号传播的作用机理,给出了基于对称响应信号分析的无基准损伤监测方法和过程。经过真实结构上的实验验证,该方法可以在无需健康基准的条件下,实现对损伤发生情况与定位,且定位精度较好。

参考文献:

- [1] 白生宝,肖迎春,武湛君,等. 基于 Lamb 波和典型相关分析的复合材料结构损伤监测[J]. 压电与声光, 2018, 40(1):149-154.
BAI Shengbao, XIAO Yingchun, WU Zhanjun, et al. Damage monitoring of composite structures based on Lamb wave and canonical correlation analysis[J]. Piezoelectrics & Acoustooptics, 2018, 40(1):149-154.
- [2] 张海燕,段伟华. 频率-波数域的薄铝板缺陷检测研究[J]. 声学技术, 2020, 39(4):434-438.
ZHANG Haiyan, DUAN Weihua. Defect detection of thin aluminum plates in frequency-wavenumber domain [J]. Technical Acoustics, 2020, 39(4):434-438.
- [3] WANG Q, XU Y F, SU Z Q, et al. An enhanced time-reversal imaging algorithm-driven sparse linear array for progressive and quantitative monitoring of cracks [J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2019, 68(10):3433-3445.
- [4] NA W S. Possibility of detecting wall thickness loss using a PZT based structural health monitoring method for metal based pipeline facilities[J]. Ndt & E International, 2017, 88: 42-50.
- [5] 王强,仲鹏达,潘蕊怡,等. 压电阵列 Lamb 波损伤监测信号一致性补偿方法[J]. 压电与声光, 2017, 39(6):

- 912-916.
WANG Qiang, ZHONG Pengda, PAN Ruiyi, et al. Signal consistency compensation method for PZT Array and Lamb wave based damage monitoring[J]. *Piezoelectrics & Acoustooptics*, 2017, 39(6): 912-916.
- [6] LI F C, PENG H K, MENG G. Quantitative damage image construction in plate structures using a circular PZT array and lamb waves[J]. *Sensors and Actuators A: Physical*, 2014, 214: 66-73
- [7] AGRAHARI J K, KAPURIA S. Effects of adhesive, host plate, transducer and excitation parameters on time reversibility of ultrasonic Lamb waves[J]. *Ultrasonics*, 2016, 70: 147-157
- [8] LIU P, SOHN H, PARK B. Baseline-free damage visualization using noncontact laser nonlinear ultrasonics and state space geometrical changes[J]. *Smart Materials & Structures*, 2015, 24(6): 065036
- [9] VICTOR G. Tuned Lamb wave excitation and detection with piezoelectric wafer active sensors for structural health monitoring [J]. *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*, 2005, 16: 291-305
- [10] CRAWLEY E F, DE LUIS J. Use of piezoelectric actuators as elements of intelligent structures[J]. *AIAA Journal*, 1987, 25(10): 1373-1385.

欢迎订阅 2021 年《压电与声光》杂志

《压电与声光》杂志是由中国电子科技集团公司第二十六研究所主办、国内外公开发行的学术性与技术性综合科技期刊。国内统一刊号: CN 50—1091/TN; 国际标准刊号: ISSN 1004—2474; 国际刊名代码(CODEN): YASHE7。双月刊, 大 16 开, 160 页, 双月出版。每册单价 20.00 元(人民币), 全年 120.00 元。

《压电与声光》是全国中文核心期刊(GCJC); Elsevier Scopus 数据库收录期刊; 美国《化学文摘》(CA) 收录期刊; 日本《科学技术文献速报》(JICST) 收录期刊; 波兰《哥白尼索引》(IC) 收录期刊; 中国科技论文统计源期刊; 中国期刊方阵“双效期刊”; 《中国学术期刊(光盘版)》、《中国期刊网》全文收录期刊等。

《压电与声光》主要报道内容: 压电单晶材料、压电多晶材料、压电薄膜材料; 微声电子传感器、微声电子传感器系统、微声电子传感器网络; 声子/光子晶体技术、微声超材料技术、微声系统集成技术、纳米声学技术、隐声技术、隐热技术等; 压电/MEMS/半球/光纤/新型陀螺、加表器件与仪表、组件、系统等以及相关的材料、工艺、测试技术; 微波频率源、微波无源器件及组件、模块与系统。

《压电与声光》杂志适合上述专业范围内从事科学研究、产品设计、生产制造的科技人员、管理人员、技术工人和相关专业的大专院校师生以及电子技术领域的工程技术人员阅读。

订阅方式: 可进入本刊网站下载订单, 也可通过以下方式订阅。

汇款方式:

1) 邮局汇款地址: 重庆市南岸区南坪 2513 信箱《压电与声光》编辑部(400060)

2) 银行汇款(订阅单位请将信汇单复印件和收书详细地址寄给编辑)

开户单位: 中国电子科技集团公司第二十六研究所

开户银行: 工商银行重庆南坪支行

帐 号: 3100027109008801342

银行行号: 102653000232

可穿戴式筒壳型压电能量收集器的研究与设计

白凤仙¹,张梦洁²,孙建忠¹,董维杰¹

(1.大连理工大学 电气工程学院,辽宁 大连 116024;2.大连理工大学 电子信息与电气工程学部,辽宁 大连 116024)

摘要:针对可穿戴设备电源的供电及续航问题,采用了筒壳结构的压电能量收集器。探究了可穿戴筒壳结构压电能量收集器俘能的本质,并提出结构优化设计方案。首先指出筒壳结构的承载能力和初始能量与厚度成正比,且随着跨度的增大而减小;其次通过有限元仿真研究了基底和聚偏二氟乙烯(PVDF)压电薄膜尺寸与应力、应变的关系,指出PVDF的尺寸应尽可能与应力、应变较大的区域相符合,没必要完全覆盖基底,并给出优化模型;最后通过实验验证了厚度、跨度和曲率半径优化尺寸的合理性,综合考虑了人体穿戴的舒适度。优化设计方案中,筒壳结构的厚为125~150 μm ,跨度为19~22.2 mm,曲率半径为10~15 mm,输出电压可达13~18 V。

关键词:可穿戴;筒壳结构;压电能量收集;聚偏二氟乙烯(PVDF);优化

中图分类号:TN712;TM22 **文献标志码:**A

Research and Design of Wearable Cylindrical Shell Piezoelectric Energy Harvester

BAI Fengxian¹,ZHANG Mengjie²,SUN Jianzhong¹,DONG Weijie¹

(1. School of Electrical Engineering, Dalian University of Technology, Dalian 116024, China;

2. Faculty of Electronic Information and Electrical Engineering, Dalian University of Technology, Dalian 116024, China)

Abstract: To solve the problems of power supply and endurance of wearable devices, a piezoelectric energy harvester with cylindrical shell is adopted. The nature of the wearable piezoelectric energy harvesting with cylindrical shell is explored, and the structural optimization design scheme is proposed. Firstly, it's pointed out that the carrying capacity and initial energy of the cylindrical shell structure are proportional to the thickness, and decrease with the increase of the span. Secondly, the relationship between the size of the substrate and Polyvinylidene fluoride (PVDF) piezoelectric material and stress and strain are studied by finite element simulation. It is found that the size of PVDF should be consistent with the area with larger stress and strain as close as possible, and it's unnecessary to cover the substrate completely, meanwhile an optimized model is given. Finally, the rationality of the optimized sizes of the thickness, span and radius of curvature is verified by the experiment. Considering the comfort factor of human body comprehensively, the optimized design scheme is that when the thickness is 125~150 μm , the span is 19~22.2 mm, and the curvature radius is 10~15 mm, the output voltage could reach 13~18 V.

Key words: wearable; cylindrical shell; piezoelectric energy harvesting; polyvinylidene fluoride (PVDF); optimization

0 引言

随着智能可穿戴设备在医疗、军事和物联网等领域的广泛应用^[1-4],电源供电及续航问题成为可穿戴技术发展的关键。基于不同环境的能源机制为可穿戴设备的供电和续航提供了主要的解决方案^[5-7]。因人体运动可提供位移较大,频率较低等特点的连续机械能,故可穿戴压电能量收集成为了国内外学者的研究热点^[8-9]。在振动俘能过程中,压电装置的结构形状、尺寸、电极等是影响输出功率及其能量转换效率的关键因素^[10-11],穿戴式的压电能量收集装

置通常采用平面和曲面结构。美国 MIT 实验室研发了一种由六角平面型多层聚偏二氟乙烯(PVDF)压电薄膜和预压的弯曲型压电陶瓷(PZT)单晶片组成的发电鞋垫,当步行频率为0.9 Hz时,发电鞋垫的平均输出功率达1.8 mW,可以为一组射频(RF)节点通信传输提供所需能量^[12]。文献[13]研究了具有一定弧度的压电能量收集器的俘能效果,并与平面结构进行了比较,指出弯曲结构具有更高的机电转换效率。文献[14]提出将PVDF薄膜嵌入具有预应力的弯曲型基底中以获取人体在活动过程中

收稿日期:2019-11-28

基金项目:辽宁省科学技术计划基金资助项目(2014020009)

作者简介:白凤仙(1963-),女,山西人,副教授,硕士,主要从事压电俘能器方面的研究。E-mail:baifx63@dlut.edu.cn。

产生的能量,指出弯曲结构可改善应力、应变分布并提高输出功率,实验成功点亮 476 个商用 LED 灯;将其置于鞋垫和腕表中,在 1 Hz 频率下分别产生 14 V 和 22 V 的平均输出电压。文献[15]提出将筒壳结构应用于关节运动,采用 PVDF 薄膜做压电材料和预加弯曲应力的聚对苯二甲酸乙二酯(PET)薄膜做基底,实验结果表明,曲率为 500 m^{-1} 时可产生 2.18 mW/cm^2 的功率密度,将其应用于肘关节和指关节处,运动频率为 1 Hz 时获得的输出电压约为 22 V,是平面结构的 3 倍,研究表明其输出电压随曲率的增大而增大,该装置结构简单,能量收集效率较高,并与关节运动的施力特点相符。但其结构尺寸设计不太合理,且舒适度较低,因此,用于人体穿戴的压电能量收集装置需要进一步优化设计。

综上所述,筒壳结构在振动能量收集方面具有与关节运动的施力方式相吻合的特点,因此,该结构更适用于可穿戴压电能量收集,其结构设计的关键是利用外部施加的作用力使压电材料产生的应力、应变最大化。本文首先分析了影响筒壳结构能量收集的主要因素,再利用 ANSYS 有限元软件对筒壳结构的应力、应变进行仿真分析,给出了结构模型设计与尺寸优化方案,最后通过实验验证并综合考虑人体穿戴的舒适度,得到可穿戴筒壳结构压电能量收集器的结构优化设计方案。

1 筒壳型可穿戴压电能量收集器的理论分析

筒壳型压电能量收集器由 PET 聚酯薄膜基底和 PVDF 压电薄膜组成,如图 1 所示。图中, h 为筒壳厚度, b 为壳身长度, L 为壳体跨度, r 为曲率半径。

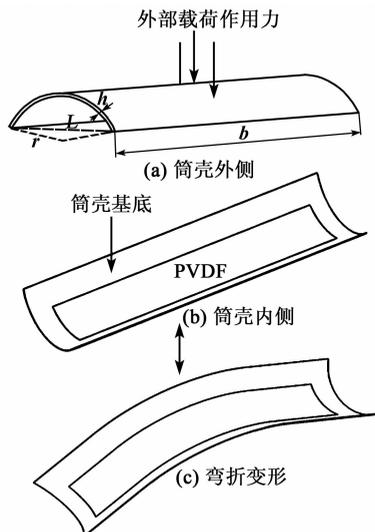


图 1 筒壳型可穿戴压电能量收集器示意图

图 1 中,将 PVDF 薄膜的一侧通过粘合剂粘附到筒壳基底的凹面上,使 PVDF 可随基底受力形变而产生形变。当筒壳结构外侧受到外部集中载荷作用力时(见图 1(a)),压电能量收集器由初始状态(见图 1(b))变为向外弯折状态(见图 1(c)),当作用力消失时恢复至初始状态。筒壳结构向外弯折比内折弯曲具有更大的回弹力,可实现快速有力的过渡。本文将筒壳型压电能量收集器固定在关节内侧,并利用关节弯曲运动使压电材料产生较大的形变,进而利用压电效应将变形所产生的机械能转化成电能。

1.1 筒壳结构的压电分析

压电材料工作在 d_{31} 模式下可承受一定的弯曲变形,从而产生一定的应力,当外加电场为 0 时,假设应力和应变之间为线性关系,则总感应电荷^[16]为

$$Q = d_{31}EA \frac{\Delta l}{l_0} \quad (1)$$

式中: Q 为总感应电荷; E 为杨氏模量; A 为压电材料表面积; l_0 , Δl 分别为 PVDF 薄膜的初始长度和拉伸长度变化量。忽略电场的影响,负载 R 的输出电流 i 和电压 u 可通过 Q 对时间 t 进行微分,整理可得:

$$i = \frac{\partial Q}{\partial t} = d_{31}EA \frac{\partial \Delta l}{l_0 \cdot \partial t} = \frac{u}{R} \quad (2)$$

由式(1)可进一步得到输出电能(W)为

$$W = \frac{Q^2}{2C} = d_{31}^2 \cdot E^2 \cdot \frac{HA}{2\epsilon} \cdot \left(\frac{\Delta l}{l_0}\right)^2 \quad (3)$$

式中: C 为压电层的电容; H 为压电薄膜厚度; ϵ 为介电常数。

由式(2)可知,当负载一定时(本文研究均采用固定负载), i 和 u 与单位时间压电材料的长度变化量成正比,即 u 和 i 是随压电材料的变形速率的增大而增大。式(3)表达了应力、应变对 W 的影响关系,由此可见,若想获得较高的输出能量,则需在压电材料内部产生较大的应力、应变。因此,增大筒壳结构的应力、应变和加快变形速率有利于提高压电材料的俘能效果。

1.2 筒壳结构的力学分析

1.2.1 力学分析

本文采用的筒壳结构如图 1(a)所示。图 2 为薄壳和平板结构在相同受压条件下内部应力的分布规律^[17]。

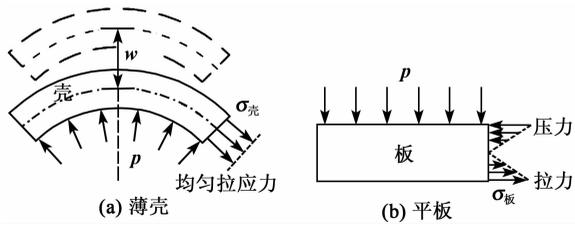


图 2 受压作用下薄壳和平板的内力沿截面的分布规律

由图 2 可知,壳体的初始曲率改变了结构内力的分布形式,使其在受到径向压力时在截面产生均匀的拉应力,比平板结构更适合承受载荷^[18]。

1.2.2 筒壳结构尺寸与承载能力的关系

由文献[19-20]可知,预应力可以增大结构的初始能量,从而增大应变和变形速率,因此,需要通过研究结构所承受外部载荷作用力的大小来确定筒壳结构的尺寸。

根据板壳结构理论^[18]可知,应力 σ 和压强 p 之间存在一定的函数关系,可表示为 σ/p 受控于 h 和 L 的函数关系 $f(h, L)$, 其函数关系为

$$\frac{\sigma}{p} = f\left(\frac{L}{h}\right) \tag{4}$$

根据弹性力学和板壳理论的推导结果可得在外部载荷作用下,壳体结构内应力与壳体结构的尺寸关系为

$$\sigma = 0.25 \frac{pL}{h} \tag{5}$$

根据板壳理论的推导结果可知,受压作用下结构的法向位移 w (见图 2(a))为

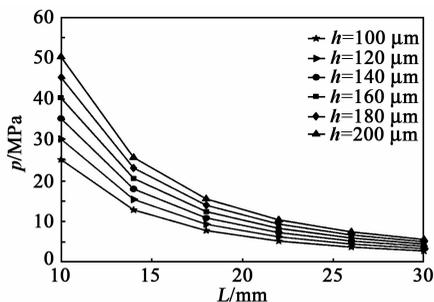
$$w = 0.0875 \frac{pL^2}{Eh} \tag{6}$$

p 表示外部载荷作用的大小,由式(6)可得:

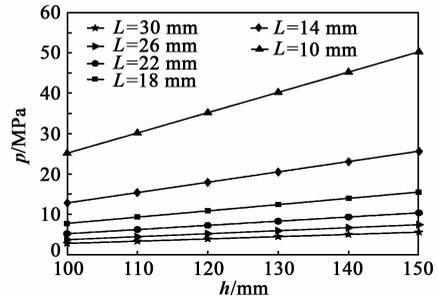
$$p = \frac{80}{7} \cdot \frac{wEh}{L^2} \tag{7}$$

由式(7)可知,当 w 一定时,可得到 L 和 h 对筒壳结构承载能力大小的关系。

本文通过分析及 Matlab 仿真给出了 $w=4$ mm 时, L 和 h 对壳体结构可承受外部作用强度的影响关系,如图 3 所示。



(a) h 不同时, L 与 p 的关系



(b) L 不同时, h 与 p 的关系

图 3 L 和 h 与筒壳结构可承受外载荷作用强度的关系

由图 3 可知,在外部载荷作用下,当形变位移量相同时,筒壳结构可承受外部载荷作用的强度与厚度正向线性相关,且随着 L 的增大而逐渐减小。因此, L 和 h 是影响筒壳结构承受外部载荷作用能力的关键,若要使筒壳结构压电能量收集器在受力变形前具有较大的初始能量,则需要筒壳结构具有较小的 L 和较大的 h 。

2 仿真分析

本文首先对筒壳结构压电能量收集器进行应力、应变分析仿真,其次分别研究筒壳基底与压电薄膜的尺寸对 PVDF 应力、应变的影响,并提供合理的优化设计方案。

2.1 静态分析

本文选用的压电材料为 PVDF,仿真中涉及到的压电常数、介电常数等系数矩阵参考文献[21]。初步设计筒壳型压电能量收集器仿真模型的尺寸如表 1 所示。

表 1 筒壳型压电能量收集器仿真模型尺寸参数

模型	b/mm	$h/\mu m$	r/mm	弧长/mm
基底	80	100	10	25
PVDF 薄膜	80	28	10	10

本文利用 ANSYS 对基底的应力、应变仿真分析,结果表明基底的受力面应力分布均匀,PVDF 薄膜的应变主要分布在位移形变最大的中间区域。

2.2 基底尺寸对 PVDF 的影响分析

2.2.1 L 和 r 对 PVDF 应力、应变的影响

在几何结构中, r 与 L 相对应,其对应关系如表 2 所示。

表 2 r 和 L 的对应关系

r/mm	L/mm	r/mm	L/mm
10.0	19.0	12.5	21.0
15.0	22.2	17.5	22.9
20.0	23.4		

本文利用 ANSYS 仿真分析了 h 不同时,基底 L 对 PVDF 应变的影响,其结果如图 4 所示。

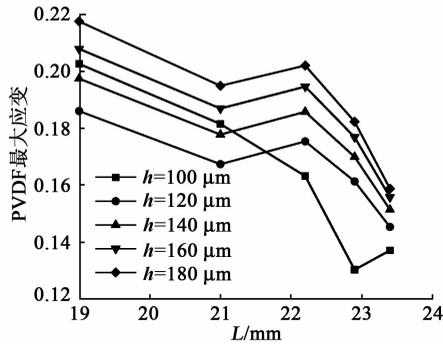


图4 h 不同时, L 与PVDF最大应变的关系

由图4可知,在外部集中载荷作用下,随着 L 的增大,PVDF的应变均呈现先减小再增大,再逐渐递减的趋势,且在 $L > 22.2$ mm时应变值快速递减。因此,选取 $L = 19 \sim 22.2$ mm,即 $r = 10 \sim 15$ mm时为较优尺寸。

2.2.2 h 对基底及PVDF应变的影响

在确定较优的曲率后,进一步仿真分析了筒壳结构的 h 对基底及PVDF应变的影响。在外部集中载荷作用下,当位移形变量相同时,随着 h 的增加,筒壳基底受力点处产生的应变逐渐增大。图5为 h 与PVDF应变的关系。

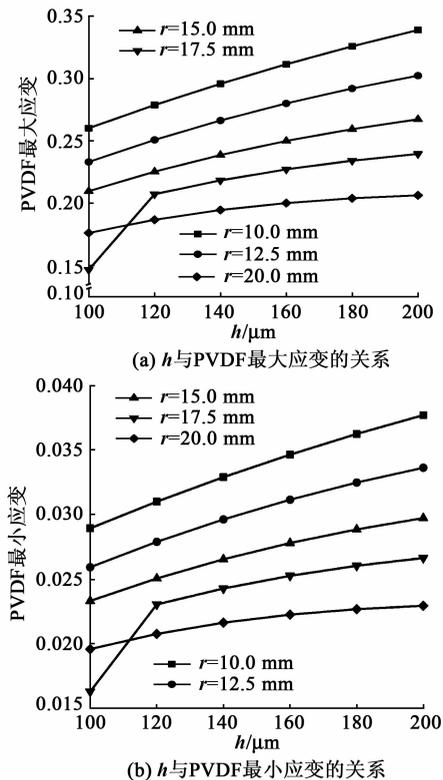


图5 筒壳结构的 h 与PVDF应变的关系

由图5可知,PVDF的最大应变与最小应变均为递增的变化规律,由此可知,PVDF在弯曲变形中所产生的应变均随 h 的增大而增大。

2.3 PVDF尺寸与应力、应变的关系

本文探究了PVDF不同弧长(即宽度)对其应力、应变的影响,以 $h = 160 \mu\text{m}$, $r = 15$ mm,弧长为25 mm为例,在ANSYS中进行仿真分析,仿真结果的拟合曲线如图6所示。

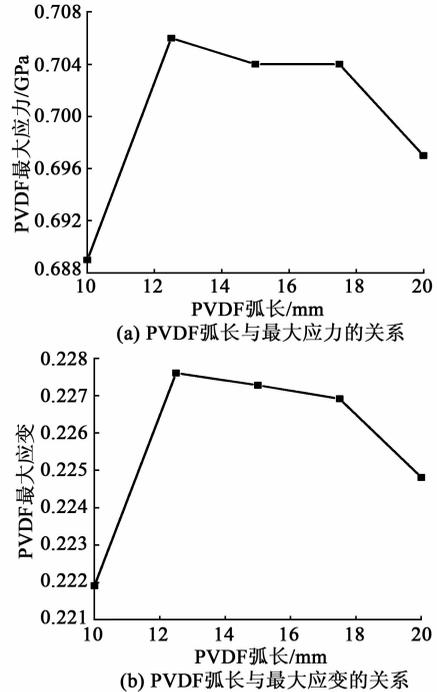


图6 PVDF弧长与最大应力、应变的关系

由图6可知,随着弧长逐渐增大,PVDF产生的最大应力、应变先快速增大再逐渐减小,弧长为12.5~17.5 mm时应力、应变较大,在弧长为12.5 mm时达到最大。由此,在设计筒壳结构压电能量收集器时,PVDF压电材料的弧长没必要与基底尺寸完全一致,其尺寸尽可能覆盖最大应力、应变即可。

综上所述,筒壳结构压电能量收集器在外部集中载荷作用下,PVDF上产生的应力、应变主要集中在弯曲变形的中间区域。因此,在设计筒壳型压电能量收集器时,PVDF的尺寸应尽可能与应力、应变较大的区域符合。基于穿戴式人体关节运动的施力特点,结合筒壳结构的仿真分析和理论推导,本文设计的筒壳型压电能量收集器模型如图7所示。其

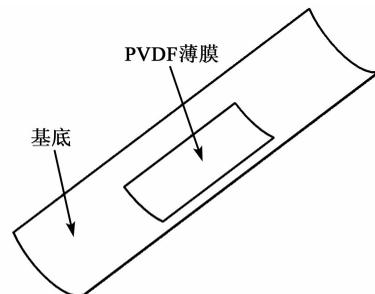


图7 筒壳型压电能量收集器模型示意图

中, PVDF 压电材料的尺寸未完全覆盖基底尺寸, 位于其中间区域。

根据表 1 所设基底尺寸, 由精量电子(美国 MEAS)生产的尺寸为 $30\text{ mm} \times 12\text{ mm}$ 的 LDT1-028K 型号 PVDF 压电薄膜符合图 7 设计模型。

3 实验验证

本文通过实验首先验证了厚度与输出电压及应力、应变的关系; 其次, 制作了与图 7 所示的优化模型一致的筒壳结构压电能量收集器, 并通过关节运动测试且验证优化方案的合理性。

实验装置如图 8 所示。图中, 示波器用于记录实验过程中输出电压波形。实验中肘关节做弯曲和伸展运动(弯曲角度约 100°), 从而使筒壳型压电能量收集器在弯折和恢复原态期间输出电压, 通常关节运动较缓慢, 因此, 实验采用的运动频率约为 1 Hz 。

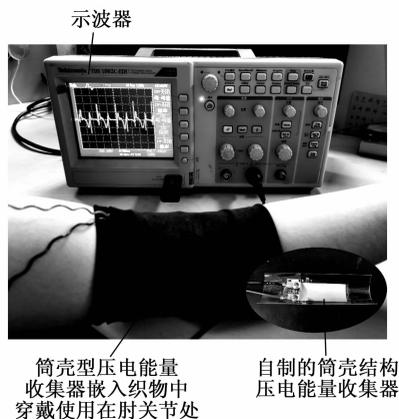


图 8 关节筒壳型压电能量收集器实验装置

3.1 h 对输出特性的影响

实验选取 h 分别为 $100\text{ }\mu\text{m}$ 、 $125\text{ }\mu\text{m}$ 、 $150\text{ }\mu\text{m}$ 和 $175\text{ }\mu\text{m}$, 测得 $r=5\text{ mm}$ 和 10 mm 时 h 与输出电压的关系如图 9 所示。

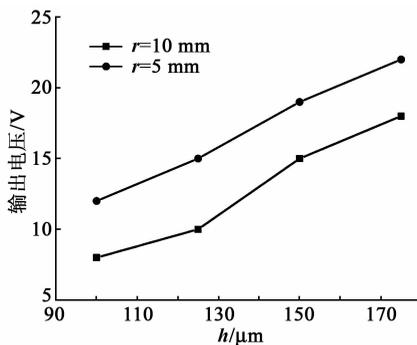


图 9 输出电压随基底厚度的变化

由图 9 可知, 输出电压随着 h 的增加而增加, 与理论和仿真分析结果吻合。同时实验表明, 随着 h

的增加, 硬度增大, 舒适度降低。考虑穿戴于人体的舒适度等因素, 筒壳型可穿戴压电能量收集器的 h 选为 $125\sim 150\text{ }\mu\text{m}$ 时较适合人体关节运动中的能量收集。

3.2 L 和 r 对输出特性的影响

实验所采用的基底和 PVDF 的尺寸如表 3 所示。

表 3 基底和 PVDF 薄膜的尺寸参数

实验模型	b/mm	$h/\mu\text{m}$	弧长/ mm
基底	80	125	25
PVDF 薄膜	80	28	10

实验首先测得 h 为 $125\text{ }\mu\text{m}$ 时, 压电能量收集器的输出电压随 L 和 r 的变化, 其变化规律与理论分析及仿真结果吻合。其次, 得到最大输出电压随 L 和 r 的变化曲线如图 10 所示。

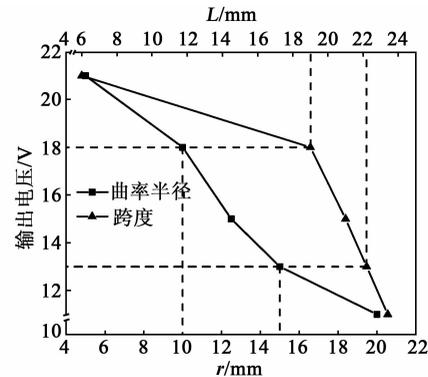


图 10 输出电压随 L 和 r 的变化曲线

由图 10 可知, 输出电压随 L 和 r 的增大而减小, 与式(2)所示的 u 与单位时间压电材料的应变成正比吻合。比较图 10 与图 4 的仿真结果可知, 输出电压和应变随 L 及 r 的变化规律基本一致。

实验测得 1 Hz 运动频率下的 u 为 $11\sim 21\text{ V}$, 当 $r=5\text{ mm}$ 时, u 可达 21 V 。在同样的实验条件下, 文献[15]测得曲率为 $0\sim 500\text{ m}^{-1}$ ($r=2\text{ mm}$) 时, 输出电压为 $6\sim 20\text{ V}$, 其最大输出电压为 20 V 。可见, 本文优化所得的筒壳结构的基本尺寸是合理的, 考虑穿戴式舒适度等因素, 本文所提供的筒壳结构的优化设计方案为 $L=19\sim 22.2\text{ mm}$, $r=10\sim 15\text{ mm}$, 输出电压为 $13\sim 18\text{ V}$ 。

4 结束语

本文探究了可穿戴筒壳结构压电能量收集器俘能的本质, 提出了结构优化设计方案。首先通过理论分析得到增大结构的应力、应变和变形速率, 可以提高压电能量收集器的输出能量, 并从结构力学的

角度进一步指出筒壳结构承受外部载荷作用的强度与厚度成正比,且随着跨度的增大而逐渐减小;其次,利用 ANSYS 仿真分析了应力、应变随基底和 PVDF 的尺寸的变化规律,指出 PVDF 的尺寸应尽可能覆盖应力、应变较大的中间区域,进而得到优化设计模型;最后通过实验验证了厚度、跨度和曲率半径优化尺寸的合理性,综合考虑人体穿戴的舒适度,其优化设计方案为:厚度为 125 ~ 150 μm 、跨度为 19 ~ 22.2 mm、曲率半径为 10 ~ 15 mm,输出电压为 13 ~ 18 V。本设计可为人体关节穿戴的筒壳型压电能量收集器的理论设计提供研究依据。

参考文献:

- [1] MIAO Y M, WU G X, LIU C, et al. Green cognitive body sensor network: architecture, energy harvesting and smart clothing based applications[J]. *IEEE Sensors Journal*, 2019, 19(19): 8371-8378.
- [2] HSIEH H H, HSU F C, CHEN Y F. Energetically autonomous, wearable, and multifunctional sensor[J]. *ACS Sensors*, 2018, 3(1): 113-120.
- [3] GUO H Y, YE H M H, ZI Y L, et al. Ultralight cut-paper-based self-charging power unit for self-powered portable electronic and medical systems [J]. *ACS Nano*, 2017, 11(5): 4475-4482.
- [4] DANG W, MANJAKKAL L, NAVARAJ W T, et al. Stretchable wireless system for sweat pH monitoring [J]. *Biosensors and Bioelectronics*, 2018, 107: 192-202.
- [5] HALIMA M A, RANTZA R, ZHANG B Q, et al. An electromagnetic rotational energy harvester using sprung eccentric rotor, driven by pseudo-walking motion[J]. *Applied Energy*, 2018, 217: 66-74.
- [6] SONG W X, GAN B H, JIANG T, et al. Nanopillar arrayed triboelectric nanogenerator as a self-powered sensitive sensor for a sleep monitoring system[J]. *ACS Nano*, 2016, 10(8): 8097-8103.
- [7] PASQUALE G D. Artificial human joint for the characterization of piezoelectric transducers in self-powered telemedicine applications[J]. *Meccanica*, 2016, 51(9): 2259-2275.
- [8] 闫世伟, 杨志刚. 收集人体动能的压电俘能器研究[J]. *压电与声光*, 2015, 37(5): 757-759.
YAN Shiwei, YANG Zhigang. Research on the energy scavenging from human body by piezoelectric energy harvester[J]. *Piezoelectrics & Acoustooptics*, 2015, 37(5): 757-759.
- [9] HAN Y Z, CAO Y L, ZHAO J J, et al. A self-powered insole for human motion recognition[J]. *Sensors*, 2016, 16(9): 1502-1513.
- [10] 白凤仙, 马慧卿, 孙建忠, 等. 悬臂梁电极长度对压电俘能电气特性的影响研究[J]. *电子学报*, 2019, 47(11): 2256-2262.
BAI Fengxian, MA Huiqing, SUN Jianzhong, et al. Study of the electrode length of cantilever on electrical characteristics of piezoelectric energy harvesting [J]. *Acta Electronica Sinica*, 2019, 47(11): 2256-2262.
- [11] BAI F X, SONG G L, DONG W J, et al. Fan-structure wind energy harvester using circular array of polyvinylidene fluoride cantilevers[J]. *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*, 2017, 28(5): 653-662.
- [12] KYMISSIS J, KENDAL C, PARADISO J, et al. Parasitic power harvesting in shoes[J]. *Wearable Computers*, 1998, 12: 132-139.
- [13] YANG B, YUN K S. Efficient energy harvesting from human motion using wearable piezoelectric shell structures[C]//Beijing, China; 2011 16th International Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems Conference, IEEE, 2011: 2646-2649.
- [14] JUNG W S, LEE M J, KANG M G, et al. Powerful curved piezoelectric generator for wearable applications [J]. *Nano Energy*, 2015, 13: 174-181.
- [15] YANG B, YUN K S. Piezoelectric shell structures as wearable energy harvesters for effective power generation at low-frequency movement[J]. *Sensors and Actuators A (Physical)*, 2012, 188: 427-433.
- [16] 栾桂冬, 张金铎, 王仁乾. 压电换能器和换能器阵[M]. 修订版. 北京: 北京大学出版社, 2006: 40-49.
- [17] 徐芝纶. 弹性力学[M]. 2版. 北京: 高等教育出版社, 2016: 44-77.
- [18] 薛明德, 向志海. 飞行器结构力学基础[M]. 北京: 清华大学出版社, 2009: 54-59.
- [19] PASQUALE G D, KIM S G, PASQUALE D D. Gold-Finger: Wireless human-machine interface with dedicated software and biomechanical energy harvesting system[J]. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, 2016, 21(1): 565-575.
- [20] JANG M, SONG S, PARK Y H, et al. Piezoelectric energy harvester operated by noncontact mechanical frequency up-conversion using shell cantilever structure [J]. *Jpn J of Appl Phys*, 2015, 54(6): 06FP08-1-5.
- [21] 马慧卿. 压电悬臂梁振动能量收集器的电极优化设计[D]. 大连: 大连理工大学, 2018.

径向双压电叠堆执行器建模与实验研究

江裕雷,朱玉川,陈 龙,邵明皓,郑述峰

(南京航空航天大学 机电学院, 江苏 南京 210016)

摘 要:该文设计了一种径向双压电叠堆执行器,可以实现单压电或双压电叠堆驱动,在不增加轴向长度的基础上实现输出位移的放大。针对该执行器,建立了基于 Bouc-Wen 的压电动态迟滞力模型作为执行器整体动力学模型力的输入;在 MATLAB/Simulink 中,基于最小二乘法对迟滞力模型中的参数进行辨识。仿真与实验结果表明,在峰-峰值 140 V、直流偏置 70 V 的激励信号下,两根长为 18 mm 的压电叠堆在复合驱动下能输出约 55 μm 的位移,实现了执行器的位移放大输出且在高频下无明显衰减;所建立的执行器动态迟滞模型很好地描述了单压电或双压电叠堆在 1~600 Hz 驱动频率下的电压-位移滞环曲线。在驱动频率为 600 Hz 时,双压电复合驱动的模式最大均方根误差为 1.13 μm ,最大相对误差为 6.1%,为大位移、高精度的执行器控制提供了基础。

关键词:双压电叠堆;执行器;频率相关;迟滞;参数辨识

中图分类号:TN384;TM282;TH137 **文献标志码:**A

Modeling and Experimental Study on Radial Dual-Piezoelectric Stack Actuator

JIANG Yulei, ZHU Yuchuan, CHEN Long, TAI Minghao, ZHENG Shufeng

(College of Mechanical and Electrical Engineering, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 210016, China)

Abstract: A radial dual-piezoelectric stack actuator is designed, which can realize the single piezoelectric or dual-piezoelectric stack driving, and can amplify the displacement output without increasing the axial length of actuator. A piezoelectric dynamic hysteresis force model based on Bouc-Wen is established as the force input of the whole dynamic model of the actuator, the parameters in the hysteresis force model are identified based on the least square method in MATLAB/Simulink. The simulation and experimental results show that at the excited signal of 140 V peak-to-peak value and 70 V DC offset, two piezoelectric stacks with a length of 18 mm can output a displacement of about 55 μm under the compound driving, realizing the displacement amplification output of the actuator without obvious attenuation at high frequency. The established dynamic hysteresis model of the actuator well describes the voltage-displacement hysteresis curve of single or double piezoelectric stack driving at the driving frequency of 1~600 Hz. When the driving frequency is up to 600 Hz, the maximum root mean square(RMS) error and the maximum relative error of model are 1.13 μm and 6.1% respectively, which provides the basis for control of high precision actuator with large displacement.

Key words: dual-piezoelectric stack; actuator; frequency dependence; hysteresis; parameter identification

0 引言

叠堆型压电执行器充分利用压电陶瓷的高功率密度,具有体积小,频响高及输出力大等特点,广泛应用于光学、医疗、航空航天等领域^[1]。然而其输出位移相对较小,使其应用范围受到限制。相关研究学者为使叠堆型压电执行器具有大位移的输出,采用柔性铰链^[2]、压曲放大^[3]、液压放大^[4]等外置放大机构对其进行位移放大,如采用机械结构放大的方式增大整个执行器尺寸,改变了执行器的空间位置布局,降低了系统的频响。液压放大存在液压泄漏,

设计安装难的问题。因此,如何应用一种新的放大形式使叠堆型执行器具有较大的位移输出,且兼有较高频响特性是亟需解决的一个问题。

压电陶瓷的非线性特征严重影响其控制精度,为此,众多学者提出了大量的迟滞模型,如静态模型有 Preisach 模型^[5]、Maxwell 模型^[6]、Prandtl-Ishlinskii 模型^[7-8]等,动态模型有 Duhem 模型^[9]、Backlash-like 模型^[10]、Bouc-Wen 模型^[11]等。其中 Bouc-Wen 模型是一种差分方程形式的描述,因便于取逆和建模而广泛应用于表征压电陶瓷的非线性特征。但如

收稿日期:2020-11-03

基金项目:国家自然科学基金资助项目(51975275)

作者简介:江裕雷(1995-),男,安徽马鞍山人,硕士生,主要从事压电执行器的研究。E-mail:15951956644@163.com。通信作者:朱玉川(1974-),男,安徽淮南人,教授,主要从事智能材料及智能结构研究。E-mail:meeyczhu@nuaa.edu.cn。

何精准、快速辨识模型中的参数是一个难点。常见的辨识方法有神经网络优化算法^[12]、粒子群优化算法^[13]等,但这些算法在实际应用过程中较复杂,辨识时间较长。

综上所述,本文设计了一种径向双压电叠堆执行器,通过径向双压电驱动实现高频大位移的输出,同时在 Simulink 中构建动态 Bouc-Wen 迟滞模型来描述压电的迟滞力。基于非线性最小二乘法,可以快速、方便、准确地对模型中的参数进行辨识,最后通过大量实验证明了该模型与辨识方法的有效性。

1 执行器结构与工作原理

径向双压电叠堆执行器结构如图 1 所示。“径向”是就两个压电陶瓷的安装布局而言,特指在环形压电陶瓷径向方向,通过“几”字形套筒嵌入方形压电陶瓷,在结构上实现径向两个压电陶瓷的嵌套。在正弦电压的激励下,一端固定,另一端自由的环形压电陶瓷沿着轴向输出位移,经套筒将位移传递至方形压电陶瓷,同时该方形压电陶瓷在电压激励下也发生轴向伸长,进一步放大位移,实现大位移的输出。该结构在未增加轴向结构尺寸的前提下,进一步地增大了轴向输出位移。

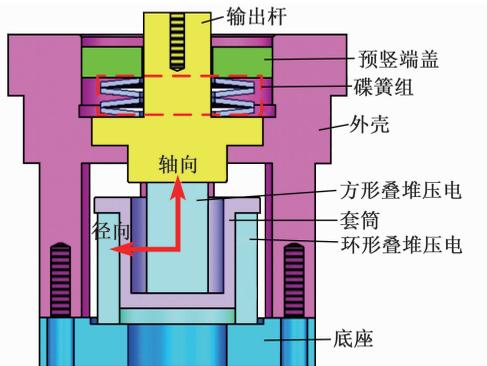


图 1 执行器结构

由于压电陶瓷在使用过程中不能承受拉力,过大的拉力会使叠堆层发生破坏,造成短路,因此,在实际使用过程中通常需要施加一定的预紧力,其值一般约为该陶瓷最大输出力的 10%^[1]。本设计采用 4 片碟簧串联的形式(尺寸: $\varnothing 22.5 \text{ mm} \times \varnothing 11.2 \text{ mm} \times 0.6 \text{ mm}$),以减小碟簧组的刚度,避免由于压电陶瓷在输出位移的过程中造成过大的预压力波动。本研究综合考虑了压电叠堆的尺寸及阻断力,最终施加的预紧力为 450 N。

压电陶瓷只能承受轴向力,不能承受侧向力及剪切力,因而需要避免预紧端盖旋转压缩碟簧时产生的剪切力。采用在输出杆上增加两个防扭“凸

起”,与外壳内孔中的两个“凹坑”间隙配合来达到防扭效果(见图 2),同时在底座上设计的环形槽对叠堆压电进行定位、约束。

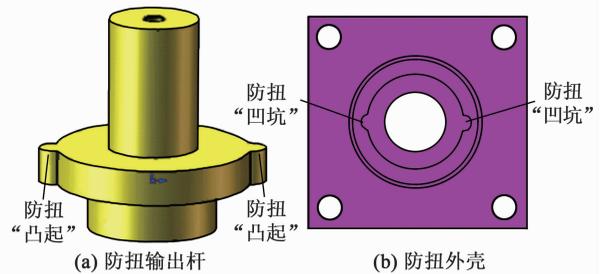


图 2 防扭结构示意图

执行器使用的两种压电叠堆陶瓷均产自苏州攀特电陶有限公司,其中环形压电陶瓷型号为 PTH1502619201,外形尺寸为 $\varnothing 26 \text{ mm} \times \varnothing 19 \text{ mm} \times 18 \text{ mm}$,阻断力为 7 200 N;方形压电陶瓷型号为 PTJ1501010201,外形尺寸为 $10 \text{ mm} \times 10 \text{ mm} \times 18 \text{ mm}$,阻断力为 3 600 N。方形压电陶瓷安装在套筒内孔中,利用其侧面与套筒内圆面之间的间隙进行布线。

2 非对称动态迟滞模型建模与参数辨识

2.1 非对称频率相关 Bouc-Wen 迟滞模型

传统的 Bouc-Wen 模型是利用差分方程来描述压电驱动系统的迟滞特性,具体表达如下:

$$y(t) = d \cdot u(t) + h(t) \quad (1)$$

$$\dot{h}(t) = \alpha \dot{u}(t) - \varphi_1 \dot{u}(t) |h(t)| - \varphi_2 |\dot{u}(t)| |h(t)| \quad (2)$$

式中: $u(t)$ 为压电陶瓷的输入电压; $y(t)$ 为压电陶瓷的输出位移; d 为线性比例系数; $d \cdot u(t)$ 为线性位移输出部分; $h(t)$ 为迟滞位移输出部分; α 、 φ_1 、 φ_2 为模型的滞环形状控制系数。

由于传统模型的结构特点只能用于描述对称的迟滞特性,而实际上压电陶瓷的位移输出具有显著的非对称性,且压电陶瓷的输出位移还呈现出一种频率相关的特性,即受输入电压的频率影响。同时,压电的输出力可以看作是一种内力,其位移输出是内力作用产生的,因此,本文采用非对称频率相关的 Bouc-Wen 模型来描述压电的迟滞输出力行为。

为了描述迟滞的非对称性,在传统滞环形状控制函数中引入新的控制项,使其在不同取值范围内,形状控制函数的取值相互独立,即迟滞分量相互独立。根据文献^[11],通过在线性位移输出部分引入一阶惯性环节来描述压电陶瓷输出内力的频率相关特性,则有

$$f_i = k_i \left[h + \frac{d_i \cdot u(t)}{\tau_i} e^{-\frac{t}{\tau_i}} \right] \quad (3)$$

$$\begin{aligned} \dot{h}(t) = & \alpha_i \dot{u}(t) - \varphi_{1i} \dot{u}(t) |h(t)| - \\ & \varphi_{2i} |\dot{u}(t)| |h(t) - \varphi_{3i} \dot{u}(t) h(t) - \\ & \varphi_{4i} |\dot{u}(t)| |h(t)| \end{aligned} \quad (4)$$

式中: f_i 为压电叠堆陶瓷的迟滞力; k_i 为压电叠堆陶瓷的刚度; τ_i 为时间常数; d_i 为线性比例系数; α_i 、 φ_{1i} 、 φ_{2i} 、 φ_{3i} 、 φ_{4i} 为模型的滞环形状控制系数, $i=1, 3, 1$ 表示环形压电陶瓷, 3 表示方形压电陶瓷。

2.2 执行器动力学模型

执行器结构中的套筒、输出杆、碟簧等元件均会对系统的输出位移产生影响, 所以, 为了更精确地描述执行器的力-位移输出特性, 需要对执行器

$$\begin{cases} m_{1e} \ddot{u}_1 = f_1 - k_1 u_1 - c_1 \dot{u}_1 - k_2 (u_1 - u_2) - c_2 (\dot{u}_1 - \dot{u}_2) \\ m_2 \ddot{u}_2 = k_2 (u_1 - u_2) + c_2 (\dot{u}_1 - \dot{u}_2) - f_3 - k_3 (u_2 - u_3) - c_3 (\dot{u}_2 - \dot{u}_3) \\ m_{3e} \ddot{u}_3 = f_3 + k_3 (u_2 - u_3) + c_3 (\dot{u}_2 - \dot{u}_3) - k_4 (u_3 - u_4) - c_4 (\dot{u}_3 - \dot{u}_4) \\ m_4 \ddot{u}_4 = k_4 (u_3 - u_4) + c_4 (\dot{u}_3 - \dot{u}_4) - k_5 u_4 - c_5 \dot{u}_4 \end{cases} \quad (5)$$

式中: m_{1e} 、 k_1 、 c_1 、 f_1 、 u_1 分别为环形压电的等效质量、刚度、阻尼、迟滞力、位移; m_2 、 k_2 、 c_2 、 u_2 分别为套筒的质量、刚度、阻尼、位移; m_{3e} 、 k_3 、 c_3 、 f_3 、 u_3 分别为方形压电的等效质量、刚度、阻尼、迟滞力、位移; m_4 、 k_4 、 c_4 、 u_4 分别为输出杆的质量、刚度、阻尼、位移; k_5 、 c_5 分别为碟簧的刚度和阻尼。

由有限元仿真得到套筒和输出杆的刚度。通过在 ANSYS 中对套筒和输出杆施加 1 000 N 的作用力, 进行静力学分析, 得到的变形云图如图 4 所示。通过最大变形量和所施加的力可得到相应的刚度: 套

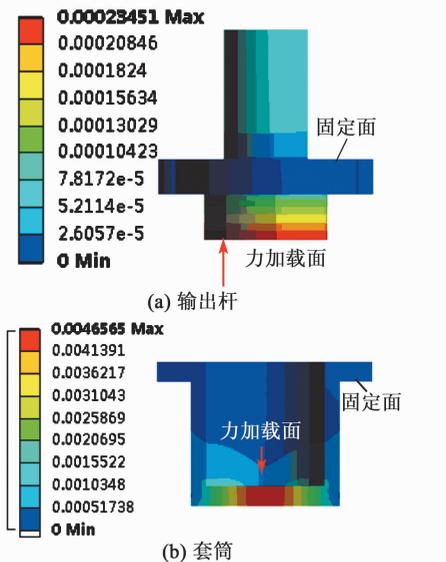


图 4 变形云图

进行动力学建模。由于系统中存在两个压电驱动单元, 不能简单地将其等效为一个二阶系统, 所以需要每一个元件进行建模分析。根据图 1 中的结构关系, 建立如图 3 所示的动力学等效模型, 主要包括环形压电、套筒、方形压电、输出杆、碟簧。由于碟簧的质量相对较小, 故不考虑该质量对系统的影响。

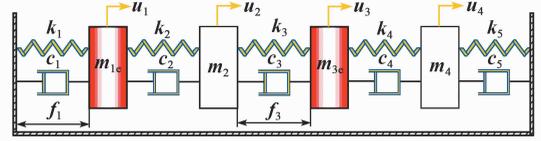


图 3 系统动力学模型

筒刚度为 217 N/ μm , 输出杆的刚度为 4 347 N/ μm 。

环形、方形压电及碟簧材料参数均根据厂家提供, 其他参数通过相应的计算及查阅资料得到, 具体如表 1 所示。

表 1 执行器动力学模型相关参数

m_{1e}/kg	m_2/kg	m_{3e}/kg	m_4/kg	$k_1/(\text{N} \cdot \mu\text{m}^{-1})$
0.035	0.023	0.014	0.038	360
$k_2/$	$k_3/$	$k_4/$	$k_5/$	$c_1/(\text{N} \cdot$
$(\text{N} \cdot \mu\text{m}^{-1})$	$(\text{N} \cdot \mu\text{m}^{-1})$	$(\text{N} \cdot \mu\text{m}^{-1})$	$(\text{N} \cdot \mu\text{m}^{-1})$	$\text{s} \cdot \text{m}^{-1})$
217	250	4 347	0, 212 5	2 200
$c_2/(\text{N} \cdot$	$c_3/(\text{N} \cdot$	$c_4/(\text{N} \cdot$	$c_5/(\text{N} \cdot$	
$\text{s} \cdot \text{m}^{-1})$	$\text{s} \cdot \text{m}^{-1})$	$\text{s} \cdot \text{m}^{-1})$	$\text{s} \cdot \text{m}^{-1})$	
1 100	1 200	900	650	

2.3 迟滞模型参数辨识

2.1 节中已建立了压电陶瓷的迟滞力输出数学模型, 但该模型中的一些参数需通过辨识得到。结合 2.2 节中建立的执行器动力学数学模型, 在 MATLAB/Simulink 搭建了相应的数值仿真模型。图 5 为环形压电的迟滞力输出数值仿真模型, 需对图中灰色标记模块中的参数进行辨识, 同理也需对方形压电的迟滞输出力模型中相应的参数进行辨识。

将双压电的迟滞力作为机械系统的力的输入, 分别用环形、方形压电陶瓷实验输出位移对迟滞力模型中的参数进行辨识, 以此来更精确地描述径向双压电叠堆执行器的位移输出性能。

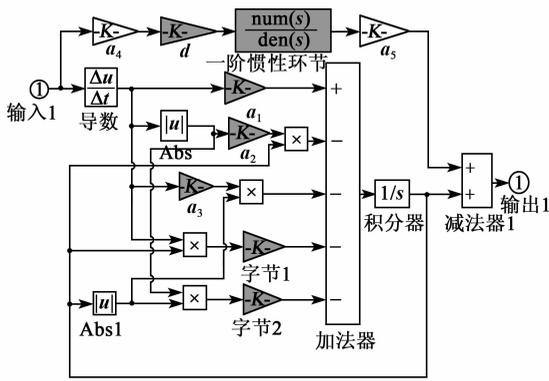


图5 环形压电迟滞力模型

为了简化辨识过程,提高辨识效率,本文借助 MATLAB/Simulink 参数辨识工具箱,采用非线性最小二乘法对迟滞力模型中的相关参数进行辨识。参数收敛的标准是误差平方和最小,采用的目标函数为

$$e(d_i, \alpha_i, \varphi_{1i}, \varphi_{2i}, \varphi_{3i}, \varphi_{4i}, \tau_i) = \min \sum_{x=1}^n (y_x - y_x^s)^2 \quad (6)$$

式中: y_x 为执行器的实际输出位移; y_x^s 为执行器的仿真输出位移; n 为采样总数; x 为第 x 个数据点。采用 Trust-Region-Reflective 优化算法进行目标搜索,使目标函数值越来越小。

迟滞力模型可分成准静态和频率相关动态两部分^[13],在辨识过程中可以单独进行,以降低辨识难度。以环形压电为对象,对于准静态参数,利用该压电陶瓷在峰-峰值 140 V、直流偏置 70 V、频率 1 Hz 的驱动信号下的实验输出位移来辨识,包括 d_1 、 α_1 、 φ_{11} 、 φ_{21} 、 φ_{31} 、 φ_{41} ;对于频率相关动态部分参数 τ_1 ,先将前面辨识得到的准静态参数代入模型,再利用该压电在峰-峰值 140 V、直流偏置 70 V、频率 600 Hz 的驱动信号下的实验输出位移来辨识,具体流程如图 6 所示,对输入电压及输出位移进行归一化处理是为了更好地确定所辨识参数的初值。运用同样的方法可对方形压电迟滞力模型中的相关参数进行辨识。

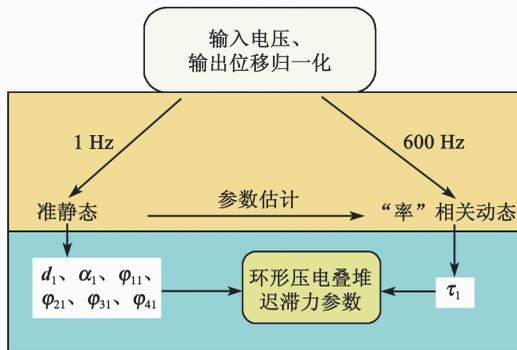


图6 参数辨识过程

利用环形、方形压电陶瓷分别在 1 Hz、600 Hz 下的实验输出位移对两者迟滞力模型中的未知参数进行辨识。在辨识前需对未知参数进行敏感度分析并按照一定的顺序进行辨识,辨识结果如表 2 所示。

表 2 压电迟滞力模型参数辨识结果

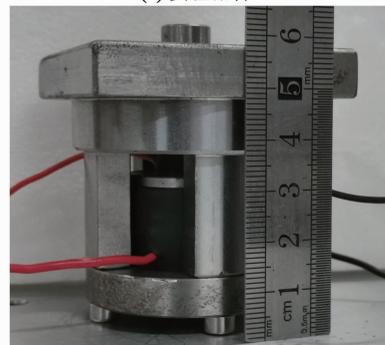
环形压电		方形压电	
$d_1/(\mu\text{m} \cdot \text{V}^{-1})$	1.456 0	$d_3/(\mu\text{m} \cdot \text{V}^{-1})$	1.026 3
$\alpha_1/(\mu\text{m} \cdot \text{V}^{-1})$	-0.430 5	$\alpha_3/(\mu\text{m} \cdot \text{V}^{-1})$	-0.724 7
$\varphi_{11}/\text{V}^{-1}$	93.742 1	$\varphi_{13}/\text{V}^{-1}$	19.193 7
$\varphi_{21}/\text{V}^{-1}$	84.570 5	$\varphi_{23}/\text{V}^{-1}$	-3.025 4
$\varphi_{31}/\text{V}^{-1}$	84.355 0	$\varphi_{33}/\text{V}^{-1}$	0.075 6
$\varphi_{41}/\text{V}^{-1}$	92.775 4	$\varphi_{43}/\text{V}^{-1}$	18.228 3
$\tau_1/(10^{-5} \cdot \text{s})$	3.76	$\tau_3/(10^{-5} \cdot \text{s})$	2.83

3 执行器输出位移仿真与实验对比

为了进一步验证所建立的径向双压电叠堆执行器系统动力学模型及迟滞力模型辨识法的有效性,对执行器进行实验分析。搭建如图 7 所示的实验平台,信号发生器输出的正弦激励信号经功率放大器放大,用以驱动压电伸长;通过电涡流传感器采集执行器输出杆的输出位移,并转换为模拟量信号在示波器上显示。



(a) 实验器材



(b) 执行器实物

图7 执行器实验测试平台

实验中用以驱动方形和环形压电陶瓷的激励信号是经功率放大器放大为峰-峰值 140 V,直流偏置 70 V 的正弦激励信号。首先分别测试了环形、方形压电陶瓷在 1~600 Hz 下的输出位移,然后测试了 1~600 Hz 下双压电叠堆同时驱动的输出位移。仿真与实验的对比效果如图 8~10 所示。

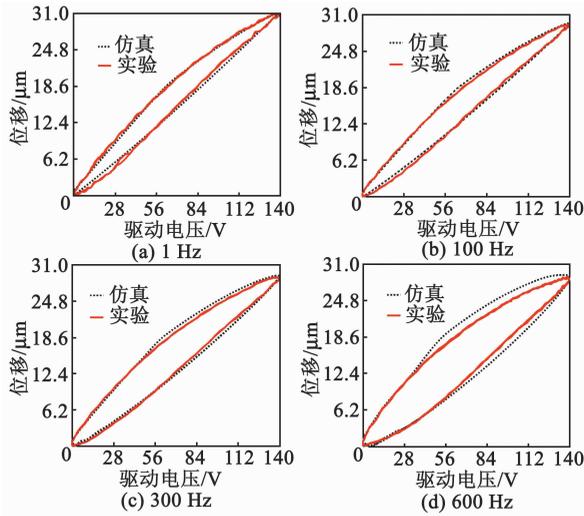


图 8 环形压电陶瓷电压-位移滞环仿真与实验对比

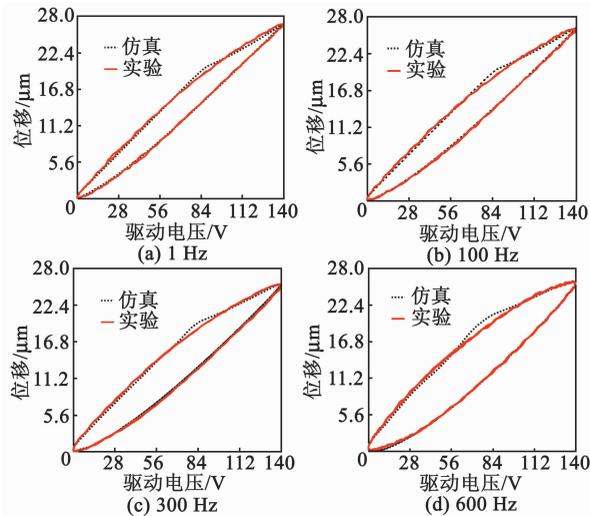


图 9 方形压电陶瓷电压-位移滞环仿真与实验对比

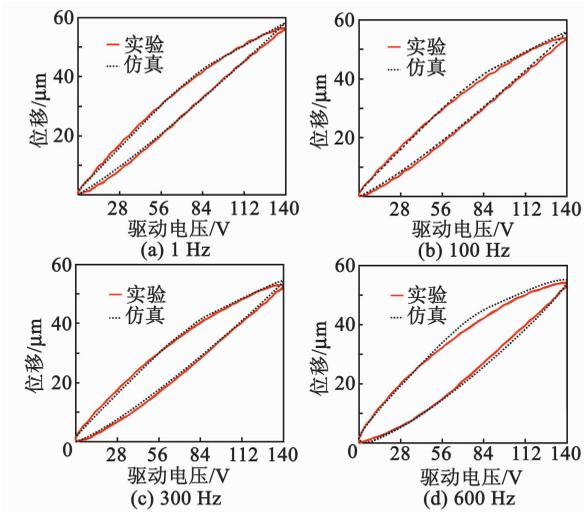


图 10 双压电叠堆电压-位移滞环仿真与实验对比

为了进一步直观地描述所建立的双压电叠堆驱动迟滞模型的准确性,定量分析了模型的误差,在此

引入均方根误差 e_{rms} , 最大误差 e_m , 最大相对误差 e_{max} 指标进行评价, 其中每个指标具体定义为

$$e_{rms} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n [x_e(i) - x_s(i)]^2}{n}} \quad (7)$$

$$e_m = \max |x_e(i) - x_s(i)|_{1 \leq i \leq n} \quad (8)$$

$$e_{max} = \frac{e_m}{x_e(i)_{max}} \cdot 100\% \quad (9)$$

式中: i 为采样周期中的数据点; $x_e(i)$ 为实验位移值; $x_e(i)_{max}$ 为最大实验位移值; $x_s(i)$ 为仿真位移值。表 3 为双压电叠堆驱动仿真与实验滞环误差。

表 3 双压电叠堆驱动仿真与实验滞环误差

驱动频率/Hz	$e_{rms}/\mu\text{m}$	$e_m/\mu\text{m}$	$e_{max}/\%$
1	0.58	2.10	3.9
100	0.78	1.99	3.7
300	0.64	2.20	4.1
600	1.13	3.30	6.1

结合图 8~10 及表 3 可看出,在低频或高频下,单压电驱动和双压电驱动的电压-位移滞环的仿真和实验结果均吻合较好。随着驱动频率的增加,模型误差有相对增大的趋势,双压电叠堆驱动时,最大均方根误差为 $1.13 \mu\text{m}$, $e_{max} = 6.1\%$ 。模型存在的误差主要包括:首先是所使用的非对称迟滞力模型在描述滞环时存在“拐点”以适应非对称,拐点处的相对误差较大;其次是在实验过程中,由于人为因素导致功率放大器的放大倍数存在一定的波动;最后随着压电长时间的工作,温度升高,使其性能发生变化。

由图 10 可知,所设计的双压电叠堆执行器能在不增加轴向长度的前提下(即相当于单根压电长度 18 mm),输出约 $55 \mu\text{m}$ 的位移,进一步放大输出位移,且在驱动频率从 1 Hz 增加至 600 Hz ,位移仅衰减了约 $4 \mu\text{m}$ 。

为进一步分析所设计的双压电叠堆执行器的位移输出特性,对单压电驱动、双压电叠堆驱动下的位移进行对比分析,如图 11 所示。图中“双压电叠堆”为方形和环形压电陶瓷同时驱动时输出位移,“方形+环形”为单个方形压电驱动输出位移与单个环形压电驱动输出位移之和。由图可见,在不同驱动频率下,所设计的双压电叠堆执行器输出位移与理想情况相比,其最大位移衰减 $3 \mu\text{m}$,且随着频率的增大,衰减位移减小。造成位移衰减因素包括:在实验过程中功率放大器的放大倍数存在波动;双压电叠堆结构中的“几”字形套筒在运动过程中存在微小变形。

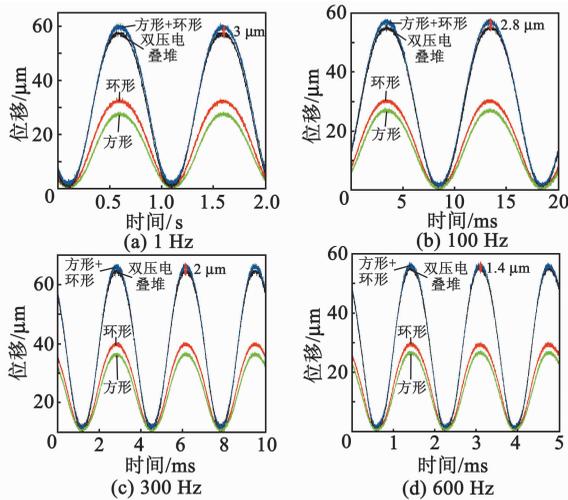


图 11 不同压电驱动输出位移实验对比

4 结论

1) 设计了一种径向双压电叠堆执行器,可以实现单压电及双压电叠堆驱动。在不增加执行器轴向尺寸的前提下,能够输出约 $55 \mu\text{m}$ 位移,高频衰减约 $4 \mu\text{m}$,与理想单压电驱动输出位移之和相比,最大仅衰减 $3 \mu\text{m}$ 。从原理上验证了多压电叠堆执行器结构可以实现位移放大,同时兼具高频响特性。

2) 建立了压电动态迟滞力输出模型和系统动力学模型,并基于最小二乘法进行模型参数辨识。与传统的神经网络、粒子群等算法相比,其极大地简化了辨识过程,提高了辨识效率。

3) 建立的迟滞模型可以很好地描述双压电叠堆驱动时的电压-位移滞环曲线。通过对比仿真和实验发现,双压电叠堆驱动时的模型最大均方根误差为 $1.13 \mu\text{m}$,最大相对误差为 6.1% ,在一定程度上可以说明所建立的压电迟滞力模型、执行器动力学模型及辨识方法的有效性,为高精度、大位移压电执行器的控制提供了基础。

参考文献:

- [1] 李宇阳,朱玉川,李仁强,等. 双压电叠堆驱动执行器率相关迟滞建模与分析[J]. 压电与声光, 2019, 41(2): 97-103.
LI Yuyang, ZHU Yuchuan, LI Renqiang, et al. Modeling and analysis of rate dependent hysteresis for dual piezoelectric stack driven actuator[J]. Piezoelectrics & Acoustooptics, 2019, 41(2): 97-103.
- [2] 钟相强,黄卫清,张轩,等. 二级杠杆柔性铰链复合结构的双足压电直线电机[J]. 光学精密工程, 2018, 26(1): 86-94.
- [3] JIANG Xin, ZHU Yuchuan. Mechanical amplifier for giant magnetostrictive materials and piezoelectric materi-

- als[J]. Hydromechanics Engineering, 2013, 41(24): 30-34.
- [4] 罗樟,朱玉川,高强. GMM 高速开关阀用液压放大器建模与实验[J]. 压电与声光, 2019, 41(2): 265-268.
LUO Zhang, ZHU Yuchuan, GAO Qiang. Modeling and experiment on hydraulic amplifier for GMM high-speed on-off valve[J]. Piezoelectrics & Acoustooptics, 2019, 41(2): 265-268.
- [5] 李东明,罗姜,李丽,等. 压电陶瓷驱动微进给刀架的迟滞建模[J]. 压电与声光, 2018, 40(5): 776-779.
LI Dongming, LUO Jiang, LI Li, et al. Hysteresis modeling of micro-feeding tool holder driven by piezoelectric ceramic[J]. Piezoelectrics & Acoustooptics, 2018, 40(5): 776-779.
- [6] VO-MINH T, TIAHJOWIDODO T, RAMON H, et al. A new approach to modeling hysteresis in a pneumatic artificial muscle using the maxwell-slip model [J]. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 2011, 16(1): 177-186.
- [7] 卢志诚,刘文翠,惠相君,等. 压电微夹钳的迟滞及蠕变补偿[J]. 压电与声光, 2019, 41(2): 244-248.
LU Zhicheng, LIU Wencui, HUI Xiangjun, et al. Hysteresis and creep compensation of piezoelectric micro-gripper[J]. Piezoelectrics & Acoustooptics, 2019, 41(2): 244-248.
- [8] 胡俊峰,何建康,杨明立. 压电式二维微定位平台的率相关迟滞建模[J]. 振动与冲击, 2020, 39(6): 104-110.
HU Junfeng, HE Jiankang, YANG Mingli. Rate-dependent modeling of a piezoelectric two-dimensional micro positioning stage[J]. Journal of Vibration and Shock, 2020, 39(6): 104-110.
- [9] 徐子睿,许素安,富雅琼,等. 基于 Duhem 前馈逆补偿的压电陶瓷迟滞非线性自适应滑模控制[J]. 传感技术学报, 2019, 32(8): 1209-1214.
- [10] 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): 105-113.
- [11] 郭亚子,朱玉川. 压电叠堆执行器迟滞非线性建模与分析[J]. 压电与声光, 2017, 39(4): 520-524.
GUO Yazi, ZHU Yuchuan. Modeling and analysis on hysteresis nonlinear characteristics of the piezoelectric stack actuators [J]. Piezoelectrics & Acoustooptics, 2017, 39(4): 520-524.
- [12] 张新良,贾丽杰,付陈琳. 神经网络 NARX 压电陶瓷执行器迟滞建模[J]. 控制工程, 2019(5): 806-811.
- [13] 朱斌,朱玉川,李宇阳,等. 压电叠堆执行器迟滞建模与前馈补偿研究[J]. 压电与声光, 2018, 40(1): 38-41.
ZHU Bin, ZHU Yuchuan, LI Yuyang, et al. Research on modeling and feedforward compensation of the hysteresis of piezoelectric stack actuator[J]. Piezoelectrics & Acoustooptics, 2018, 40(1): 38-41.

高频声光偏转器的抗静电研究

夏茜¹,陈清华²,张泽红¹,汤旭东¹

(1. 中国电子科技集团公司第二十六研究所,重庆 400060;2. 中央军委装备发展部军事代表局驻重庆地区军事代表室,重庆 400060)

摘要:该文介绍了一种具有抗静电设计的高频声光偏转器。该高频声光偏转器随着工作频率的提高,其使用的换能器厚度越来越薄,击穿电压越来越低,因此在运输和使用过程中易受到静电损伤。该文通过在器件内设计防止换能器积累电荷的静电放电回路,解决了高频声光器件超薄换能器被静电损伤的问题,消除了静电放电问题的发生。结果表明,制作的高频声光偏转器样品通过了8 000 V的静电实验,取得了良好的效果。

关键词:抗静电;声光偏转器;换能器

中图分类号:TN384 **文献标志码:**A

Study on Antistatic of High Frequency Acousto-optic Deflector

XIA Qian¹, CHEN Qinghua², ZHANG Zehong¹, TANG Xudong¹

(1. The 26th Institute of China Electronics Technology Group Corporation, Chongqing 400060, China; 2. Military Representative Office of Equipment Development Department of the Central Military Commission in Chongqing, Chongqing 400060, China)

Abstract: A high frequency and antistatic acousto-optic deflector with antistatic design is introduced in this paper. As the working frequency of the high frequency acousto-optic deflector increases, the thickness of the transducer becomes thinner and thinner, the breakdown voltage becomes lower and lower, so it is easy to suffer from the electrostatic damage during the transportation and use. In this work, an electrostatic discharge circuit is used to prevent the transducer from accumulating charge in the device, thus the problem that the ultra-thin transducer of the high frequency acousto-optic device is damaged by the electrostatic has been solved, and the occurrence of electrostatic discharge is eliminated. The results show that the fabricated high frequency acousto-optic deflector sample passed the electrostatic experiment of 8 000 V and achieved good results.

Key words: antistatic; acousto-optic deflector; transducer

0 引言

静电放电是近场电磁危害源的一种,不仅可能会形成潜在性的危害,降低电子设备工作的可靠性,进而引发工程事故,而且可以对电子设备造成严重损伤和干扰。

高频声光偏转器随着工作频率的提高,其使用的换能器厚度越来越薄,击穿电压越来越低,因此不能再将高频声光器件当作静电不敏感器件。高频声光器件在使用、生产和运输等过程中,因受到周围环境和人的影响,且大部分在数千伏以上的静电,静电放电产生的电磁脉冲不仅会对高频声光器件造成严重损伤,还会造成潜在的损害,且此类潜在损害有着极强的隐蔽性,通过筛选或实验的处理方式都难以被剔除或被检测。为此,我们通过在器件内设计防止换能器积累电荷的静电放电回路,解决了高频声光器件超薄换能器被静电损伤的问题,有效杜绝了

巨脉冲静电放电问题的发生。

1 高频声光偏转器基本原理

高频声光偏转器采用声光互作用理论进行设计,其工作原理及组成如图1所示^[1]。图中, θ 为衍射光偏转角度。

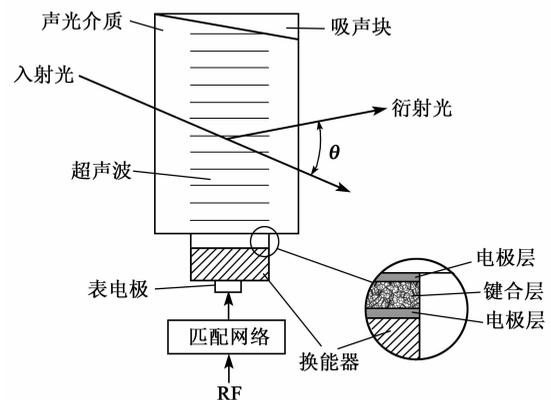


图1 高频声光偏转器基本原理

收稿日期:2020-05-11

作者简介:夏茜(1988-),女,重庆人,工程师,硕士,主要从事RF接收机、声光偏转器的研究。

高频信号通过匹配网络、表电极传输至换能器,换能器将高频信号转换为超声波并通过键合层耦合到声光介质内^[2]。超声波在声光介质内产生折射率光栅,入射的激光与折射率光栅产生声光互作用得到衍射光,衍射光与入射的激光之间有一个夹角 θ , θ 与高频信号频率的关系为

$$\theta = \lambda_0 f / v \quad (1)$$

式中: λ_0 为光波长; f 为输入电信号的频率; v 为声光介质内超声波的速度^[3]。

2 高频声光偏转器静电放电失效模式

静电击穿是失效模式较常见的一种,因静电放电(ESD)导致损失,造成器件的失效,该失效约占现场应用的电子器件失效的1/4^[4]。高ESD造成的电子器件失效较严重,主要表现为短路、开路或指标参数的漂移;如果为较低的静电能量,只对器件内部造成较轻的损伤,多为器件内部氧化层被击穿、熔融多晶硅层等。ESD是电场强、电位高、瞬时脉冲大电流的一个过程,会产生电磁辐射,进而形成电磁脉冲,其电磁能量对电子设备中的敏感元器件或微电子元件造成较严重的损伤和干扰,还可能造成潜在性危害,使工作的电子设备可靠性降低,从而造成较重大的工程事故。

ESD产生的电磁脉冲场表现的主要特性有以下几个方面:

1) 宽频谱。ESD的电磁脉冲包括直流分量到几赫兹的频率分量。由于较陡峭的上升沿,形成宽频谱。

2) 陡峭的上升沿。ESD电磁脉冲的上升沿因ESD情况不一致而产生不同的表现,一般为皮秒或纳秒量级。

3) 高近场幅值。ESD通道周围的磁场每米可达几十安培,电场每米可达数千伏。

结合产品的特点和用户的使用情况,拟采用“静电放电人体模型(HBM)”^[5]。HBM符合GJB548B-2005标准要求和国际电工委员会IEC61340-3-1标准要求。

在测试模拟的过程中,向芯片放电被等效为等效电容和等效电阻,如图2所示。图中, C_{esd} 为人体等效电容, R_{esd} 为人体等效电阻。 C_{esd} 充电时的串联电阻为 R_1 , $C_{\text{esd}} = 100 \times (1 \pm 10\%) \text{ pF}$, $R_{\text{esd}} = 1500 \times (1 \pm 1\%) \Omega$, $R_1 = 6^{10} \sim 7^{10} \Omega$ 。

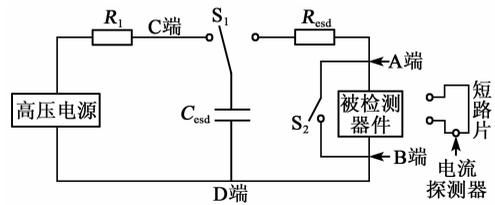


图2 HBM模型等效电路

图3为HBM放电波形。因高频、高压对电路的寄生参数很敏感^[6],为提高精度,故需控制误差范围。一般情况下,参数的控制要求如下:

1) 上升时间: $t_r < 10 \text{ ns}$ 。

2) 下降时间: $t_d = (150 \pm 20) \text{ ns}$ 。

3) 峰值电流处的振荡 I_r 小于标准峰值电流 I_p 的15%,脉冲开始后的100 ns内无断点、振荡情况。若 t_r 太慢,则不能模拟出ESD事件损伤速度快的特点;若 t_r 太快,防护器件则还未对内部的电路进行响应就会被击穿,防护等级也不能真实反映,故 $t_r > 0.2 \text{ ns}$ 。小幅振荡只能在峰值电流附近出现,下降过程需平滑,100 ns后不再出现振荡。

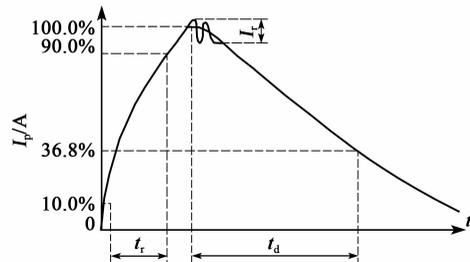


图3 人体模型短路电流波形

在静电作用下对高频声光偏转器进行分析,静电失效模式如表1所示。因匹配电路和换能器受静电影响较大,其他部分受静电影响较小,较小部分可忽略。

表1 高频声光偏转器静电失效模式

失效元件	失效模式	故障现象	辐射敏感度分析
增透膜	膜层材料性质变化	透过率变化	非常小
	附着力降低	透过率降低	
	膜层脱落	透过率降低	
声光介质	声光优值变化	衍射效率变化	非常小
换能器	机电耦合系数变化	衍射效率变化	非常小
	电荷击穿	器件失效	比较大
表电极	附着力降低	衍射效率变化	非常小
	膜层脱落		
焊接层	附着力降低	衍射效率变化	非常小

续表

失效元件	失效模式	故障现象	辐射敏感度分析
匹配电路	击穿印制板、电感和电容	器件失效	比较大

高频声光偏转器铌酸锂换能器厚为 $1\sim 3\ \mu\text{m}$ 。在带电粒子的辐射作用下,两侧的焊接层和电极层有可能会积累静电电荷。静电电荷的积累会形成高压,从而击穿换能器,造成焊接层和电极层短路,最终导致高频声光偏转器失效。因此,我们开展了采用 ESD 回路等相关研究,避免换能器被击穿的情况发生^[7]。

高频声光偏转器中用于阻抗匹配的匹配电路包括电容、电感和印制板 3 部分。通过合理设计信号线的间距、印制板的厚度、信号线与地的间距等,保证印制板能够承受 2 000 V 以上的静电电压^[8]。因电容和电感本身的抗静电力较强,若能合理设计印制板,就能确保匹配电路的抗静电能力^[9]。

通过分析高频声光偏转器,匹配电路和换能器受静电影响较大,因匹配电路的抗静电方案较成熟,故仅需专门对换能器进行抗静电设计。

3 高频声光偏转器的抗静电设计

为了防止静电放电击穿高频声光偏转器中的关键模块(换能器)失效,需要研究抗静电方法。多次实验发现,通过在内部放置放电回路可以有效地防止静电放电击穿的现象。

高频声光偏转器的抗静电设计结构如图 4 所示。图中,声光介质上安装了换能器,焊接层(由电极层和键合层组成)位于声光介质与换能器之间。换能器上镀有表电极,表电极上焊接有金丝,该金丝

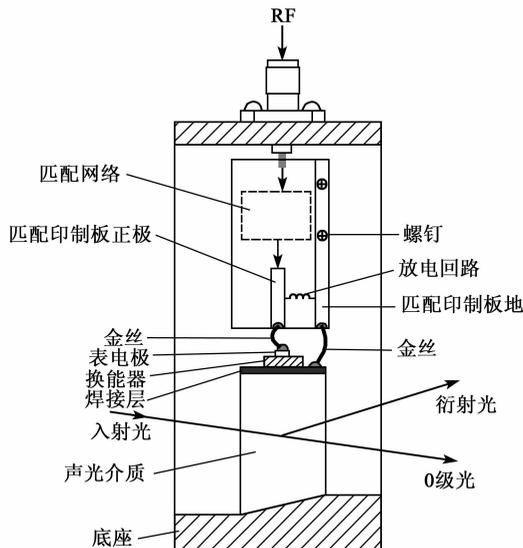


图 4 高频声光偏转器的抗静电设计

的另一端焊接在匹配印制板正极上。焊接层是高频声光偏转器的地,它与匹配印制板地之间有金丝连接。匹配印制板地通过螺钉与底座电导通。

静电放电回路的主要作用是让高频声光偏转器内部的静电能够释放,达到阻止其不断积累电荷的目的。静电放电回路采用银丝绕制的电感,其直径为 $\varnothing 0.2\ \text{mm}$,能承受 5 A 以上的电流^[10]。换能器一端焊接在匹配印制板正极上,另一端焊接在匹配印制板地上。由于匹配印制板正极与表电极通过金丝电导通、匹配印制板地与焊接层也通过金丝电导通,因此,换能器上积累的电荷可通过放电回路快速释放,防止高压静电脉冲损伤超薄换能器。

增加放电回路后,需要对匹配网络的参数做适当调整,使器件的输入阻抗尽量接近 $50\ \Omega$,以获得较高的衍射效率和工作带宽。

4 实验结果

制作中心频率 1.6 GHz 的高频声光偏转器,其换能器是 X 切铌酸锂晶体,厚为 $1.5\ \mu\text{m}$ 。按照图 4 设计制作出实验样品,放电回路用直径为 $\varnothing 0.2\ \text{mm}$ 的银丝绕制(绕制直径为 $\varnothing 1.5\ \text{mm}$ 、共 3 匝),实验方法按照 GJB548B-2005 标准执行。

采用图 2 的等效电路,产生图 3 所示的电流波形,进行声光偏转器的 ESD 失效阈值分级试验。试验结果如表 2 所示。

表 2 ESD 失效试验结果

模拟器充电电压/V	是否失效	模拟器充电电压/V	是否失效
500	否	4 000	否
1 000	否	8 000	否
2 000	否		

通过试验,高频声光偏转器的静电放电失效电压 $\geq 8\ 000\ \text{V}$,ESD 失效阈值等级达到 3B 级别。结果证明,在内部增加放电回路大幅提高了声光偏转器的抗静电能力,取得了较好效果。

5 结束语

基于在高频声光偏转器内设计防止换能器积累电荷的静电放电回路,能显著降低高频声光器件超薄换能器被静电损伤的问题。通过试验证明,采用上述方法制作出的高频声光偏转器样品通过了 8 000 V 的静电实验,取得了较好效果,实现了高频声光偏转器的抗静电性能的合理兼顾,为声光偏转器的后续研究奠定了基础。

(下转第 58 页)

基于缺陷地结构的小型宽带天线设计

侯凯,胡延文,严仲明,周洪澄,王豫

(西南交通大学 电气工程学院,四川 成都 611756)

摘要:该文介绍了一种使用缺陷地结构的小型化超宽带天线,其尺寸为 $29\text{ mm}\times 31.5\text{ mm}\times 1.6\text{ mm}$,该天线采用正六边形金属贴片作为天线辐射贴片。通过在介质板上引入开口谐振环,产生了新的工作谐振频段,并进一步拓宽了天线的工作频段。通过在辐射贴片上加载“十字形”分支结构,使电流路径改变,从而改善天线的宽带辐射特性。测试结果表明,该天线反射系数 $< -10\text{ dB}$ 的频段为 $3.0\sim 19.3\text{ GHz}$ 。

关键词:超宽带天线;小型化天线;开口环

中图分类号:TN384 **文献标志码:**A

Design of Compact Wideband Antenna Based on Defected Ground Structure

HOU Kai, HU Yanwen, YAN Zhongming, ZHOU Hongcheng, WANG Yu

(School of Electrical Engineering, Southwest Jiaotong University, Chengdu 611756, China)

Abstract: A miniaturized ultra-wideband antenna with defected ground structure is presented in this paper. The size of antenna is $29\text{ mm}\times 31.5\text{ mm}\times 1.6\text{ mm}$. A regular hexagonal metal patch is used as the antenna radiation patch. A new operating resonant frequency band is generated by loading two split resonance rings on the dielectric plate, which further widens the operating frequency bandwidth of the antenna. The current path of the antenna is changed by loading a cross-shaped branch, thereby improving the ultra-wideband characteristic of the antenna. The test results show that the reflection coefficient of the antenna is less than -10 dB at the frequency range of $3.0\sim 19.3\text{ GHz}$.

Key words: UWB antenna; miniaturized antenna; split resonance ring

0 引言

超宽带(UWB)通信系统具有功耗较低,传输容量高及信息传输速率较高等优点,目前在多种领域已有广泛应用。天线作为具有能量转换功能的无源器件,是无线通信系统中的重要部分。随着通信系统向集成化、小型化及多功能化方向发展,对天线的宽带特性、小型化提出了更严苛的要求。因此,设计一种兼具超宽带和小型化特性的天线具有重要的工程意义。

目前,可实现小型化UWB天线的设计方法有超材料技术^[1-2]、分形技术^[3-4]及共面波导技术^[5-6]等。文献[7]提出了一种使用超材料技术的UWB天线,工作频段为 $3.2\sim 14\text{ GHz}$,相对带宽为 125.58% 。文献[8]设计了一种采用分形结构的的天线,其工作带宽为 $2.4\sim 10.6\text{ GHz}$,相对带宽为

126.15% 。文献[9]采用共面波导结构设计UWB天线,工作频段为 $3.2\sim 16.3\text{ GHz}$,相对带宽为 134.36% 。文献[10]同样采用共面波导技术设计UWB天线,工作带宽为 $3.1\sim 11.9\text{ GHz}$,相对带宽为 117.33% 。

为了进一步增加天线的相对带宽,本文设计了一种采用缺陷地结构且结构简单的小型化UWB单极子天线。通过在 antennas 上引入“十字形”分支与开口谐振环结构单元,改善了天线的宽带辐射特性,拓宽了该天线的工作频段,使其工作带宽为 $3.0\sim 19.3\text{ GHz}$,相对带宽为 146.19% ,适合于UWB无线通信系统的应用。

1 天线设计

1.1 UWB天线的初始构形

本文采用的UWB天线初始构形如图1所示。

收稿日期:2020-08-24

基金项目:中央高校基本科研业务费专项基金资助项目(2682020GF03)

作者简介:侯凯(1995-),男,河南林州人,硕士生,主要从事天线的设计与研究。通信作者:严仲明,男,博士生导师,主要从事电磁技术的研究。

天线以正六边形金属贴片作为辐射贴片,选择 FR4 作为介质板材料,其介质损耗因数为 0.02,相对介电常数为 4.4,介质板材厚为 1.6 mm,使用 50 Ω 的微带馈线进行馈电。接地板使用缺陷地结构,在接地板上刻蚀一个矩形槽,以拓宽天线的工作频带。选用电磁仿真套件 CST 对天线结构参数进行优化设计。图 1 中, W 为介质板宽度, L 为介质板长度, W_1 为馈线宽度, L_1 为馈线长度, R 为正六边形贴片边长, L_2 为接地板高度, W_3 为接地板矩形槽宽度, L_3 为接地板矩形槽长度。

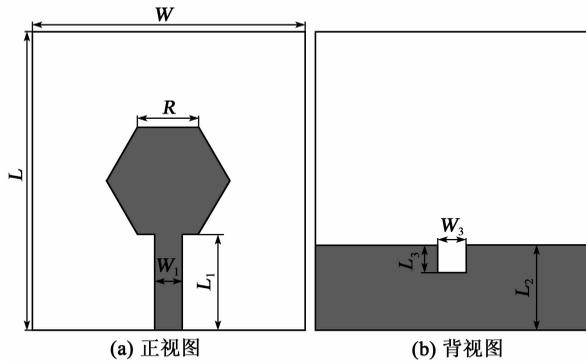


图 1 初始天线结构

L_2 是直接影响天线辐射性能的关键参数之一,故需要设置不同的 L_2 值,分析其对天线 UWB 性能的影响,以寻求其最佳值。当 L_2 不同时,仿真得到天线的反射系数如图 2 所示。

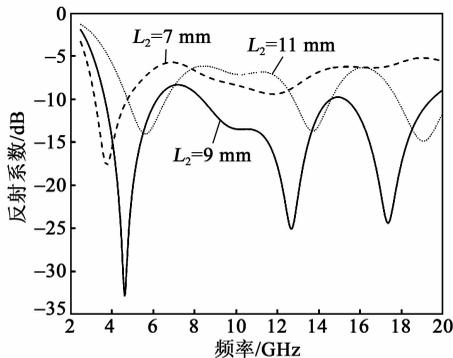
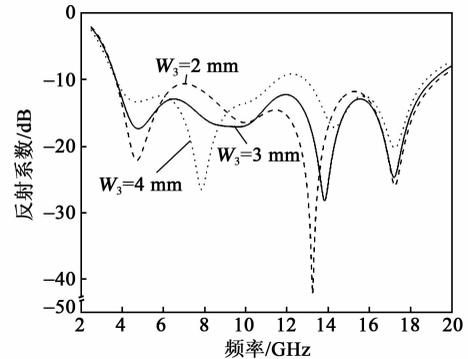


图 2 接地板高度对天线性能影响

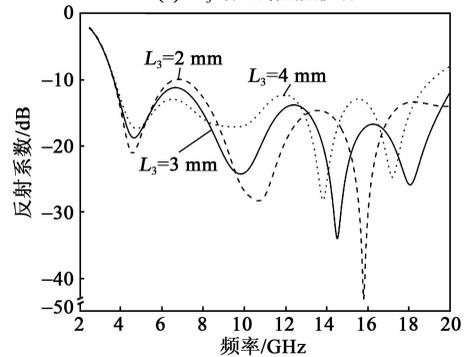
随着 L_2 的增加,天线工作带宽得以拓宽,但天线的宽带特性恶化。这种现象发生的原因是在天线微带馈线和贴片构形尺寸固定不变的情况下, L_2 能够影响天线的阻抗匹配特性。在实现 50 Ω 阻抗匹配时, L_2 存在一个最佳值。当 L_2 靠近该值时,天线的阻抗匹配特性逐渐好转,宽带性能变好;当 L_2 逐渐远离该值时便会造成天线阻抗失配。为了使天线达到良好的阻抗匹配而得到超宽带特性,取 $L_2 =$

9 mm。

接地板矩形槽参数对天线性能影响如图 3 所示。天线的阻抗匹配特性随着 W_3 的增大而逐渐变好,带宽特性变差,故取 $W_3 = 3$ mm。同理,取 $L_3 = 3$ mm。超宽带天线初始构形的尺寸参数如表 1 所示。由图 3(b)可知,通过初步设计,天线覆盖频率为 3.8~20.0 GHz。



(a) W_3 对天线性能影响



(b) L_3 对天线性能影响

图 3 接地板缺口参数对天线性能影响

表 1 超宽带天线初始构形尺寸

W /mm	L /mm	R /mm	W_1 /mm
29	31.5	6.5	2.9
W_3 /mm	L_1 /mm	L_2 /mm	L_3 /mm
3	10.5	9	3

1.2 引入开口谐振环

在天线背面引入开口谐振环结构单元,会使天线原有表面电流分布发生变化,从而影响天线辐射特性,可进一步优化天线 UWB 辐射特性。谐振环结构如图 4 所示,内环是一个完整的圆环形金属结构,外环是一个开口圆形金属环。图中各结构设计如下: $R_1 = 2.5$ mm 为谐振环外环半径, $W_4 = 7$ mm 为谐振环圆心在 x 方向与原点的距离, $L_4 = 8$ mm 为谐振环圆心在 y 方向与原点的距离, $W_5 = 7.5$ mm 为谐振环圆心距介质板左边界的距离, $L_5 = 7.5$ mm 为谐振环圆心距介质板上边界的距离, R_s

为开口谐振环宽度。

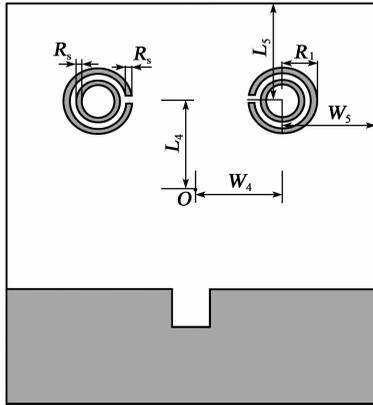


图4 加载开口谐振环的天线反面结构

由于 R_s 对表面电流分布具有较大影响,所以本文将分析其对天线宽带性能的影响。 R_s 对天线宽带性能影响如图5所示。根据仿真结果,当 $R_s = 0.5 \text{ mm}$ 时,天线阻抗匹配特性在18 GHz以上频段,其优于另外两种情况,而在低频段范围内,三者差别不大,故选取 $R_s = 0.5 \text{ mm}$ 。

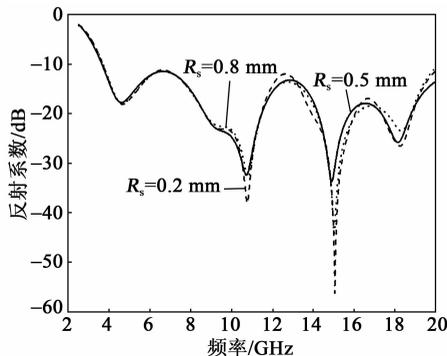


图5 谐振环宽度对天线性能影响

由图5可知,在天线背面引入开口谐振环后,经过仿真优化,使天线工作频段为 $3.66 \sim 20.0 \text{ GHz}$,与初始结构相比,天线频带得到提高。

1.3 加载“十字形”金属分支

在上述优化过程的基础上,继续在辐射贴片上引入“十字形”金属分支。“十字形”分支由横、竖和相互交叉的金属条构成,这会造成原有表面电流流动路径发生变化,从而改变天线的辐射特性。图6为加载两个“十字形”分支的天线结构,两者之间的距离 l_x 会对天线性能产生较大影响,其对天线影响的仿真结果如图7所示。在整个辐射频段内,随着金属分支之间距离 l_x 取值的逐渐增大,天线宽带特性变差,故取 $l_x = 10 \text{ mm}$ 。图6中, $W_6 = 1.5 \text{ mm}$ 为长条金属分支的宽度, $L_6 = 6.5 \text{ mm}$ 为长条金属

分支的长度, $W_7 = 9.5 \text{ mm}$ 为金属分支距边界的距离, $L_7 = 7.25 \text{ mm}$ 为金属分支距介质板上边界的距离。

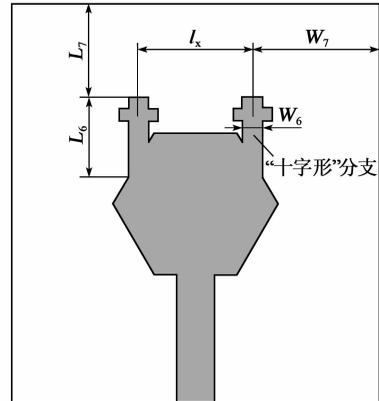


图6 加载“十字形”分支的天线结构

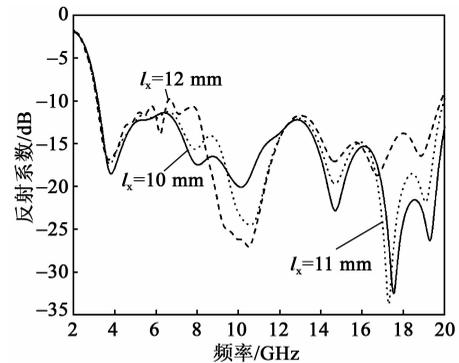


图7 “十字形”分支间距对天线性能影响

由图7可知,在天线上引入开口谐振环及在贴片上加载“十字形”分支后,通过仿真优化,进一步改善天线宽带辐射特性,使天线辐射频段为 $3.0 \sim 20.0 \text{ GHz}$,最终得到的UWB天线结构如图8所示。

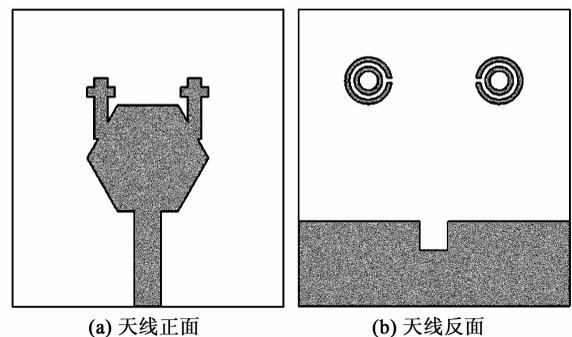


图8 天线结构示意图

2 天线测量结果

按照图8给出的UWB天线构形制作该天线的样品,并使用矢量网络分析仪(Agilent N5230A)测量天线的工作带宽。天线仿真和使用矢网实际测

试得到的天线反射系数如图 9 所示。由图可知, 天线在 3.0~19.3 GHz 频段内具有良好的阻抗匹配, 天线相对带宽为 146.2%。由 CST 仿真套件得到的天线反射系数结果与天线实际测量结果之间存在偏差, 实验结果与仿真结果之间的差异主要由天线实际加工及焊接射频同轴连接器(SMA)接头过程中的误差导致。图 10 为天线仿真增益图。由图可知, 在 19 GHz 处, 天线增益达到最大值 6 dBi, 在 9 GHz 以上工作频段内, 天线增益变化平缓, 维持在 4.5 dBi 附近。

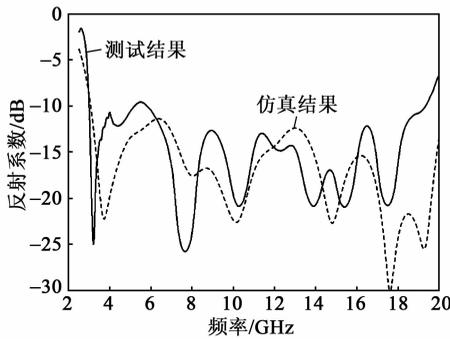


图 9 天线性能实测图

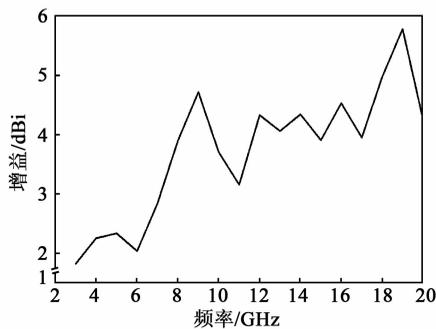


图 10 天线增益

该天线在不同频点处的 yOz 平面辐射方向图如图 11 所示。由图可知, 天线工作在 8 GHz 以下的频率段, 具有较稳定的“8 字形”定向电磁辐射特性, 而在 8 GHz 以上频率段, 其辐射方向不唯一。图 12 分别为天线工作于较低频段与较高频段时的表面电流分布图。由图 12 可知, 天线工作于 5 GHz、6 GHz 和 8 GHz 时, 表面电流主要集中在微带馈线及辐射贴片边缘附近; 而天线工作在 12 GHz、13 GHz 和 14 GHz 时, 表面电流少量分布于贴片边缘附近, 更多部分集中于微带馈线及金属接地板上, 此时电流流动及电流分布较复杂, 从而改变了天线辐射特性, 使天线在较高频率与较低频率时相比, 天线定向辐射特性较差, 但电流路径的变化拓宽了天

线的带宽。

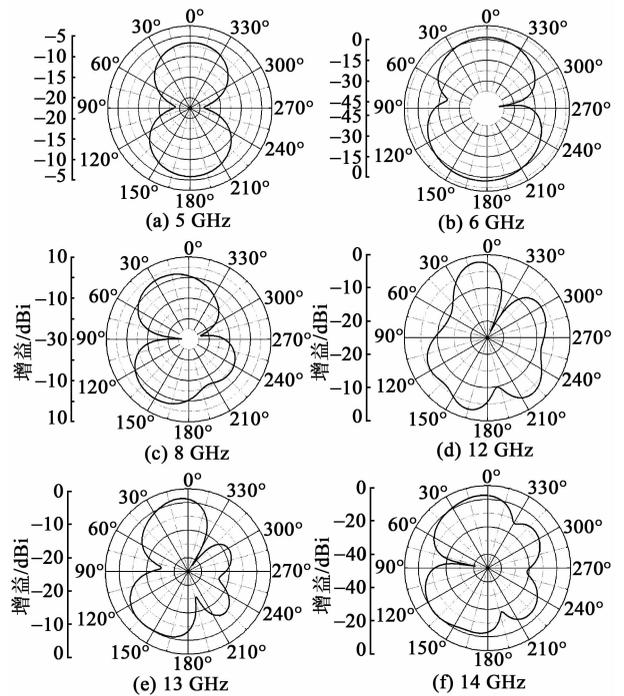


图 11 天线方向图

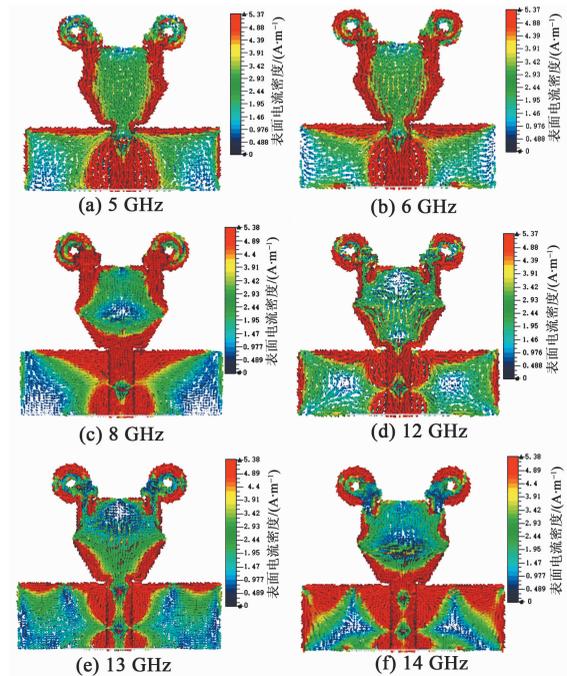


图 12 天线表面电流分布图

3 结束语

本文设计了一种新型的小型化超宽带天线, 通过引入开口谐振环及“十字形”金属分支, 拓宽了天线的工作带宽。天线构形紧凑, 尺寸为 $29 \text{ mm} \times 31.5 \text{ mm} \times 1.6 \text{ mm}$, 电尺寸为 $0.29\lambda \times 0.315\lambda \times$

0.16 λ 。分析了开口谐振环结构与“十字形”分支对天线宽带性能的影响,通过实际测试与仿真结果对比,验证了该设计的可行性。该超宽带天线工作频段为 3.0~19.3 GHz,相对带宽为 146.2%,在超宽带无线通信系统中具有较好的应用前景。

参考文献:

- [1] USHA P, KRISHNAN C. Epsilon near zero metasurface for ultrawideband antenna gain enhancement and radar cross section reduction [J]. Aeu-international Journal of Electronics and Communications, 2020, 119: 153167.
- [2] LI X, ZHOU H, GAO Z, et al. Metamaterial slabs covered UWB antipodal vivaldi antenna [J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2017, 16: 2943-2946.
- [3] SOUNDARIYA S S, RAMPRABHU S. Design and fabrication of modified fractal antenna for UWB applications [C]//India: International Conference on Wireless Communications and Signal Processing, 2016: 1260-1263.
- [4] FADHEL Y A, ALSOFI H N. A Planar self-complementary fractal triangular antenna for UWB applications [C]//Zakho-Duhok, Iraq: International Conference on Advanced Science and Engineering, 2019: 176-180.
- [5] GURJAR R, UPADHYAY D K, KANAUIA B K, et al. A novel compact self-similar fractal UWB MIMO antenna [J]. International Journal of RF and Microwave Computer-aided Engineering, 2019, 29(3): 21632.
- [6] SINGHAL S. Four element ultra-wideband fractal multiple-input multiple-output antenna [J]. Microwave and Optical Technology Letters, 2019, 61(12): 2811-2818.
- [7] KHURSHID A, DONG J, SHI R, et al. A metamaterial-based compact planar monopole antenna for Wi-Fi and UWB applications [J]. Sensors, 2019, 19(24): 5426.
- [8] RAJKUMAR S, AMALA A A, SELVAN K T. Isolation improvement of UWB MIMO antenna utilising molecule fractal structure [J]. Electronics Letters, 2019, 55(10): 576-579.
- [9] SAMPATH R, SELVAN K T. Compact hybrid Sierpinski Koch fractal UWB MIMO antenna with pattern diversity [J]. International Journal of RF and Microwave Computer-aided Engineering, 2019, 30(1): 22017.
- [10] ZHAI H, YANG D, XI L, et al. A new CPW-fed broadband circularly polarized printed monopole antenna for UWB application [J]. Microwave and Optical Technology Letters, 2018, 60(2): 364-369.

(上接第 53 页)

参考文献:

- [1] 张泽红, 陆川, 何晓亮, 等. 磷化镓声光偏转器 [J]. 压电与声光, 2014, 36(5): 694-697.
ZHANG Zhehong, LU Chuan, HE Xiaoliang, et al. Study on acoustooptic deflector based on gallium phosphide [J]. Piezoelectrics & Acoustooptics, 2014, 36(5): 694-697.
- [2] 俞宽新, 丁晓红, 庞兆广. 声光原理与声光器件 [M]. 北京: 科学出版社, 2011: 207.
- [3] 潘英俊, 邹建. 光电子技术 [M]. 重庆: 重庆大学出版社, 2000: 128-132
- [4] 逯美红, 郝少倩, 王志军. 基于声光效应的声光器件特性研究 [J]. 通信技术, 2012(11): 102-105.
- [5] 陈尚松. 电子测量与仪器 [M]. 北京: 科学出版社, 2016.
- [6] 蒋跃. 基于 Bragg 衍射的声光频谱分析仪 [J]. 压电与声光, 2006, 28(3): 269-271.
JIANG Yue. Acoustooptic spectrum analyzer based on Bragg diffraction [J]. Piezoelectrics & Acoustooptics, 2006, 28(3): 269-271.
- [7] CHEN G R, MAO Y B, CHUI C K. A symmetric image encryption scheme based on 3D chaotic cat maps [J]. Chaos, Solitons and Fractals, 2004, 21(3): 749-61.
- [8] 程乃平, 江修富. 声光信号处理及应用 [M]. 北京: 国防工业出版社, 2004.
- [9] KRISTINA K. General design rules for chaos-based encryption systems [J]. International Symposium Non-linear Theory and its Applications, 2005(1): 465-468.
- [10] 冯金垣, 黄静, 廖继海, 等. 声光-光机二维激光扫描系统 [J]. 半导体光电, 2002, 23(5): 341-343.

基于双迭片结构的三维声压梯度矢量水听器

马鑫^{1,2,3,4}, 洪连进^{1,2,3}, 黄文雪⁴, 郭广彪⁴

(1. 哈尔滨工程大学 水声技术重点实验室, 黑龙江 哈尔滨 150001;

2. 海洋信息获取与安全工业和信息化部重点实验室(哈尔滨工程大学), 黑龙江 哈尔滨 150001;

3. 哈尔滨工程大学 水声工程学院, 黑龙江 哈尔滨 150001; 4. 沈阳辽海装备有限责任公司, 辽宁 沈阳 110000)

摘要: 矢量水听器可以测量声场中水质点运动的矢量信息, 其中由双声压水听器构成的声压梯度矢量水听器, 结构简单, 适用于低频探测。通过对铍铜合金与压电陶瓷圆片构成的振子进行模态分析, 制作了6只一致性好的双迭片型声压水听器作为声压梯度矢量水听器振子。将基于双迭片与压电陶瓷环结构制作的声压梯度矢量水听器进行灵敏度和指向性校准。结果表明, 基于双迭片结构的声压梯度矢量水听器灵敏度级比基于压电陶瓷环结构的高4 dB左右, 指向性满足余弦分布规律, 满足工程使用要求。

关键词: 声压梯度矢量水听器; 模态分析; 双迭片振子; 灵敏度

中图分类号: TN65; TM22; TB565 **文献标志码:** A

Three-dimensional Pressure Gradient Vector Hydrophone Composed of Bimorph Transducer

MA Xin^{1,2,3,4}, HONG Lianjin^{1,2,3}, HUANG Wenxue⁴, GUO Guangbiao⁴

(1. Acoustic Science and Technology Laboratory, Harbin Engineering University, Harbin 150001, China; 2. Key Laboratory of Marine

Information Acquisition and Security(Harbin Engineering University), Ministry of Industry and Information Technology,

Harbin 150001, China; 3. College of Underwater Acoustic Engineering, Harbin Engineering University, Harbin 150001, China;

4. Shenyang Liaohai Equipment CO. LTD, Shenyang 110000, China)

Abstract: The vector hydrophone can measure the vector information of the water mass movement in the sound field. Among them, the pressure gradient vector hydrophone composed of two hydrophones is simple in structure and is suitable for low frequency detection. The modal analysis of the vibrator composed of beryllium copper alloy and piezoelectric ceramic disc is analyzed, and six bimorph hydrophones with good consistency are assembled as the vibrators of the pressure gradient vector hydrophone. The sensitivity and directivity of the pressure gradient vector hydrophone composed of bimorph and piezoelectric ceramic ring were calibrated. The results show that the sensitivity level of the pressure gradient vector hydrophone composed of the bimorph is 4 dB higher than that of the vector hydrophone composed of the piezoelectric ceramic ring, the directivity meets the cosine distribution and the engineering application requirements.

Key words: pressure gradient vector hydrophone; modal analysis; bimorph vibrator; sensitivity

0 引言

水听器作为水下声学传感器, 通常将其分为无指向性和有指向性两大类。无指向性水听器俗称声压水听器, 有指向性水听器又称矢量水听器, 其指向性满足余弦函数分布规律^[1]。矢量水听器不仅能够拾取声场中矢量信息, 同时因自身具有指向性, 单个就能实现对目标的方位估计, 因而具有广泛的应用前景^[2]。矢量水听器按照工作方式的不同可分为声

压梯度型和同振型两种。声压梯度型具有结构简单和成本低等优势, 由于不需要像同振型采用柔性悬挂, 方便固定安装, 适宜大规模布阵。

在平面波自由场条件下, 当两个声压水听器尺寸与波长 λ 相比较小时, 其存在不会对声场产生过度影响, 利用其输出信号做差便可制作出一维声压梯度矢量水听器。由于信号的差分输出使声压梯度矢量水听器对机械振动引起的加速度不敏感, 因此比同振型矢量水听器具有更好的抗干扰

能力^[3]。一维声压梯度矢量水听器利用两只声压水听器输出信号做差得到两点间声压梯度,虽然原理简单易于实现,但在有限的水听器尺寸内只能得到微弱的声压梯度信号。

双迭片结构的换能器广泛应用于各种声学设备中,由于结构特点使其具有较好的机电耦合系数^[4],用作接收时,声压灵敏度比同尺寸的压电陶瓷环声压水听器高。通过理论分析和有限元仿真双迭片振子来确定其合适尺寸,之后筛选 6 只一致性好的双迭片振子制作出一只三维声压梯度矢量水听器,并与压电陶瓷环制作的三维声压梯度矢量水听器进行对比,结果表明,前者的灵敏度级比后者高 4 dB 左右,可以满足工程使用。

1 理论分析与仿真

声压梯度矢量水听器俗称压差矢量水听器,主要依据有限差分原理,通过测量振子两点间的声压差 Δp ,可得出两点间声压梯度 ∇p 为

$$\nabla p = \rho a = \rho \omega v \approx jkp \cos \varphi \quad (1)$$

式中: p 为声压梯度与两水听器中间处的声压; a 为质点加速度; v 为质点振速; ρ 为水的密度; k 为波数; φ 为声波入射方向; ω 为角频率。

图 1 为一维声压梯度矢量水听器的结构原理图。

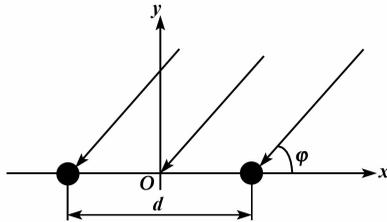


图 1 一维声压梯度矢量水听器原理图

在平面波自由场条件下, p 、 a 、 v 的关系如式(1)所示。由定义知声压梯度可由两水听器间输出电压差与距离比值表示:

$$\nabla p \approx \frac{p_1 - p_2}{d} = \frac{U_1}{dM_{p_1}} - \frac{U_2}{dM_{p_2}} \quad (2)$$

式中: p_1 、 p_2 为两只声压水听器接收的声压值; M_{p_1} 和 M_{p_2} 为两只声压水听器的声压灵敏度; U_1 、 U_2 为两只声压水听器输出电压; d 为振子间距。

当两只声压水听器的灵敏度相等时,即满足 $M_{p_1} = M_{p_2} = M_{p_0}$, 矢量水听器的矢量通道声压灵敏度为

$$M = kdM_{p_0} \quad (3)$$

式中: M 为矢量通道灵敏度; M_{p_0} 为单只声压水听器

灵敏度。压差矢量水听器指向性归一化函数为

$$R(\varphi) = \cos \varphi \frac{\sin[kd \cos \varphi / 2]}{(kd/2)} \quad (4)$$

由式(3)可知,在相同距离 d 内, M 与 M_{p_0} 大小成正比。因此,为提高矢量水听器的灵敏度,可采用灵敏度较高的双迭片振子。

1.1 敏感元件工作原理

双迭片振子是由一个压电陶瓷片与金属片通过环氧树脂胶粘接而成,在制作过程中,对金属片与压电片施加压力,确保环氧胶层凝固后其厚度可忽略,双迭片振子结构如图 2 所示。

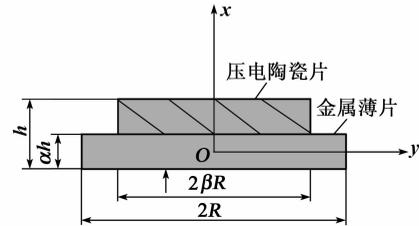


图 2 双迭片振子模型

图 2 中,金属片直径为 $2R$,压电陶瓷片直径为 $2\beta R$,振子总厚度为 h ,金属片厚为 ah 。压电陶瓷片与金属片的厚度直径比为 β ,金属片与振子厚度比为 α ,两者大小决定振子的模态与有效机电耦合系数。

对图 2 结构中的金属片施加周边固定的边界条件,通过半解析法得出系统的基频表达式为

$$f = \frac{Kah}{R^2} \sqrt{\frac{E}{\bar{\rho}(1-\sigma^2)}} \quad (5)$$

式中: K 为待定系数,通过数值拟合方式得到; $\bar{\rho}$ 为振子的平均密度; σ 为泊松比; E 为弹性模量^[5]。

为使振子具有较好的机电性能,压电陶瓷片选用 PZT-5A,而金属片选用平整度高^[6]的铍铜合金薄片。结合实际工程应用,选择 $2\beta R = 18$ mm,厚度 $h_1 = 0.4$ mm,铍铜合金的直径 $2R = 36$ mm,厚度 $h_2 = 0.6$ mm,两者的厚度比为 $0.4 \sim 0.7$,半径之比约为 0.5 ^[7],其余参数可查阅水声材料手册得知。由以上数据计算可得到双迭片振子在空气中一阶模态对应频率为 4.065 kHz。

1.2 ANSYS 仿真分析

根据上述双迭片振子的材料、尺寸及边界条件,利用 ANSYS 有限元仿真软件对其进行模态分析,计算出振子在空气中的一阶固有频率在 4.168 kHz 附近,仿真结果如图 3 所示。与式(5)计算所得的谐振频率(4.065 kHz)较吻合。由图 3 可看出,在一

阶固有频率时,双迭片振子在圆心处挠度最大,随着半径增加,挠度逐渐减小,在振子最外边缘处挠度为 0,仿真结果与实际工作状态相符。

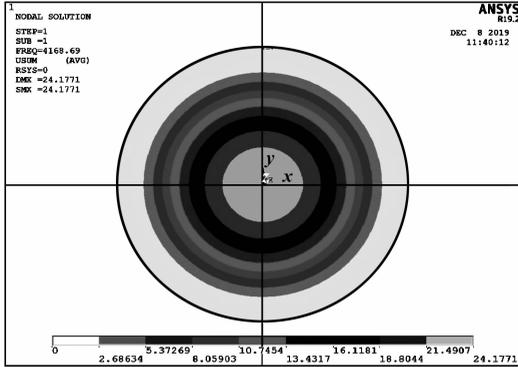
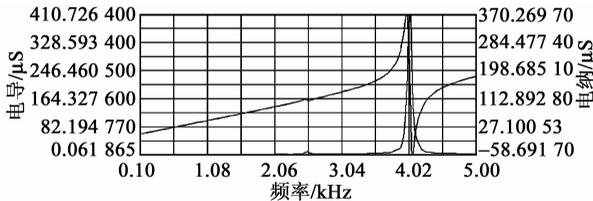
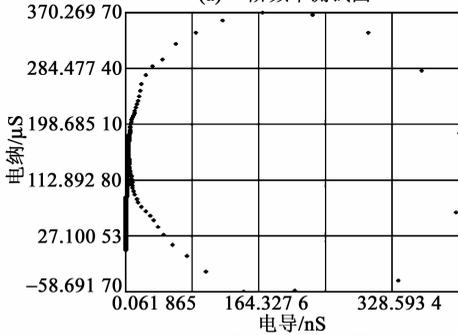


图 3 双迭片振子模态分析

在空气中用阻抗分析仪对周边固定支撑的双迭片振子进行测试,扫频范围为 100 Hz~5 kHz,谐振处频率为 3.9 kHz,电导为 410.72 μ S,测试结果如图 4 所示。利用其做声压水听器时,上限频率应低于 1.3 kHz。



(a) 一阶频率测试图



(b) 导纳曲线测试图

图 4 双迭片振子阻抗测量

由于声压梯度矢量水听器需满足 $kd < 1$ 的声场条件,声压水听器间距不能无限大,因此,仿真 $d=6.5$ cm 的一维声压梯度矢量水听器。建模时双迭片振子间区域不添加材料属性,而周围采用水域包围。由此仿真出矢量水听器灵敏度大小如图 5 所示,在 1 kHz 时灵敏度为 -198 dB,在低于 1.3 kHz 时灵敏度基本满足每个倍频呈 6 dB 增长规律。水中灵敏度最大值在 3.2 kHz 附近,此时由于水作为负载降低了双迭片振子的谐振频率。

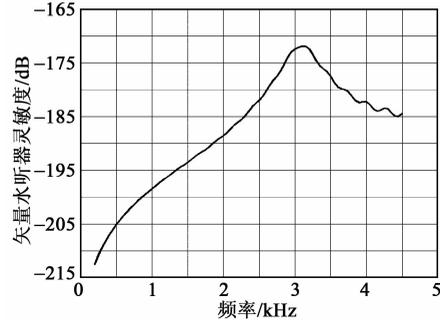


图 5 灵敏度仿真曲线

图 6 为一维声压梯度矢量水听器在 1 kHz 时的指向性分布图。由图可知,此时指向性满足余弦分布规律,且凹点深度大于 30 dB。

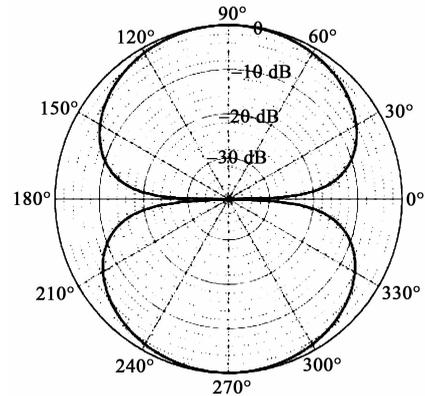


图 6 指向性仿真图

1.3 双迭片型声压水听器工作原理

将制作好的双迭片采用激光焊接方式固定在直径为 $\varnothing 36$ mm、高度和厚度均为 3 mm 的铜环上,然后嵌入铜球表面,此时双迭片振子近似满足周边固定的边界条件。将环氧胶均匀涂抹在铜环与铜球交接面处,此时振子可作为声压水听器使用。当接收声压 p 时,金属薄片将在声压的驱动下做弯曲振动,从而带动压电陶瓷圆片做周期性振动。在远低于谐振频率的范围内,双迭片振子的输出电压正比于声压大小,工作原理如图 7 所示。

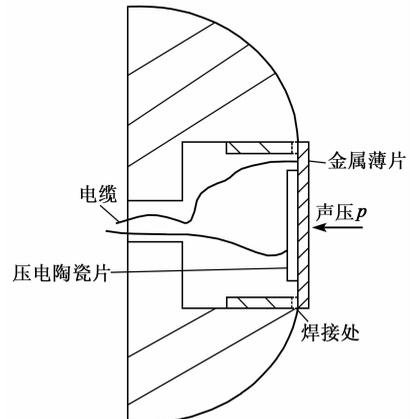


图 7 双迭片结构的声压水听器模型

2 声压梯度矢量水听器研制与测试

双迭片结构的声压水听器具有较高的机电耦合系数和较低的工作频带,灵敏度比同尺寸的压电陶瓷环声压水听器高。由式(3)可知,为提高声压梯度矢量水听器的灵敏度,选择双迭片结构较好。

2.1 三维声压梯度矢量水听器的设计

三维声压梯度矢量水听器是由3组距离为 d ,且每对空间正交的一维矢量水听器阵构成,原理如图8所示。

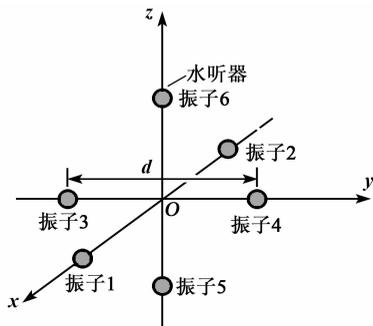


图8 三维声压梯度型矢量水听器原理图

由于三维声压梯度矢量水听器是利用坐标轴上的3对声压水听器输出信号差近似得到声压梯度,为确保声压梯度的准确,要求每对水听器的灵敏度和相位特性高度一致,即图8中的振子1与2、振子3与4、振子5与6具有良好的一致性。由于工艺原因,会造成彼此间存在幅度和相位响应不一致,所以难以做到振子性能完全一致。当振子间的灵敏度和相位控制在 ± 0.5 dB和 $\pm 3^\circ$ 内,后期信号处理的误差在 2° 以内^[8]。由式(3)可看出,当工作频率小于200 Hz时,矢量水听器的灵敏度已远低于 -210 dB,此时声压梯度信号较弱,无法满足工程使用要求。因此,综合式(3)~(5)可得压差矢量水听器工作频带为 $0.2\sim 1.3$ kHz。

2.2 三维声压梯度矢量水听器的制作

首先对压电陶瓷片进行电容筛选,再对制作出的双迭片振子进行阻抗测量,选出谐振频率约为3.9 kHz的振子,然后将由双迭片振子构成的6只声压水听器安装在黄铜制成的金属球表面。同时筛选出6只一致性好的压电陶瓷环声压水听器固定在铜基座上,制作出另一只矢量水听器。两只矢量水听器间的振子间距相同,确保声程差一致,实物如图9所示。



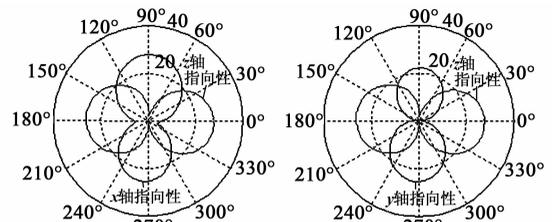
(a) 双迭片振子矢量水听器

(b) 压电陶瓷环矢量水听器

图9 三维声压梯度型矢量水听器实物图

2.3 矢量水听器性能测试

矢量水听器的基本性能参数包括:矢量通道的指向性、矢量通道的灵敏度、矢量通道轴向灵敏度不对称性和分辨率等^[9]。通过测试得到双迭片振子的声压灵敏度为 (-193 ± 0.5) dB。当频率为1 kHz时,对其 x, y, z 3个矢量通道指向性进行测量,结果表明,矢量通道的指向性满足余弦分布规律,轴向灵敏度不对称度 < 2 dB,分辨率(即正横方向的凹点深度) > 20 dB,测试结果如图10所示。



(a) x 和 z 轴通道指向性测试曲线 (b) y 和 z 轴通道指向性测试曲线

图10 矢量通道指向性图

通过对 x, y, z 三轴灵敏度测量,得到矢量通道的灵敏度级为 (-202 ± 1) dB(1 kHz, 0 dB = 1 V/ μ Pa),与式(3)得到的理论灵敏度级 -200 dB较吻合。结果表明,在 $0.2\sim 1.25$ kHz时基本满足每倍频程6 dB增长规律,测试数据如图11所示。

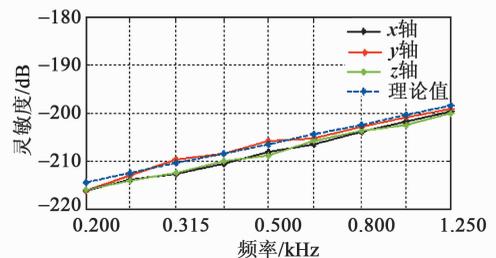


图11 矢量通道灵敏度测试曲线

对基于压电陶瓷环结构的矢量水听器进行校准,其声压通道采用灵敏度为 (-196.5 ± 0.5) dB的声压水听器。以测试频率为1 kHz为例,测试频带内分辨率 > 20 dB, x, y, z 通道指向性如图12所示。

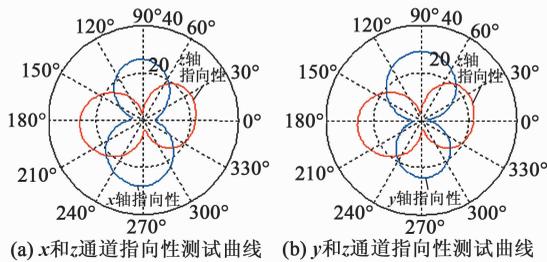


图 12 矢量通道指向性图

对 x 、 y 、 z 三轴灵敏度测量后得到矢量通道的声压灵敏度级为 (-206.5 ± 1) dB (1 kHz, 0 dB = 1 V/ μ Pa), 与式(3)计算得到的理论灵敏度级 -204 dB 较吻合。结果表明, 在 0.2~1.25 kHz 时基本满足每倍频程 6 dB 增长规律, 测试数据如图 13 所示。

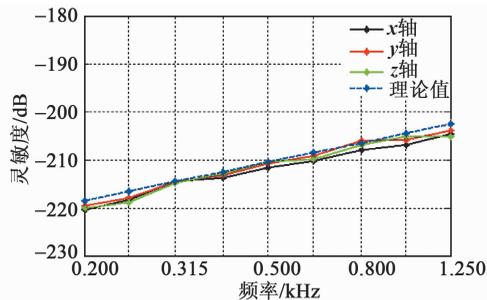


图 13 矢量通道灵敏度测试曲线

由图 11、13 可知, 制作的两只三维矢量水听器可工作在 0.2~1.25 kHz, 由双迭片振子制作的矢量水听器灵敏度比由同尺寸、基于压电陶瓷环制作的高 4 dB 左右, 分辨率 >20 dB。

3 结束语

本文通过理论推导和仿真得到基于双迭片结构声压梯度矢量水听器的工作频带和灵敏度指标, 并制作出两只基于不同振子的三维声压梯度矢量水听器。对其进行灵敏度和指向性校准, 并将所得结果与理论进行对比。结果表明, 由双迭片振子制作的声压梯度矢量水听器灵敏度比基于压电陶瓷环制作的高 4 dB 左右, 指向性满足余弦规律分布, 测试频带内凹点深度大于 20 dB。实测灵敏度低于理论值和有限元仿真结果, 其原因可能是双迭片与金属球体刚性连接不够, 不能完全模拟双迭片周边固定的边界条件, 同时仿真建模与实物水听器有一定偏差, 也会造成灵敏度略有不同。

综上所述, 由双迭片振子制作的声压梯度矢量水听器具有价格低和结构简单等优势, 高灵敏度使其性能优于同尺寸、由压电陶瓷环制成的矢量水听

器。由测试结果看出, 其满足工程使用要求, 后续通过工艺改进有望提高灵敏度。但是, 这种结构不能承受高静水压力, 因此只适合工作在浅水环境下。

参考文献:

- [1] SUNG-HWAN K O, GERALD A. Brigham, et al. Multimode spherical hydrophone[J]. Journal of the Acoustical Society of America, 1974, 56(6): 1890-1898.
- [2] 梁国龙, 张锴, 范展. 单矢量水听器 MUSIC 算法的 DOA 估计及性能评价[J]. 哈尔滨工程大学学报, 2012, 33(1): 30-36.
LIANG Guolong, ZHANG Kai, FAN Zhan. Performance evaluation of DOA estimation using a single acoustic vector-sensor based on an improved MUSIC algorithm[J]. Journal of Harbin Engineering University, 2012, 33(1): 30-36.
- [3] 孙贵青, 李启虎. 声矢量传感器研究进展[J]. 声学学报, 2004, 29(6): 481-490.
SUN Guiqing, LI Qihu. Progress of study on acoustic vector sensor[J]. Acta Acustica, 2004, 29(6): 481-490.
- [4] IVINA N F, BALABAEV S M, TAGIL'TSEV A A. Analysis of natural vibration of round flexing membrane-type piezoelectric transducers with an arbitrary dimension ratio[J]. Russian Journal of Nondestructive Testing, 2003, 39(8): 589-595.
- [5] 吉德三, 杨琳. 金属-压电陶瓷双迭片弯曲线型压电传感器谐振频率半解析求解方法[J]. 声学技术, 2016, 35(5): 256-261.
JI Desan, YANG Ling. Semi analytical solution to the resonant frequency of the bending piezoelectric sensor with metal piezoelectric ceramics bimorph[J]. Technical Acoustics, 2016, 35(5): 256-261.
- [6] 贾志富. 采用双迭片压电敏感元件的声压梯度水听器[J]. 传感器技术, 1997, 16(1): 22-25.
JIA Zhifu. Pressure gradient hydrophone based on piezoelectric bilaminar sensing elements[J]. Journal of Transducer Technology, 1997, 16(1): 22-25.
- [7] 穆廷荣. 金属和压电陶瓷构成的两层复合薄圆板的强迫振动[J]. 声学学报, 1984, 9(5): 298-310.
- [8] 李婧, 韩鹏, 刘洋. 基于二维压差矢量传感器的定向误差分析[J]. 传感器与微系统, 2013, 32(6): 36-46.
- [9] 洪连进, 杨德森, 时胜国. 中频三轴向矢量水听器的研究[J]. 振动与冲击, 2011, 30(3): 79-84.

一种基于新型欠压闭锁电路的能量收集方法

王 龙,谢志军

(宁波大学 信息科学与工程学院,浙江 宁波 315211)

摘 要:目前自供电无线压电传感器网络已被广泛应用在智能家居及环境监测等领域。组成网络的每个压电传感器节点需要完成不同功耗的任务,如数据采集、存储等低功耗任务和数据无线传输的高功耗任务。针对低功耗和高功耗任务,该文设计了基于新型欠压闭锁电路的双模组能量收集电路,电路具有蓄能周期短和容量大的特点,可分别用于低功耗任务的低功耗级蓄能模组和高功耗任务的高功耗级蓄能模组,解决了传统单模组能量收集电路因压电传感器节点工作时能量不足或充电过于频繁导致传感器网络无法正常工作的问题。实验结果表明,采用新型欠压闭锁电路的能量收集电路最短蓄能周期仅 10 min,能量收集电路最长可驱动压电传感器节点在高功耗模式下工作 52 s,是解决自供电无线压电传感器网络能量供给问题的有效办法。

关键词:欠压闭锁电路;双模组;传感器网络;自供电;压电能量转换

中图分类号:TN384;TM22 **文献标志码:**A

An Energy Harvesting Method Based on a Novel Under-voltage Blocking Circuit

WANG Long, XIE Zhijun

(School of Information Science and Engineering, Ningbo University, Ningbo 315211, China)

Abstract: The self-powered wireless piezoelectric sensor network has been widely used in smart home, environmental monitoring and other fields. Each piezoelectric sensor node in the network needs to complete tasks with different power consumption, such as low-power tasks of data acquisition and storage etc., and high-power tasks of wireless data transmission etc.. For low-power and high-power tasks, a dual-module energy harvesting circuit based on a new under-voltage lockout circuit is designed. The circuit has the characteristics of short energy storage period and large capacity. It can be used for low-power-level energy storage modules for low-power tasks and high-power-level energy storage modules for high-power tasks, which solves the problem that the traditional single module energy harvesting circuit cannot work normally due to insufficient energy or too frequent charging of the piezoelectric sensor node when working. The experimental results show that the shortest energy storage cycle of the energy harvesting circuit using the new under-voltage blocking circuit is only 10 min, and the energy harvesting circuit can drive the piezoelectric sensor node to work in high power consumption mode for 52 s, which is an effective way to solve the energy supply problem of self-powered wireless piezoelectric sensor network.

Key words: under-voltage blocking circuit; double module; sensor network; self-powered; piezoelectric energy conversion

0 引言

当今世界迅速迈入信息化时代,传感器技术作为获取信息的最基本技术得到了快速发展,在传统传感器技术基础上升级而来的无线传感器网络技术,已被广泛应用在国防工业、环境监测等领域^[1]。在无线传感器网络发展过程中,节点电池的供能有限已成为影响其发展的重要因素,电池的容量制约传感器节点的使用寿命,当电池能量耗尽时,更换这

些废旧电池是一件费时费力的事情,极大地浪费人力资源^[2]。传感器节点供能问题已成为无线传感器网络发展应用中的最大障碍^[3]。

使用压电能量转换器捕获周围环境中的振动能量,使其为节点供电是一种解决无线传感器网络能量供给问题的有效方案^[4]。采用压电能量转换器捕获环境中的振动能量实现压电传感器节点的自供电,一方面可以对压电能量转换器不断地进行优化,

收稿日期:2020-09-29

基金项目:宁波市国际合作基金资助项目(2016D10008);宁波市 2025 重点研发基金资助项目(2019B10125,2019B10028)

作者简介:王龙(1995-),男,安徽阜阳人,硕士生,主要从事自供电无线传感器网络的研究。谢志军(1974-),男,湖南湘潭人,副教授,博士,主要从事无线传感器网络、物联网的研究。

以提高压电材料对环境中振动能量的功率捕获率^[5-7];另一方面可以对压电传感器节点的能量收集电路进行优化,提高捕获能量的利用率^[8-9]。

无线压电传感器网络在传感器节点自组网、数据无线发送等工作需要消耗大量能量,此时压电传感器节点需具有较大的能量存储容量以驱动节点完成高功耗的任务;而压电传感器网络节点在数据采集、数据存储等低功耗模式下,要求压电传感器节点充电周期短,具有快速响应能力。目前,压电传感器节点采用单模组的能量收集电路,能量存储容量固定为大容量或小容量,如果固定为大容量,可以满足节点在不同功耗下的能量消耗,但是电量耗尽后再次充满电耗时较长;如果固定为小容量,可以提高压电传感器节点的快速响应能力,但是节点无法完成高功耗的工作。

本文针对传统的压电传感器网络采用单模组能量收集电路无法同时满足压电传感器节点在不同功耗模式下能量供应的问题,提出了压电传感器节点采用基于新型欠压闭锁电路的双模组能量收集电路,其具有低功耗级和高功耗级两种蓄能模式,不同蓄能模式下采用容量大小不同的超级电容。当压电传感器节点在低功耗模式下,使用低功耗级蓄能的小容量超级电容为节点快速提供能量,提高节点快速响应能力,而在节点进行高功耗工作时,使用高功耗级蓄能的大容量超级电容作为节点的能量来源,满足节点高功耗的能量需求。

1 双模组能量收集架构

采用双模组的能量收集电路可以同时满足压电传感器节点在低功耗模式下的快速响应能力及在高功耗模式下能量需求较大的要求,总体架构如图1所示。

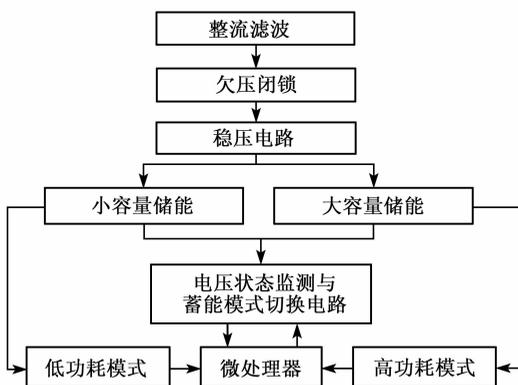


图1 双模组能量收集架构

双模组能量收集电路包含低功耗级蓄能和高功耗级蓄能两个蓄能模组。能量收集电路由整流滤波、欠压闭锁、稳压电路、储能电路组成。整流滤波电路将压电能量转换器捕获的振动能量转变成直流电存储在电解电容,欠压闭锁电路根据当前微处理器状态切换不同的蓄能模式以打开相应后级通路,再经稳压电路将能量存储至相应蓄能模式超级电容。电压状态监测电路负责监测超级电容的电压,当超级电容的电压达到上升阈值,电压状态监测电路采用电平触发的方式通知节点微处理器充电完成;当超级电容的电压达到下降阈值时,电压监测电路则提前告知节点微处理器能源不足,以便压电传感器节点存储数据,并进入休眠状态。在正常模式下,低功耗级模式蓄能完毕后能够启动高功耗级蓄能模式,但节点可根据自身工作的功耗需求,以最高优先级切换能量收集电路的蓄能模式。

2 双模组振动能量收集电路设计

2.1 新型欠压闭锁电路设计

欠压闭锁电路的基本要求:当电源电压低于某一特定阈值时,欠压闭锁电路将断开后级通路并将能量锁存,带有一定的迟滞量以抑制电压波动时引起的输出信号异常^[10]。图2为传统的带有电压比较器的欠压闭锁电路^[11],其中由内部基准电压产生参考电压 V_{ref} ,在欠压闭锁电路中需要稳定的 V_{ref} ,但是当系统输入电压过低时,内部基准电压不稳定,因此产生的 V_{ref} 难以稳定。在自供电无线压电传感器网络中,节点所捕获的压电能量十分微弱,难以产生稳定的内部基准电压,因此,本文在此基础上采用一种新型欠压闭锁电路设计方法。

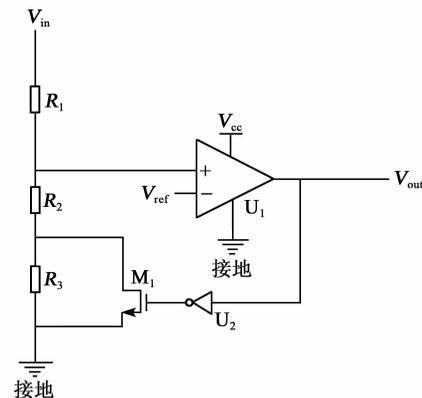


图2 传统欠压闭锁电路

采用新型欠压闭锁电路可以解决传统欠压闭锁电路因压电传感器节点捕获的压电能量微弱,从而

使欠压闭锁电路无法正常工作的问题,同时降低了压电能量转换器捕获压电能量状态下压电传感器节点的功耗。新型欠压闭锁电路利用温度系数进行补偿,实现低温度漂移欠压闭锁阈值,通过调整各个电阻值可实现阈值的精准控制,其结构简单,适用于不同传感器节点电压的要求。本文采用的新型欠压闭锁电路的结构如图3所示。

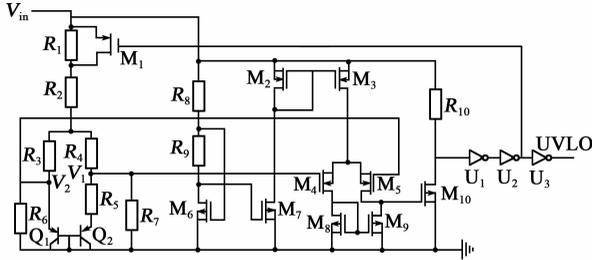


图3 新型欠压闭锁电路

该欠压闭锁电路包含输入电压 V_{in} 检测电路,电流偏置产生电路及常规比较器电路3部分。 V_{in} 检测电路由三极管 Q_1 、 Q_2 和电阻 $R_1 \sim R_7$ 组成,输入信号为 V_{in} ,输出电压信号为 V_1 、 V_2 。电流偏置产生电路由 R_8 、 R_9 和 PMOS 管 M_6 、 M_7 组成,其中 R_9 、 M_6 和 M_7 构成微电流镜,提供偏置电流以驱动常规比较器电路。常规比较器电路由电阻 R_{10} 和 MOS 管 $M_2 \sim M_5$ 、 $M_8 \sim M_{10}$ 组成,用于比较 V_1 、 V_2 ,从而产生欠压闭锁电路的逻辑信号 UVLO。

压电能量转换器捕获振动能量,经过整流滤波存储在电解电容中,随着电解电容的能量越来越大, V_{in} 增大,当 $V_{in} < V_{be1}$ (V_{be1} 为 Q_1 的发射极和基极的正向导通电压)时, Q_1 、 Q_2 不导通,此时后续电路不工作,通过 R_{10} 上拉电阻维持欠压闭锁电路的 UVLO 状态为低,表示处于欠压闭锁状态。

当 $V_{be1} < V_{in} < V_{Rise}$ (V_{Rise} 为欠压保护上升阈值)时, $V_2 > V_1$,常规比较器电路使 UVLO 维持为低电平,保持欠压闭锁状态。

若 V_{in} 继续上升至 $V_{in} > V_{Rise}$ 时,UVLO 电平翻转为高电平,欠压锁定状态解除, M_1 管开启, R_1 短路。根据基尔霍夫定律,欠压闭锁电路的上升阈值计算公式为

$$V_{in} = V_{R_1} + V_{R_2} + V_{R_3} + V_{be1} \quad (1)$$

$$V_{R_3} = R_3 I_{R_3} \quad (2)$$

$$V_{R_2} = R_2 I_{R_2} = R_2 (I_{R_3} + I_{R_4}) \quad (3)$$

$$V_{R_1} = R_5 I_{R_1} = R_1 (I_{R_3} + I_{R_4}) \quad (4)$$

将式(2)~(4)代入式(1)可得:

$$V_{in} = V_{be1} + R_3 I_{R_3} + (R_2 + R_5)(I_{R_3} + I_{R_4}) \quad (5)$$

设 $R_3 = R_4$, $R_6 = R_7$,取 Q_1 与 Q_2 的发射结面积比为 $1:8$ 。当 $V_1 = V_2$,欠压闭锁电路 UVLO 开始翻转,此时存储在电解电容中的 $V_{in} = V_{Rise}$,此时 $I_{R_3} = I_{R_4}$,且有:

$$I_{R_4} = I_{R_5} + I_{R_7} \quad (6)$$

$$I_{R_7} = I_{R_6} = \frac{V_{be1}}{R_6} \quad (7)$$

$$I_{R_5} = \frac{V_T \ln 8}{R_5} \quad (8)$$

式中 V_T 为温度的电压当量, T 为当前环境温度。室温下, $V_T \approx 26$ mV,其温度系数为 $+0.085$ mV/ $^{\circ}\text{C}$, Q_1 的 V_{be1} 温度系数为 -2 mV/ $^{\circ}\text{C}$ 。将式(6)~(8)代入式(5)可得:

$$V_{Rise} = \frac{R_3 + 2(R_2 + R_1)}{R_5} V_T \ln 8 + \frac{R_3 + 2(R_2 + R_1) + R_6}{R_6} V_{be1} \quad (9)$$

当 $V_{in} = V_{Rise}$ 后,欠压闭锁电路解除欠压状态,电解电容的能量逐渐下降,直至 V_{in} 达到欠压保护下降阈值 V_{Fall} ,则有:

$$V_{Fall} = \frac{R_3 + 2R_2}{R_5} V_T \ln 8 + \frac{R_3 + 2R_2 + R_6}{R_6} V_{be1} \quad (10)$$

迟滞电压为

$$V_{Hys} = V_{Rise} - V_{Fall} = \frac{R_1}{R_5} V_T \ln 8 + \frac{R_1}{R_6} V_{be1} \quad (11)$$

根据式(9)~(11)可知,选取适当的电阻值,可以得到零温系数的欠压闭锁电路阈值, V_{in} 将在欠压闭锁电路上升阈值与下降阈值之间变化,以适应不同传感器节点的电压要求。

2.2 电压状态监测电路与蓄能模式切换电路

本文采用的电压状态监测电路与蓄能模式切换电路如图4所示^[12]。

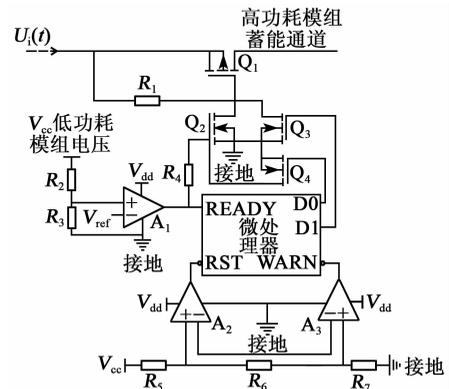


图4 监测与切换电路

常用的电压状态监测电路使用 A/D 芯片采集电压进行监测, A/D 芯片及微处理器需一直保持工作状态, 这个过程需要消耗大量的能量, 在自供电无线压电传感器节点中不适用。本文采用电平触发的方式对电压状态进行监测, 在微处理器获得电平触发的电压状态后, 通过优先级控制方式对蓄能模式进行切换, 达到对能量的有效管理。

由 A_1 组成的比较电路监测低功耗模块的电压状态, 当低功耗模块的电压蓄满后, 采用电平触发的方式通知微处理器开始高功耗模块蓄能。由 A_2 、 A_3 组成的电压不足预警电路监测节点供电电源 V_{cc} 的电压状态, 节点的电压下降到预设下限阈值时, 预警信号 WARN 将被触发, 通知压电传感器节点备份数据, 当系统供电电压继续下降时将会触发能源, 即将耗尽的信号 RST 通知压电传感器节点进入休眠模式。

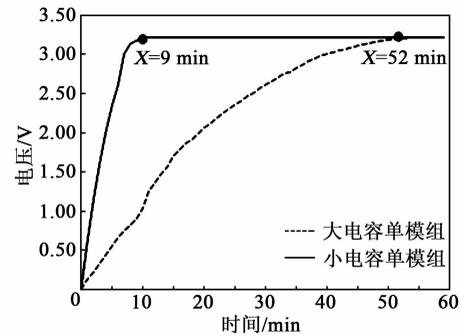
蓄能模式切换电路控制 MOS 管 Q_1 可实现高功耗模块蓄能的导通和关闭, 从而实现低功耗模块和高功耗模块蓄能模式间的切换。 Q_1 的状态由 READY 和 D_0 、 D_1 控制位共同决定, 微处理器的 READY 引脚由低功耗模块控制, 低功耗模块具有蓄能模式切换的低优先级控制权限, 在正常模式下, 低功耗级模式蓄能完毕后能够启动高功耗级蓄能模式。微处理器具有切换蓄能模式的最高优先级控制权限, 当微处理器的 D_0 引脚为高电平时, READY 无效, 低功耗模块不再具有蓄能模式切换的控制权限; 当 D_1 引脚为高电平时, 微处理器切换蓄能模式为高功耗模式; 当 D_0 、 D_1 为低电平时, 低功耗模式获得蓄能模式切换权限, 以防止微处理器在突然掉电的情况下, 蓄能模式处于未知状态。

3 实验验证

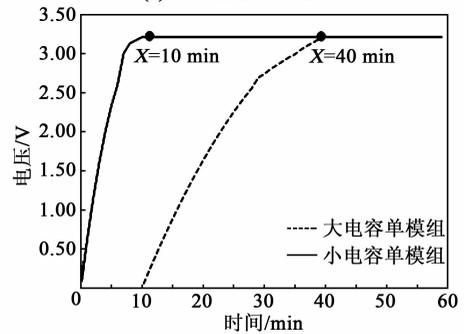
采用 STM32 开发板输出正弦波, 正弦波经过放大器功率放大后连接至激振器 SD1482 模拟实际振动, 在激振器上放置压电能量转换器 PPA-4011 捕获振动能量并进行能量转换, 转换后连接至双模组能量采集电路对超级电容充电, 超级电容对压电传感器节点供电。本文采用的传感器微处理器为 2.4 GHz 可 Zigbee 组网的 CC2530。

将无线压电传感器节点分别接入小电容单模组能量收集电路、大电容单模组能量收集电路、双模组能量收集电路。在双模组能量收集电路中, 低、高功

耗模组超级电容值分别为 0.33 F、1 F, 小电容单模组能量收集电路的超级电容值为 0.33 F, 大电容单模组能量收集电路的超级电容值为 1.33 F, 在其他实验条件相同的情况下, 观察 3 种电路充电阶段超级电容两端的电压变化, 结果如图 5 所示, 图中 X 为充电阶段所需时间。



(a) 单模组电容、电压对比



(b) 双模组电容、电压对比

图 5 电容电压对比

本文采用的稳压电路转换芯片最低输入电压为 2 V, 因此, 调整电阻值使能量管理电路的蓄能电压上、下阈值为 3.2 V、2 V。在压电传感器节点未工作时, 对比图 5(a)、(b) 可知, 采用双模组能量收集电路的压电传感器节点的低功耗模块能量蓄满周期仅为 10 min, 与小电容单模组能量收集电路蓄能周期相同。双模组能量收集电路的压电传感器节点的高功耗模块能量蓄满周期为 40 min, 而大电容单模组能量收集电路的蓄能周期为 52 min, 双模组能量收集电路在高功耗模式下能为压电传感器节点提供的能量与单模组能量收集电路相同。由此可知, 采用双模组的能量管理电路解决了传统单模组压电传感器节点蓄能周期过长或蓄能周期短, 且提供能量少的缺点, 提高了压电传感器节点在低功耗模式下的快速响应能力, 解决了在高功耗模式下的能量供应问题。

使用万用表观察节点工作时超级电容的电压变

化,双模组能量收集电路两端的电压变化如图6所示。图中Y表示节点正常工作时长。

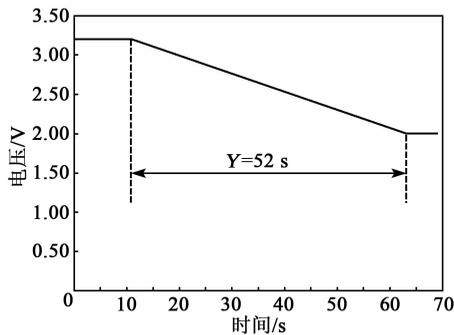


图6 处理器电压

由图6可知,采用双模组能量管理电路的压电传感器节点在蓄能周期结束后可以正常工作52s,采用小容量的单模组能量管理电路的压电传感器节点,工作时长约为12s,显著提高了压电传感器节点的工作时长。采用双模组能量管理电路的压电传感器节点在低功耗模式下的持续时间越长,提高效果越明显,因为在低功耗模式下,压电传感器节点耗能较少。采用双模组能量管理电路可以开启高功耗蓄能电路存储更多能量。

4 结束语

本文提出了一种基于新型欠压闭锁电路的双模组能量收集电路,可用于自供电无线压电传感器网络。实验结果表明,采用本文设计的双模组能量收集电路能够保持压电传感器节点在低功耗模式下的快速响应能力,同时为节点在高功耗模式下提供足够的能量,是解决自供电无线压电传感器网络能量供给问题的有效方法。

参考文献:

[1] 陈硕. 基于射频能量收集技术的移动充电与感知系统[D]. 杭州:浙江大学,2018.

- [2] 欧阳文彧. 无线可充电传感器网络的充电策略研究[D]. 广州:华南理工大学,2019.
- [3] 刘蕴娴. 无线可充电传感器网络充电规划方法研究[D]. 湘潭:湘潭大学,2019.
- [4] 孙晓东. 基于振动能量收集的无线传感器节点自发电系统研究及应用[D]. 浙江:浙江海洋大学,2018.
- [5] 马晓骏,冷永刚,刘进军,等. 三向压电悬臂梁振动能量采集器的研究[J]. 振动与冲击,2018,37(22):57-66.
MA Xiaojun, LENG Yonggang, LIU Jinjun, et al. Research on vibration energy collector of three-way piezoelectric cantilever beam [J]. Vibration and Impact, 2018,37(22):57-66.
- [6] LI Z J, ZU J, YANG Z B. Introducing hinge mechanisms to one compressive-mode piezoelectric energy harvester[J]. Journal of Renewable and Sustainable Energy, 2018,10(3):034704.
- [7] SUN Chunhua, SHANG Guangqing. Multi-direction piezoelectric energy harvesting techniques[J]. Journal of Power and Energy Engineering, 2019,7:52-59.
- [8] 王晓波. 面向自供电传感器的压电振动能量收集系统研究[D]. 哈尔滨:哈尔滨工程大学,2019.
- [9] 刘杉. 振动发电与压电发电混合式能量捕获装置的研究[D]. 河北:河北工业大学,2014.
- [10] 王慧丽,冯全源. 一种结构简单的新型CMOS欠压保护电路[J]. 电子器件,2017,40(3):593-596.
WANG Huili, FENG Quanyuan. A new CMOS undervoltage protection circuit with simple structure [J]. Electronic Device, 2017,40(3):593-596.
- [11] 贺江平,张波,孙江. 一种基于CMOS工艺的欠压保护电路[J]. 微电子学,2017,47(1):23-25.
HE Jiangping, ZHANG Bo, SUN Jiang. An undervoltage protection circuit based on CMOS technology [J]. Microelectronics, 2017,47(1):23-25.
- [12] 李俊. 自供电无线振动传感器网络振动能量收集与管理方法研究[D]. 重庆:重庆大学,2019.

含有残余应力的超声电机定子有限元分析

李磊,曾劲松,刘国宁,夏伯乾,张西平

(郑州大学机械与动力工程学院,河南郑州450001)

摘要:为研究炮弹发射过程中高速过载冲击所产生的残余应力对舵机超声电机定子的影响,该文采用有限元 ANSYS 对超声电机定子进行过载冲击仿真分析,加载高过载加速度使其内部产生残余应力,并在超声频率段(30~50 kHz)内进行模态分析。初选定工作模态,当频率段为 39~42 kHz 时,在模态分析的基础上进行谐响应分析,进一步验证初选模态,并分析电机定子是否含有残余应力的性能特性。结果表明,在受高速过载冲击后,定子的残余应力对定子工作模态振型及谐响应振幅存在一定影响,对于超声电机自身工作特性影响不大,或在一定范围内,针对特定工况条件有所改善。

关键词:超声电机;高速过载冲击;残余应力;模态分析;谐响应分析

中图分类号:TN05;TM359.9;TJ03 **文献标志码:**A

Finite Element Analysis of Ultrasonic Motor Stator with Residual Stress

LI Lei, ZENG Jingsong, LIU Guoning, XIA Boqian, ZHANG Xiping

(School of Machinery and Power Engineering, Zhengzhou University, Zhengzhou 450001, China)

Abstract: In order to study the influence of the residual stress generated by high-speed overload impact on the stator of the ultrasonic motor of the rudder in the process of projectile launching, the finite element ANSYS is used to simulate and analyze the overload impact on the stator of the ultrasonic motor. The internal residual stress is generated by loading high overload acceleration, and the modal analysis is carried out in the ultrasonic frequency range (30~50 kHz). The working mode is preliminarily selected, and when the frequency range is 39~42 kHz, the harmonic response analysis is carried out based on the modal analysis to further verify the preliminarily selected mode and analyze the performance characteristics of the motor stator with or without residual stress. The results show that the residual stress of the stator after being subjected to high-speed overload impact has a certain influence on the working mode and harmonic response amplitude of the stator, but has little influence on the working characteristics of the ultrasonic motor itself, or has been improved within a certain range for the specific working conditions.

Key words: ultrasonic motor; high-speed overload impact; residual stress; modal analysis; harmonic response analysis

0 引言

随着武器装备的发展,对制导炮弹与智能炮弹的需求日趋迫切^[1]。为实现炮弹目标精准打击而研制的制导炮弹^[2],其中根据自身工况条件,采用结构灵活多变,响应迅速,可以有效避开接触摩擦驱动寿命短的劣势,发挥大力矩密度、无电磁干扰等优势^[3-4]的超声电机作为其动力驱动原件。在机械制造、武器、船舶、航空航天、土木工程等工程领域,人们在高速过载冲击环境中对于结构性能影响的重要性越来越重视,如降低结构性能特性,减少寿命,更

有甚者直接使产品损伤或报废^[5]。因此,为提高产品性能,增加产品适应性,降低不可靠因素,故需对其高速过载冲击后的性能进行分析,并进行相应改进和加强。对于在炮弹发射过程中,发射瞬间产生的高速过载冲击对于超声电机定子的影响,按照首先对过载冲击后含有预应力的定子进行静应力分析,然后进行电机定子含有预应力的初始特定频率段内的模态分析^[6],最后在模态分析的基础上根据模态频率进行含有预应力的具体频率段内的谐响应分析,得到电机定子的高速过载冲击后的性能特

收稿日期:2020-07-22

基金项目:河南省高等学校重点科研基金资助项目(20A520035);河南省高等学校青年骨干教师基金资助项目(2019GGJS018);赛尔网络下一代互联网技术创新基金资助项目(NGII20190707)

作者简介:李磊(1994-),男,河南南阳人,硕士生,主要从事超声电机的设计分析及研究。曾劲松(1977-),男,湖北应城人,副教授,博士,主要从事超声电机的控制与应用的研究。

性就显得格外重要且必要^[7]。分析结果说明:弹载舵机超声电机定子的高速过载冲击后内部含有残余应力,又在压电陶瓷片的逆压电效应下使定子整体幅值上升,但最大响应幅值及对应响应频率与不含有残余应力的定子相比有所降低,且残余应力也使定子的阻尼变大,说明在受高速过载冲击后定子的残余应力对定子工作模态振型及谐响应振幅存在一定影响,但对超声电机自身工作特性影响不大,或在一定范围内,针对特定工况条件有一定改善。

1 有限元模型及网格划分

基于 ANSYS 经典模块 APDL 对电机定子建立模型及网格划分,建立的模型如图 1 所示。在 Workbench 中对定子赋予相关参数值,详细参数如表 1 所示。定子与电机底座采用 4 个螺栓进行连接与固定,为使模型简化便于计算,将螺栓孔及螺栓略去,并定义为绑定接触。对定子整体采用以六面体为主,四面体为辅的网格划分方式,既简化了模型,

提高了计算速度,又保证了网格划分质量。压电陶瓷片根据自身特性,采用 SOLID5 单元,该单元可以同时满足压电场、结构场等分析能力,有效模拟了压电陶瓷片的实际工作效应,并根据实际对其多余自由度通过关键选项予以删除^[8]。定子基体采用 SOLID185 单元。采用大小为 0.3 mm 的网格进行网络划分,既较大程度保证了计算精度,又提高了计算速度,并删除了中间相应节点。定子结构的网格划分模型如图 2 所示。



图 1 定子模型

表 1 定子参数

零件	材料	弹性模量/Pa	密度/($\text{kg} \cdot \text{m}^{-3}$)	切线模量/($\text{N} \cdot \text{m}^{-2}$)	屈服应力/MPa	泊松比
定子	QSn6.5-0.1	1.1×10^{11}	8 760	4.12×10^{10}	620	0.28
压电陶瓷	PZT-4	7.7×10^{10}	7 500	9.04×10^{10}	抗压 551 抗拉 172	0.27

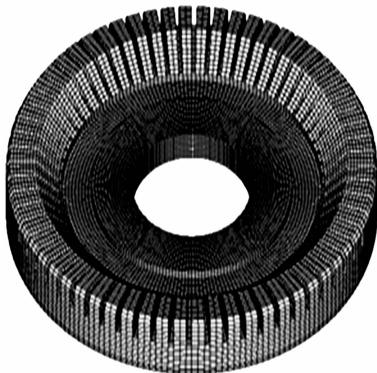


图 2 定子网格划分模型

2 定子的高过载环境

在有限元分析软件 ANSYS-APDL 经典界面,根据实际工况对电机定子施加相应约束、边界条件及载荷,高过载加速度方向沿轴向(见图 3),又根据程诚等^[9]基于高阶黎曼近似解的膛内多相燃烧过程的研究,得出炮弹即附带电机定子在内膛的高过载加速度(幅值达到 $9\ 800\ g$ ($g=9.8\ \text{m/s}^2$))曲线如图 4 所示,并以此作为对超声电机进行冲击仿真分析

的高过载环境。

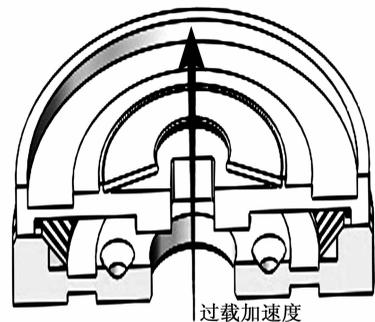


图 3 高过载加速度方向

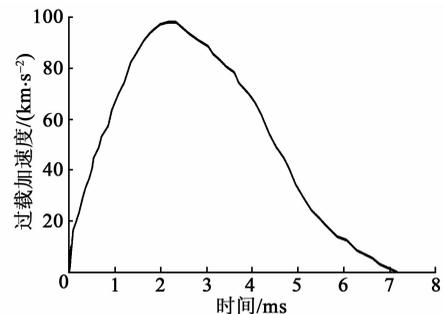


图 4 高过载加速度曲线

因该电机为圆形轴对称结构,在满足计算精度前提下为提高计算速度,采用 1/4 结构进行分析,各接触类型如图 5 所示。相应应力结果如图 6 所示。

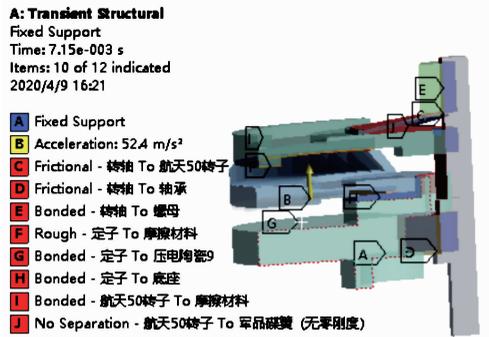


图 5 各接触类型

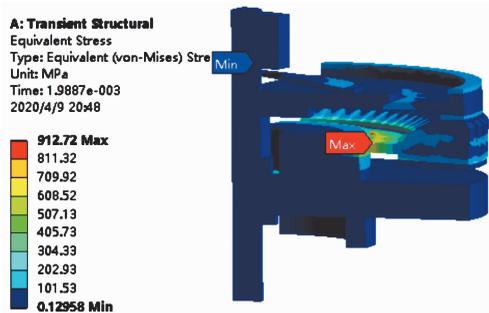


图 6 应力云图

由图 6 可知,应力最大位置出现在定子结构的支撑位置,为 912.72 MPa,已超出所选材料 620 MPa 的屈服极限,故定子将发生塑性形变,需对其进行改进。

3 定子的模态分析

任何物体因其自身特性,都有自己特定的固有频率(特征频率)和振型,它们是物体系统自身承受动态载荷进行结构设计优化中的重要参数。模态分析则是用来研究和分析这些结构固有振动特性的一种有限元方法,它可以进行振动体的固有共振频率和振型的求解。本电机定子结构因定子与电机底座采用螺栓连接与固定,为更真实模拟定子的边界条件及简化模型计算,此处将螺栓孔及螺栓略去,因定子下表面与电机底座连接,故施以固定约束,在压电陶瓷片与定子基体间进行粘连,为有效模拟实际效应,将其定义为绑定接触,其余部分不做约束。

对电机定子进行高速过载冲击后的模态分析时,需要在瞬态冲击分析基础上对电机定子进行含有预应力的模态分析,瞬态冲击分析时的高过载加速度方向及高过载加速度曲线分别如图 3、4 所示。

在进行瞬态冲击分析前打开预应力效应选项,设定 30~50 kHz 的求解频率范围,解出前 20 阶模态,设定定子基体的恒定阻尼系数为 0.009。根据分析结果进行数据提取,获得的超声电机定子高速过载冲击后模态阶数、振动频率及模态振型如表 2 所示。同时根据圆环形薄板固有模态振型的特点,用 B_{xy} 表示定子的固有模态振型,其中 $x、y$ 分别为节圆数和节径数。表中 a, b 为 $B_{07}、B_{08}$ 及 B_{09} 模态下的两个对称振型。

表 2 超声电机定子高速过载冲击后模态分析结果

模态阶数	振动频率/Hz	模态振型	模态阶数	振动频率/Hz	模态振型
1	32 332.9	$B_{07}(a)$	9	40 943.0	B_{12} (面外)
2	32 332.9	$B_{07}(b)$	10	42 173.5	B_{14} (面外)
3	38 245.1	B_{00}	11	42 197.7	B_{14} (面外)
4	39 104.1	B_{11} (面外)	12	45 697.6	B_{16} (面内)
5	39 220.3	B_{11} (面外)	13	45 697.7	B_{16} (面内)
6	40 329.4	$B_{08}(a)$	14	48 655.4	$B_{09}(a)$
7	40 329.4	$B_{08}(b)$	15	48 655.4	$B_{09}(b)$
8	40 936.3	B_{12} (面外)			

通过对比分析各阶振型可知,该超声电机定子含有面外固有振型和面内固有振型,根据该定子单一压电陶瓷采用两相激励电压的特性,常选择面内无节圆的模态振型(即 B_{0y})作为其工作模态。通过表 2 可知,满足该定子的模态振型有 $B_{07}、B_{08}、B_{09}$,可供选择作为其工作模态振型,其模态振型如图 7~9 所示。

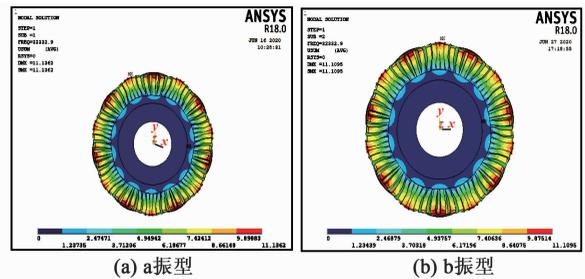


图 7 B_{07} 模态振型图

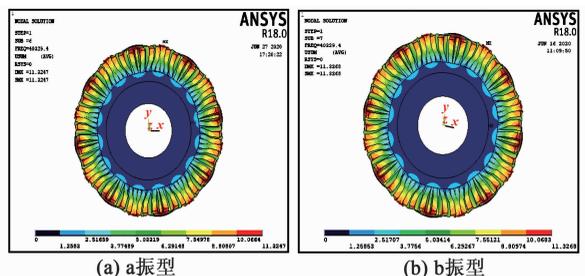
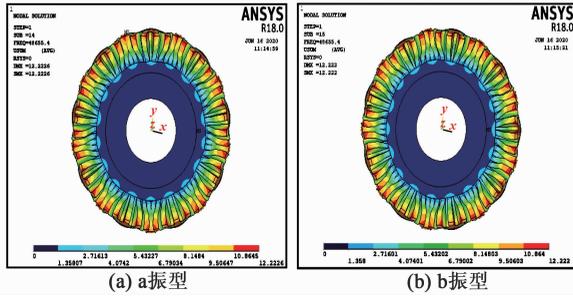


图 8 B_{08} 模态振型图

图9 B₀₉模态振型图

由图7~9可知,当面内无节圆($x=0$)时,模态振型的振动频率随定子的 y 的增大而升高。并在30~50 kHz时产生3种有效工作模态振型,即B₀₇、B₀₈、B₀₉。由于两相激励电压的对称性,以及尽可能扩大定子接触面的有效区域,压电陶瓷片采用等分极化的方式更有利于激发出“纯”行波;为进一步提高“纯”行波的产生能力,则在每个波长内平均分配定子齿数,即齿数(64)整除 y ,只有B₀₈满足该条件,故该定子选用B₀₈模态振型作为其工作模态振型。根据分析结果,B₀₈模态振型的振动频率为40 329.4 Hz,处于设定频率30~50 kHz内且数值大小适中,因此,该定子选择B₀₈模态振型作为其工作模态振型较合适。下面从两个方面与无残余应力的固有模态振型进行数据对比。

1) 对定子固有频率的影响。表3为定子两种状态下的固有频率。由表可知,定子受高速过载冲击后含有残余应力的模态频率降低,平均降低500~800 Hz。这表明定子的高速过载冲击后产生的残余应力增加了定子固支对定子基体的弹性约束,导致高速过载冲击后定子的模态频率明显降低。

表3 定子两种状态下的固有频率

振型	有残余应力频率/Hz	无残余应力频率/Hz	
B ₀₇	a	32 332.9	32 879.8
	b	32 332.9	32 879.8
B ₀₈	a	40 329.4	41 000.4
	b	40 329.4	41 000.4
B ₀₉	a	48 655.4	49 400.5
	b	48 655.4	49 400.5

2) 对定子模态混叠^[10-11]现象的影响。超声电机在工作时,除自身所需要的工作模态根据工作要求被激发外,还有一些与工作模态频率相近的其他非工作模态也可能同时被激发,这样便会引起模态混叠现象,进而导致超声电机性能不稳定,效率低等

问题。根据上述分析结果,选用B₀₈模态振型作为该超声电机定子的的工作模态。根据有限元软件ANSYS仿真分析结果,提取含残余应力与无残余预应力的B₀₈前一阶、B₀₈后一阶和B₀₈模态的固有频率,如表4所示。

表4 B₀₈及相邻模态的固有频率

振型	含残余应力频率/Hz	无残余应力频率/Hz	
B ₀₈ 前一阶	39 220.3	39 453.4	
B ₀₈	a	40 329.4	41 000.4
	b	40 329.4	41 000.4
B ₀₈ 后一阶	40 936.3	42 372.9	

超声电机在工作时,为尽可能避免或减小出现模态混叠现象的概率,进而激发出相应“纯”行波,则必须使B₀₈模态振型与相邻振型的固有频率尽可能相差较大。此处使 $\Delta f = \min\{f_n - f_{n-1}, n = 2, 3, \dots\}$ (其中, f_n, f_{n-1} 分别为相邻模态阶数下一阶与上一阶的振型频率),通过比较 Δf 的大小来判断超声电机行波的“纯”度, Δf 越大,“纯”度越高,产生模态混叠现象的能力越弱,则超声电机的稳定性就越高^[12]。

由表4及 $\Delta f = \min\{f_n - f_{n-1}, n = 2, 3, \dots\}$ 可得出含残余应力的“纯”度 $\Delta f_{\text{含}} = 1 109.1$ Hz;无残余应力的“纯”度 $\Delta f_{\text{无}} = 1 546.6$ Hz,由此可得 $\Delta f_{\text{含}} < \Delta f_{\text{无}}$ (其中, $\Delta f_{\text{含}}$ 为含有残余应力的相邻模态阶数下一阶与上一阶振型频率差值的最小值, $\Delta f_{\text{无}}$ 为无残余应力的相邻模态阶数下一阶与上一阶振型频率差值的最小值)。

综上所述,超声电机定子在经过高速过载冲击后比未经高速过载冲击模态的固有频率有所降低,更易激发出“纯”的行波。但比较冲击前、后定子抑制模态混叠现象的能力可以发现,冲击后含有残余应力的定子抑制模态混叠现象的能力相对减弱,但 $\Delta f > 1 100$ Hz,所以在工作时,冲击后含有残余应力的定子产生模态混叠现象可能性也较小。

根据以上分析可得,高速过载冲击后含有的残余应力对超声电机定子在相同模态振型下的固有频率存在影响,具体如下:

1) 定子固有振型频率降低,抗过载能力增强。

2) 定子冲击后比冲击前相对较易产生模态混叠效应。

4 定子的谐响应分析

根据以上分析,选择将B₀₈模态振型作为定子工

作模态振型,定子振型频率为 40 329.4 Hz。为更有利激励出轴对称结构的模态,又根据 1/4 波长贴片理论,即粘贴压电陶瓷片的数量必须是模态振型节径的 4 倍^[13],在进行机电耦合分析时,压电陶瓷片自由端面的极化分区形式及四相接线如图 10 所示,并在 A,B,C,D 四相上分别输入 sin、cos、-sin、和 -cos 的激励信号。

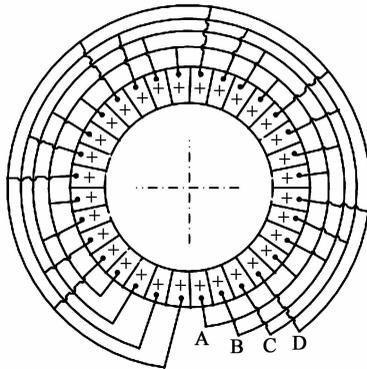


图 10 压电陶瓷极化分区形式及四相接线图

对定子基体底座加以固定,然后在压电陶瓷片自由端面施以 60 V 的峰值电压,对压电陶瓷片粘贴面施以 0 电压,设定定子结构的恒定阻尼系数为 0.009,又根据定子的工作模态频率将谐响应分析时的频率设定为 39~42 kHz,分 200 步进行求解。因该电机定子内圈固定,外圈自由,且依靠定子齿面摩擦驱动负载,又因齿面为平面,由模态分析结果综合可知,其最外圈轴向位移最大,故选择定子齿面外边缘线上质点(12 272)的谐响应分析结果如图 11 所示。其响应振幅(z 向)随频率的变化曲线如图 12 所示。

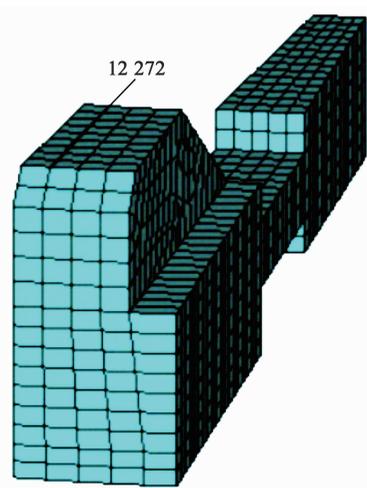


图 11 质点 12 272 选择

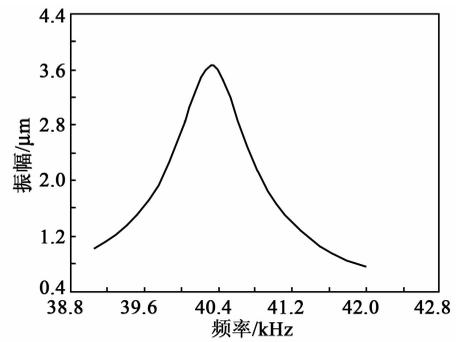


图 12 谐响应分析结果

由图 12 可知,定子齿外边角质点(12 272)在 39~42 kHz,200 个子步内的峰值振幅为 3.65 μm ,其对应频率为 40 320 Hz,但由于步长为 15 Hz,故实际峰值频率应为(40 320 \pm 15) Hz,与模态分析时得到的工作模态频率(40 329.4 Hz)基本吻合,说明定子的 B_{08} 模态作为工作模态是合适可行的。在此分析条件下选用 40 320 Hz 作为其工作频率,定子在 40 320 Hz 频率的 1 个周期波形图如图 13 所示。

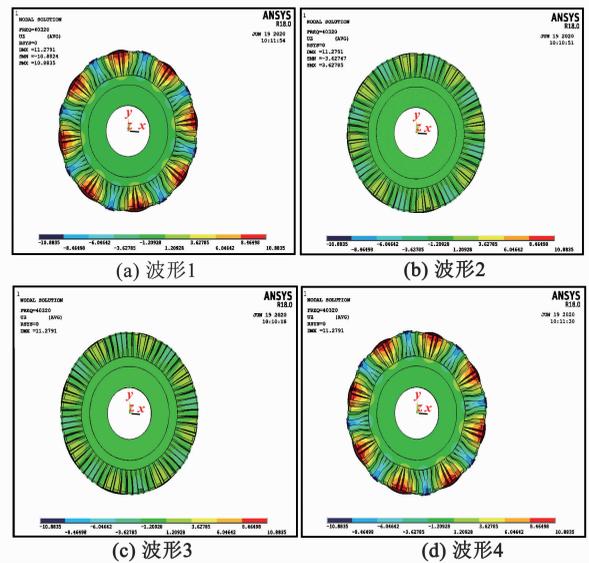


图 13 工作模态频率 40 320 Hz 的 1 个周期波形图

由图 13 可知,压电陶瓷片按照图 10 所示方式排列,施加四相激励信号作用,在接通电源提供设定电压后,电机定子齿面则可在下底面压电陶瓷片的逆压电效应作用下激发出相应行波^[14]。

高速过载冲击前后,定子有无残余应力的幅值-频率曲线对比,如图 14 所示。

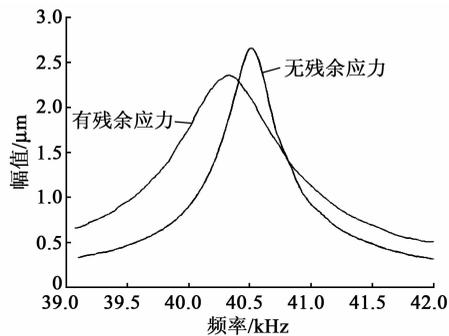


图 14 电机定子冲击前后幅值-频率曲线对比

由图 14 可知,电机定子无残余应力时的最大幅值约为 $2.68 \mu\text{m}$,其频率为 $40\,520 \text{ Hz}$;有残余应力时的最大幅值为 $2.48 \mu\text{m}$,其频率为 $40\,320 \text{ Hz}$,与模态分析时获得的结果一致。根据图 14 的分析结果可发现,在设定频率范围内,高速过载冲击后有残余应力的电机定子在压电陶瓷逆压电效应作用下整体响应幅值升高,但其最大响应幅值及响应频率与无残余应力的定子相比降低,且残余应力的存在也使定子自身阻尼增大。这说明定子 in 高速过载冲击后,内部含有的残余应力对定子的工作特性存在一定影响。

5 结束语

通过对弹载舵机用超声电机定子高速过载冲击后含有预应力的定子进行静应力分析,然后进行电机定子含有预应力的特定频率段内的模态分析,最后在模态分析的基础上,根据模态频率进行含有预应力的具体频率段内的谐响应分析。分析结果表明,弹载超声电机定子 in 高速过载冲击后,内部含有残余应力,又在压电陶瓷片的逆压电效应下使定子整体幅值上升,但最大响应幅值及对应的响应频率与不含有残余应力的定子相比有所降低,且残余应力也使定子的阻尼变大,说明定子 in 受高速过载冲击后的残余应力对定子工作模态振型及谐响应振幅存在一定影响,对于超声电机自身工作特性影响不大,或在一定范围内,针对特定工况条件有一定改善。

参考文献:

[1] 朱平安,张晓龙. 无人机载制导炸弹的发展综述[J]. 四

川兵工学报,2015(3):5-8.

- [2] 高炳东,张丛巨,曹东海,等. 基于超声电机的新型舵系统研究[J]. 导航定位与授时,2019,6(5):88-95.
- [3] SENJYU T, MIYAZATO H, UEZATO K. Quick and precise position control of ultrasonic motors with two control inputs[J]. Electric Machines & Power Systems, 1997, 25(7):767-781.
- [4] 沈大伟,边玉亮,范锦彪. 基于弹载测试仪的高速旋转弹丸膛内转速测试[J]. 探测与控制学报,2016,38(3):94-97.
- [5] 薛杰,许红卫,杜大华,等. 基于模态法 L 形工装结构冲击动力学仿真分析[J]. 火箭推进,2018,44(2):46-54.
- [6] ZASIAD'KO K I, LAPA V V, LEMESHCHENKO N A, et al. Effect of long flying overloads with moderate values on functional capacity of airplane crew members [J]. Voennno-meditsinskii Zhurnal, 2008, 329(1):52-56.
- [7] LI Xiang, KAN Chaohao, CHENG Yuan, et al. Performance evaluation of a bimodal standing-wave ultrasonic motor considering nonlinear electroelasticity: Modeling and experimental validation [J]. Mechanical Systems and Signal Processing, 2020, 141: 106475-106490.
- [8] 周优良. 强冲击载荷下弹载测试仪可靠性与寿命评估研究[D]. 太原:中北大学,2018.
- [9] 程诚,张小兵, RASHAD M M, 等. 基于高阶黎曼近似解的膛内多相燃烧过程研究[J]. 弹道学报,2013,25(3):79-82.
- [10] 赵向东,袁义坤,赵淳生. 超声电机定子的有限元分析及模态混叠现象[J]. 振动工程学报,2004,17(增刊1):866-868.
- [11] 荣见华,郑健龙,徐飞鸿. 结构动力修改及优化设计 [M]. 北京:人民交通出版社,2002.
- [12] 赵淳生. 超声电机技术与应用 [M]. 北京:科学出版社,2007:162-208.
- [13] 朱兵. 制导炮弹电子系统冲击动力学研究 [D]. 长沙:国防科学技术大学,2008.
- [14] 赵淳生. 超声波电动机研究在南京航空航天大学 [C]//上海:第十届中国(国际)小电机技术研讨会论文集,2005:127-135.

基于压电陶瓷的灌浆套筒内壁锈蚀监测研究

杜永峰^{1,2},张天允¹,李虎¹

(1.兰州理工大学防震减灾研究所,甘肃兰州730050;2.兰州理工大学甘肃省防震减灾国际科技合作基地,甘肃兰州730050)

摘要:为了识别灌浆套筒内壁因氯离子侵蚀后达到的不同锈蚀程度,首先,通过加速锈蚀的相关理论方法推导了套筒内壁达到不同锈蚀率所需要的时长;然后,采用电化学法对套筒内壁进行加速锈蚀,并使用锈蚀监测系统对5组不同锈蚀工况下的试件进行监测,获得各试件在不同激励频率下的时域信号;最后,通过信号峰-峰值和小波包能量值对时域信号进行分析,提出了两种不同的锈蚀指标。结果表明,基于信号峰-峰值和小波包能量的两种锈蚀指标均能够有效、合理地评估灌浆套筒内壁的锈蚀状态,为套筒内壁的锈蚀监测方法提供参考。

关键词:压电陶瓷;灌浆套筒;健康监测;锈蚀识别;信号峰-峰值;小波包能量

中图分类号:TN384;TM22 **文献标志码:**A

Research on Corrosion Monitoring of Grouting Sleeve Based on Piezoelectric Ceramics

DU Yongfeng^{1,2}, ZHANG Tianyun¹, LI Hu¹

(1. Institute of Earthquake Protection and Disaster Mitigation, Lanzhou University of Technology, Lanzhou 730050, China; 2. International Research Base on Seismic Mitigation and Isolation of Gansu Province, Lanzhou University of Technology, Lanzhou 730050, China)

Abstract: In order to identify the different degrees of corrosion on the inner wall of the grouting sleeve due to chloride ion erosion, firstly, the time required for the inner wall of the sleeve to reach different corrosion rates is deduced by the relevant theoretical methods of accelerated corrosion. Then, an electrochemical method is used to monitor 5 groups of test pieces under different corrosion conditions, and the time-domain signals of each test piece under different excitation frequencies are obtained. Finally, the time-domain signals are analyzed by the signal peak-peak value and wavelet packet energy value, and two different corrosion indicators are proposed. The results show that the two corrosion indicators based on signal peak-to-peak value and wavelet packet energy can effectively and reasonably evaluate the corrosion status of the inner wall of the grouting sleeves, which provides a reference for the corrosion monitoring method of the inner wall of the sleeve.

Key words: piezoelectric ceramics; grouting sleeve; health monitoring; corrosion identification; peak-peak value of signal; wavelet packet energy

0 引言

在预制构件的生产、露天堆放过程中,易使灌浆套筒内壁产生初始锈蚀。在长期服役过程中由于氯盐侵蚀及灌浆料碳化等使灌浆套筒内壁锈蚀加剧,从而加快了套筒内壁的锈蚀速率。锈蚀程度增加导致套筒内壁出现削弱,致使套筒的连接性能降低,进而对整体结构产生不利影响。

目前,国内外对灌浆套筒已开展大量研究,秦珩等^[1]认为灌浆套筒的连接性能主要与现场的施工情况有关,并提出了建设性的改进意见。陈洪等^[2]建

立了灌浆料本构模型,并对灌浆套筒的力学性能进行了数值模拟。Ling等^[3]研发出两种新型的全灌浆套筒并推导了粘结强度公式。吴小宝等^[4]研究了在受单向拉拔力和反复荷载作用下的灌浆套筒的力学性能。郑清林等^[5]研究了不同缺陷如钢筋偏心、漏浆等情况下对灌浆套筒的影响。杜永峰等^[6]通过压电陶瓷对灌浆料的早期强度进行监测。

综上所述,现有研究多集中在灌浆套筒的早期力学性能监测和评估方面,而对于灌浆套筒在整个结构服役期间连接性能退化问题的研究较少。压电

收稿日期:2020-09-07

基金项目:国家自然科学基金资助项目(51778276);甘肃省重点研发计划基金资助项目(18YF1FA067)

作者简介:杜永峰(1962-),男,甘肃正宁人,教授,博士,主要从事结构减震控制的研究。E-mail: dooyf@lut.cn。通信作者:张天允, E-mail: 995222099@qq.com。

材料作为一种新兴的智能材料,近些年在结构健康监测领域中被广泛应用^[7-9]。本文利用压电陶瓷作为监测工具分别粘贴在灌浆套筒和钢筋外壁,通过公式推导计算出灌浆套筒内壁加速锈蚀达到不同程度所需要的时间,以波动法作为基础,从信号峰-峰值和小波包能量值角度分析信号的敏感性,并分别提出灌浆套筒内壁锈蚀的评判指标。

1 加速灌浆套筒内壁锈蚀理论推导

曾严红等^[10]已经对加速钢筋锈蚀的理论方法进行了推导,本文在此基础上对灌浆套筒内壁的锈蚀理论进行了推导。套筒的锈蚀损失质量为

$$\Delta m = MI_t / (ZF) \quad (1)$$

式中: M 为铁的摩尔质量; I 为锈蚀电流; Z 为锈蚀反应化合价; F 为法拉第常数; t 为锈蚀时间。

研究套筒内壁锈蚀情况, I 为

$$I = i\pi dl \quad (2)$$

式中: d 为套筒的内直径; i 为锈蚀电流密度; l 为套筒长度。

定义锈蚀率为锈蚀质量与原套筒质量的比值:

$$\eta = \Delta m / m \quad (3)$$

式中 m 为未锈蚀套筒质量,其表达式为

$$m = \pi(R^2 - r^2)\rho \quad (4)$$

式中: ρ 为铁的密度; R 为套筒外半径; r 为套筒内半径。

将式(2)、(4)代入式(3)可得:

$$\eta = MiRt / [F\rho(R^2 - r^2)] \quad (5)$$

2 试验设计

本文监测对象为装配式结构中常用的全灌浆套筒,套筒数量为5个,分别代表套筒内壁锈蚀率为0.3%、6%、9%、12%。本试验选取PZT-5A型号的压电陶瓷片作为驱动器和传感器,其灵敏度高,稳定性好,尺寸为15 mm×10 mm×0.3 mm。钢筋选取直径为 $\varnothing 20$ mm的螺纹钢,长为80 cm。

套筒灌浆时可能会导致钢筋和套筒上的压电陶瓷片相对错动,因此,灌浆前在上套筒口设置定位密封圈并做好粘贴标记。在标记位置粘贴压电陶瓷片和涂抹防水材料。防水材料选择环氧树脂和固化剂按1:1调制后涂抹在压电陶瓷片表面,厚约为0.5 mm,静置1天,使其凝固,最后对套筒进行灌浆。

灌浆套筒内壁加速锈蚀方法参考文献^[11]中电化学锈蚀钢筋的方法,选用锈蚀电流密度 < 3 mA/

cm²,锈蚀电流为1.4 A。锈蚀时间如表1所示。套筒灌浆完成后,将其养护28天,使用透明胶带将套筒和钢筋的外壁进行包裹,防止其与外界接触而产生锈蚀,降低试验精度。将套筒放入电解液中对套筒内壁进行锈蚀。锈蚀所需设备主要有锈蚀电源、电解池和锈蚀阴极。锈蚀电源采用ETM-3010型号电源,电压为30 V,电流为10 A。电解池采用大型塑料箱,电解液采用质量浓度为3%~5%的NaCl溶液。

表1 套筒锈蚀时间表

试件编号	套筒理论锈蚀率/%	电流密度/ ($\mu\text{A} \cdot \text{cm}^{-2}$)	锈蚀时间/h	实际锈蚀率/%
1	0	2 870	0	0
2	3	2 870	54	2.87
3	6	2 870	108	6.13
4	9	2 870	162	9.06
5	12	2 870	216	11.92

本监测试验的监测系统主要由信号发生器、信号放大器和信号采集仪3部分组成。锈蚀设备及锈蚀后的套筒如图1所示。

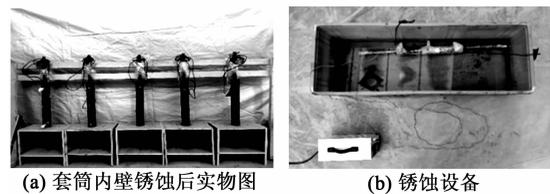


图1 锈蚀后套筒和锈蚀设备

3 试验结果分析

3.1 基于信号峰-峰值的波动分析法

正弦信号因具有波形较好,分析较方便的特点,故将其作为激励信号。由波动法可知,随着频率的增加,信号的幅值会逐渐衰减。为减少外界因素对试验精度的影响,本次测量选择在无人时间段进行。为了保证试验与实际相符,在套筒灌浆养护28天后对其进行测量。峰-峰值为一个周期内信号最高值和最低值之间的差值。峰-峰值对锈蚀的识别效果比幅值更明显,所以,本次测量采用峰-峰值作为评判标准,测量结果如图2所示。由图可知,5种工况在健康状态下对应频率的峰-峰值相差较小,并无较大的波动,且5种信号的峰-峰值都随频率的增加而降低。由此可以认为,5种工况的初始条件相同,符合试验要求。以下皆以套筒锈蚀率为0的峰-峰值

作为基准峰-峰值。

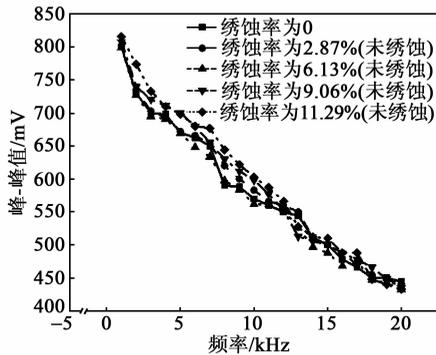


图 2 各工况初始峰-峰值图

以试验频率为 10 kHz 的结果为例,不同锈蚀程度的灌浆套筒所测量信号的时域图如图 3 所示。由图可知,健康状态下灌浆套筒内壁信号幅值最大,随着锈蚀程度的增加,各频率下的信号幅值均有不同程度的衰减。

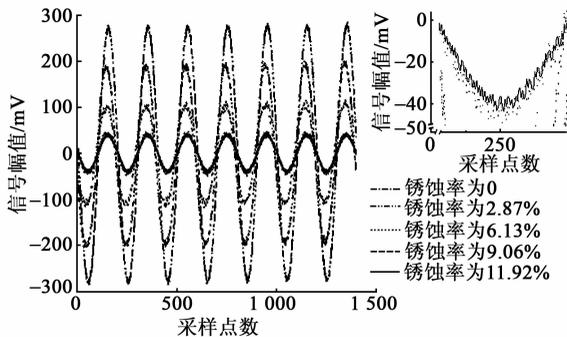


图 3 各工况锈蚀后时域信号图

图 4 为不同锈蚀情况下压电陶瓷接收器接收的信号峰-峰值的平均值。由图可知,出现锈蚀情况,套筒的测量信号都在基准峰-峰值以下,且随着锈蚀率的增加,接收信号的峰-峰值逐渐减小。其原因主要是随着锈蚀率的增加,灌浆套筒与灌浆料的界面剥离现象逐渐明显,波在界面出现折射和散射现象,致使信号传递的能量出现衰减,所以接收的信号表现为峰-峰值变小。

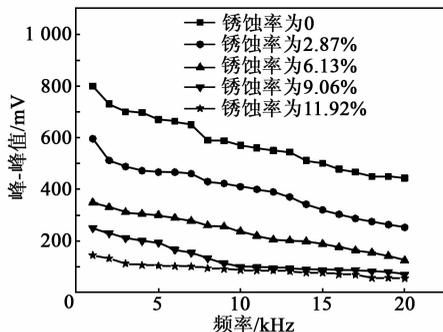


图 4 锈蚀后各工况下信号峰-峰值图

为了进一步说明信号对锈蚀的敏感性,定义基于信号变化的锈蚀识别指标 DI 为

$$DI = \frac{|H_i - D_i|}{H_i} \times 100\% \quad (6)$$

式中: H_i 为传感器在健康状态下接受各频率信号峰-峰值的平均值; D_i 为传感器在不同锈蚀状态下接收各频率信号峰-峰值的平均值; i 为传感器接受信号频率。

当 $DI=0$ 时表示灌浆套筒处于健康状态, $DI=100\%$ 时表示灌浆套筒处于完全锈蚀状态。

由式(6)计算得到在不同锈蚀率时,各工况下 DI 部分值如表 2 所示。

表 2 灌浆套筒在部分频率下的 DI

频率/ kHz	$DI/\%$			
	2.87%	6.13%	9.06%	11.92%
1	25.5	56.4	68.8	82.0
5	30.4	55.2	71.2	84.5
10	28.1	58.4	82.5	84.7
15	36.0	62.4	82.4	84.8
20	43.2	71.8	84.2	87.8

由表 2 可知,相同锈蚀率情况下,随着频率的增大, DI 值呈上升趋势。而相同频率情况下, DI 值随着锈蚀率的升高而升高。由此可知, DI 值能够对灌浆套筒内壁的锈蚀程度进行较好的识别。为方便观察,给出基于 DI 值随频率变化图,如图 5 所示。取未锈蚀情况下的峰-峰值为健康状态峰-峰值,所以未锈蚀情况下灌浆套筒 $DI=0$ 。当锈蚀率达到 2.87% 时, DI 值发生突变,表明信号峰-峰值对灌浆套筒的锈蚀程度具有较好的敏感性。由表 2 还可知,与未锈蚀情况 DI 相比,当锈蚀率为 2.87% 时, DI 最先发生突变。所以建议以 $DI=20\%$ 为内壁是否发生锈蚀的界限值,当 $DI>20\%$ 时认为灌浆套筒内壁已发生锈蚀。

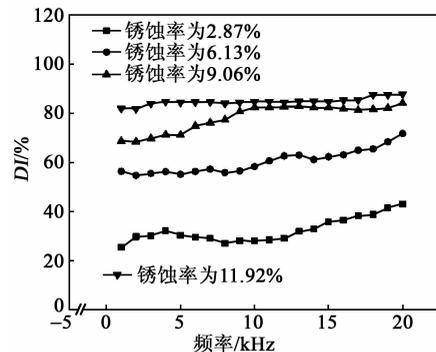


图 5 DI 随频率变化图

3.2 基于小波包能量的时频域信号分析法

能量为分析信号的强弱提供了另一种角度,信号能量与信号幅值的二次方成正比,结构出现损伤越大,接收信号的能量值越小。所以,信号能量具有放大结构损伤的能力。

小波包能量具有较强的抗噪声干扰能力,且小波包变换对高频信号分解更精细。因此,本节将从小波包能量理论对信号进行分析,并提出一种基于小波包的锈蚀识别方法。在实际工程中无法确定结构损伤对哪种频率较敏感,孙威等^[12]使用多种频率的正弦信号组成扫频信号。在此研究的基础上,本文同样以正弦扫频信号作为本试验的激励信号,其频率为1~20 kHz,幅值为5 V,扫频时长为1 s。环境噪声等会对信号的能量产生影响,因此,在进行小波包分析前先对信号进行滤波处理^[13]。由于噪声等干扰信号主要为低频信号,所以本节采用高通滤波器对信号进行滤波。根据采样定理可知,采样频率高于信号最高频率的1倍,所以本文信号采样频率为50 kHz,通带截止频率为1 kHz,阻带截止频率为0.9 kHz,如图6所示。由图可知,经滤波处理后,有效地去除了信号中的干扰信号,使时域波形更光滑。

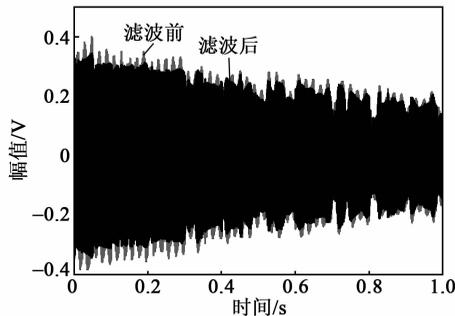


图6 锈蚀率为0时扫频信号滤波前、后波形对比图

滤波结束后,使用MATLAB对各工况滤波信号进行处理。经试验研究发现‘db9’小波函数对结构的损伤具有较好的识别效果。所以,本次试验采用‘db9’小波函数对各信号进行3层小波包分解,得到各频带小波包能量值,对比分析各工况下各频带小波包能量值变化,如图7所示。由图可知,各频带小波包能量随着频率的增加而逐渐降低,当锈蚀率达到2.87%时,各频带小波包能量急剧下降。造成这种现象的原因主要是套筒内壁产生锈蚀。波在传播过程中折射、反射现象增多,致使能量消耗。随着锈蚀率的增加,灌浆套筒与灌浆料之间出现的剥离损伤逐渐增大,小波包能量衰减更明显。当锈蚀率

达到11.92%时,小波包能量几乎衰减到0。由此可看出小波包能量对不同锈蚀情况是敏感的。试验频率为1~20 kHz,最后一个频带(21 876~25 000 Hz)超出试验频率范围,所以小波包能量值为0。

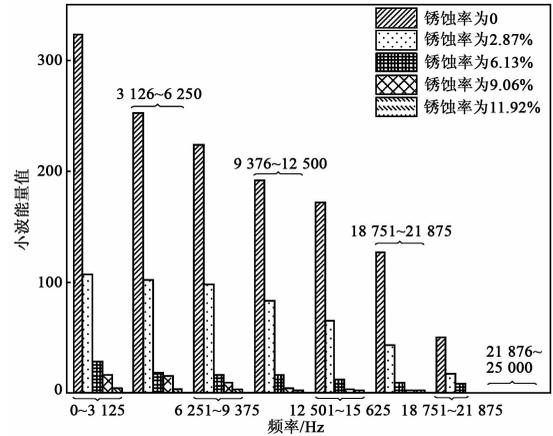


图7 各工况小波包能量谱

为方便比较,将小波包各频带总能量值进行归一化处理:

$$U = E_k / E_{\max} \quad k = 1, 2, 3, 4, 5 \quad (7)$$

式中: E_k 为各工况下小波包总能量值; E_{\max} 为各工况下小波包总能量的最大值; U 为归一化指标。

图8为归一化小波包能量值。由图可知,随着锈蚀率的增加,归一化小波包的总能量值逐渐降低。因此可得出小波包总能量对不同锈蚀程度的灌浆套筒较敏感。在以上研究的基础上,本文提出基于小波包总能量的锈蚀识别指标EVC:

$$EVC = \sqrt{\frac{\sum_{k=1}^N (E_k - \bar{E})^2}{NE^2}} \times 100\% \quad (8)$$

$$\bar{E} = \sum_{k=1}^N E_k / N \quad (9)$$

式中: N 为试验中各工况传感器的个数; \bar{E} 为各工况小波包总能量平均值。

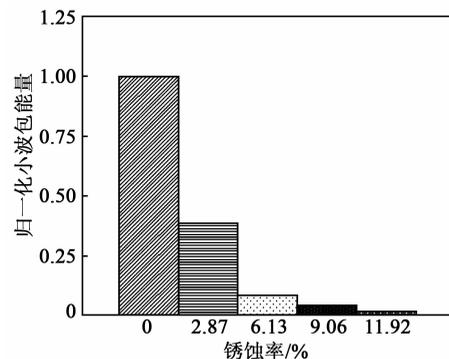


图8 归一化小波包能量值

利用式(8)、(9)对各工况下的 ECV 值进行计算,结果如图9所示。

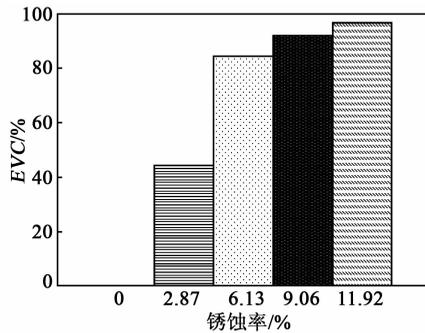


图9 各工况 ECV 值图

由于本次试验健康状态只有一组,所以取健康状态的 $ECV=0$ 。由图9可知,当锈蚀率达到2.87%时, ECV 值急剧增大,达到44.25%。由此可得出 ECV 值对灌浆套筒内壁锈蚀程度能较明显的识别。而其余3种工况的 ECV 值分别为84.35%、92.01%、96.84%。在实际工程中以 $ECV=40\%$ 作为灌浆套筒内壁锈蚀的界限值,当 $ECV>40\%$ 时,判断套筒内壁出现锈蚀。

4 结论

通过对不同锈蚀程度灌浆套筒内壁进行监测试验,得出如下结论:

1) 使用压电陶瓷作为监测工具可对不同锈蚀状态的灌浆套筒内壁进行有效识别,随着输入正弦信号激励频率的提高,信号峰-峰值呈下降趋势。

2) 提出基于信号峰-峰值的锈蚀指标 DI 值,该指标能够对灌浆套筒内壁的锈蚀状态进行有效评估,建议 DI 值以20%为界限值,当 $DI>20\%$ 时,认为灌浆套筒内壁已发生锈蚀。

3) 小波包分解得到的各频带能量值随着频率的提高,能量值逐渐降低。健康状态的各频带小波包能量值明显高于出现锈蚀情况的小波包能量值。

4) 提出基于扫频信号的小波包能量锈蚀指标 ECV 值,该指标能够对灌浆套筒内壁锈蚀进行有效评估。在实际工程中建议以 ECV 值为40%作为灌浆套筒内壁锈蚀的界限值,当 $ECV>40\%$ 时,判定灌浆套筒内壁出现锈蚀。

参考文献:

[1] 秦珩,钱冠龙. 钢筋套筒灌浆连接施工质量控制措施[J]. 施工技术,2013,42(14):113-117.
QIN Heng, QIAN Guanlong. The construction quality control measures of coupler grouting splice for reinforcement[J]. Construction Technology,2013,42(14):

113-117.
[2] 陈洪,张竹芳. 钢筋套筒灌浆连接技术有限元分析[J]. 佳木斯工学院学报,2014(3):341-344.
CHEN Hong, ZHANG Zhufang. Finite element analysis of the grout sleeve splicing for steel bars[J]. Journal of Jiamusi University,2014,32(3):341-344.
[3] LING J H, ABD R, BAHARUDDIN A. Feasibility study of grouted splice connector under tensile load [J]. Construction and Building Materials, 2014, 50: 530-539.
[4] 吴小宝,林峰,王涛. 龄期和钢筋种类对钢筋套筒灌浆连接受力性能影响的试验研究[J]. 建筑结构,2013,43(14):77-82.
WU Xiaobao, LIN Feng, WANG Tao. Experimental research on effects of grout age and types of steel bars on mechanical behavior of grout sleeve splicing for reinforcing bars[J]. Building Structure,2013,43(14):77-82.
[5] 郑清林,王霓. 灌浆套筒力学性能影响因素分类及其机理分析[J]. 四川建筑科学研究,2017,43(3):5-9.
[6] 杜永峰,杜进府. 基于压电智能骨料的套筒灌浆料早期强度监测[J]. 压电与声光,2020,42(1):142-148.
DU Yongfeng, DU Jinfu. Early strength monitoring of sleeve grouting material with piezoelectric smart aggregate[J]. Piezoelectrics & Acousto-optics, 2020, 42(1): 142-148.
[7] 阎石,吴建新,孙威,等. 压电混凝土结构健康监测系统的开发与应用[J]. 压电与声光,2013,35(3):391-394.
YAN Shi, WU Jianxin, SUN Wei, et al. Development and application of health monitoring system for piezoceramic concrete structure[J]. Piezoelectrics & Acousto-optics, 2013, 35(3):391-394.
[8] 徐欣,袁慎芳. 结构健康监测中压电元件的温度补偿方法[J]. 压电与声光,2006,28(6):730-732.
XU Xin, YUAN Shenfang. Temperature compensation on piezoelectric sensors in structure health monitoring [J]. Piezoelectrics & Acousto-optics, 2006, 28(6):730-732.
[9] 黄廷剑. 基于嵌入式压电陶瓷的钢筋混凝土框架边节点损伤监测研究[D]. 长沙:湖南大学,2013.
[10] 曾严红,顾祥林,张伟平. 混凝土中钢筋加速锈蚀方法探讨[J]. 结构工程师,2009,25(1):101-105.
[11] 高志玉,朱劲松. 混凝土内部钢筋锈蚀监测及黏结滑移性能研究[J]. 工业建筑,2016,46(2):95-99.
[12] 孙威. 利用压电陶瓷的智能混凝土结构健康监测技术[D]. 大连:大连理工大学,2009.
[13] 邓海明. 基于压电陶瓷的钢管混凝土组合结构界面损伤监测研究[D]. 长沙:湖南大学,2015.

圆窗激振人工中耳压电作动器设计与实验研究

寇寅欣¹,王贺贺¹,刘后广¹,刘耀松¹,周雷²,黄新生²

(1. 中国矿业大学 机电工程学院,江苏 徐州 221116;2. 复旦大学 附属中山医院耳鼻喉科,上海 200032)

摘要:针对现有临床上所用的圆窗激振式人工中耳作动器存在的低频增益不足,与圆窗膜尺寸不匹配及初始压力不可控的问题,结合人耳解剖结构,设计了一款带有弯张放大器的新型压电作动器。为了辅助设计该作动器,建立了作动器有限元模型及作动器-人耳耦合力学模型。基于该模型,对作动器弯张放大器、支撑弹簧、耦合杆端面的关键参数进行了优化分析。通过实验对所设计的压电作动器的频响特性、总谐波失真进行测试。结果表明,所设计的压电作动器工作频带宽,低频性能优越;最大谐波失真仅为2.36%,满足助听装置清晰度要求。

关键词:圆窗激振;人工中耳;压电作动器;弯张放大器;听力补偿;有限元分析

中图分类号:TN384;TM22 **文献标志码:**A

Design and Experimental Research of Piezoelectric Actuator for Round-Window Stimulated Middle Ear Implant

KOU Yinxin¹, WANG Hehe¹, LIU Houguang¹, LIU Yaosong¹, ZHOU Lei², HUANG Xinsheng²

(1. School of Mechatronic Engineering, China University of Mining and Technology, Xuzhou 221116, China;

2. Dept. of Otorhinolaryngology, Zhongshan Hospital Affiliated to Fudan University, Shanghai 200032, China)

Abstract: To overcome the shortcomings of insufficient low-frequency gain, mismatch with the size of the round-window membrane, and uncontrollable preload of the round-window stimulated middle ear implant's actuator used in clinical practice, a new type of piezoelectric actuator with flextensional amplifier was designed based on the anatomical structure of the human ear. In order to assist the design of the actuator, a finite element model of the actuator and a mechanical model of the actuator-human ear coupling were established. Based on this model, the key parameters of the actuator's flextensional amplifier, support spring and coupling rod end face were optimized and analyzed. The frequency response characteristics and total harmonic distortion of the designed piezoelectric actuator were tested through experiments. The results showed that the designed piezoelectric actuator had a wide working frequency and superior low-frequency performance; the maximum harmonic distortion was only 2.36%, which meets the clarity requirements of hearing aids.

Key words: round-window stimulation; middle ear implant; piezoelectric actuator; flextensional amplifier; hearing compensation; finite element analysis

0 引言

传统助听器由于存在高频增益不足、堵耳及伴有声反馈等问题,对于中重度听力损伤患者或高频听力阈值恶化严重的患者来说,无法提供满意的听力补偿效果。针对该问题,人工中耳作为一种新型的能够治疗中重度听力损伤的助听装置开始受到关注和研究^[1-2]。作动器是人工中耳的核心部件,其通过自身的机械振动激励与之耦合的耳内组织,从而实现患者的听力补偿。根据作动器激振耳内组织的不同,人工中耳分为多种,其中激振圆窗膜的圆窗

激振式人工中耳因其避开听骨链,能够补偿伴有听骨链损坏的混合性听力损伤,成为近年来的研究热点^[3]。目前,临床上广泛采用振动声桥的悬浮振子作为圆窗激振的作动器。但是,悬浮振子最初为激振砧骨所设计,用于激振圆窗时存在作动端面较大的问题,且悬浮式的结构和筋膜固定的方式不利于振动传递,存在低频输出不足^[4]、初始压力无法监控^[5]、耦合杆端部与圆窗膜之间尺寸不匹配等问题。

针对上述问题,本文基于圆窗龛及圆窗膜真实解剖结构,对圆窗激振式人工中耳作动器进行结构

收稿日期:2020-09-25

基金项目:国家自然科学基金资助项目(51775547);上海市科学技术委员会基金资助项目(17411962200);江苏高校优势学科建设工程基金资助项目

作者简介:寇寅欣(1998-),男,河南驻马店人,硕士生,主要从事微创医疗技术与器械开发研究。通信作者:刘后广(1982-),男,安徽滁州人,教授,博士生导师,主要从事机械振动分析与控制、微创医疗技术与器械开发等研究。E-mail:liuhg@cumt.edu.cn。

设计与性能分析,设计了一款专门针对圆窗激振的压电作动器。同时基于人耳有限元模型,对作动器的结构进行优化及作动器植入人耳后的听力补偿效果进行预估。最后,通过等效物理实验对作动器的动态特性进行了实验验证。

1 作动器工作原理与结构

1.1 圆窗激振式人工中耳工作原理

图 1 为所设计作动器的植入示意图。该圆窗激振式人工中耳包括麦克风、电池、信号处理模块及作动器。其工作原理是麦克风将采集到的声信号转变为电信号,经信号处理模块处理后,电信号由作动器转换为机械振动,直接驱动圆窗膜,继而振动内耳淋巴液,刺激听觉末梢感受器产生听觉,以实现听力补偿。

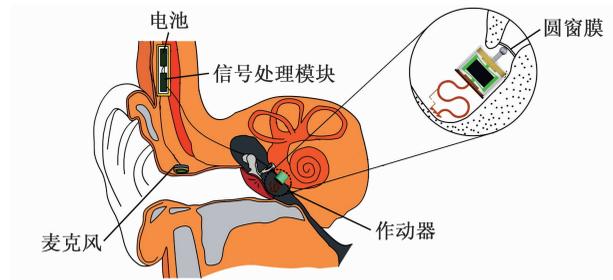


图 1 圆窗激振式人工中耳示意图

1.2 人工中耳压电作动器结构

结合人耳,特别是圆窗处的解剖结构及作动器初始压力可监控、易植入和调节的要求,设计了一款针对圆窗激振的压电作动器,其结构如图 2 所示。

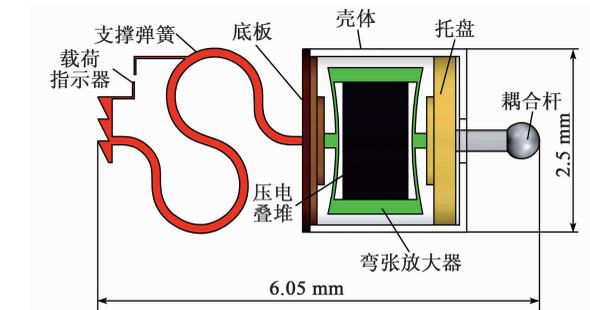


图 2 人工中耳压电作动器结构

该作动器通过手术植入在圆窗膜旁的骨槽内,其耦合杆顶端作用在圆窗膜上,支撑弹簧的尾部与骨槽骨壁贴合。通过在支撑弹簧尾部与骨槽间填充筋膜,来控制耦合杆顶在圆窗膜上的初始压力。该压力使支撑弹簧发生弹性变形,进而带动载荷指示器两端,通过其距离变化来检测该初始压力。考虑到压电叠堆输出位移偏小,结构中增加了弯张放大器。工作时,压电叠堆接收到外部的驱动电压而做伸缩运动,带动弯张放大器进而驱动托盘;托盘带动

耦合杆运动,通过耦合杆来激振圆窗膜,进而将外部声音信号放大传递到耳内,实现听力损伤的补偿。

2 压电作动器尺寸优化与仿真分析

2.1 弯张放大器尺寸优化

为了对弯张放大器尺寸进行优化,建立了人工中耳压电作动器有限元力学模型,如图 3 所示。模型中压电叠堆选用日本 Murata 公司生产的 PAZ-10-0079,其材料为 PZT-8 型号的压电陶瓷^[6]。作动器除压电叠堆外,其他零件均采用具有生物相容性的 Ti6Al4V 钛合金,其密度为 $4\ 430\ \text{kg}/\text{m}^3$,杨氏模量为 $114\ \text{GPa}$,泊松比为 0.33 。压电晶片极化方向简化为同向,对压电叠堆的一端施加位移约束条件,另一端为自由端,并在压电叠堆的极化方向两端施加大电压为 $n \times U$ (其中, n 为压电叠堆层数, U 为施加在单层压电叠堆上的电压值)的激励电压;支撑弹簧后端定义为固定约束,作动器各零件间的连接使用 tie 命令进行绑定。优化仿真分析时,采用全因子设计的方法分别在高度 (H) 为 $1.3 \sim 1.5\ \text{mm}$,根据现有加工技术的弹性臂厚度 (t) 为 $0.04 \sim 0.06\ \text{mm}$,弹性臂内凹深度 (D) 为 $0.1 \sim 0.2\ \text{mm}$ 时,均匀地取 11 个尺寸,共组成 1 331 个尺寸组合。优化结果如图 4 所示。最终设定弯张放大器的 $t = 42\ \mu\text{m}$, $H = 1.3\ \text{mm}$, $D = 0.15\ \text{mm}$ 。在该尺寸下,弯张放大器的位移放大倍数约为 5.1 倍,且共振频率为 $9\ \text{kHz}$,这既不会影响人们的正常交流,也便于作动器后续结构的设计和助听装置控制算法的设计。

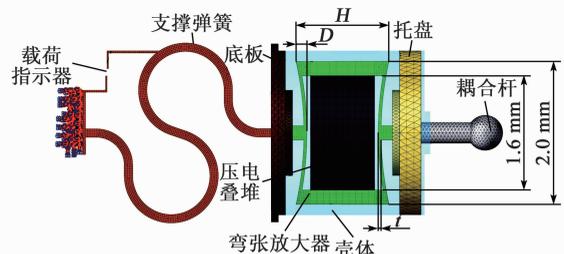


图 3 人工中耳压电作动器有限元模型

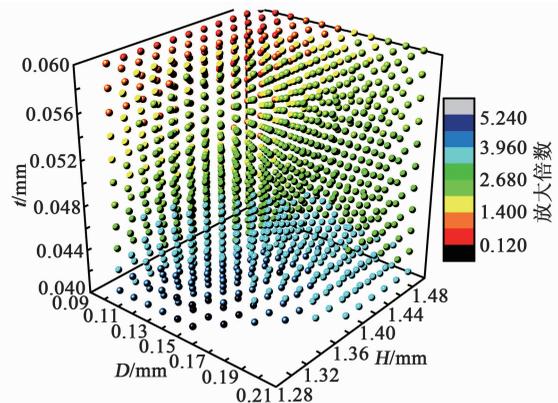


图 4 弯张放大器优化分析结果

2.2 作动器支撑弹簧尺寸设计

为了解决作动器在圆窗固定难、初压力无法监控的问题,该作动器引入了支撑弹簧。但是,支撑弹簧的引入会影响作动器的固有频率,进而影响作动器的听力补偿性能。为了研究它们之间的关系,将支撑弹簧的截面形状取为矩形,其宽度设为 0.12 mm,长度 W 为可变数值,通过修改 W 以分析不同支撑弹簧横截面尺寸下的作动器频响特性,结果如图 5 所示。由图可见,当支撑弹簧截面积为 0.048 mm^2 时,作动器的共振频率位于中耳的共振频率范围内,作动器输出特性与人耳传声特性一致,故支撑弹簧横截面最终取为 0.048 mm^2 。

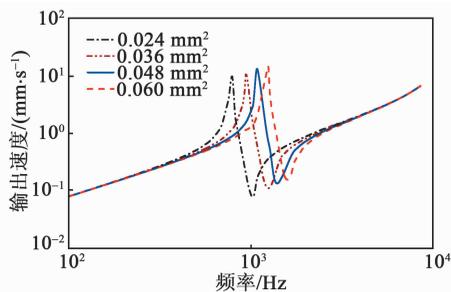


图 5 支撑弹簧截面积对作动器输出速度影响

2.3 作动器耦合杆端部设计

为了研究耦合杆端部结构对作动器性能的影响,建立了作动器-人耳耦合力学模型,如图 6 所示。其中,人耳模型部分是基于团队之前报道的模型^[7]。图 7 分别建立了球型、柱型、方型 3 种形状的耦合杆结构,研究了作动器的耦合面积和耦合杆形状对听力补偿效果的影响。

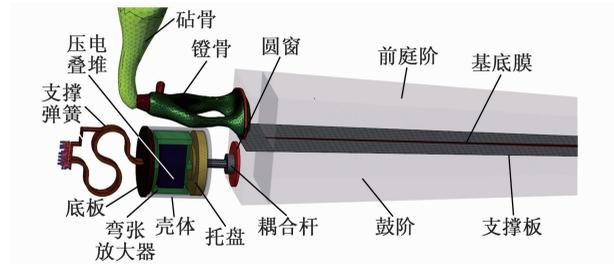


图 6 作动器与人耳耦合的有限元模型

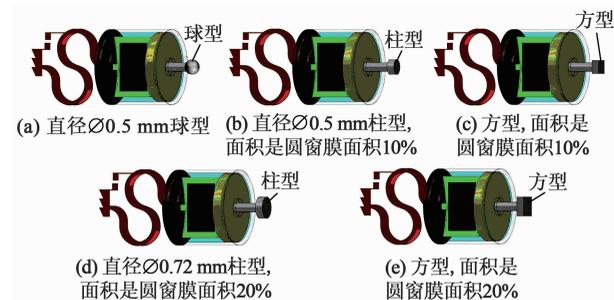


图 7 不同耦合杆端部结构的作动器

图 8 为不同耦合杆端部结构的作动器性能。由图可见,球型耦合杆的作动器激振起的镫骨速度在整个频段均较低;对于方型和柱型耦合杆,作动器激振起的镫骨速度随着耦合杆横截面积的增大而增大。当耦合杆的面积相同时,耦合杆端部形状的变化对于作动器性能并未有明显影响。综上,最终选择截面积为圆窗膜 20% 的柱型为耦合杆端部。采用该耦合杆的作动器可在 0.5 V 电压驱动下激振起 94 dB 声激振相当的镫骨足板速度,满足人工中耳听力补偿需求。

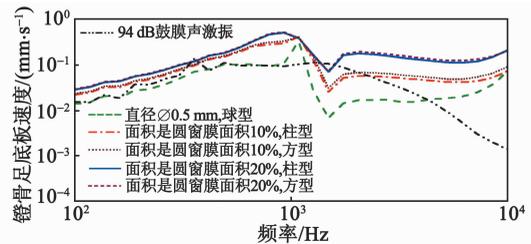


图 8 不同耦合杆端部结构的作动器性能

3 作动器听力补偿特性的实验研究

3.1 压电作动器样机制造

为了检验所设计的作动器的动态性能,降低制造成本,本文制作出等比例放大的样机进行实验测试。图 9 是按所设计的作动器放大 3.25 倍制造出的样机关键零件。



图 9 加工完成的作动器零件

3.2 作动器输出特性测试

3.2.1 作动器频响特性测试

为了测试所设计作动器的动态特性,我们设计了图 10 所示的实验方案。其中,右端作动器激振的物理圆窗是由一块橡胶薄膜构成,以模拟圆窗膜,其厚度为 0.1 mm,与圆窗膜厚度一致。此外,由于作动器作用到圆窗膜上的初始压力为 20 mN 时,其补偿听力损伤的性能最优^[5],故在作动器后端增加了力传感器,以控制该初始压力,进而测量作动器在该初始压力下的动态特性。力传感器两侧分别与螺纹杆连接。右侧螺纹杆的端部与作动器粘接,左侧螺纹杆固定于微操纵器上,通过微操纵器调节作动器位姿。最终,通过激光测振仪测量作动器激振起的

物理圆窗动态响应。实际试验布置如图 11 所示。

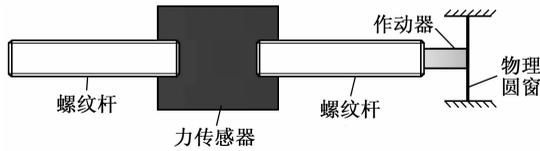


图 10 圆窗激振实验方案

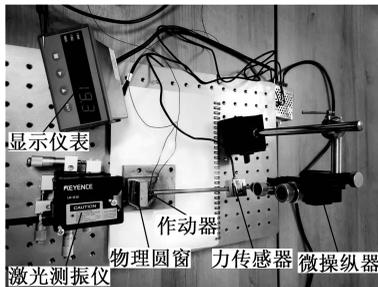


图 11 初始压力作用下的压电作动器性能测试

分别在 250~8 000 Hz 内施加 15 V 的有效驱动电压,测得作动器在 20 mN 初始压力作用下的输出位移如图 12 所示。由图可见,该作动器工作频带范围较宽,在 250~4 000 Hz 频段的位移输出值较稳定,约为直接采用压电叠堆输出位移的 3 倍,实现了设计时的放大作动器输出位移的目的。该放大倍数小于 2.1 节仿真设计的理论值,主要是由于该样机中弯张放大器的材料为 Cr12MoV,其弹性模量(210 GPa)大于仿真中使用的材料 Ti6Al4V 的弹性模量(114 GPa),造成压电叠堆输出时的阻力增大,从而弱化了弯张放大器的位移放大效果。此外,该作动器在低频处(250 Hz)的输出位移相对于其他频段没有减小,作动器具有较好的低频响应特性。

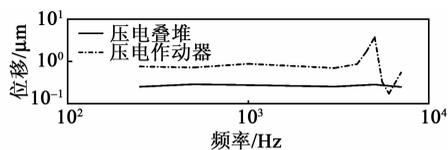


图 12 压电作动器与压电叠堆输出位移

3.2.2 作动器总谐波失真分析

助听装置清晰度高有助于患者区分语音、语调。为验证所设计压电作动器的清晰度是否满足助听装置需求,对其输出进行谐波失真测试,结果如图 13 所示。该结果是在作动器电压有效值 15 V 单频电压驱动下测量所得。图中,作动器位移为相对位移,以 1 μm 为参考值。由图可看出,在频率为 500~7 000 Hz 时,随着频率的升高,总谐波失真度(THD)有逐渐升高的趋势,最大值为 2.36%,位于作动器谐振频率处(5 kHz)。上述结果满足美国国家标准协会对助听器的总谐波失真小于 3% 的清晰度要

求^[8]。因此,所设计的压电作动器能够为患者提供较清晰的听力补偿。

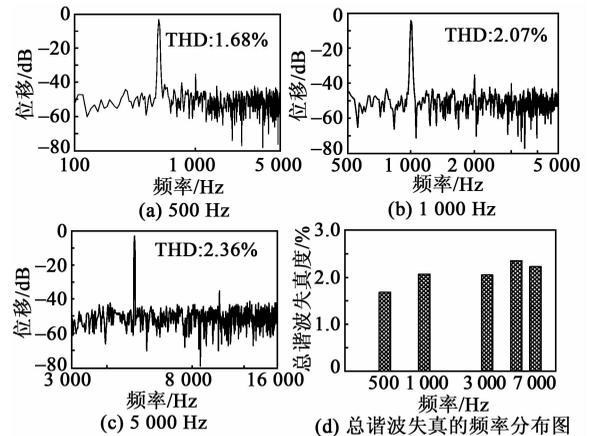


图 13 压电作动器在不同频率驱动电压作用下的输出位移频谱与总谐波失真图

4 结束语

本文针对圆窗激振的听力补偿方案,结合人耳解剖结构,设计了一款由压电叠堆、弯张放大器、支撑弹簧、耦合杆等构成的新型压电作动器。通过构建作动器及作动器-人耳的有限元力学模型,对作动器弯张放大器、支撑弹簧、耦合杆端部形状进行了优化设计。最终,通过等比放大的样机测试,证明了所设计压电作动器工作频带宽,低频性能优越,弥补了现有圆窗激振式人工中耳低频增益小的不足;且最大谐波失真仅为 2.36%,满足助听装置清晰度要求。

参考文献:

- [1] DONNELLY N P, PENNING S R J E. Hearing rehabilitation with active middle ear implants[J]. *Advances in Oto-Rhino-Laryngology*, 2018, 81: 43-56.
- [2] 刘后广, 闵小峰, 塔娜, 等. 人工中耳惯性压电式悬浮振子驱动电压研究[J]. *压电与声光*, 2010, 32(2): 233-235.
- LIU Houguang, MIN Xiaofeng, TA Na, et al. Study on the driving voltage of floating mass type piezoelectric inertial actuator for implantable middle ear hearing devices[J]. *Piezoelectrics & Acoustooptics*, 2010, 32(2): 233-235.
- [3] BRKIC F F, RISS D, AUINGER A, et al. Long-term outcome of hearing rehabilitation with an active middle ear implant[J]. *The Laryngoscope*, 2019, 129(2): 477-481.

SAW 滤波器 WLP 封装中空腔体抗模压塌陷研究

唐代华, 金中, 司美菊, 罗旋升, 谢东峰, 谢晓

(中国电子科技集团公司第二十六研究所, 重庆 400060)

摘要:通过对声表面波滤波器晶圆级封装结构的探讨, 针对在模组封装时器件塌陷成因进行了有限元仿真模型研究, 模拟了不同模压量对器件中空腔体最大的塌陷量位置。经过实验验证, 提出了一种新的金属加强结构, 在 3 MPa 较高模压量时塌陷量几乎为 0, 解决了声表面波滤波器晶圆级封装芯片灌封压力导致的塌陷问题, 降低了器件及模组失效风险, 是一种声表面波滤波器晶圆级封装的新技术。

关键词:声表面波滤波器; 晶圆级封装; 灌封; 射频前端模组

中图分类号: TN713; TM22 **文献标志码:** A

Study on Cavity Collapse Resisting Molding Pressure in WLP of SAW Filter

TANG Daihua, JIN Zhong, SI Meiju, LUO Xuansheng, XIE Dongfeng, XIE Xiao

(The 26th Institute of China Electronics Technology Group Corporation, Chongqing 400060, China)

Abstract: Through discussion of the wafer level packaging structure of SAW filter, the collapse cause of the device in the module packaging is studied by the finite element simulation model, and the position of the maximum collapse of the cavity in the device with different module pressure is simulated. After practical verification, a new metal reinforced structure is proposed, which can reduce the collapse amount to almost zero at a higher mold pressure of 3 MPa, which solves the collapse problem caused by the encapsulating pressure of SAW filter wafer level packaging chip, and reduces the failure risk of devices and modules. It is a new technique of SAW filter wafer level packaging.

Key words: SAW filter; wafer level packaging (WLP); encapsulating; RF front-end module

0 引言

声表面波(SAW)滤波器作为一种无源的滤波器, 广泛用于无线通讯领域, 随着 5G 时代的到来, 因通讯频段的增加, 故需在一个手机内放入大量的滤波器, 芯片及封装向着更小、更薄的方向发展。从传统的打线表面贴装(SMD)发展到金球倒装焊接的芯片尺寸封装(CSP), 封装面积比例从 SMD(3 mm×3 mm)的 27% 增加到 CSP(1.1 mm×0.9 mm)的 48%^[1]。最新的晶圆级封装(WLP)利用一种贴膜设备可以在晶圆表面贴上两层 A 公司生产的聚酰亚胺膜, 形成一个空腔, 将工作区域保护起来, 同时使用电镀等工艺将芯片外围的焊盘引出至器件的表面, 从而完成器件的封装。按此方式制作的 SAW 滤波器体积小, 尺寸与芯片尺寸一致, 封

装面积比在 90% 以上, 适合模组的集成操作, 且满足移动终端对尺寸的要求。

WLP 封装工艺的成功应用, 使 SAW 滤波器从单体滤波器组合逐步向模组集成方向发展。但由于 SAW 滤波器设计的原因, 很多腔体的尺寸过大(达到 300 μm×400 μm)。在射频前端模组封装时, 由于灌封时的高温导致该封装材料的机械强度下降, 而无法抵御灌封时的高压力; 同时, SAW 滤波器的芯片变形塌陷, SAW 滤波器中的叉指换能器(IDT)接触到顶膜材料, 这样整个 SAW 滤波器无法工作, 从而导致整个模组失效^[2]。

1 结构探讨

1.1 WLP 工艺制作流程

图 1 为 SAW 滤波器 WLP 的工艺流程。

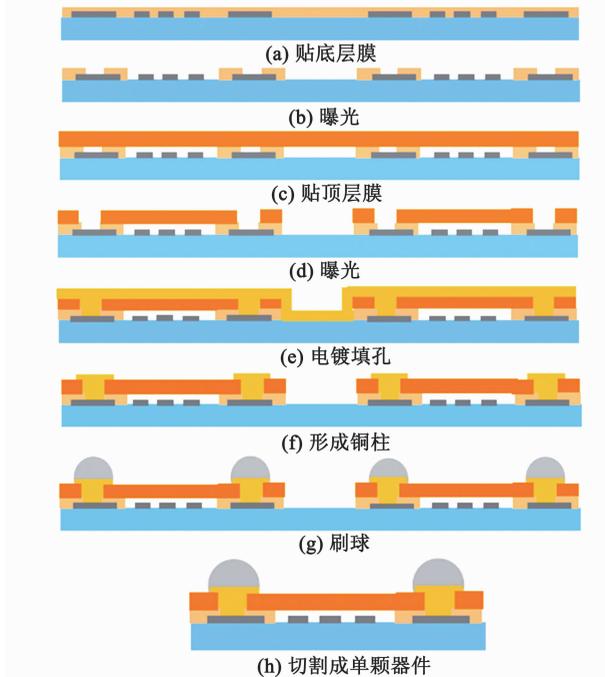


图 1 SAW 滤波器的 WLP 制作流程

1.2 塌陷的形成及有限元仿真

SAW 滤波器的设计需遵循最基本的公式:

$$v = \lambda \times f \tag{1}$$

$$\lambda = \frac{1}{4} a \tag{2}$$

$$v = \frac{1}{4} a \times f \tag{3}$$

式中: v 为材料声速,一般为定值; λ 为 SAW 波长; f 为声表滤波器频率; a 为金属指条宽度。

由式(1)~(3)可知, f 越低, a 越宽。再加上通带外抑制的需要,整个指条数量相对较多,这导致在低频段的一些设计中不可避免地存在相对大的指条区域,则必须要大的空腔,其尺寸可达 $300 \mu\text{m} \times 400 \mu\text{m}$ 。

在一定压力下,膜的变形量可按照如下的关系推理:

$$m \propto (p \cdot s) / (h \cdot E) \tag{4}$$

式中: m 为形变量; p 为灌封压力; s 为腔体接受压力的面积; h 为顶层材料的厚度; E 为弹性模量。

在同一灌封压力的前提下,为了提高膜的耐压能力,我们需要提高顶膜的厚度及其弹性模量,同时需要降低空腔面积。当然,我们也可在腔体中间加入起支撑作用的结构,如图 2 所示。将左侧的一个大腔体分为几个小腔体,这样能提高器件的抗模压能力。

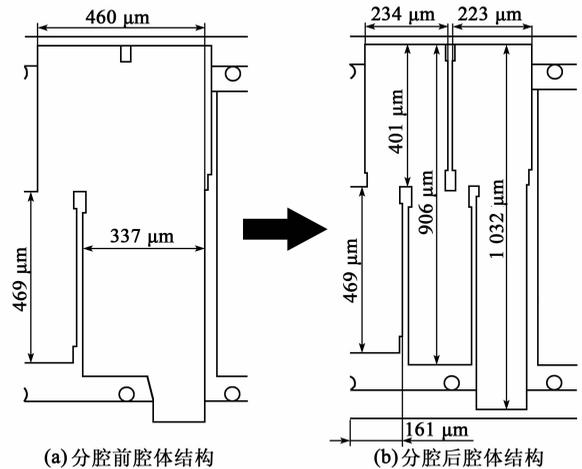


图 2 分腔示意图

对于那些无法分腔的器件,只能采用其他办法来保证腔体不塌陷。通过有限元分析软件模拟这些灌封的形变,可从一个定性的角度来讨论形变量的大小。为了对塌陷情况进行研究,我们采用的模型如图 3 所示,其中一个腔体大小为 $297 \mu\text{m} \times 525 \mu\text{m}$ 。相关材料参数如表 1 所示,其中泊松比为厂家推荐值。

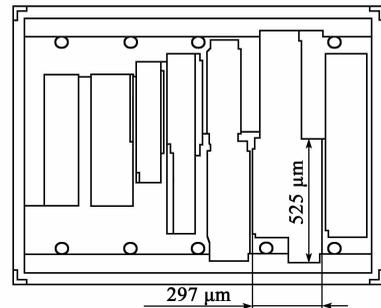


图 3 模压试验结构

表 1 有限元仿真模拟量列表

参 数	LiTaO ₃	底膜	顶膜
密度/(kg · m ⁻³)	7 450	1 430	3 000
弹性模量/GPa	215	23	68
厚 度/μm	250	15	40
泊松比	0.3	0.2	0.2

按照 3 MPa、5 MPa 的正压力(实际灌封压力应小于该压力)定性地进行模压仿真分析,如图 4、5 所示。

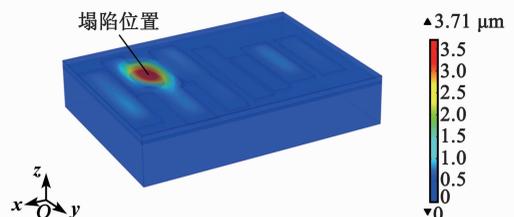


图 4 3 MPa 下在最大腔体处出现了塌陷

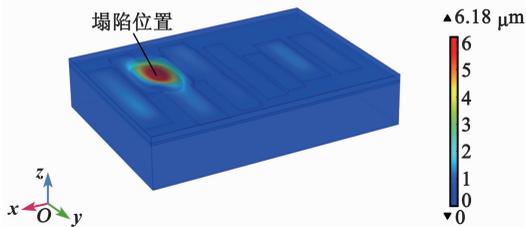


图5 5 MPa灌封压力下器件腔体的最大塌陷量

由图4可见,最大的塌陷位置出现在一个约 $300\ \mu\text{m}\times 400\ \mu\text{m}$ 的腔体位置,塌陷量约为 $3.71\ \mu\text{m}$,而空腔结构中空气腔厚为 $10\sim 15\ \mu\text{m}$,并未塌陷到底部,器件可以正常工作。由图5可见,器件中腔体最大的位置塌陷量为 $6.18\ \mu\text{m}$ 。

2 实验结果及优化

根据模拟结果进行了实际器件的测试,整个器件的腔体设计与软件模拟的各项尺寸一致。在实际模压灌封时分为两步:

- 1) 采用3 MPa压力观察塌陷情况,若无塌陷,则进行下一步。
- 2) 继续增加压力至5 MPa,观察塌陷情况。

2.1 实验结果

当压力为3 MPa,温度为 $180\ ^\circ\text{C}$,时间为90 s时,空腔剩余量为 $2.24\ \mu\text{m}$,即塌陷量约为 $10\ \mu\text{m}$,实测结果与仿真结果差距较大,如图6所示。在实际灌封时还存在如基板翘曲、器件到灌封口的远近等因素,这无法在仿真软件中进行模拟,仿真结果仅作为方向性等^[3]。

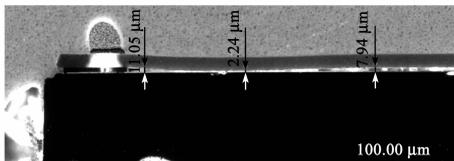


图6 3 MPa模压下的实测结果

2.2 优化方案

通过在最大腔体位置处增加一层金属来加强该结构,从而保证腔体的完整性,如图7所示。

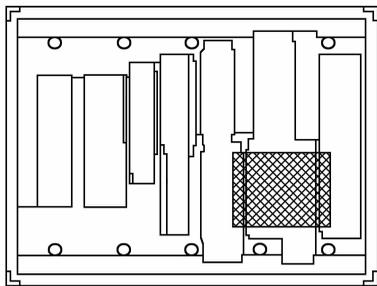


图7 金属加强层位置

设压力为3 MPa,温度为 $180\ ^\circ\text{C}$,时间为90 s,

对该结构的抗模压能力进行有限元模拟,结果如图8所示。

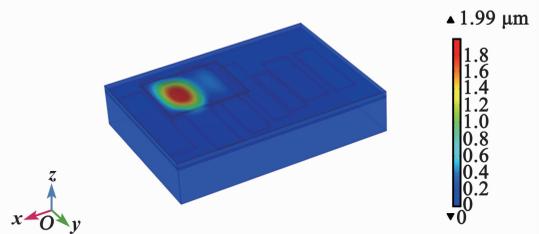


图8 金属加强层3 MPa下塌陷量模拟结果

由图8可见,金属层可以减少模压的塌陷量(由 $3.71\ \mu\text{m}$ 减少到约 $2\ \mu\text{m}$)。我们对此器件的实物进行模压灌封实验,设压力为3 MPa,温度为 $180\ ^\circ\text{C}$,时间为90 s,进行多个器件的模压,再进行磨片分析。实物测试照片如图9、10所示。



图9 带金属加强层模压实测结果(3 MPa)

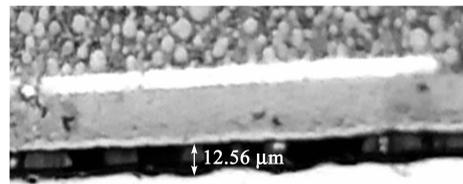


图10 模压实测细节

由图9、10可知,金属层结构起到了支撑作用,整个腔体几乎无塌陷(约为 $1\ \mu\text{m}$),这样的结构能满足实际模组封装的需要。

更进一步,我们将顶层膜的厚度从 $40\ \mu\text{m}$ 降低到 $25\ \mu\text{m}$,采用同样的结构进行多次试验均发现,整个腔体能够抵御3 MPa模压的压力,只出现了轻微变形,如图11所示。



图11 模压实测结果

此加强结构对于采用一种最简易的金属材料,其加强的效果明显,能够很好地抵御模组封装中的压力,保证器件的正常工作。但该结构也有两个地方需要进一步研究,即:

- 1) 该结构对于性能是否有影响^[4]。
- 2) 该结构金属与灌封材料的粘附性如何。

3 其他问题

3.1 性能影响

由于该结构在声表模组里使用,还需考虑此结构对于器件性能的影响,这种金属结构在一定程度

上成为了一个天线或电感的结构^[5]。为此,我们进行了相关的性能测试工作,按照这个结构中芯片的频率,对有无金属层器件在性能方面进行了实际的测试工作,如图12所示。

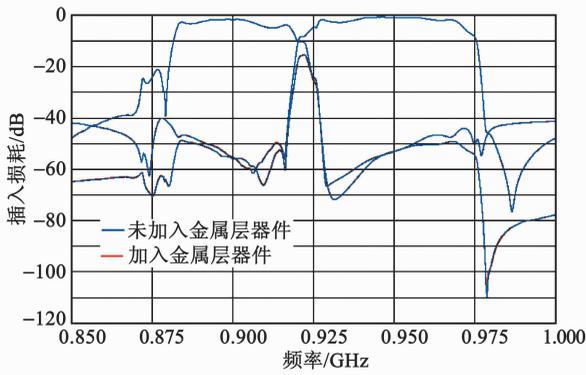


图12 实测曲线

由图12可知,在这个频段上,加入金属层与未加入金属层的测试曲线基本重合,这说明金属层的加入对器件性能的影响不大。

3.2 模组可靠性

由于模组用灌封树脂和金属的结合力不及顶膜的结合力,因此考虑到整个模组的长期可靠性,设计了其他图形结构,如图13所示。

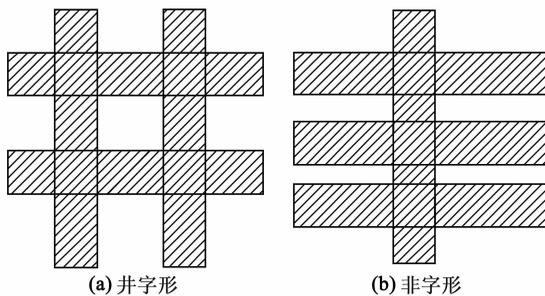


图13 其他加强结构示意图

4 结束语

本文采用有限元仿真模型模拟3 MPa、5 MPa不同模压量对器件中空体最大的位置塌陷量。经试验验证及金属加强结构的优化,获得3 MPa模压量时仍能保持空腔高度的方法,解决了声表面波滤波器晶圆级封装芯片灌封压力导致的塌陷问题,有利于降低器件及模组的失效风险。

参考文献:

- [1] TOPPER M, FISCHER T, BAUMGARTNER T, et al. A comparison of thin film polymers for wafer level packaging[C]//Las Vegas, NV: 60th Electronic Components and Technology Conference, 2010: 769-776.
- [2] WILKINS B. Wafer level packaging of SAW s enables low cost 2. 5G and 3G radio modules[C]//[S. l.]: Third International Symposium on Acoustic Wave Devices for Future Communication System, 2007.
- [3] HUNT J, HUANG D, CHIU J, et al. Reliability improvements for advanced wafer level packaging[C]//Berlin, Germany: Electronic System-Integration Technology Conference (ESTC), 2010.
- [4] TEE T Y, SIEW G, CHEN Haoyang, et al. Development of low-cost wafer level package through integrated design and simulation analysis[C]//Shanghai, China: 12th International Conference on Electronic Packaging Technology and High Density Packaging (ICEPT-HDP), 2011: 549-555.
- [5] GOETZ M, JONES C. Chip scale packaging techniques for RF SAW devices[C]//San Jose, CA: 27th Annual International Electronics Manufacturing Technology Symposium (IEMT), 2002: 63-69.
- [4] SHIN D H, SEONG K W, PURIA S, et al. A tri-coil bellows-type round window transducer with improved frequency characteristics for middle-ear implants[J]. Hearing Research, 2016, 341: 144-154.
- [5] MÜLLER M, SALCHER R, LENARZ T, et al. The hannover coupler: Controlled static prestress in round window stimulation with the floating mass transducer [J]. Otology & Neurotology, 2017, 38(8): 1186-1192.
- [6] SHIN D H, CHO J. Piezoelectric actuator with frequency characteristics for a middle-ear implant [J]. Sensors, 2018, 18(6): 1694.
- [7] 徐丹, 刘后广, 田佳彬, 等. 振子及其耦合条件对圆窗激励式人工中耳性能影响的数值研究[J]. 振动与冲击, 2017, 36(4): 12-20.
- XU Dan, LIU Houguang, TIAN Jiabin, et al. The effect of an actuator and its coupling conditions on round window-stimulated middle ear implants: a numerical analysis[J]. Journal of Vibration and Shock, 2017, 36(4): 12-20.
- [8] ANSI. S3. 22-2003. Specification of hearing aid characteristics[S]. USA: US-ANSI, 2010.

(上接第83页)

双向压电驱动的二维快速伺服刀架

赖文锋,李国平,武志士,娄军强,杨依领

(宁波大学 机械工程与力学学院,浙江 宁波 315211)

摘要:快速伺服刀架能够提供精确、快速的微纳米级运动。为了获得双向和二维运动,该文研制了一种双向压电驱动的二维快速伺服刀架。该刀架采用对称结构设计,结合柔顺放大机构和位移解耦机构,末端执行机构实现较大的输出位移,同时减小耦合位移。基于伪刚体模型,建立快速伺服刀架的静力学和动力学模型,得到机构的输出位移、输出耦合比、最大应力和固有频率。通过有限元仿真验证了模型的正确性。最后,采用电火花线切割加工快速伺服刀架原型样机,并搭建了实验测试系统。实验结果表明,快速伺服刀架在 x 、 y 方向的位移放大率分别为 3.56 和 3.57;输出耦合误差分别为 1.26% 和 1.00%,装配压电陶瓷驱动器后系统在 x 、 y 方向的一阶固有频率均是 270 Hz,系统动态性能良好。

关键词:快速伺服刀架;柔顺机构;二维运动;有限元分析;压电陶瓷驱动器

中图分类号:TN384;TM22;TG71 **文献标志码:**A

A 2-Dimensional Fast Servo Tool Driven by Bidirectional Piezoelectric Actuator

LAI Wenfeng, LI Guoping, WU Zhishi, LOU Junqiang, YANG Yiling

(College of Mechanical Engineering and Mechanics, Ningbo University, Ningbo 315211, China)

Abstract: The fast servo tool can provide precise and fast micro/nanometer motion. In order to obtain bidirectional and 2-dimensional motion, a 2-dimensional fast servo tool driven by dual piezoelectric ceramic actuator is developed in this paper. The fast servo tool adopts a symmetrical structure design, combined with a compliant amplification mechanism and a displacement decoupling mechanism, the end actuator can achieve a large output displacement and reduce the coupling displacement. Based on the pseudo-rigid body model, the static and dynamic models of the fast servo tool are established, and the output displacement, output coupling ratio, maximum stress and natural frequency of the mechanism are obtained. The correctness of the model is verified by finite element simulation. Finally, a prototype of the fast servo tool is processed by wire EDM machining, and an experimental test system was built. The experimental results show that the displacement magnification of the fast servo tool in the x and y directions is 3.56 and 3.57 respectively; the output coupling error is 1.26% and 1.00% respectively. The first-order natural frequency of the system in both the x and y directions is 270 Hz after assembling the piezoelectric ceramic driver, and the system has good dynamic performance.

Key words: fast servo tool; compliant mechanism; 2-DOF motion; finite element analysis; piezoelectric ceramic driver

0 引言

目前,微结构元件制造已成为制造领域中重要的研究课题。微结构元件具有表面形貌复杂、亚微米级的表面形状精度和纳米级的表面粗糙度,它具有体积小,质量小及成本低等优点,因此,在光学、军事和生物学工程领域受到广泛关注并被使用^[1-3]。利用传统加工技术已无法满足微结构元件制造,基于采用快速伺服刀架的超精密切削加工技术已成为

微结构元件重要加工手段。

当前,国内外学者已对快速伺服刀架技术进行了大量的研究。如快速伺服刀架的驱动类型,Alter D M 等^[4]以音圈电机为驱动器,基于柔性铰链设计的导向机构研制了一款洛仑磁力式快速伺服刀架装置;周京博等^[5]基于双柔性支撑板结构研制了压电陶瓷驱动的快速伺服刀架;Lu X D 等^[6]研制了一款基于麦克斯韦力式驱动器的超高频响快速伺服刀

收稿日期:2020-09-10

基金项目:国家自然科学基金资助项目(51805276);浙江省自然科学基金资助项目(No. LQ18E050003);

作者简介:赖文锋(1995-),男,江西抚州人,硕士生,主要从事精密定位及机电测控方面的研究。通信作者:李国平(1967-),男,湖北武穴人,教授,硕士生导师,主要从事精密定位及机电测控方面的研究。

架;PARK等^[7]基于压电陶瓷致动器研制了一款快速伺服刀架,并建立了金刚石车削微加工实验。近年来很多研究者将研究目标扩展到了加工自由度方向,朱志伟等^[8]基于压电制动器驱动设计了单自由度快速伺服刀架,实际测试中只获得了 $18\ \mu\text{m}$ 的运动行程。孙涛等^[9]采用一级位移放大机构设计了基于柔性铰链的新型快速伺服刀架,仅有 $41.23\ \mu\text{m}$ 的工作行程。为了获得更大的工作行程,基于柔性结构的位移放大作用^[10],本文创新性的设计了位移二级放大机构。由于单压电驱动的快速伺服刀架只能为刀架的进给提供驱动力,而刀架的回程则依靠柔性铰链的弹性变形,故其频响较低。Kim等^[11]研制的单压电驱动的快速伺服刀架,其工作频率仅为 $20\ \text{Hz}$ 。Liu等^[12]基于导轨结构设计了一种新型的快速伺服刀架,其一阶共振频率仅有 $20\ \text{Hz}$ 。为了满足高频响运动,本文设计了基于双向压电驱动的快速伺服刀架,其进给与退回运动分别依靠相互独立的压电陶瓷驱动。

然而,随着微结构元件朝着多元化、复杂化方向发展,快速伺服刀架需要具有大行程、高频响和二自由度运动。因此,本文为了满足微结构元件的加工,设计的辅助加工快速伺服刀架采取了以下创新措施:

- 1) 将 Scott-Russell(SR)机构和杠杆机构串联组成柔顺位移放大机构。
- 2) 基于双平行四杆机构,设计了位移解耦机构。
- 3) 机构的对称设计,使温度和外部扰动均匀地分布在 x 、 y 方向上,从而实现了快速伺服刀架的二自由度和双向运动。

1 结构设计

本文所设计的快速伺服刀架如图1所示。该刀架采用对称构型,由半圆切口柔性铰链^[13-14]、压电陶瓷驱动器输入端、柔顺放大机构、位移解耦机构、平面过渡机构、末端执行机构和固定基体组成。快速伺服刀架在 x 、 y 方向均对称配置有两组柔顺放大机构、位移解耦机构、平面过渡机构,以保证末端执行机构具有 x - y 二自由度和双向快速运动。柔顺放大机构是由杠杆放大机构和SR放大机构组成的二级位移放大机构,采用杠杆放大机构结构简单且能获得较高放大比,SR放大机构能获得紧凑的结构和力的方向转换。位移解耦机构减小了沿 x - y 轴向运动时的耦合位移,确保末端执行机构能沿着需要的方向运动。4个压电陶瓷驱动器嵌入安装在固

定基体和压电陶瓷驱动器输入端之间,压电陶瓷驱动器输入端设计有一个半圆切口柔性铰链,以防止快速伺服刀架在运动过程中产生的剪切力损坏压电陶瓷驱动器。压电陶瓷驱动器的输出位移经过柔顺放大机构进行放大,满足快速伺服刀架大行程加工要求。图中, m_1 、 m_2 、 m_3 分别为各部分构件的质量。

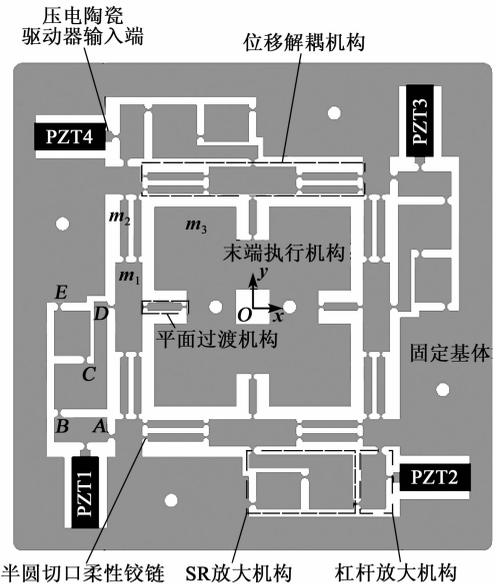


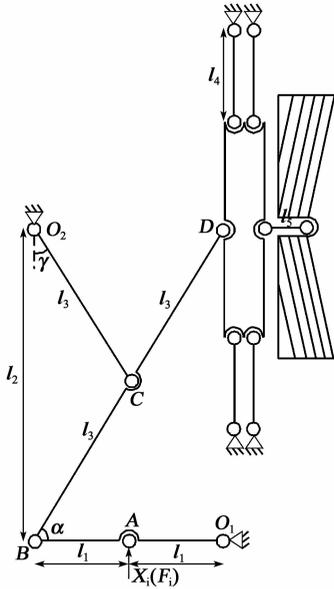
图1 快速伺服刀架示意图

当压电陶瓷驱动器 PZT1 沿 y 轴正方向作用, 杠杆放大机构 AB 逆时针转动; SR 放大机构中的刚性连杆 CE 顺时针转动, 从而刚性杆 BCD 逆时针转动; 位移解耦机构抵消 y 方向的运动, 仅沿着 x 轴正方向运动; 位移解耦机构的运动通过平面过渡机构传递给末端执行机构, 从而带动末端执行机构沿 x 轴正方向运动。当对压电陶瓷驱动器 PZT3 沿 y 轴负方向作用时, 将带动末端执行机构沿 x 轴负方向运动; 当对压电陶瓷驱动器 PZT2 沿 x 轴负方向作用时, 将带动末端执行机构沿 y 轴正方向运动; 当对压电陶瓷驱动器 PZT4 沿 x 轴正方向作用时, 将带动末端执行机构沿 y 轴负方向运动。基于双向压电驱动, 所设计的快速伺服刀架可以实现沿 x 轴正、负及 y 轴正、负方向独立运动。

通过对快速伺服刀架刚性连杆的长度、倾斜角度、半圆切口柔性铰链的半径和厚度等尺寸参数进行有限元仿真, 选择快速伺服刀架的关键结构尺寸, 如表1所示。表中, $l_1 \sim l_5$ 、 α 分别为图2中各刚性连杆的长度和倾斜角度, R_{O_1} 、 R_{O_2} 、 $R_A \sim R_D$ 与 t_{O_1} 、 t_{O_2} 、 $t_A \sim t_D$ 分别为半圆切口柔性铰链的半径和厚度, b 为半圆切口柔性铰链的宽度, L 、 W 分别为快速伺服刀架的长度和宽度。

表1 快速伺服刀架结构主要尺寸

l_1/mm	l_2/mm	l_3/mm	l_4/mm	l_5/mm
12	48	26.8	28	18
$\alpha/(\circ)$	$\gamma/(\circ)$	$(R_{O_1} \sim R_{O_2})/\text{mm}$	$(R_A \sim R_D)/\text{mm}$	
63.4	26.4	2	2	
t_{O_1}/mm	t_{O_2}/mm	$(t_A \sim t_D)/\text{mm}$	$b \times L \times W/\text{mm}$	
1	0.5	0.5	$25 \times 210 \times 210$	

图2 x 方向运动机构简图

2 理论模型

2.1 静力学分析

由于快速伺服刀架在每个运动方向上均为对称结构,因此仅取其中的1/4进行分析。根据快速伺服刀架的工作特性,除了柔性铰链外其他部分均视为刚体,且柔性铰链只会产生很小的转角变形,忽略其他变形和伸缩。根据伪刚体法,得到快速伺服刀架沿 x 方向运动的机构简图,如图2所示。

柔顺放大机构中 $A \sim D$ 处的瞬时速度分别为

$$v_A = \omega_{O_1} l_1 = v_i \quad (1)$$

$$v_B = 2\omega_{O_1} l_1 \quad (2)$$

$$v_C = \omega_{O_2} l_3 \quad (3)$$

$$v_B \cos(\pi/2 - \alpha) = v_D \cos \alpha \quad (4)$$

式中: ω_{O_1} 、 ω_{O_2} 分别为刚性杆 O_1B 和 O_2C 的角速度; v_i 为输入速度。

联立式(1)~(4),快速伺服刀架的位移放大率为

$$\lambda = X_o/X_i \approx v_D/v_i = \frac{2\cos(\pi/2 - \alpha)}{\cos \alpha} \quad (5)$$

由式(5)可知,快速伺服刀架的位移放大率只与

α 有关。根据图2所示,对于给定的输入位移 X_i ,半圆切口柔性铰链 O_1 、 O_2 、 $A \sim D$ 的偏转角 ψ_{O_1} 、 ψ_{O_2} 、 $\psi_A \sim \psi_D$ 可表示为

$$\psi_A = \psi_{O_1} = \frac{X_i}{l_1} \quad (6)$$

$$\psi_B = \left[1 + \frac{l_1}{l_3 \cos(\pi/2 - 2\gamma) \sin \alpha} \right] \psi_{O_1} \quad (7)$$

$$\psi_C = \left[\frac{2l_1 \cos(\pi/2 - \alpha)}{l_3 \cos(\pi/2 - \gamma)} + \frac{l_1}{l_3 \cos(\pi/2 - 2\gamma) \sin \alpha} \right] \psi_{O_1} \quad (8)$$

$$\psi_D = \left[\frac{l_1}{l_3 \cos(\pi/2 - 2\gamma) \sin \alpha} \right] \psi_{O_1} \quad (9)$$

$$\psi_{O_2} = \left[\frac{2l_1 \cos(\pi/2 - \alpha)}{l_3 \cos(\pi/2 - \gamma)} \right] \psi_{O_1} \quad (10)$$

2.2 动力学分析

快速伺服刀架沿一个方向运动时的动能为

$$E_k = \frac{1}{2} [J_{O_1B} + J_{O_2C} + J_{BD} + (m_1 + 4m_2 + \frac{1}{2}m_3)\lambda^2 l_1^2] \dot{\psi}_{O_1}^2 \quad (11)$$

式中 J_{O_1B} 、 J_{O_2C} 、 J_{BD} 分别为刚性杆 O_1B 、 O_2C 、 BD 的转动惯量。

忽略重力的影响,快速伺服刀架运动时的势能为

$$E_p = \frac{1}{2} (K_{O_1} \psi_{O_1}^2 + K_{O_2} \psi_{O_2}^2 + K_B \psi_B^2 + K_C \psi_C^2 + K_D \psi_D^2) \quad (12)$$

式中 K_{O_1} 、 K_{O_2} 、 K_B 、 K_C 、 K_D 分别为半圆切口柔性铰链 O_1 、 O_2 、 B 、 C 、 D 的转动刚度,其中参数 K_j 的表达式为^[15]

$$K_j = \frac{2Eb t_j^{5/2}}{9\pi r_j^{1/2}} \quad j = O_1, O_2, B, C, D \quad (13)$$

式中: E 为弹性模量; t_j 、 r_j 分别为半圆切口柔性铰链的厚度和半径。

将系统动能和势能代入拉格朗日方程:

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial E_k}{\partial \dot{x}_i} \right) - \left(\frac{\partial E_k}{\partial x_i} \right) + \left(\frac{\partial E_p}{\partial x_i} \right) = T_i \quad (14)$$

式中 x_i 、 T_i 分别为广义输入位移和广义输入力。

联立式(11)~(14)可得:

$$\mathbf{M} \ddot{x}_i + \mathbf{K} x_i = T \quad (15)$$

其中:

$$\mathbf{M} = \frac{\partial E_k}{\partial \dot{\psi}_{O_1}} \frac{1}{\dot{\psi}_{O_1}} \quad (16)$$

$$\mathbf{K} = \frac{\partial E_p}{\partial \psi_{O_1}} \frac{1}{\psi_{O_1}} \quad (17)$$

最后,快速伺服刀架的固有频率可通过求解方程 $|\mathbf{K}-\omega^2\mathbf{M}|=0$ 获得。

3 有限元分析

为了验证快速伺服刀架理论模型的有效性,本文利用 ANSYS Workbench 进行有限元分析。选择快速伺服刀架的材料为铝合金 7075,其泊松比为 0.33,弹性模量为 71.7 GPa,屈服极限为 503 MPa,密度为 2 810 kg/m³。

首先,验证快速伺服刀架的放大比。对快速伺服刀架的压电陶瓷驱动器输入端 1 施加 15 μm 的位移,末端执行机构在 y 方向的最大平动输出位移为 56.1 μm ,因此,可得出快速伺服刀架的位移放大率为 3.74。根据快速伺服刀架模型的尺寸参数和式(5)可知,快速伺服刀架的理论放大率为 4。将快速伺服刀架的有限元仿真与理论计算位移放大率进行对比,其相对误差为 3.9%。该误差的产生主要是因为位移解耦机构不仅能消除耦合位移,同时会对期望方向位移产生阻抗作用。

耦合位移的存在会降低快速伺服刀架的加工精度,因此需要对耦合位移进行分析。对快速伺服刀架的压电陶瓷驱动器输入端 1 施加 15 μm 的位移,末端执行机构在 y 方向的最大平动输出耦合位移为 0.38 μm ,输出位移占比 0.68%。

为了保证快速伺服刀架在运动过程中,半圆切口柔性铰链不会发生塑性变形,则需要对快速伺服刀架的最大应力进行分析。本文设计的快速伺服刀架期望获得的最大位移为 120 μm ,因此,对末端执行机构的 x 、 y 方向分别施加 120 μm 的位移,快速伺服刀架在柔性铰链处的最大应力为 104.39 MPa,远小于材料的屈服极限 503 MPa。

快速伺服刀架在 x 、 y 方向运动时的一阶模态频率 f_x 和 f_y 分别为 291.26 Hz 和 288.93 Hz,有限元分析与理论计算的一阶模态频率的相对误差分别为 22.2% 和 21.6%。快速伺服刀架在两个方向上的共振频率几乎相同,验证了开发的快速伺服刀架在两个方向具有相同的动态性能。

快速伺服刀架的位移放大率和一阶固有频率的理论值和有限元仿真值如表 2 所示。根据表 2 可得,理论计算与有限元仿真基本吻合,但存在一定误差。误差产生的原因是在理论计算中假定刚性杆不会发生柔度变形和柔性铰链只发生转动变形,而在

有限元仿真中刚性杆会发生柔性变形以及柔性铰链存在平动位移;位移解耦机构不仅能消除耦合位移,同时会对期望方向位移产生阻抗作用。

表 2 快速伺服刀架的位移放大比和固有频率

参数	理论值	仿真值	误差/%
λ	4.0	3.74	3.9
f_x/Hz	226.5	291.26	22.2
f_y/Hz	226.5	288.93	21.6

4 实验验证

4.1 实验测试系统搭建

为了验证快速伺服刀架的性能,搭建实验测试系统。快速伺服刀架采用电火花线切割加工而成,材料选择 7075 铝合金。

4.2 固有频率测试

基于锤击法研究了快速伺服刀架的动力学特性。利用激光位移传感器实时测量冲击锤对快速伺服刀架定向冲击产生的位移值,并将其作为响应信号。通过对响应信号执行傅里叶变换(FFT)分析,获得的幅频响应如图 3 所示。在未加载和加载压电陶瓷驱动器的情况下, x 、 y 方向的固有频率分别为 261 Hz/270 Hz 和 260 Hz/270 Hz,与有限元分析获得的固有频率略有差异。产生差异的原因是未考虑压电陶瓷驱动器预紧力的差异。

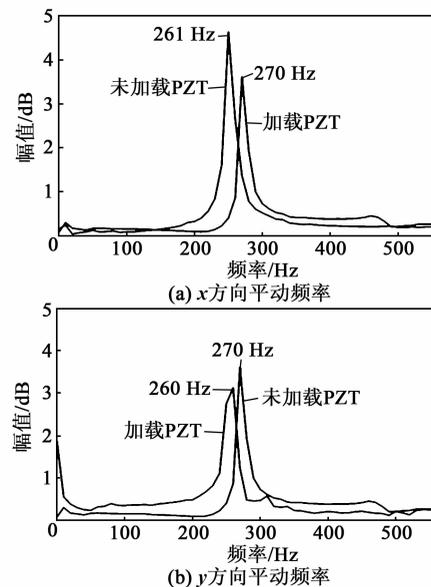


图 3 快速伺服刀架的频率响应

4.3 运动位移测试

为了验证快速伺服刀架在 x 、 y 方向上的运动性能,分别对压电陶瓷驱动器 1、2 施加 0~75 V 的

三角波电压信号,快速伺服刀架在 x 、 y 方向的输出位移曲线如图 4 所示。

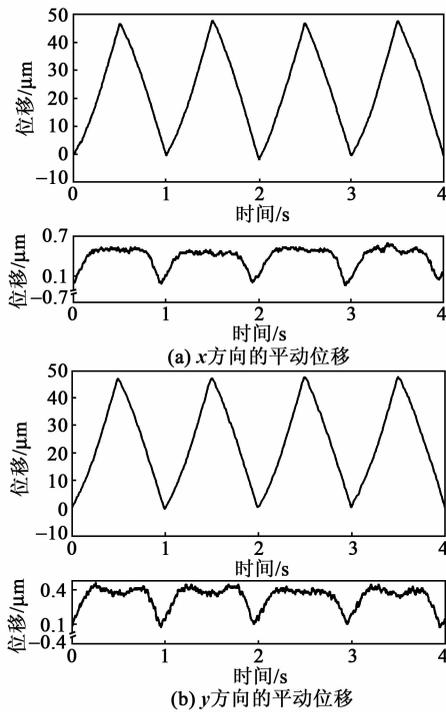


图 4 位移测试结果

由图 4 可知,快速伺服刀架在 x 、 y 方向的最大输出位移均为 $47.8 \mu\text{m}$ 。此外,根据图 4 所示的耦合位移,当快速伺服刀架沿着主运动 x (y)方向运动时,其耦合方向 y (x)的最大耦合位移为 $0.6 \mu\text{m}$ ($0.48 \mu\text{m}$),如表 3 所示。实验测得的耦合误差大于有限元分析的耦合误差,这是由于在实验中压电陶瓷驱动器的不同预紧力造成的,以及快速伺服刀架的制造误差、组装误差和外部环境干扰引起的。

表 3 最大输出位移和耦合位移

参数	x 方向	y 方向
最大输出位移/ μm	47.80	47.80
耦合位移/ μm	0.60	0.48
误差/%	1.26	1.00

4.4 位移放大率测试

为了分析快速伺服刀架在 x 、 y 方向的位移放大率,对压电陶瓷驱动器 1、2 施加 $0\sim 60\text{V}$ 的三角波电压信号,测得其在每个方向上压电陶瓷驱动器输入端和末端执行机构的输出位移如图 5 所示。

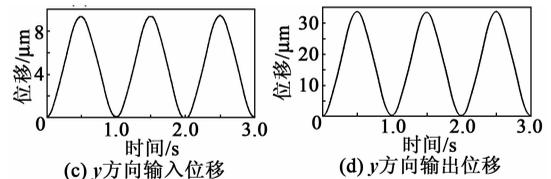
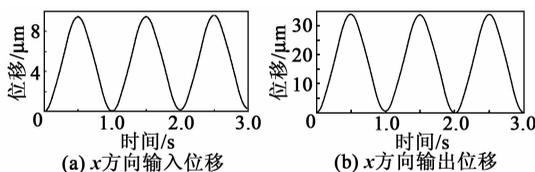


图 5 快速伺服刀架输入和输出位移

由图 5 可知,快速伺服刀架在 x (y)方向上压电陶瓷驱动器输入端和末端执行机构的最大输出位移分别是 $9.6 \mu\text{m}$ ($9.5 \mu\text{m}$)和 $34.2 \mu\text{m}$ ($33.9 \mu\text{m}$)。表 4 为 x 、 y 方向输入、输出位移。由表可知,快速伺服刀架在 x 、 y 方向的位移放大率分别为 3.56 和 3.57。有限元分析和实验测得的位移放大率均小于理论计算值,这主要是由于位移解耦机构阻碍了期望位移运动。

表 4 x 、 y 方向输入、输出位移

参数	x 方向	y 方向
输入位移/ μm	9.6	9.5
输出位移/ μm	34.2	33.9
放大率	3.56	3.57

4.5 二维运动测试

测试快速伺服刀架的二维运动性能时,给 x 、 y 方向压电执行器施加 $0\sim 60\text{V}\sim 0$ 的三角波电压信号。使两个相同的激光位移传感器同时测量 x 、 y 方向的输出位移,并将实验位移与参考曲线对照,结果如图 6 所示。

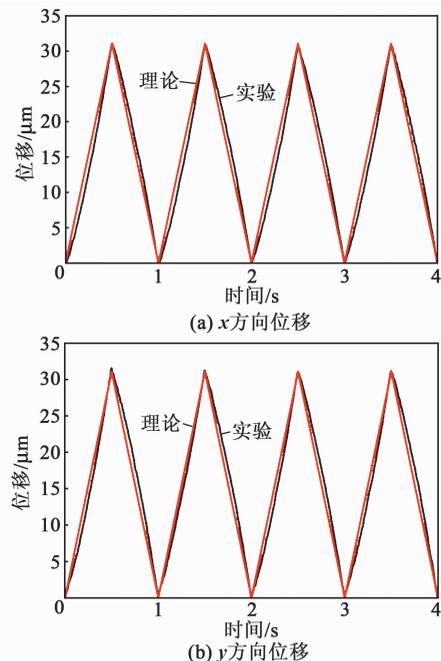


图 6 x 、 y 方向的配合位移

将 x 、 y 方向获得的输出位移进行线性拟合获

得圆轨迹,并与基于该理论获得的圆轨迹进行对比,如图7所示。根据图7分析,其直线轨迹在 x 、 y 方向的最大误差分别是3.6%和3.4%。这是由于快速伺服刀架在运动时具有明显的迟滞效应。

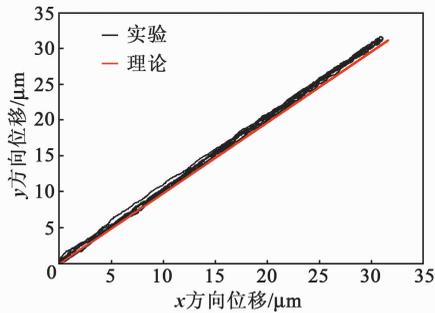


图7 直线轨迹

5 结论

基于柔顺放大机构和位移解耦机构设计了快速伺服刀架,并通过对称配置的设计思路实现了快速伺服刀架的双向和二维运动。首先基于伪刚体法建立了快速伺服刀架的静力学和动力学模型,然后通过有限元分析软件对快速伺服刀架的输出位移、固有频率和位移耦合率进行了仿真分析,最后搭建了实验测试系统,对快速伺服刀架的各项性能进行分析验证。通过实验验证了所制备的快速伺服刀架性能:

1) 快速伺服刀架在 x 、 y 方向的一阶固有频率可达到270 Hz,满足加工频响的要求,具有良好的动态特性。

2) 快速伺服刀架在 x 、 y 方向的位移放大率分别为3.56和3.57,而其输出耦合率仅有1.26%和1.00%。快速伺服刀架能满足大行程的加工要求,且具有良好的解耦特性。

3) x 、 y 方向配合运动产生直线轨迹的最大误差为3.6%,快速伺服刀架具有良好的二维运动特性。

参考文献:

[1] FANG F, ZHANG X, WECKENMANN A, et al. Manufacturing and measurement of freeform optics [J]. *CIRP Annals*, 2013, 62(2): 823-846.

[2] FORBES G. Characterizing the shape of freeform optics [J]. *Optics Express*, 2012, 20(3): 2483-2499.

[3] ZHU L, LI Z, FANG F, et al. Review on fast tool servo machining of optical freeform surfaces [J]. *The International Journal of Advanced Manufacturing Tech-*

nology, 2018, 95(5/8): 2071-2092.

- [4] ALTER D M, TSAO T C. Control of linear motors for machine tool feed drives; Experimental investigation of optimal feedforward tracking control [J]. *Journal of Dynamic Systems Measurement and Control-Transactions of the Asme*, 1998, 120(1): 137-142.
- [5] 周京博, 孙涛, 侯国安. 双柔性支撑板快速伺服刀架优化设计及测试 [J]. *光学精密工程*, 2013, 21(2): 349-355.
- [6] LU X D, TRUMPER D L. Spindle rotary position estimation for fast tool servo trajectory generation [J]. 2007, 47(9): 1362-1367.
- [7] PARK G, BEMENT M T, HARTMAN D A, et al. The use of active materials for machining processes; A review [J]. *International Journal of Machine Tools and Manufacture*, 2007, 47(15): 2189-2206.
- [8] ZHU Zhiwei, CHEN Li, HUANG Peng, et al. Design and control of a piezoelectrically actuated fast tool servo for diamond turning of microstructured surfaces [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2020, 67(8): 6688-6697.
- [9] 孙涛, 李国平, 姜军强, 等. 基于柔性铰链的新型快速伺服刀架设计 [J]. *振动与冲击*, 2016, 35(13): 160-166.
- [10] 李东明, 王顺. 微进给刀架中位移放大机构的优化设计 [J]. *压电与声光*, 2016, 38(5): 717-720.
- LI Dongming, WANG Shun. Optimized design of the displacement amplification mechanism of the micro feeding tool holder [J]. *Piezoelectrics & Acousto-optics*, 2016, 38(5): 717-720.
- [11] KIM H S, LEE K I, LEE K M, et al. Fabrication of free-form surfaces using a long-stroke fast tool servo and corrective figuring with on-machine measurement [J]. *International Journal of Machine Tools and Manufacture*, 2009, 49(12/13): 991-997.
- [12] LIU H, SUN Y, ZHU B, et al. Inertial force control and balance error analysis of fast tool servo based on the voice coil motor [C] // Cranfield, England: International Conference on Automation & Computing, 2014.
- [13] 李耀, 吴洪涛, 杨小龙, 等. 圆弧柔性铰链的优化设计 [J]. *光学精密工程*, 2018, 26(6): 1370-1379.
- [14] 王跃宗, 隆超, 王军帅, 等. 柔性导线微夹持系统结构设计 [J]. *北京工业大学学报*, 2018, 44(6): 831-836.
- [15] WANG D H, YANG Q, DONG H M. A monolithic compliant piezoelectric-driven microgripper: Design, modeling, and testing [J]. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, 2013, 18(1): 138-147.

用于挠性驱动的双足压电作动器的研究

乔冠尧,何 勍,郭 栋

(辽宁工业大学 机械工程与自动化学院,辽宁 锦州 121001)

摘 要:为了进一步拓展压电式挠性驱动的研究和大包角挠性驱动机理,该文提出了一种用于挠性驱动的双足压电作动器。压电作动器结构为带有两圆柱驱动足的方形截面梁,在驱动足外圆柱面加工螺旋槽,既保证了挠性丝与驱动足的充分接触,又使挠性丝缠绕多圈时不会相互影响。根据设计思路,使用 ANSYS 有限元分析软件建立压电作动器的有限元模型,并确定其合适的工作模式。结果表明,利用有限元分析可得到压电作动器的两同频正交二阶弯曲模式的固有频率为 27.8 kHz。通过理论分析与数值模拟探索了正压力及包角大小对驱动效果的影响,并在一种旋转直线超声电机振子上验证其可行性。

关键词:压电作动器;挠性驱动;弯曲模式;摩擦驱动

中图分类号:TN384;TM22;TB535 **文献标志码:**A

Research on Double-feet Piezoelectric Actuator for Flexible Driving

QIAO Guanyao, HE Qing, GUO Dong

(College of Mechanical Engineering and Automation, Liaoning University of Technology, Jinzhou 121001, China)

Abstract: A double-feet piezoelectric actuator for flexible driving is proposed to expand the research of piezoelectric flexible driving and the mechanism of large wrap angle flexible driving. The piezoelectric actuator is a square cross-section beam with two cylindrical driving feet. The outer cylindrical surface of the driving feet is processed with spiral grooves, which not only ensures the full contact between the flexible wire and the driving feet, but also prevents the flexible wire from interfering each other when winding multiple turns. According to the design idea, ANSYS finite element analysis software is used to establish the finite element model of piezoelectric actuators and the appropriate working mode is determined. The finite element analysis shows that the natural frequency of the two co-frequency orthogonal second-order bending modes of the piezoelectric actuator is 27.8 kHz. The influence of positive pressure and wrap angle on the driving effect is explored through theoretical analysis and dynamic simulation, and the feasibility is verified on a rotating linear ultrasonic motor vibrator.

Key words: piezoelectric actuator; flexible driving; bending mode; friction driving

0 引言

随着科学技术和工业生产的高速发展,微型无人飞行器、精密光学技术、生物医学注射工程等领域对作动器提出了质量小,单位体积功率大,位移分辨率高及输出力矩大等新的要求。由于传统电磁电机无法在体积小是提高输出力矩,且工作时噪音大,限制了其在新兴高科技行业,特别是精密驱动领域中的发展和应用。压电材料制成的压电作动器以其响应快,无惯性,精度高及可根据不同的需要制成任意形状和大小等特点,在微机电系统(MEMS)、星间测量、微纳技术、生物细胞操作等需要高精驱动技术的领域应用越来越多^[1-5]。

现代机电系统不断向小型化和轻量化方向发展的同时,对传动系统精度和性能有较高的要求。如某星载精密指向机构要求质量 <6 kg,而负载能力 >40 N·m且精度 >0.5 mrad。在如此高的性能要求下,采用传统齿轮传动方式显然不能满足需求,即便是最精密的齿轮传动也存在着间隙等缺陷,同时为了润滑和密封,必须增加一些笨重的附件(如齿轮箱等)。近年来,钢丝绳摩擦传动以其简洁、高效和高精度的特点而被广泛应用到各种高精度传动系统中,且无需润滑和密封,在传递相同功率的条件下,较其他传动类型有更小的质量且经济实惠,几乎不需要维护。因上述各种优点,钢丝绳传动可以在

收稿日期:2020-09-05

作者简介:乔冠尧(1995-),山东淄博人,硕士生,主要从事压电驱动与控制的研究。E-mail:guanyaoqiao1995@163.com。通信作者:何勍(1962-),吉林东丰人,教授,博士,主要从事压电驱动与控制的研究。E-mail:qinghe118@sina.com。

人机交互、跑步机器人及灵巧手和手术机器人等领域有更好的发展前景^[6-7]。综合压电作动器和钢丝绳传动的各自特点,本文提出一种用于挠性驱动的双弯曲直梁式新型压电作动器,即以金属丝为挠性体,在文献[5]的基础上,拓展压电式挠性驱动的研究。

1 作动器结构

用于挠性驱动的压电作动器(黄铜材料)结构如图1所示,4片压电陶瓷片分别粘贴在振子梁二阶弯曲的波峰处,保证施加激励电压时可以激发出该压电作动器的两个主弯曲平面内的二阶弯曲模态。两端的驱动足直径大于方形截面边长,可放大两驱动足的轴向振幅。截面边长略大于陶瓷片宽度。压电作动器金属基体上加工出陶瓷片的定位槽,确保压电陶瓷片的精准粘贴。两驱动足表面加工螺旋槽,使挠性丝缠绕多圈时不会相互影响。

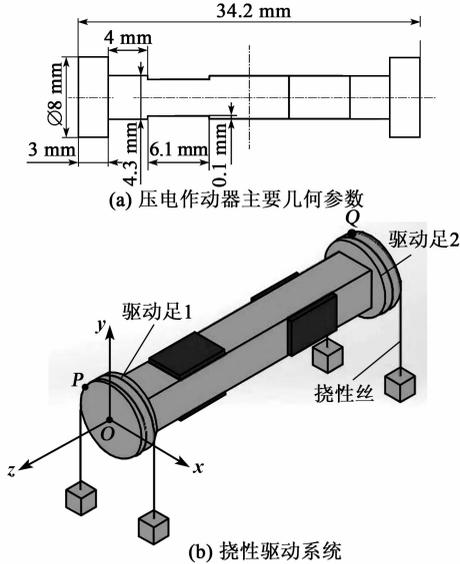


图1 挠性驱动系统的结构图

2 工作原理

2.1 压电作动器的工作原理

压电作动器工作模态为二阶弯曲模态,工作时分别对压电陶瓷片施加幅值相同,且频率与压电作动器固有频率相同的正、余弦电压(见图2)。因压电作动器的结构在空间上相差1/4周期,压电作动器的两同频正交模态可叠加合成行波,驱动足表面质点可形成椭圆运动。图1(b)中,压电作动器初始(振动前)端面为原点 O , P 为定子端面圆周上任意一点。以电压 $U\sin(\omega t)$ 和 $U\cos(\omega t)$ (ω, t 分别为压电作动器的二阶弯曲模态频率和时间)激励水平和铅锤方向陶瓷片时,点 O 在 x, y 方向位移响应和端

面转动角位移响应为

$$\begin{cases} v = V_0 \sin(\omega t) \\ u = W_0 \cos(\omega t) \end{cases} \quad (1)$$

$$\begin{cases} \beta_x = \beta_0^x \sin(\omega t) \\ \beta_y = \beta_0^y \cos(\omega t) \end{cases} \quad (2)$$

式中 V_0, W_0 和 β_0^x, β_0^y 分别为 O 点在 x, y 方向位移幅值和转动角位移的幅值。

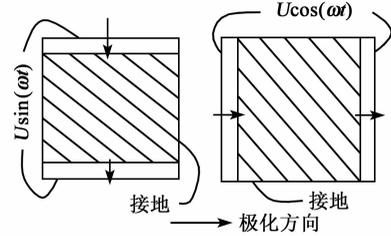


图2 水平与铅锤方向压电陶瓷激励示意图

通常,近似取 $V_0 = W_0, \beta_0^x = \beta_0^y = \beta_0$, P_0 的运动轨迹此时可视为平面曲线,图3为这一情况下驱动足外圆面上质点的运动情况示意图,弯曲振动后端面原点为 O_1 ,点 P_0 所在曲线为 P 点的运动轨迹。

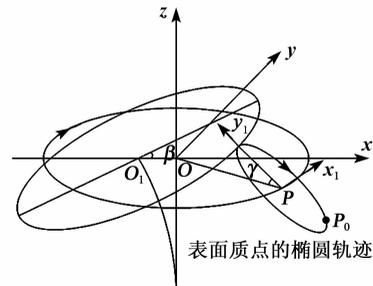


图3 驱动足外圆面上质点椭圆运动示意图

点 P_0 在 $x_1 P y_1$ 坐标系中的运动轨迹^[8]为

$$\frac{x_1^2}{W_0^2} + \frac{y_1^2}{(R\beta_0)^2 + W_0^2} = 1 \quad (3)$$

式中 R 为驱动足半径。

点 P_0 的运动轨迹为一平面曲线,该平面与初始端面夹角 γ 满足:

$$\tan \gamma = \frac{R\beta_0}{W_0} \quad (4)$$

点 P_0 的运动轨迹在 xOy 面内的投影为圆轨迹:

$$x^2 + y^2 = W_0^2 \quad (5)$$

2.2 影响驱动效率的因素

假设压电作动器与挠性丝之间为理想接触情况,利用库伦定理,接触界面的切向力 F_T ^[9]为

$$F_T = \mu F_N \text{sign}(v_r) \quad (6)$$

式中: F_N 为正压力; μ 为压电作动器与挠性丝之间的滑动摩擦系数; v_r 为附着点的速度。

当挠性丝绕过压电作动器时,会产生弯曲应力 σ ,且 σ 只存在于挠性丝与压电作动器的接触面,由材料力学可得^[10]:

$$\sigma = 2Eh/d \quad (7)$$

式中: E 为挠性丝的弹性模量; h 为挠性丝外表层到中性层的距离; d 为压电作动器驱动足直径。

因此,挠性丝的尺寸和弹性模量对压电作动器的驱动情况有很大影响。当挠性丝截面尺寸较大时,会有很大的弯曲应力阻碍挠性丝与压电作动器驱动面接触,需选用截面尺寸较小的细挠性丝,且小截面挠性丝由于接触面较窄,受超声悬浮力影响较小,可忽略^[11]。挠性丝两侧拉力提供初始的正压力,选取合适的挠性丝及初始的拉力对挠性驱动系统尤为关键。

所选用的挠性丝横截面尺寸小于螺纹尺寸,故可将其等效为一个二维平面问题。同时,由于压电作动器两驱动足直径远大于挠性丝截面直径,可近似认为被驱动的挠性丝变形量较小。

图4为将包角(α)大于 2π 挠性丝与驱动足在一个周期(T)内不同时刻(t)接触情况的简化。驱动足端面在空间中做刚体运动,未形变,挠性丝与驱动足在任意时刻 t 只有一部分区域接触,由于接触面的减小,挠性丝所受摩擦力减小,若驱动力不足,会出现超声减摩现象,因初始拉力由挠性丝两端重物提供,重物质量较大一侧会沿重力方向移动。压电作动器工作时,超声振动产生的振幅是微米级,而驱动足半径是毫米级,驱动足表面质点的圆轨迹直径与压电作动器弯曲振幅相同,故挠性丝缠绕半径不会比驱动足半径大,对精度影响可忽略。

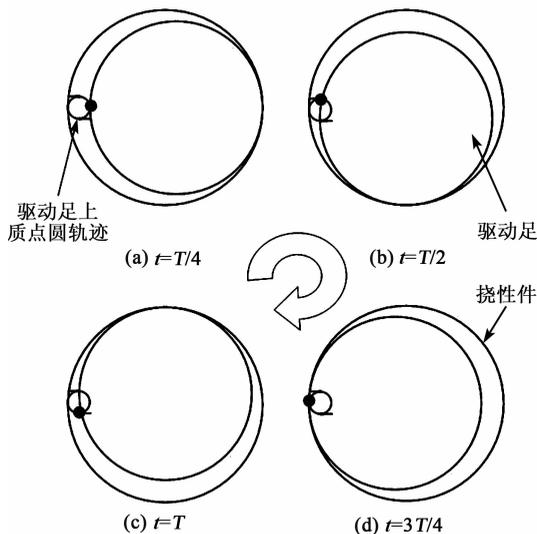


图4 挠性丝与驱动端接触情况

压电作动器与挠性丝间接触面的二维展开如图5所示。图中, v_r 的大小与挠性丝切向速度相同, v_{\min} 为压电作动器与挠性丝接触区域最小切向速度, v_{\max} 为压电作动器与挠性丝接触区域最大切向速度,区间 a 为驱动力区间,区间 b_1 、 b_2 为阻碍区间,区间 a 与 b 交界处的点称为附着点,其速度为 v_r 。当挠性丝负载增加时,正压力也随之增大,压电作动器压入深度增加,整体接触区域变长,接触区间 a 增加,接触区间 b_1 、 b_2 被压缩,附着点 v_r 下移,这使得压电作动器速度降低,但由于压电作动器切向力与负载成正比,此时压电作动器的输出转矩会增加。

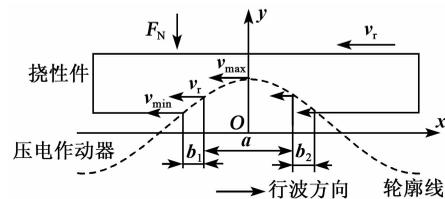


图5 接触面的二维展开

压电作动器工作时压入挠性丝的变形量主要受接触界面材料的弹性模量和正压力大小的影响。压入变形量的大小不仅影响压电作动器驱动足与挠性丝的接触特性,也影响压电作动器的输出效率。当压电作动器被激发行波,挠性丝两端重物提供的正压力一定时,若压电作动器驱动足处振幅的一半小于压入变形量时(如某些非金属材料),压电作动器表面质点会因陷入挠性丝压痕而无法推动挠性丝运动。若振幅增大,当压电作动器表面质点大小足够“迈出”压痕以驱动挠性丝运动,则压电作动器可以正常工作。挠性丝应选用弹性模量较大且硬度较高的材料,以保证压电作动器工作效率,因此,挠性丝选择金属挠性丝。

金属挠性丝的弹性模量较大,挠性丝在长度方向上只有微小弹性形变,当压电作动器工作时,挠性丝驱动速度较低,因此,由挠性丝两端拉力 F 提供的 F_N 在压电作动器驱动足表面均匀分布,简化模型如图6所示。当包角 α 增大时,任意段相接触的圆弧所受正压力减小而拉力不变,压电作动器驱动力(即 F_T)不变,而 v_r 增加。此时可在增加 α 的同时,增加挠性丝两侧的拉力以增加压电作动器的输出转矩。改变压电作动器 α 的大小可用于调整其输出特性。

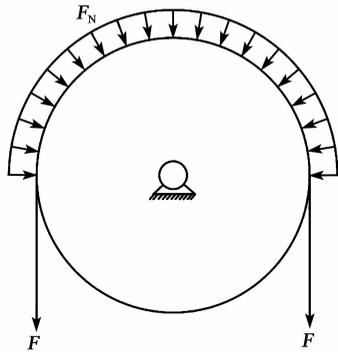


图 6 挠性体与压电作动器接触压力简化模型

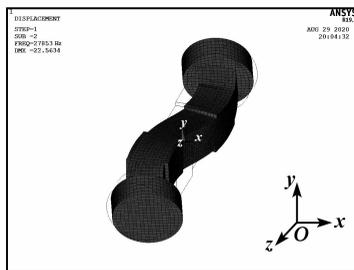
基于以上驱动原理,使用一种旋转直线超声电机^[12] 振子(柱面加工了细牙螺纹)搭建了挠性驱动系统的可行性实验装置(见图 7),验证了大包角挠性驱动的可行性。小截面金属挠性丝由两侧不同质量的重物提供拉力,并缠绕在振子外螺纹内。经试验验证,该挠性驱动系统可对外输出扭矩,且多圈缠绕时可改变其输出特性。



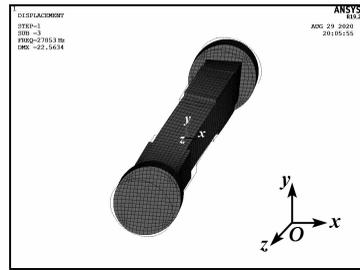
图 7 可行性实验装置

3 压电作动器的有限元仿真

压电作动器不是简单的等截面直梁,使用解析法或半解析法不能准确完成压电作动器模态的分析工作,因此,利用 ANSYS 软件进行模态分析,通过仿真找到两空间正交的二阶弯曲模态,如图 8 所示。



(a) A相模态

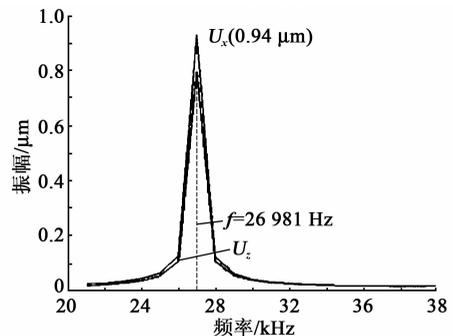


(b) B相模态

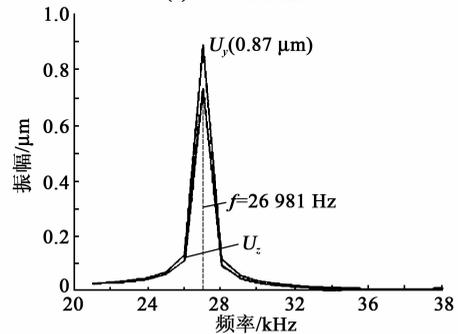
图 8 压电作动器的模态

因压电作动器截面是对称结构,故 2 个二阶弯曲模态频率相同,经过 ANSYS 模态分析后得出压电作动器的固有频率 $f_A = f_B = 27\ 853\ \text{Hz}$ 。在模态分析过程中会出现主弯曲平面不沿对角线的情况,这是因为正方形截面与圆截面相同,轴心所在的任意平面都是主弯曲平面导致的。在压电作动器两驱动足加工螺旋槽及方形截面处加工陶瓷片定位槽对压电作动器工作模态影响不大。

为了更好地预测压电作动器工作时的输出性能,对压电作动器驱动足进行了谐响应分析,在水平与竖直方向陶瓷片的外表面分别施加频率为 25~29 kHz、峰值为 40 V 的正弦电压。在时间历程处理器(POST26)中选择驱动足 2 上一点 Q(见图 1),坐标为(0, 4, -34.2),绘制频率-振幅图如图 9 所示。由图可知,压电作动器驱动足圆周上质点在 x 、 z 或 y 、 z 方向有振幅,为纯弯曲模态。



(a) x 、 z 方向振幅



(b) y 、 z 方向振幅

图 9 驱动足 2 谐响应分析

压电作动器能否正常工作的关键是驱动足处质点运动能否在空间合成椭圆轨迹。对在水平与竖直方向上的陶瓷片分别施加正、余弦电压,对压电作动器进行瞬态分析时间为50个周期。选取驱动足端面最大圆周处一点,提取运动轨迹。图10为压电作动器驱动足2瞬态分析结果。

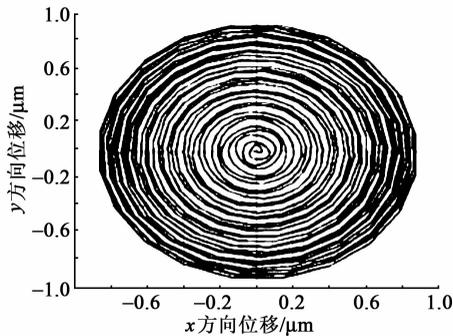


图10 压电作动器驱动足2瞬态分析结果

由图10可知,在经过一定周期后,压电作动器逐渐稳定,且驱动足处质点合成了椭圆运动轨迹,说明有行波产生,符合压电作动器的工作原理。压电作动器二阶弯曲时驱动足处近似于刚体运动,尽管水平与铅锤方向电压幅值一致,但由于陶瓷片布置的不完全对称性,其 x 方向位移响应略大于 y 方向位移响应,因此,质点运动轨迹在 xOy 面内投影为椭圆。

4 结束语

本文提出一种用于挠性驱动的双足压电作动器。该压电作动器结构简单,通过激励梁的2个二阶弯曲模态合成行波驱动挠性丝,并可通过改变挠性丝缠绕的包角和正压力大小调整压电作动系统的输出性能。通过理论分析与数值模拟探究了影响该挠性驱动系统的影响因素,如挠性丝截面尺寸、正压力、包角等。使用有限元软件验证运行机理的同时,这在一种旋转直线超声电机振子上验证其可行性,为压电作动器的大包角挠性驱动机理研究提供了参考。

参考文献:

- [1] 陈西府,周海,惠学芹,等.压电作动器在精密定位中的研究与发展[J].科技信息,2011(36):41-42.
CHEN Xifu, ZHOU Hai, HUI Xueqin, et al. Research and development of piezoelectric actuator in precision positioning[J]. Science & Technology Information, 2011(36):41-42.
- [2] TSAI L W. Robot analysis: The mechanics of serial and parallel manipulators[M]. New York: John Wiley & Sons, Inc., 1999.
- [3] 赵淳生.对发展我国超声电机技术的若干建议[J].微电机(伺服技术),2006(2):64-67.
- [4] 上羽贞行,富川义郎.超声波马达理论与应用[M].杨志刚,郑学伦,译.上海:上海科学技术出版社,1998.
- [5] 温智益,何劼,杨文鹏,等.用于挠性驱动的短筒型压电振子研究[J].压电与声光,2020,42(1):88-92.
WEN Zhiyi, HE Qing, YANG Wenpeng, et al. Research on short cylinder piezoelectric vibrator for flexible driving[J]. Piezoelectrics & Acoustooptics, 2020, 42(1):88-92.
- [6] STOYANOV T, VASKEVICIUS N, MUELLER C A, et al. No more heavy lifting: Robotic solutions to the container unloading problem[J]. IEEE Robotics & Automation Magazine, 2016, 23(4):94-106.
- [7] DEIMEL R, BROCK O. A novel type of compliant and underactuated robotic hand for dexterous grasping[J]. The International Journal of Robotics Research, 2016, 35(1/3):161-185.
- [8] 赵淳生.超声电机技术与应用[M].北京:科学出版社,2007.
- [9] 吕其宝.直线超声电机微观摩擦磨损分析和实验研究[D].南京:南京航空航天大学,2017.
- [10] 王长连,孟庆东.材料力学[M].5版.西安:西北工业大学出版社,2014.
- [11] 常颖,吴博达,杨志刚,等.超声波悬浮推力轴承承载能力及减摩性能[J].吉林大学学报(工学版),2004(2):222-225.
- [12] 苏阳林.一种新型旋转直线超声电机的研究[D].锦州:辽宁工业大学,2016.

光纤拼接结构型应变不敏感温度传感器

宋小亚,刘颖刚,李博文,黄亮,董婧斐,禹大宽,冯德全

(西安石油大学 陕西省油气资源光纤探测工程研究中心和陕西省油气井测控技术重点实验室,陕西 西安 710065)

摘要:设计并制作了一种基于七芯光纤的应变不敏感温度传感器。该传感器将一段七芯光纤与两段单模光纤进行熔接,通过优化熔接参数在熔接点处形成两个分别充当光路分束器和耦合器的凸锥结构,构成了马赫-曾德尔干涉仪(MZI)。实验研究了该传感器对温度和应变的响应特性。结果表明,传感器的光谱对应变不敏感,但传感器对温度具有良好的线性响应特性,在40~200℃内,其谐振光谱波长随温度升高线性红移,对应温度灵敏度达到93.11 pm/℃,波长漂移线性度达99.4%。

关键词:光纤传感器;七芯光纤;温度;应变不敏感;马赫-曾德尔(Mach-Zehnder)传感器

中图分类号:TN253 **文献标志码:**A

Strain Insensitive Temperature Sensor Based on Optical Fiber Splicing Structure

SONG Xiaoya, LIU Yinggang, LI Bowen, HUANG Liang, DONG Jingfei, YU Dakuan, FENG Dequan

(Shaanxi Engineering Research Center of Oil and Gas Resource Optical Fiber Detection & Shaanxi Key Laboratory of Measurement and Control Technology for Oil and Gas Wells, Xi'an Shiyou University, Xi'an 710065, China)

Abstract: A strain insensitive temperature sensor based on seven-core fiber (SCF) was designed and manufactured. A short section of SCF was fused between two segments of single-mode fiber (SMF), and two tapers acted as optical splitter and coupler at the splicing point were formed by optimizing splicing parameters, forming a fiber Mach-Zehnder interferometer (MZI). The response characteristics of the sensor to temperature and strain were experimentally investigated. The results show that the spectrum of the sensor is insensitive to strain, but has a good linear response to temperature. In the range of 40~200℃, the wavelength of the resonant spectrum has a linear red shifts with the increase of temperature, the corresponding temperature sensitivity is 93.11 pm/℃, and the wavelength drift linearity is 99.4%.

Key words: fiber optic sensor; seven-core fiber; temperature; strain insensitivity; Mach-Zehnder sensor

0 引言

光纤传感器因体积小、灵敏度高、抗电磁干扰及响应速度快等优点而被广泛用于应变、温度、振动、曲率和折射率等参量的测量^[1-4]。根据传感原理的不同,光纤传感器分类为法布里-珀罗干涉仪、马赫-曾德尔干涉仪(MZI)、迈克尔逊干涉仪和萨格纳克干涉仪。全光纤马赫-曾德尔型的干涉仪由于体积小,制作简单和成本低等优点引起研究者的重点关注^[5-11]。马赫-曾德尔结构干涉仪的制作方法主要利用多模光纤、细芯光纤、无芯光纤、多芯光纤、光子晶体光纤等特殊结构光纤与单模光纤熔融拼接,

在熔接点处制作锥形结构或错位结构。Geng等^[12]提出了一种基于锥形结构的马赫-曾德尔干涉仪,该传感器是将一段长7.5 mm的单模光纤熔接在两段单模之间作为干涉臂,通过改变熔接机的熔接参数,在熔接点处形成了锥形结构,传感器的温度灵敏度为0.070 nm/℃。2019年,刘理等^[13]通过在单模两端拼接两段多模光纤构成了一个马赫-曾德尔传感器,该传感器的温度灵敏度和曲率灵敏度分别为71.43 pm/℃和141.63 dB/m⁻¹。李达等^[14]提出了一种马赫-曾德尔级联光纤布喇格光栅(FBG)测量温度和酒精浓度的传感器,其酒精溶液

收稿日期:2020-10-09

基金项目:国家自然科学基金资助项目(61805197);陕西省自然科学基金基础研究计划基金资助项目(2013JM8032);陕西省教育厅科研计划基金资助项目(20JY122);西安石油大学研究生创新基金资助项目(YCS19211033)

作者简介:宋小亚(1995-),女,陕西延安人,硕士生,主要从事基于七芯干涉型传感器的研究。刘颖刚(1977-),男,副教授,硕士,主要从事光纤传感技术及应用方面的研究。

浓度灵敏度和温度灵敏度分别为 $-41.37 \text{ pm}/\%$ 和 $58.96 \text{ pm}/^\circ\text{C}$ 。另外,应变和温度在传感领域是非常重要的两个测量参量。Jiao等^[15]提出一种可以同时测量应变和温度的法布里-珀罗干涉仪,该干涉仪主要由空芯光纤和单模光纤构成,传感器的应变灵敏度和温度灵敏度最高分别可达 $1.86 \text{ nm}/\mu\epsilon$ 和 $0.00574 \text{ nm}/^\circ\text{C}$ 。Liu等^[16]提出了一种低损耗、低成本、高灵敏度的全光纤传感器,该传感器主要基于渐变折射率多模光纤的模间干涉,通过实验得出其温度和应变灵敏度分别为 $58.5 \text{ pm}/^\circ\text{C}$ 和 $18.6 \text{ pm}/\mu\epsilon$ 。虽然目前有关于MZI的文献报道,但已有干涉型光纤传感器都无法避免温度和应变交叉敏感问题,而且基于马赫-曾德尔型结构的传感器温度灵敏度都较低,因此,提高传感器的响应灵敏度和解决交叉敏感问题具有重要的研究价值和实际应用意义。

本文提出了一种基于七芯光纤的马赫-曾德尔型光纤传感器。该传感器是将一段七芯光纤熔接在两段单模光纤之间,通过调整熔接机放电参数,在七芯光纤与单模光纤的两端熔接点处形成两个对称的凸锥结构,进而形成应变不敏感的光纤MZI温度传感器。它有效解决了温度测量中的环境应变交叉敏感问题,并在 $40\sim 200^\circ\text{C}$ 内实现了 $93.11 \text{ pm}/^\circ\text{C}$ 的高灵敏度。因此,该传感器可应用于材料结构内部温度的精确测量,具有极大的应用价值。

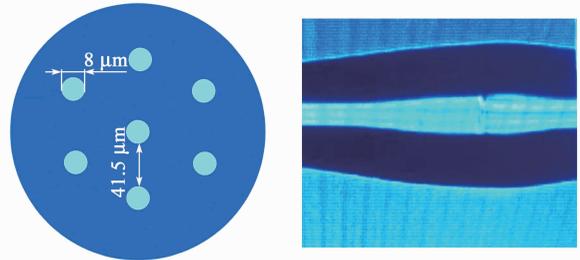
1 传感器结构与工作机理

图1为传感器结构示意图。图中传感器由输入单模光纤、七芯光纤、输出单模光纤熔接构成,通过调整熔接参数,在两端的熔接点处形成两个对称凸锥结构。七芯光纤的横截面示意图和锥形结构的显微图如图2所示。七芯光纤由长飞公司制造,包含7个芯,其中1个芯位于光纤中心位置,其余6个芯对称分布在中间芯的周围。纤芯直径均为 $\varnothing 8 \mu\text{m}$,纤芯之间的距离为 $41.5 \mu\text{m}$,包层直径为 $\varnothing 150 \mu\text{m}$ 。单模光纤包层直径为 $\varnothing 125 \mu\text{m}$,纤芯直径为 $\varnothing 8.2 \mu\text{m}$ 。调整熔接机的熔接参数,将预熔时间设置为 260 ms ,推进距离和放电时间分别设置为 $260 \mu\text{m}$ 和 300 ms 。由于熔接参数的改变,七芯光纤两端形成两个凸锥结构。当光束从输入单模光纤传播到第一个凸锥时,两种光纤模式的不匹配导致多种模式的光在七芯中被激发。此时七芯中包含包层

模、中间芯模和周围芯模3种模式。3种模式的光传输到第二个凸锥时又全部重新耦合到输出单模的纤芯中,形成MZI。



图1 传感器结构示意图



(a) 七芯光纤横截面示意图

(b) 凸锥结构显微图

图2 七芯光纤横截面示意图及锥形结构显微图

因为其他模式之间的干涉较弱,为了简化分析过程,我们只讨论发生在中间芯模和周围芯模之间的主要干涉^[16]。当仅考虑中间芯模和周围芯模间的干涉时,相应的输出光强^[17]为

$$I = I_1 + I_2 + 2\sqrt{I_1 I_2} \cos \Delta\varphi \quad (1)$$

式中: I_1 、 I_2 分别为中间芯模和周围芯模的光强度; $\Delta\varphi$ 为两种模式之间的相位差,且:

$$\Delta\varphi = \frac{2\pi L \cdot \Delta n_{\text{eff}}}{\lambda} \quad (2)$$

式中: L 为光纤的长度; Δn_{eff} 为两种模式之间的有效折射率差。

当相位差是 π 的奇数倍时,两束光干涉相消,即对应光谱的谷值,则 m 阶谐振峰的波长^[18]为

$$\lambda_m = \frac{2L \cdot \Delta n_{\text{eff}}}{2m + 1} \quad (3)$$

由于受到热光效应、光弹效应和热膨胀效应等因素的影响,当外界环境发生变化时, L 和 Δn_{eff} 发生改变,谐振峰的波长也随之发生漂移。自由谱范围(FSR)代表两个相邻谐振峰之间的距离,有:

$$\text{FSR} = \frac{4L \cdot \Delta n_{\text{eff}}}{(2m - 1)(2m + 1)} \approx \frac{\lambda^2}{L \cdot \Delta n_{\text{eff}}} \quad (4)$$

式中 λ 为入射光波长。

制作七芯光纤长度分别为 30 mm 、 40 mm 和 50 mm 的干涉仪,对应的透射谱如图3所示,不同长度干涉臂传感器对应的自由谱大小分别约为 26 nm 、 16 nm 、 12 nm 。实验结果与式(4)推导结论一致,即随着传感器长度的增加,自由谱范围减小。为了保证传感器有较高的条纹对比度和较大的自由谱范围,经过多次试验,我们选择长为 35 mm 的干涉臂为对象,研究该结构传感器的传感特性。

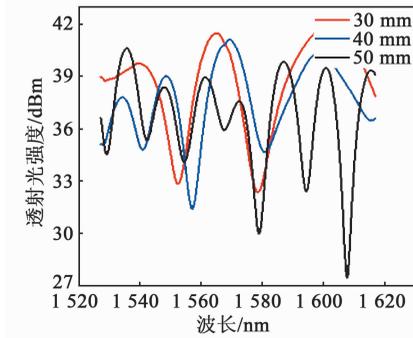


图 3 干涉臂长度不同的传感器的透射谱

图 4(a)为室温下测得干涉臂长 35 mm 的干涉仪透射谱,干涉谱的对比度约为 13 dB。为了更好地理解不同模式的功率分布,对光谱进行傅里叶变换(FFT)得到传感器的空间频谱图,如图 4(b)所示。由图 4(b)可见,参与干涉的光主要是基模,高阶模非常弱(见图 4(b)箭头指示),对干涉光谱的形成没有决定性贡献。对于所设计的传感器结构而言,干涉主要发生在中间芯模和周围芯模之间,虽有其他模式之间的干涉存在,但干涉较弱,因此,在进行传感机理分析时,只考虑中间芯模和周围芯模间的干涉。

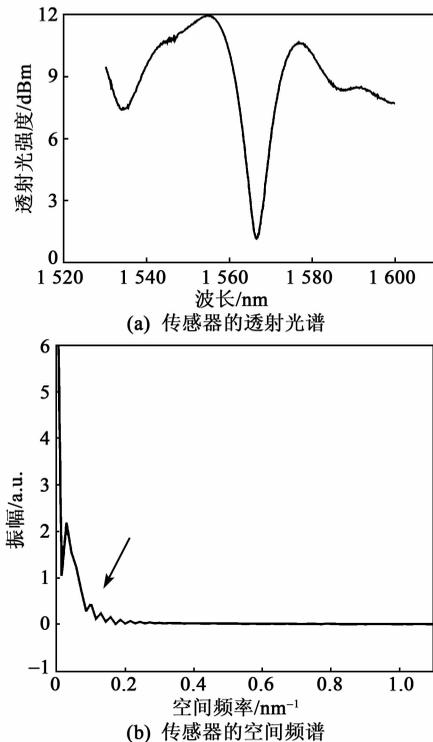


图 4 传感器的透射谱及其 FFT

2 实验结果及分析

2.1 温度特性测试

图 5 为温度测试实验装置,其包括一个宽带光

源,精度为 1 °C 的温箱(NBD-M1200-10IC, NO-BODY, China)和一个波长测量范围为 1 510 ~ 1 610 nm 的光谱仪(Anritsu, MS9740A)。光谱仪分辨率可调,本次实验中将光谱仪分辨率设定为 0.02 nm。

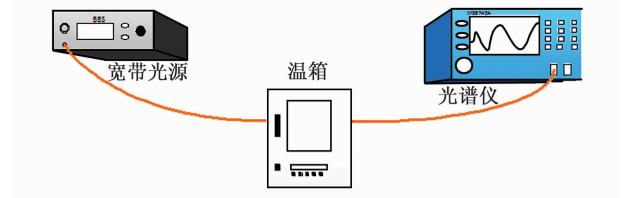


图 5 温度测试实验装置

将制作好的传感器放入温箱中,设置温箱控制程序使温箱内的温度从 40 °C 逐渐升至 200 °C,步长为 10 °C。传感器放入温箱前,先将制作好的传感器粘贴在玻璃片上使传感器保持拉直状态。当温箱内温度达到程序设定温度时,等待 30 min 再记录光谱,以消除温度不稳定而导致的实验误差。图 6(a)为传感器在不同温度下记录的光谱图。由图可知,随着温度的增加,光谱向长波方向漂移。选择图中 1 565 nm 附近的谐振峰波长进行线性分析拟合,拟合结果如图 6(b)所示。由图 6(b)可见,该传感器的温度灵敏度高达 93.11 pm/°C,线性度为 99.4%。与文献[19]报道的光纤光栅灵敏度为 12 pm/°C 相比,本文提出的马赫-曾德尔传感器的温度灵敏度提高了近 8 倍。

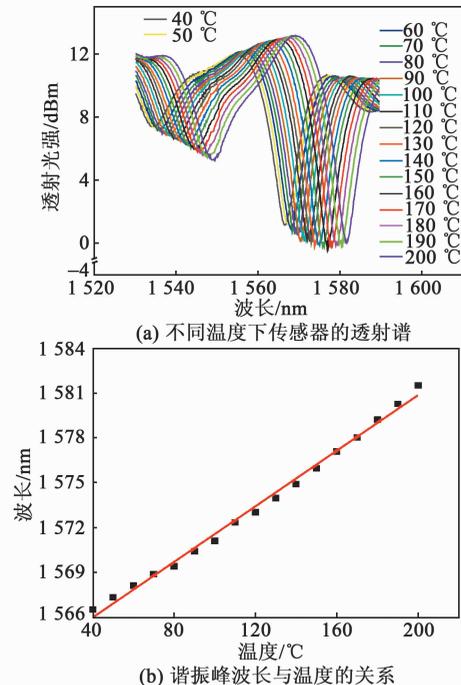


图 6 传感器的温度响应特性

2.2 应变特性测试

图7为应变特性测试实验装置。微位移平台的两个支架将传感器固定,通过旋转右侧微位移平台的旋钮来调整两个固定支架的间距。本次实验将两支架间的初始距离设定为25 cm,每次移动距离为0.05 mm,相当于对传感器施加 $200 \mu\epsilon$ 。

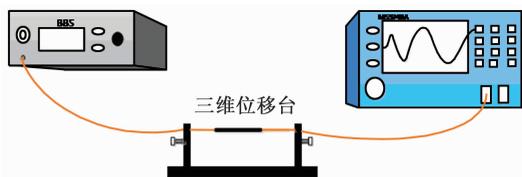
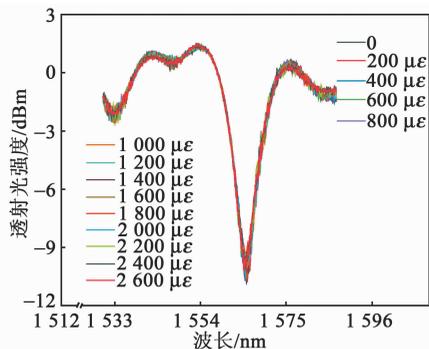
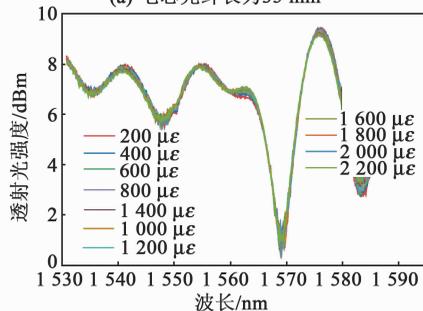


图7 应变测试实验装置图

实验记录了传感器在 $200 \sim 2\,600 \mu\epsilon$ 应变下的光谱,如图8(a)所示。光谱的谐振峰波长随着应变的增加漂移量很小,应变响应灵敏度近似为0,即该传感器对应变不敏感。为了避免实验结果的偶然性,我们同时制作了一个七芯光纤长为55 mm的传感器,并探究了该传感器的应变响应特性。图8(b)为七芯光纤长55 mm的传感器在不同应变下的透射图谱。由图8(b)可见,虽然干涉臂长度发生变化,但随着应变的增加,传感器的透射光谱依然不发生漂移。由此证明了该结构传感器对应变响应稳定,且传感器制作可重复性高。



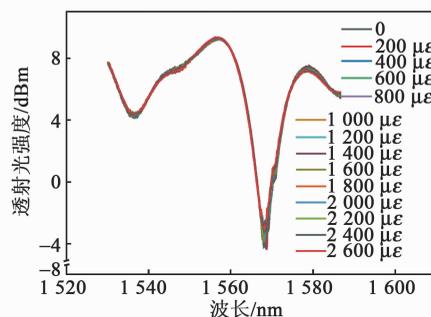
(a) 七芯光纤长为35 mm



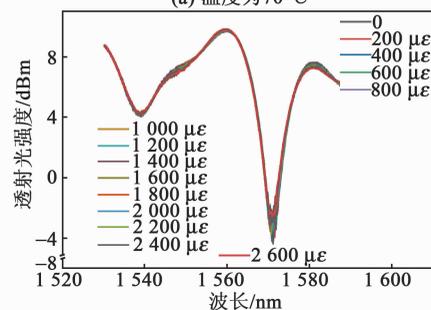
(b) 七芯光纤长为55 mm

图8 不同应变下,七芯光纤长为35 mm、55 mm时的传感器透射谱

为了进一步探究该结构传感器的应变响应特性,实验探究了 $70 \text{ }^\circ\text{C}$ 和 $100 \text{ }^\circ\text{C}$ 下传感器的应变响应特性。将三维微位移平台上的加热台温度设定为 $70 \text{ }^\circ\text{C}$,将传感器置于加热台中,加热装置实际温度达到目标温度后等待30 min,调整两个位移平台支架的间距来控制对传感器施加的应变大小。图9为不同温度及应变下传感器的透射谱。在不同温度下,传感器的干涉谱不随应变的增加而发生漂移,证明了该结构的传感器在不同温度下对应变不敏感,即传感器对应变的响应具有稳定性。



(a) 温度为 $70 \text{ }^\circ\text{C}$



(b) 温度为 $100 \text{ }^\circ\text{C}$

图9 不同应变及温度时传感器透射谱

3 结束语

本文提出并制作了一种基于七芯光纤的马赫-曾德尔温度传感器。该传感器是通过在七芯光纤两端制作两个锥形结构分别对光束进行分束和耦合,形成全光纤马赫-曾德尔干涉传感器。经实验验证,该传感器对温度有较高的线性响应而对应变不敏感。在 $40 \sim 200 \text{ }^\circ\text{C}$,该传感器的灵敏度为 $93.11 \text{ } \mu\text{m}/^\circ\text{C}$,应变在 $0 \sim 2\,600 \mu\epsilon$ 可视为零响应。该传感器体积小,灵敏度高,制作简单,可重复性强,故而在建筑、医疗、生物、化学等领域有很好的应用前景。

参考文献:

[1] 魏方皓,张祥军. 双芯D型高灵敏度光子晶体光纤传感器的设计[J]. 压电与声光,2020,42(3):289-292.

WEI Fanghao, ZHANG Xiangjun. Design of dual core

- D-type photonic crystal fiber sensor with high sensitivity[J]. *Piezoelectrics & Acoustooptics*, 2020, 42(3): 289-292.
- [2] 董航宇,孙四梅,江超,等.多芯光纤构成的光纤折射率传感器[J]. *激光杂志*, 2018, 39(10):14-17.
DONG Hangyu, SUN Simei, JIANG Chao, et al. Refractive index sensor based on multicore fiber[J]. *Laser Journal*, 2018, 39(10):14-17.
- [3] 张傲岩,黄会玲,江超,等.多芯光纤构成的温度与折射率同时测量的光纤传感器[J]. *光电子·激光*, 2019, 30(10):1017-1025.
ZHANG Aoyan, HUANG Huijing, JIANG Chao, et al. Optical fiber sensor composed of multicore fiber for simultaneous measurement of temperature and refractive index[J]. *Journal of Optoelectronics · Laser*, 2019, 30(10):1017-1025.
- [4] 胡义慧,孙四梅,毛敏,等.基于多芯光纤错位熔接结构的温度与折射率同时测量传感器[J]. *光电子·激光*, 2018, 29(3):19-24.
HU Yihui, SUN Simei, MAO Min, et al. A temperature and refractive index sensor based on multi-core fibers misaligned splicing[J]. *Journal of Optoelectronics · Laser*, 2018, 29(3):19-24.
- [5] LIU C, JIANG Y, DU B, et al. Strain-insensitive twist and temperature sensor based on seven-core fiber[J]. *Sens Actuator A Phys*, 2019, 290:172-176.
- [6] YAO S, SHEN Y, WU Y, et al. Strain-insensitive temperature sensor based on a few-mode dual-concentric-core fiber[J]. *Opt Laser Technol*, 2019, 111:95-99.
- [7] HU Y, NING T, ZHANG C, et al. Strain sensor based on two concatenated abrupt-tapers in twin-core fiber[J]. *Optical Fiber Technology*, 2018, 46:1-4.
- [8] ZHANG C B, NING T G, LI J, et al. Refractive index and strain sensor based on twin-core fiber with a novel T-shaped taper[J]. *Opt Laser Technol*, 2018, 102:12-16.
- [9] KOWA D, URBANCZYK W, MERGO P, et al. Twin-core fiber-based Mach-Zehnder interferometer for simultaneous measurement of strain and temperature[J]. *Sensors*, 2018, 18(3):915.
- [10] LIU W K, LIU Y, ZHOU D P, et al. Simultaneous measurement for strain and temperature using fiber Bragg gratings and multimode fibers[J]. *Appl Optics*, 2008, 47(10):1668-1672.
- [11] WANG X L, CHEN D, LI H T, et al. In-line Mach-Zehnder interferometric sensor based on a seven-core optical fiber[J]. *IEEE Sens J*, 2017, 17(1):100-104.
- [12] GENG Y F, LI X J, TAN X L, et al. High-Sensitivity Mach-Zehnder interferometric temperature fiber sensor based on a waist-enlarged fusion bitaper[J]. *IEEE Sens J*, 2011, 11(11):2891-2894.
- [13] 刘理,吴官权,漆世锴,等.同时测量曲率和温度的高灵敏度光纤传感器[J]. *传感器与微系统*, 2019, 38(10):64-66.
LIU Li, WU Guanquan, QI Shikai, et al. High sensitive fiber-optic sensor for curvature and temperature detecting simultaneously[J]. *Transducer and Microsystem Technologies*, 2019, 38(10):64-66.
- [14] 李达,何巍,娄小平,等. FBG 级联 MZI 的温度和酒精溶液浓度传感特性研究[J]. *仪器仪表学报*, 2017, 38(12):3020-3027.
LI Da, HE Wei, LOU Xiaoping, et al. Simultaneous measurement of temperature and alcohol solution concentration based on the cascade of FBG and MZI[J]. *Chinese Journal of Scientific Instrument*, 2017, 38(12):3020-3027.
- [15] TIAN J, JIAO Y, YAO Y. Simultaneous measurement of temperature and strain based on all-fiber Fabry-Perot sensor[C]//Beijing, China, Applied Optics and Photonics China (AOPC2017), Proceedings of SPIE, 2017:10464.
- [16] LIU Y, WEI L. Low-cost high-sensitivity strain and temperature sensing using graded-index multimode fibers[J]. *Appl Optics*, 2007, 46(13):2516-2519.
- [17] LIU C, JIANG Y J, DU B B, et al. Strain-insensitive twist and temperature sensor based on seven-core fiber[J]. *Sens Actuator A Phys*, 2019, 290:172-176.
- [18] CHEN X, YU Y, XU X, et al. Temperature insensitive bending sensor based on in-line Mach-Zehnder interferometer[J]. *Photonic Sens*, 2014, 4(3):193-197.
- [19] ZHANG W, GAO W, TONG Z, et al. Mach-Zehnder interferometer cascaded with FBG for simultaneous measurement of RI and temperature[J]. *Opt Commun*, 2020(466):125624.

基于压电传感的螺栓球节点连接状态监测

刘 客,杨松森,张 端,姜世宇

(青岛理工大学 土木工程学院,山东 青岛 266033)

摘 要:螺栓球节点具有安装方便、受力性能合理等优点,被广泛应用于各类大跨度空间结构中。然而,安装时杆件错位、螺栓假拧和使用过程中材料老化等问题会使节点连接发生松动,导致结构承载力下降,甚至坍塌;另一方面,连接螺栓位于螺栓球节点内部,从外部很难察觉内部螺栓连接发生了松动,造成节点连接状态监测难。该文提出了一种基于压电传感的螺栓球节点连接松动状态监测方法,通过在螺栓球和杆件上外贴压电陶瓷片,分别作为驱动器和传感器,利用压电陶瓷材料的正、逆压电效应,基于时间反演技术对螺栓球节点连接松动状态进行监测。设计制作了一个螺栓球网架模型,利用对套筒施加不同的扭矩来模拟螺栓球节点的不同松紧状态,通过模型试验,基于节点松动前、后压电陶瓷片接收到的聚焦信号峰值的变化,实现对螺栓球节点连接松动状态的监测。试验结果表明,该方法具有一定的有效性、可重复性和良好的抗噪性。

关键词:空间结构;螺栓球节点;压电陶瓷传感器;时间反演;连接状态;损伤监测

中图分类号:TN384;TM22 **文献标志码:**A

Monitoring of Connection State of Bolt Spherical Joints Based on Piezoelectric Sensor

LIU Ke, YANG Songsen, ZHANG Duan, JIANG Shiyu

(School of Civil Engineering, Qingdao University of Technology, Qingdao 266033, China)

Abstract: The bolt spherical joints have the advantages of convenient installation and reasonable mechanical performance, and are widely used in various large-span spatial structures. However, the problems such as dislocation of rods, false tightening of bolts and material aging during use will make the joint connection loose, leading to the decline of structural bearing capacity and even collapse; on the other hand, the connection bolt is located inside the node, so it is difficult to detect the looseness of internal bolt connection from the outside, which makes it difficult to monitor the joint connection state. In this paper, a method for monitoring the looseness state of bolt spherical joints based on piezoelectric sensor is proposed. By pasting the piezoelectric ceramic plates on the bolt spherical and the rod as the actuator and sensor respectively, and the positive and negative piezoelectric effect of piezoelectric ceramic material is used to monitor the looseness state of bolt spherical joints based on the time inversion technology. A bolt ball grid model is designed and manufactured. The different torques is applied to the sleeve to simulate the different tightness states of the bolt spherical joints. Through the model test, based on the change of the peak value of the focusing signal received by the piezoelectric ceramic chip before and after the node loosening, the monitoring of the looseness state of the bolt spherical joints can be realized. The experimental results show that the proposed method has certain effectiveness, repeatability and good noise resistance.

Key words: spatial structure; bolt spherical joints; PZT; time reversal; connection status; damage monitoring

0 引言

空间结构因具有外形优美,轻质高强,受力合理

及抗震性能突出^[1]的优点,被广泛用于各类大型公

共建筑和工业厂房中。螺栓球节点作为空间结构最

收稿日期:2020-10-23

基金项目:国家自然科学基金资助项目(167832,51650110509);国家科技部基金资助项目(2017YFC0703603);山东省重点研发计划基金资助项目(公益类专项)(2019GHY112039);山东省泰山学者优势特色学科人才团队基金资助项目

作者简介:刘客(1993-),男,山东菏泽人,硕士生,主要从事结构健康监测的研究。通信作者:杨松森(1972-),男,副教授,博士,主要从事钢结构、结构健康监测的研究。E-mail: jingxu180@qut.edu.cn.

常见的节点形式之一,是整个结构受力最集中的位置,一旦失效,将造成结构体系局部破坏,甚至引发整个体系连续性倒塌^[2],导致重大的生命财产损失。因此,对空间结构螺栓球节点连接松紧状态进行监测具有重要意义。

传统无损检测技术已成熟且被广泛应用,但多数方法需要专业设备和人员参与,难以实现实时获取结构信息,且复杂结构存在检测死角^[3]。对于空间结构螺栓球节点连接而言,由于连接螺栓位于节点内部,从外部较难发觉内部螺栓的松动,对节点连接状态的监测较难。德国 Mero 体系将被连接的钢管开孔以识别节点高强螺栓是否旋拧到位,但开孔将造成截面应力集中和净截面强度削弱等问题,降低了节点区域的强度和刚度;日本在大连电视塔工程中曾在螺帽孔处插入内窥镜,以识别高强螺栓是否到位,但这种方法提高了施工成本,对操作技术要求较高,不适合推广。近年来,基于压电智能材料的健康监测技术取得了快速发展^[4-5],它是以传统无损检测技术为基础,结合现代化传感设备与技术,可以实现在线、动态、实时的健康监测,基于压电传感的时间反演技术就是其中的一种。Chen 等^[6]通过时间反演技术对木结构中螺栓连接在横向荷载作用下的松动问题进行了监测。Huo 等^[7]利用时间反演技术监测了混凝土结构中钢筋的锈蚀。Watkins 等^[8]改进了一种时间反演技术,并将其应用到复合板材的损伤诊断中。

本文针对空间结构螺栓球节点松动监测问题,提出在螺栓球和杆件上外贴压电陶瓷片,分别作为驱动器和传感器,利用时间反演技术识别节点连接松紧状态的方法,以解决在实际工程中较难察觉的节点内部螺栓松动而导致结构承载力下降的实际问题。通过研究在套筒上施加不同的扭矩模拟连接的松动状态,基于对螺栓球网架的试验研究,证明了所提方法的有效性、抗噪性及松动状态和评价指标的关系。

1 基于压电传感的时间反演技术

时间反演(TR)是指将压电陶瓷传感器接收到的信号在时域中进行反转,然后按照原路径重新发射回去,即信号的先到后发、后到先发^[9-10],如图1所示。该方法可以使信号重构,并在波源处聚焦。

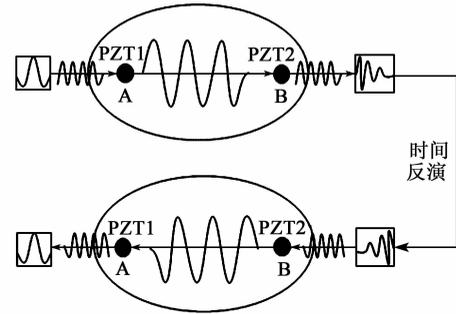


图1 时间反演技术基本原理示意图

由图1可知,在A处粘贴一个压电陶瓷传感器PZT1,B处粘贴PZT2。如果在PZT1处施加一激励信号 $x(t)$,并假设传感器间的系统传递函数为 $h(t)$,则PZT2接收到的信号 $y(t)$ 可表示为

$$y(t) = x(t) \otimes h(t) \quad (1)$$

式中 \otimes 为卷积运算符。式(1)在频域内可表示为

$$Y(\omega) = X(\omega)H(\omega) \quad (2)$$

式中 ω 为角频率; $Y(\omega)$ 、 $X(\omega)$ 、 $H(\omega)$ 分别为 $y(t)$ 、 $x(t)$ 、 $h(t)$ 的傅里叶变换。

将PZT2接收到的信号 $y(t)$ 进行反序变换后为 $y(-t)$,而时域内的反序变换相当于频域内共轭变换。因此,信号在PZT2处的时间反演操作可以表示为

$$Y(\omega) \xrightarrow{\text{TR}} Y^*(\omega) \quad (3)$$

式中 $*$ 为共轭变换。反演后的信号 $Y^*(\omega)$ 为

$$Y^*(\omega) = X^*(\omega)H^*(\omega) \quad (4)$$

TR算法满足互易性,即发射端与接收端可以互换位置而结果不变。因此,信号由PZT2经TR运算后重发射,在PZT1处聚焦,聚焦信号 $Y^{\text{TR}}(\omega)$ 为

$$Y^{\text{TR}}(\omega) = Y^*(\omega)H(\omega) = X^*(\omega)H^*(\omega)H(\omega) \quad (5)$$

多数激励信号(如高斯脉冲信号、正弦信号、方波等)都是关于时间轴对称的,所以 $x(t) = x(-t)$ 。在频域内,即 $X^*(\omega) = X(\omega)$,代入式(5)后可得:

$$Y^{\text{TR}}(\omega) = X(\omega)H^*(\omega)H(\omega) = X(\omega)|H(\omega)|^2 \quad (6)$$

对式(6)进行逆傅里叶变换(IFFT),变换到时域可得:

$$y^{\text{TR}}(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} X(\omega)|H(\omega)|^2 e^{i\omega t} d\omega \quad (7)$$

假设 $|H(\omega)|^2$ 独立于 ω ,通过式(7)可得聚焦

信号与原始激励信号有直接关系,则有:

$$y^{\text{TR}}(t) = Cx(t) \quad (8)$$

式中 $C = |H(\omega)|^2$ 。

由式(8)可知,经 TR 后,信号峰值不受噪音等其他因素的影响,而仅与结构本身的传递函数有关,说明 TR 算法具有一定的噪声鲁棒性,适用于低信噪比的环境^[11-12]。

2 基于 TR 技术的螺栓球节点松动监测方法

2.1 基本原理

螺栓球节点由钢球、高强螺栓、被连接杆件、套筒、紧固螺钉及封板 6 部分组成,如图 2 所示。由图可知,由于高强螺栓位于节点内部,从外部很难发现内部螺栓的松动,对节点连接状态的监测较难。

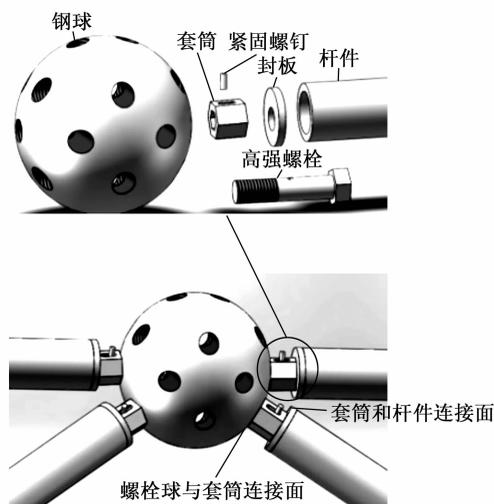


图 2 螺栓球节点的组成

螺栓球节点在安装过程中,通过不断旋拧套筒,利用内部螺栓将杆件和球节点拧紧,实现节点的连接。在这个过程中,随着螺栓的拧紧,螺栓球节点的连接变得紧密,节点连接区的两个结合面,即钢球与套筒连接面及套筒与杆件连接面的接触面积逐渐变大(见图 2)。根据螺栓连接结合面的接触面积理论^[13],接触面的接触刚度相应增加,结构本身的传递函数 $H(\omega)$ 将随之增大。

由第 1 节可知,当激励信号确定时,经 TR 操作后的聚焦信号峰值 $y^{\text{TR}}(0)$ 与结构的 $|H(\omega)|^2$ 成正比,而根据螺栓连接结合面接触面积理论, $H(\omega)$ 的大小与两结构间的接触面积 A 成正相关关系。因此, $y^{\text{TR}}(0)$ 、 $H(\omega)$ 和 A 三者之间的关系为

$$y^{\text{TR}}(0) \propto |H(\omega)|^2 \propto A \quad (9)$$

综上所述,利用压电传感的 TR 技术,根据节点松动前后压电陶瓷传感器接收到的应力波信号聚焦峰值的变化,可以实现对节点连接松紧状态的监测,即随着螺栓的拧紧,连接更紧密,节点连接区接触面积变大, $H(\omega)$ 相应增大,导致传感器接收的应力波信号 $y^{\text{TR}}(0)$ 相应增加,为本研究提供了理论基础。

在激励信号作用下,PZT1 会产生应力波信号。此应力波相继穿过螺栓球-套筒连接面和套筒-杆件连接面后继续沿杆件传递,直至被杆件上的 PZT2 捕捉接收。应力波信号在结构内部和接触面上传播时会产生一定的损耗,仅有部分信号可被 PZT2 接收。对于给定的具体结构,损耗在材料内部的应力波信号通常为一定值。因此,PZT2 接收应力波的多少由节点的接触面积决定,即接触面积越大,穿过接触面的应力波越多。应力波在螺栓球节点的传播路径如图 3 所示。

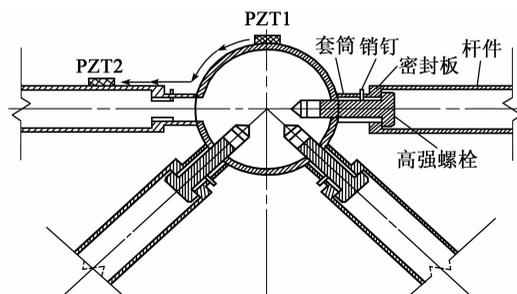


图 3 应力波的传播路径

2.2 方法实施

以图 4 所示网架模型中的杆件 1 与中心螺栓球节点之间的连接为例,介绍基于 TR 技术的螺栓球节点连接松动状态监测方法中信号传递过程,即方法的实施过程:设中心螺栓球上的传感器为 PZT1,杆件 1 的传感器为 PZT2,首先对 PZT1 进行信号激励,压电材料利用其本身的逆压电效应将电能转换为机械能,引起被测结构的微小变形并在结构内部产生应力波;然后,应力波经节点连接区传至杆件 1 并被其上的 PZT2 接收,利用其正压电效应将结构的机械能转换为电能;再将信号进行时间反演,即在时域上逆序排列,作为新的激励信号重新向 PZT1 发射;最后,当压电材料再次经过逆、正压电效应后,信号在 PZT1 处实现聚焦。



图 4 螺栓球节点网架模型和杆件、压电陶瓷片的编号

以应力波的聚焦信号峰值作为损伤指标,将接收到的损伤指标与健康状态下的损伤指标进行对比:若损伤指标一致,表示未发生松动损伤;若损伤指标不一致,则表明存在松动损伤。

3 模型试验

3.1 试验概况

试验设备主要有数据采集卡、功率放大器、笔记本工作站、扭矩扳手及压电陶瓷传感器,具体连接示意图如图 5 所示。试验过程中装置图如图 6 所示。试验采用高斯调制的正弦脉冲信号作为激励信号,相关参数如表 1 所示。试验模型是一个由正放三角锥单元组成的平板网架,网架高 0.4 m,节点采用螺栓球连接,螺栓球规格为 $\varnothing 46 \text{ mm} \times 8 \text{ mm}$,连接杆的规格为 $\varnothing 330 \text{ mm} \times 8 \text{ mm}$ 。模型全部采用 Q235 钢。试验前,利用台虎钳将下弦球与操作台进行固定,模拟固定支座,并在夹具与模型间垫上厚海绵,以减少噪声影响和应力波能量的损失。PZT 片的编号如图 4 所示。PZT 片的尺寸和粘贴位置如图 7 所示。

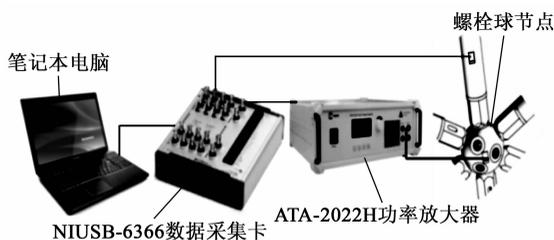


图 5 试验设备连接示意图

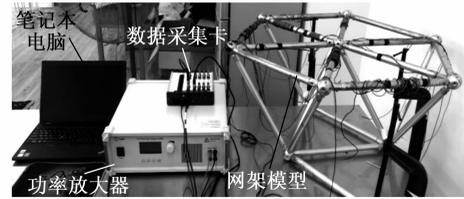


图 6 试验装置

表 1 激励信号相关参数

幅值/V	归一化 带宽	衰减 系数/dB	中心 频率/kHz	延迟 时间/s
10	0.8	15	200	0.2

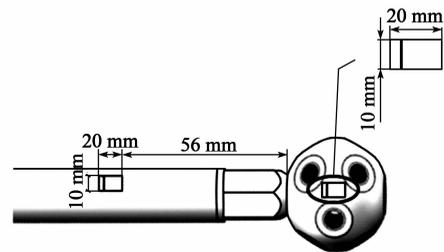


图 7 压电陶瓷片粘贴位置示意图

试验时,利用扭矩扳手旋拧套筒改变螺栓拧紧状态来模拟螺栓球节点连接的不同松紧状态。与实际工程中螺栓球节点安装过程采用相同的步骤旋拧套筒,即:

- 1) 用手旋拧套筒完成初拧。
- 2) 通过扭矩扳手依次增加相应扭矩完成螺栓的终拧。针对整个终拧过程,设置 6 种不同的扭矩工况,即 6 个不同的节点连接松动损伤状态,如表 2 所示。

表 2 不同损伤工况对应的扭矩值

松动损伤工况	1	2	3	4	5	6
扭矩值/(N·m)	0	3	9	15	21	27

高强螺栓所受预紧力和预紧扭矩间应满足^[14]:

$$T_C = KP_C d \quad (10)$$
 式中: T_C 为高强螺栓承受的预紧扭矩; P_C 为预紧力; K 为预紧力系数; d 为螺栓公称直径。

本试验采用 M8 高强螺栓,其 $P_C = 24\ 300 \text{ N}$,螺栓表面为一般加工,有润滑,故取 $K = 0.14$,根据式(10),本试验采用的高强螺栓预紧扭矩为 $27.216 \text{ N} \cdot \text{m}$,故取 $T_C = 27 \text{ N} \cdot \text{m}$ 作为最后一个试验工况,即完好状态对应的扭矩值。

3.2 试验结果分析

针对中心螺栓球和杆件 1(见图 4)之间的连接松动状态进行监测试验研究。图 8 为不同扭矩工况下 PZT1 接收到的应力波聚焦信号图。图 9 为 PZT1 接收到的应力波聚焦信号峰值随扭矩变化图。

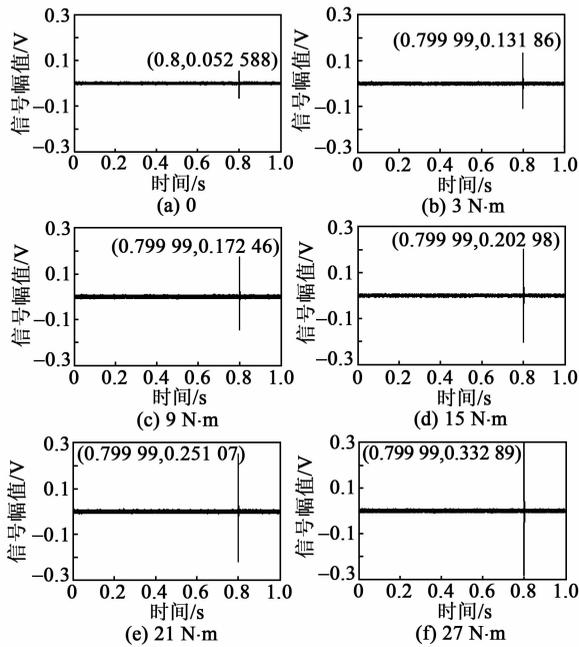


图8 不同扭矩作用下 PZT1 接收到的聚焦信号图

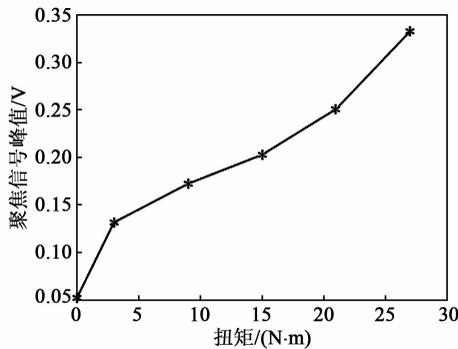


图9 PZT1 接收到的应力波聚焦信号峰值变化图

由图8可看出,不同扭矩工况下,PZT1接收到的应力波信号产生了不同程度的聚焦,说明与27 N·m工况(即完好状态)相比,其他几种工况下的节点均发生了不同程度的松动。由图9可知,针对1号杆件和中心螺栓球节点间的连接而言,随着扭矩不断增大(即节点连接越紧密),PZT1接收到的应力波信号聚焦峰值也逐渐增大。这是因为当扭矩增大时,连接变得越紧密,连接接触面积增大, $H(\omega)$ 相应增大,最终导致传感器接收的应力波信号聚焦峰值增加,与第2.1节理论推导的结论一致,证明了该方法的有效性。

为了验证所提方法的可重复性,针对与中心螺

栓球节点连接的其余5根杆件(见图4中杆件2~6),同样采用如表2所示的工况,进行和3.1节所述试验步骤一致的重复性试验,结果如图10所示。

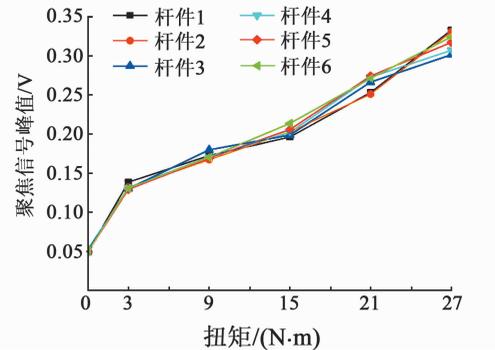


图10 在不同扭矩工况下,6根杆件上的PZT接收到的应力波聚焦信号峰值

由图10可知,随着扭矩不断增大(即节点连接越紧密),传感器接收到的应力波信号聚焦峰值越大。综上所述,基于时间反演的节点连接监测方法具有很好的可重复性和识别结果一致性。

3.3 时间反演抗噪性验证

为了验证所提方法的抗干扰能力,通过金属棒摩擦杆件的方式人为引入噪声,在此环境下重复之前的操作。图11是扭矩为3 N·m和21 N·m时,有、无人噪声时PZT1的聚焦信号图。不同扭矩时间反演的抗噪性试验结果如表3所示。由表可知,各个工况有无噪声时相对误差最大为1.961%,说明基于时间反演的聚焦信号具有较强的抗扰动能力。

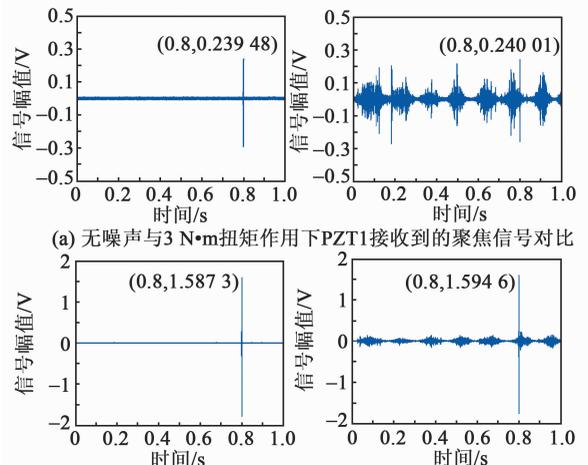


图11 无噪声与有噪声工况下聚焦信号峰值图对比

表3 时间反演抗噪性试验结果

	聚焦峰值/V					
	0	3 N·m	9 N·m	15 N·m	21 N·m	27 N·m
有噪声	0.041 7	0.239 5	0.929 9	1.493 9	1.587 3	1.836 1
无噪声	0.035 3	0.240 0	0.943 2	1.523 2	1.594 6	1.852 1
相对误差/%	0.583	0.221	1.423	1.961	0.460	0.871

4 结论

针对空间结构螺栓球节点连接松动的问题,利用外贴于螺栓球和杆件上的压电陶瓷片,分别作为驱动器和传感器,基于时间反演技术实现对节点内部螺栓松动的监测。同时,以应力波信号聚焦峰值为损伤指标,得到了损伤指标和连接松动状态的关系。基于一个螺栓球网架模型的试验研究,得到以下结论:

1) 应力波激励信号经时间反演过程后可以在波源处聚焦,实现信号重构。节点连接越紧密,接触面积越大。则穿过接触面的应力波信号越强,聚焦峰值也就越大。通过对比节点连接松动前、后应力波聚焦峰值的大小,可以确定连接松紧状态,验证了该方法的有效性。进一步通过重复试验获得了一致的结论,验证了该方法的可重复性。

2) 在抗扰动试验中,时间反演技术表现出较好的抗干扰能力,可在低信噪比的环境下正常工作,说明该方法具有一定的抗噪性,更适用于工程实际。

综上,在螺栓球和杆件上外贴压电陶瓷片,基于压电传感的时间反演技术,可以有效实现对螺栓球节点内部螺栓连接松紧状态的识别和监测,具有一定的可重复性和抗噪性。

参考文献:

- [1] 谢晓凯. 空间钢结构监测技术及结构性能研究[D]. 杭州:浙江大学, 2018.
- [2] 段先军,刘宇飞,毕登山,等. 复杂大跨空间钢结构连续倒塌分析与监测技术研究[J]. 建筑技术, 2018, 49(9): 38-41.
DUAN Xianjun, LIU Yufei, BI Dengshan, et al. Research on continuous collapse analysis and monitoring technology of complex large span space steel structures [J]. Architecture Technology, 2018, 49(9): 38-41.
- [3] 孙威,阎石,宋钢兵,等. 基于压电波动法的混凝土裂缝损伤监测技术[J]. 工程力学, 2013, 30(6): 206-211
SUN Wei, YAN Shi, SONG Gangbing, et al. Concrete crack damage monitoring technology based on piezoelectric wave method[J]. Engineering Mechanics, 2013, 30(6): 206-211.
- [4] MEI Hanfei, HAIDER M F, JOSEPH R, et al. Recent advances in piezoelectric wafer active sensors for structural health monitoring applications[J]. Sensors, 2019, 19(2): 383.
- [5] LI Weijie, LIU Tiejun, ZOU Dujian, et al. PZT based smart corrosion coupon using electromechanical impedance[J]. Mechanical Systems and Signal Processing, 2019, 129: 455-469.
- [6] CHEN J, WANG H, YU Y, et al. Loosening of bolted connections under transverse loading in timber structures[J]. Forests, 2020, 11(8): 816.
- [7] HUO Linsheng, LI Chuanbo, JIANG Tianyong, et al. Feasibility study of steel bar corrosion monitoring using a piezoceramic transducer enabled time reversal method[J]. Applied Sciences, 2018, 8(11): 2304.
- [8] JHA R, WATKINS R. Lamb wave based diagnostics of composite plates using modified time reversal method [C]//[S. l.]: 50th AIAA/ASME/ASCE/AHS/ASC Structures, Structural Dynamics, and Materials Conference 17th AIAA/ASME/AHS Adaptive Structures Conference 11th AIAA No., 2009: 2108.
- [9] 王涛,李桥,邵俊华,等. 基于时间反演法的螺栓健康监测研究[J]. 科学技术与工程, 2014, 14(19): 20-24.
WANG Tao, LI Qiao, SHAO Junhua, et al. Study on bolt health monitoring based on time reversal method [J]. Science Technology and Engineering, 2014, 14(19): 20-24.
- [10] SOUNAS D L, ALU A. Time-reversal symmetry bounds on the electromagnetic response of asymmetric structures[J]. Physical Review Letters, 2017, 118(15): 154302.
- [11] PARVASI S M, HO S C M, KONG Q, et al. Real time bolt preload monitoring using piezoceramic transducers and time reversal technique—a numerical study with experimental verification [J]. Smart Materials and Structures, 2016, 25(8): 085015.
- [12] 田振. 基于时间反演的混凝土中应力波传播特性研究[D]. 大连:大连理工大学, 2016.
- [13] 梁亚斌. 大跨斜拉桥的局部损伤监测和环境因素影响分离[D]. 大连:大连理工大学, 2016.
- [14] 陈绍蕃,顾强. 钢结构: 钢结构基础(上册)[M]. 北京: 中国建筑工业出版社, 2007.

弯扭复合模态超声电机振子的优化设计

符宝鼎¹, 李治辰², 王宏祥¹

(1. 辽宁工业大学 机械工程与自动化学院, 辽宁 锦州 121001; 2. 辽宁机电职业技术学院 机械工程系, 辽宁 丹东 118009)

摘要:针对目前超声电机振子主要采用纵振或弯振复合而较少采用扭曲振动的形式, 该文设计了一种弯扭复合模态的超声电机振子, 该振子的振动模态由一阶扭转振动模态和二阶弯曲振动模态耦合而成。采用有限元法对二阶弯曲振动模态和一阶扭转振动模态固有频率在不同振子尺寸参数下的规律进行分析, 并将这些规律拟合为两个多维函数的基础上, 以提高二阶弯曲振动模态和一阶扭转振动模态固有频率一致性为目标, 采用最速下降法对振子结构进行优化设计。实验结果表明, 优化设计后振子的二阶弯曲和一阶扭转振动固有频率一致性较优化前有明显提高。

关键词:复合模态; 超声电机; 振子; 弯曲振动; 扭转振动

中图分类号: TN384; TM356 **文献标志码:** A

Optimal Design of Ultrasonic Motor Vibrator with Bending-Torsion Compound Mode

FU Baoding¹, LI Zhichen², WANG Hongxiang¹

(1. College of Mechanical Engineering and Automation, Liaoning University of Technology, Jinzhou 121001, China;

2. Dept. of Mechanical Engineering, Liaoning Mechatronic College, Dandong 118009, China)

Abstract: At present, the ultrasonic motor vibrator mainly adopts the longitudinal vibration or bending vibration compound and less torsional vibration mode is used. In this paper, an ultrasonic motor vibration with bending-torsion compound mode is designed. The vibration mode of the vibrator is composed by the first-order torsional vibration mode and the second-order bending vibration mode. The finite element method is used to analyze the laws of the natural frequencies of the second-order bending vibration mode and the first-order torsional vibration mode at the different parameters of the vibrator sizes, and these laws are fitted into two multidimensional functions. Based on this, the fastest descent method is used to optimize the design of the vibrator structure to improve the consistency of the natural frequencies of the second-order bending vibration mode and the first-order torsional vibration mode. The experimental results show that the consistency of the natural frequencies of the second-order bending mode and the first-order torsional vibrational vibration mode is significantly improved after the design is optimized.

Key words: compound mode; ultrasonic motor; vibrator; bending vibration; torsion vibration

0 引言

超声电机作为一种新型的动力装置, 以其能量密度大, 响应速度快及定位精确等优良性能, 得到了广泛的研究, 具有广阔的应用前景^[1]。

与传统电机的电磁感应原理不同, 超声电机通过逆压电效应将高频驱动电源的电信号转化为振子的椭圆形振动信号, 产生摩擦力以驱动动子的运动^[2]。为获得振子的椭圆形振动轨迹, 需生成相互

垂直方向上的两个一维振动, 如 Li 等^[3]利用一阶纵振模态与二阶弯振模态复合研制出了一种纵-弯复合模态的小型直线超声电机, 实现了驱动端的椭圆运动轨迹; 张健滔等^[4]提出了一种双翼形直线超声电机机构型, 将压电陶瓷片贴在圆柱外两翼, 通过两翼弯曲振动模态实现椭圆轨迹; Daisuke Yamaguchi 等^[5]利用接触点的纵振与弯曲振动正交, 从而形成了椭圆驱动轨迹。

目前超声电机振子的振动均采用纵振或弯曲振

收稿日期: 2020-08-01

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(51505206); 辽宁省自然科学基金资助项目(201602376)

作者简介: 符宝鼎(1980-), 男(满族), 辽宁锦州人, 讲师, 硕士, 主要从事机械设计及理论、先进传动技术的研究。

动形成,较少采用扭曲振动形式。对于压电材料而言,切线极化的扭振压电陶瓷的压电应变常数较大,在相同电能信号下,可产生更强的输出力。因此,本文设计了一种“弯曲+扭曲”复合模态的超声电机振子,为提高超声电机效率和驱动力提供了理论指导与借鉴。

1 弯扭复合模态超声电机振子结构设计

本文设计的超声电机振子可视为自由梁结构,自由梁的弯曲模态和扭转模态组成了振子的工作模态。其工作原理如下:

在一个振动周期内,超声电机振子二阶弯曲振动模态的形态会发生改变(见图 1)。由图可知,二阶弯曲振动变化过程由初始状态开始,到振动变形的前半周期,待其结束回到初始状态,再到振动变形的后半周期。使驱动足 A、B 在一个振动周期内交替到达弯曲变形的幅值峰值点,且两驱动足的运动方向相反、相位相差 180°。

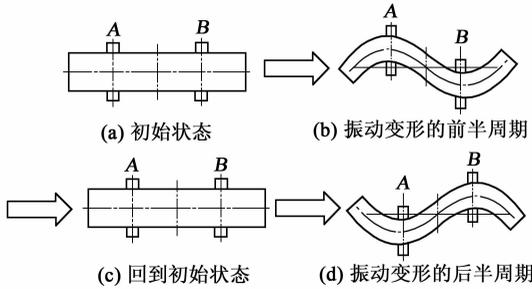


图 1 二阶弯曲振动变形过程

在一个振动周期内,超声电机振子一阶扭转振动模态的形态同样也会发生改变(见图 2)。由图可知,一阶扭转振动变化过程由初始状态开始,到振动变形的前半周期,待其结束回到初始状态,再到振动变形的后半周期。使驱动足 A、B 在一个振动周期内交替到达弯曲变形的幅值峰值点,且两驱动足的运动方向相反、相位相差 180°。

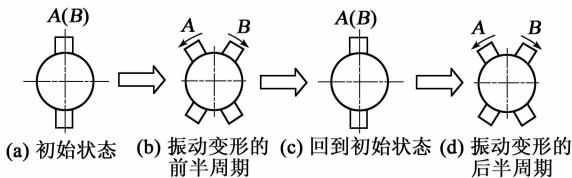


图 2 一阶扭转振动的变形过程

综合图 1 中弯曲振动与图 2 中扭转振动,即可获得驱动足 A、B 的椭圆运动。图 3 为弯扭复合型振子驱动原理,由图可知,要使驱动足 A 做椭圆运动,振子工作状态须为“弯曲变形状态(见图 1(b))+

扭转变形状态(见图 2(b))”的组合;而要使驱动足 B 做椭圆运动,振子工作状态则须为“弯曲变形状态(见图 1(d))+扭转变形状态(见图 2(d))”的组合。

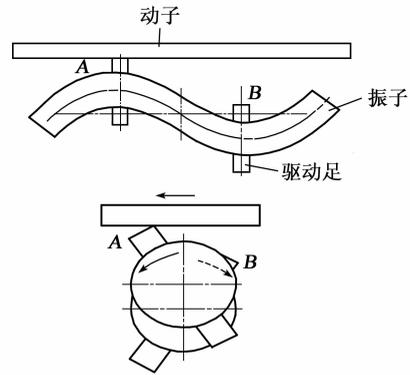


图 3 弯扭复合型振子驱动原理(驱动足 A 工作)

驱动足 A、B 在一个振动周期内交替工作且同向驱动动子。驱动足 A 在前半周期工作,驱动足 B 在后半周期工作。当改变弯曲、扭转模态相位差时,动子运动方向得以改变。

为保证弯扭振动的协同性,应设计相等的扭转振动模态和弯曲振动模态频率。为此,想要调整两种模态的固有频率,可以通过改变弯扭复合模态直线超声电机振子的横截面大小和振子长度来实现。扭转振动固有频率^[6]为

$$\omega_{nn} = \frac{n\pi}{l} \sqrt{\frac{G}{\rho}} \quad (1)$$

式中: ω_{nn} 为扭转振动模态的固有频率; n 为扭转振动模态的阶数; l 为杆的长度; G 为杆材料的剪切模量; ρ 为杆的密度。

弯曲振动固有频率为

$$\omega_{nw} = \frac{\lambda_i^2 D}{8\pi l^2} \sqrt{\frac{E}{\rho}} \quad (2)$$

式中: ω_{nw} 为弯曲振动模态的固有频率; λ_i 为弯曲振动不同阶数对应的波长; i 为振动阶数; D 为杆的直径; E 为弹性模量。

令 $\omega_{nn} = \omega_{nw}$, 以达到使弯曲振动模态和扭转振动模态的固有频率保持一致的目的,由此可得设计条件为

$$64Gl^2 = \lambda_i^4 D \quad (3)$$

依据这一条件,初步设计满足式(3)的 D 和 l 。为了在振子上安放压电陶瓷,确定整体振子结构如图 4 所示。

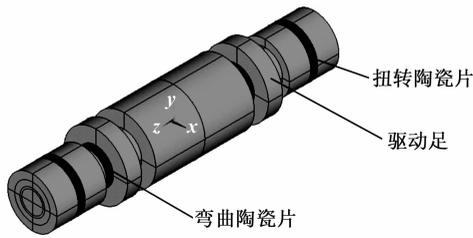


图4 振子三维结构

2 弯扭复合模态超声电机振子尺寸优化

本文设计的振子构型包括7个尺寸,如图5所示。采用有限元法分析了7个尺寸对弯曲振动模态与扭转振动模态的影响规律,以二者频率差最小为目标,获得尺寸最优值。图中, L_1 和 L_2 为振子中扭转陶瓷片两侧圆柱长度, L_3 为驱动足长度, L_4 为振子主体结构长度, R_1 为弯曲陶瓷片半径, R_2 为扭转陶瓷片半径, R_3 为驱动足半径。

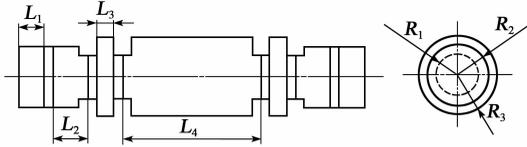
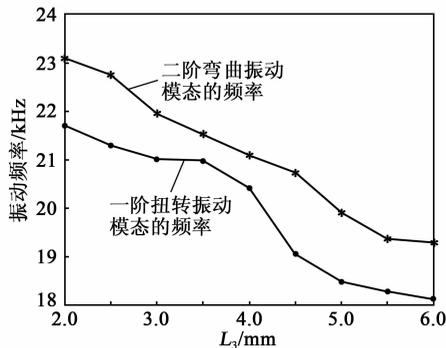


图5 振子尺寸

图6为 L_3 对弯曲、扭转模态频率的影响规律。

图6 L_3 对扭转、弯曲振动模态的影响规律

利用有限元法分析弯曲、扭转模态随7个参数的变化规律,将分析结果拟合合成两个函数,即将弯曲模态固有频率与7个尺寸的关系拟合合成:

$$\omega_w = f_w(L_1, L_2, L_3, L_4, R_1, R_2, R_3) \quad (4)$$

式中 f_w 为弯曲模态固有频率与7个尺寸的关系函数。

将扭转模态固有频率与7个尺寸的关系拟合合成:

$$\omega_n = f_n(L_1, L_2, L_3, L_4, R_1, R_2, R_3) \quad (5)$$

式中 f_n 为扭转模态固有频率与7个尺寸的关系函数。

这样,以两个模态频率一致性高为目标的优化问题数学模型即可表示为

$$\begin{aligned} \min f &= (f_w - f_n)^2 \\ \text{s. t. } &4 \leq L_1 \leq 8, 6 \leq L_2 \leq 10, \\ &2 \leq L_3 \leq 6, 30 \leq L_4 \leq 34, \\ &4.6 \leq R_1 \leq 5.4, 6.6 \leq R_2 \leq 7.4, \\ &8.6 \leq R_3 \leq 9.4 \end{aligned} \quad (6)$$

式(6)中的约束条件为有限元分析时的各参数定义域。

采用最速下降法求解式(6)所示的优化问题,记第 k 次迭代后的参数结果为 $\mathbf{L}_k = (L_1, L_2, L_3, L_4, R_1, R_2, R_3)^T$,则迭代计算过程为

$$\mathbf{L}_{k+1} = \mathbf{L}_k - [\nabla^2 f(\mathbf{L}_k)]^{-1} \nabla f(\mathbf{L}_k) \quad (7)$$

式中 $\nabla f(\mathbf{L})$ 和 $\nabla^2 f(\mathbf{L})$ 分别为目标函数 f 的梯度和海森阵,计算公式为

$$\nabla f(\mathbf{L}) = \left(\frac{\partial f}{\partial L_1}, \frac{\partial f}{\partial L_2}, \frac{\partial f}{\partial L_3}, \frac{\partial f}{\partial L_4}, \frac{\partial f}{\partial R_1}, \frac{\partial f}{\partial R_2}, \frac{\partial f}{\partial R_3} \right)^T \quad (8)$$

$$\nabla^2 f(\mathbf{L}) = \begin{bmatrix} \frac{\partial^2 f}{\partial L_1^2} & \cdots & \frac{\partial^2 f}{\partial L_1 \partial R_3} \\ \vdots & & \vdots \\ \frac{\partial^2 f}{\partial R_3 \partial L_1} & \cdots & \frac{\partial^2 f}{\partial R_3^2} \end{bmatrix} \quad (9)$$

以各个参数定义域范围的中间值作为初值,代入式(7)中进行优化迭代求解,以两次迭代结果之差的二范数不超过设定的误差极限和迭代次数为双重结束条件,得到最终的7个结构参数尺寸如表1所示。

表1 振子的结构参数尺寸 单位:mm

L_1	L_2	L_3	L_4	R_1	R_2	R_3
6.0	8.0	3.5	32.5	5.0	7.0	9.0

3 实验测试

根据表1中的设计尺寸,加工出本文设计的弯扭复合模态超声电机振子如图7所示。搭建振子性能测试系统如图8所示,对振子的弯曲及扭转模态固有频率进行测试分析。同时,为了验证本文优化设计的效果,将优化前后的振子进行了对比测试。



图7 弯扭复合模态超声电机振子

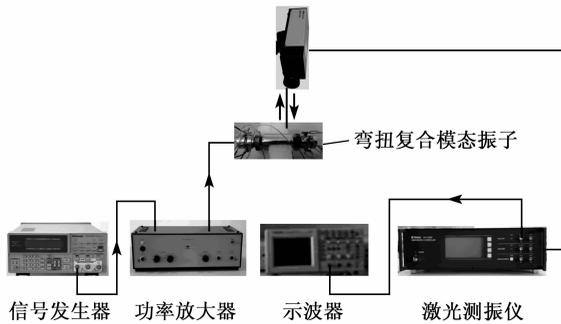


图8 振子性能测试系统

经测试可得优化设计前,弯扭复合模态超声电机振子的一阶扭转振动模态和二阶弯曲振动模态的固有频率分别为 21.052 kHz 和 20.358 kHz,二者频率差为 0.694 kHz;在以提高频率一致性为目标进行优化设计后,弯扭复合模态超声电机振子的一阶扭转振动模态及二阶弯曲振动模态的固有频率分别为 21.409 kHz 和 21.077 kHz,频率差降低为 0.332 kHz,二者一致性具有明显提高,验证了提出的优化设计方法的有效性。

4 结束语

本文针对目前超声电机振子主要采用纵振、弯曲振动,却较少采用扭曲振动形式的特点,设计了一种弯扭复合模态超声电机振子,并以弯曲、扭转模态固有频率一致性高为目标,在有限元分析拟合振子结构尺寸与两个固有频率关系之间多维函数的基础上,采用最速下降法对其具体尺寸进行了优化设计,实验结果验证了设计过程的有效性。

参考文献:

- [1] 郭语,陆庆,孙志峻,等. 行波型球形超声电机定子的优化设计[J]. 压电与声光,2020,42(1):77-82.
GUO Yu, LU Qing, SUN Zhijun, et al. Optimization design of stator for traveling wave spherical ultrasonic motor [J]. Piezoelectrics & Acousto-optics, 2020, 42(1):77-82.
- [2] 范佳丽,张彦虎,周玉华,等. 新型面内纵-弯复合型直线超声电机研究[J]. 压电与声光,2019,41(6):819-823.
FAN Jiali, ZHANG Yanhu, ZHOU Yuhua, et al. Study on a novel in-plane longitudinal-bending compound linear ultrasonic motor[J]. Piezoelectrics & Acousto-optics, 2019, 41(6):819-823.
- [3] LI Xiaotian, CHEN Jianguo, CHEN Zhijiang, et al. A high-temperature double-mode piezoelectric ultrasonic linear motor[J]. Applied Physics Letters, 2012, 101(7):072902.
- [4] 张健滔,李朝东. 双翼形直线超声波电动机[J]. 微特电机,2014(1):5-8.
ZHANG Jiantao, LI Chaodong. A double-wing-shaped linear ultrasonic micromotor[J]. Small and Special Electrical Machines, 2014(1):5-8.
- [5] YAMAGUCHI D, KANDA T, SUZUMORI K, et al. Ultrasonic motor using two sector-shaped piezoelectric transducers for sample spinning in high magnetic field [J]. Journal of Robotics and Mechatronics, 2013, 25(2):384-391.
- [6] 李治辰. 弯扭复合模态直线超声电机的研究[D]. 锦州:辽宁工业大学,2014.

《压电与声光》免费索阅卡

姓名: _____ 职务: _____ 职称: _____ 单位: _____
地址: _____ 邮编: _____ 电话: _____
企业产品: _____

索阅期号: _____ 年 _____ 月(每次仅限壹期)

复印有效

基于多模态复合型压电振子的球形超声电机

郭语¹,刘昊瞳²,杨建林³,刘祥建¹

(1.金陵科技学院机电工程学院,江苏南京211169;2.南京航空航天大学机电学院,江苏南京210016;
3.南京航空航天大学机械结构力学与控制国家重点实验室,江苏南京210016)

摘要:该文提出了一种基于多模态复合型压电振子驱动的球形超声电机。利用单个振子的一阶弯振模态、一阶纵振模态和弯-弯振动组合模态实现驱动足的二自由度驱动,通过两个空间垂直布置的压电振子的合成驱动实现球转子的三自由度转动。利用 Ansys Workbench 有限元软件对振子进行模态分析和谐响应分析,并优化设计其结构参数。加工制作了原型样机,并测试了不同预压力下的频率转速特性。结果表明,当预压力为 10 N 时, x 、 y 轴最大空载转速可达 130 r/min,采用异步并联驱动方式的 z 轴最大空载转速可达 155 r/min。

关键词:球形超声电机;三自由度;压电振子;多模态

中图分类号:TN384;TM356 **文献标志码:**A

Spherical Ultrasonic Motor Based on Multi-mode Composite Piezoelectric Vibrator

GUO Yu¹, LIU Haotong², YANG Jianlin³, LIU Xiangjian¹

(1. School of Mechatronic Engineering, Jinling Institute of Technology, Nanjing 211169, China;
2. College of Mechanical & Electrical Engineering, Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, Nanjing 210016, China; 3. State Key Laboratory of Mechanics and Control of Mechanical Structures, Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, Nanjing 210016, China)

Abstract: A spherical ultrasonic motor driven by multi-mode composite piezoelectric vibrators is presented. The two degree of freedom motion of the driving foot is realized by using the first-order bending vibration mode, the first-order longitudinal vibration mode and the combined bending-bending vibrations mode of a single vibrator, and the three degree of freedom rotation of the spherical rotor is realized by the synthesis driving of two piezoelectric vibrators arranged vertically in space. The Ansys Workbench finite element software is used to conduct the modal analysis and harmonious response analysis of the vibrator, and its structure parameters are optimized. A prototype of the spherical ultrasonic motor is fabricated and the characteristics of frequency vs rotation speed under different preload are tested. The results show that when the pre-pressure is 10 N, the maximum no-load rotation speed around x and y axis can reach 130 r/min, and the maximum no-load rotation speed around z axis with asynchronous parallel driving mode can reach 155 r/min.

Key words: spherical ultrasonic motor; three degree of freedom; piezoelectric vibrator; multi-mode

0 引言

超声电机具有低速大转矩,无电磁干扰,断电自锁,响应快,定位精度高及易于实现多自由度驱动等优点^[1]。球形超声电机是近些年发展起来的多自由度超声电机,它通过单个振子的多模态组合或多个振子的组合产生球转子的多自由度输出,在航空航天、精密定位仪、机器人关节、人工眼球等领域取得了相关应用^[2-5]。

自 20 世纪 90 年代以来,各种各样的球形超声电机被研制出来。MASHIMO 等^[6]研制出一种旋转型行波球形超声电机,该电机通过 3 个相互间成 120°的定子进行驱动。金龙等^[7]和李志荣等^[8]研制出的圆柱-球体多自由度超声电机,通过不同方式复合 2 个二阶弯振和 1 个一阶纵振以实现球转子的多自由度驱动。李小云等^[9]对纵弯复合模式多自由度超声电机的振动特性进行了研究,并提出了纵弯

收稿日期:2020-09-22

基金项目:江苏省自然科学基金资助项目(BK20170119);金陵科技学院科研孵化基金资助项目(jit-fhxm-201916)

作者简介:郭语(1984-),男,安徽亳州人,讲师,博士,主要从事超声电机应用、人机交互机器人等方面的研究。E-mail: guoyu0834@163.com。

振动频率方程的修正方法。NISHIZAWA 等^[10]研制了一种适用于空间的球形超声电机,该电机可在 $-120\text{ }^{\circ}\text{C}$ 的低温环境下工作。SHI 等^[11]研制了一种小型环形超声电机,用于人眼球定位系统,该超声电机利用环形复合定子,采用轴向弯曲模态和面内非轴对称模态的组合,在4个驱动足处产生3个方向的椭圆运动,驱动球转子三自由度转动。胡锡幸等^[12]设计出一种基于自动定心结构的球形超声电机,使定子可以柔顺的压在球转子上,该电机力矩为 $0.12\text{ N}\cdot\text{m}$,空载转速为 90 r/min 。对于多自由度球形超声电机的研究,仍存在一些问题,即:

1) 一些电机依靠磁力或转子自重提供预压力,缺少机构约束,难以实际应用。

2) 多定子组合形式的电机,其多个定子的运动之间存在驱动耦合,会影响电机的输出效率。

本文提出一种基于多模态复合型压电振子的三自由度超声电机,通过4个万向球轮对球转子进行几何约束,利用两个振子的一阶弯振模态、一阶纵振模态及弯-弯振动组合模态实现球转子的三自由度运动。对振子结构进行了仿真与优化设计,并制作了原型样机。

1 电机结构与工作原理

1.1 电机结构

图1为本文设计的超声电机。两个压电振子的驱动足抵在球转子水平截面直径最大处,且呈 90° 分布。通过粘贴在压电振子上压电陶瓷的逆压电效应,使振子驱动足产生空间运动,并在预压力的作用下利用摩擦驱动球转子转动。球转子直径为 $\varnothing 40\text{ mm}$,选用氮化硅材料制成,具有高硬度和高耐磨性,依靠4个万向球轮进行空间4点限位约束,可起到自由旋转时尽量减小摩擦的作用。

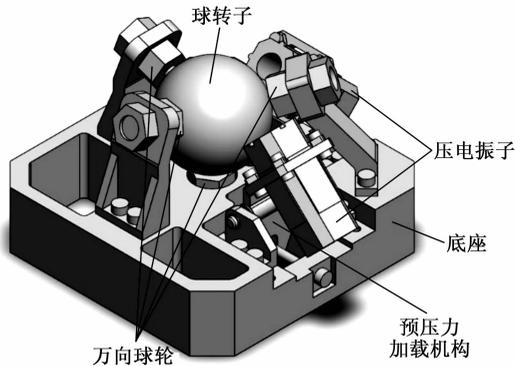


图1 超声电机结构

压电振子(见图2)采用中间有通孔的方柱式结构,4个侧面各贴有I、II、III、IV号压电陶瓷片(规格为 $10\text{ mm}\times 20\text{ mm}\times 0.5\text{ mm}$)。振子的4条棱边做倒角处理,并各加工一连接耳用于装夹。为了最大化利用振子,防止单个驱动足磨损后导致无法工作,造成材料的浪费,振子上端4个面上各加工一驱动足。主要结构参数的初值:通孔直径为 $\varnothing 8\text{ mm}$,振子长为 40 mm ,宽为 16 mm ,倒角为 $C2.5$ 。

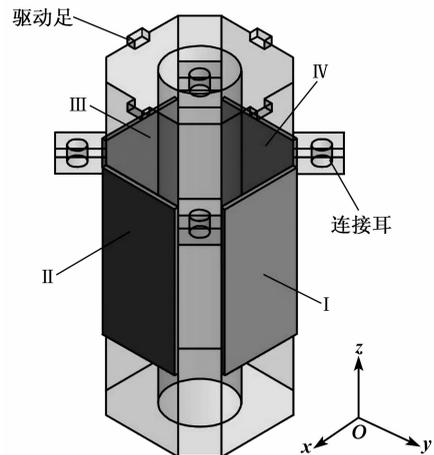


图2 压电振子结构

压电振子的预压力加载机构原理图如图3所示。通过旋转螺栓压缩弹簧,在支撑板的杠杆作用下将振子驱动足压在球转子表面。预压力大小可通过弹簧刚度和螺栓旋进距离进行估算。

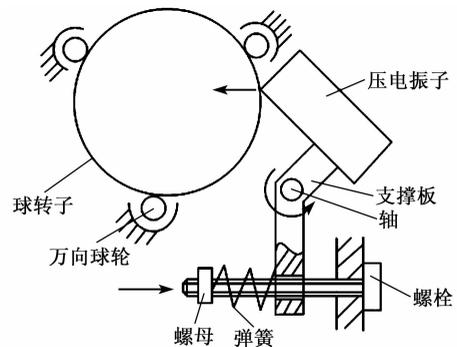


图3 预压力加载机构原理

1.2 工作原理

图4为单个压电振子的3种振动模式。同时给I、III号压电陶瓷片通同相激励电压,可激发振子的一阶纵振,球转子在驱动足的推动下绕 x 轴正转(见图4(a));同时给I、III号压电陶瓷片通反相激励电压,可激发振子的一阶弯振,球转子在驱动足的推动下绕 x 轴反转,如图4(b)所示。当I、II、III、

IV号压电陶瓷片分别通 \sin 、 \cos 、 $-\sin$ 和 $-\cos$ 激励电压,且频率与一阶弯振模态频率相近时,振子激发出的2个弯振模态在空间和时间上各相差 $\pi/2$ 相位,即弯-弯振动组合模态(见图4(c)),振子做“摇头”运动,从而形成端面驱动足的椭圆运动,驱动球转子绕 z 轴旋转;当I、II、III、IV号压电陶瓷片分别通 \cos 、 \sin 、 $-\cos$ 和 $-\sin$ 的激励电压,即可实现驱动足的反向运动,此时球转子反转。

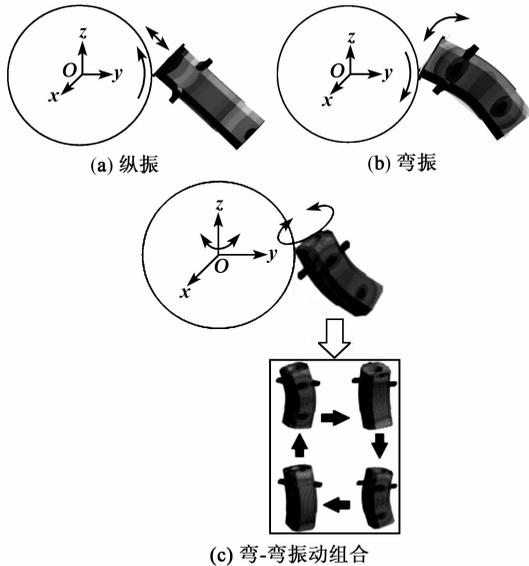


图4 3种振动模式

利用两个振子的多个模态的复合,可实现球转子的3个自由度运动,如图5所示。当其中一个振子驱动时,由于另一个振子的驱动足与球转子为点接触,且接触点在旋转中心上,因此并不会对旋转运动起阻碍作用;当两个振子同时工作在弯-弯振动模态,可实现球转子绕 z 轴的旋转运动。

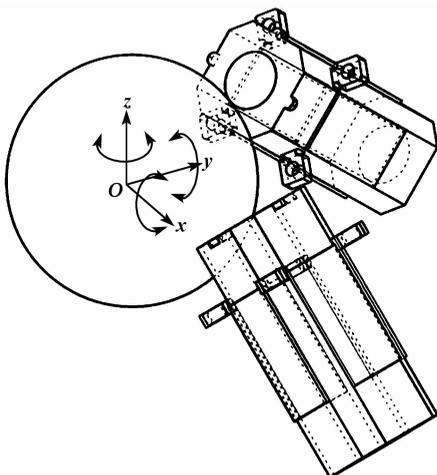


图5 球转子三自由度运动状态

2 振子的有限元分析与优化设计

由上述超声电机工作原理可知,由于本文所设计的球形超声电机的多自由度运动是由两个压电振子的独立驱动合成的,不需要考虑弯振与纵振的模态频率一致性问题。因此,在进行电机设计时,主要考虑振子的弯振与纵振能否激发驱动足的足够振幅。

2.1 模态分析与谐响应分析

在Solidworks中建立振子参数化模型并导入Ansys Workbench,振子弹性体材料为9Cr18钢,压电陶瓷片材料为PZT-4。采用Hex Dominant法对振子模型进行网格划分,设置边界条件(4个连接耳施加固定约束)后进行模态分析,计算前20阶振子模态的频率与振型,并从中筛选出一阶弯振与一阶纵振及其相邻模态频率,如表1所示。

表1 一阶弯振与纵振及其相邻模态频率

阶数	振动频率/Hz	振动模态	阶数	振动频率/Hz	振动模态
6	26 290	非工作模态	10	60 895	面内振动
7	38 858	一阶弯振	11	63 763	面内振动
8	38 864	一阶弯振	12	64 329	一阶纵振
9	46 717	扭振	13	68 469	二阶弯振

由表1可知,所利用的一阶弯振工作模态有2个简并模态,在空间上存在 $\pi/2$ 相位差。一阶弯振与一阶纵振之间存在1个扭振模态和2个面内振动模态,且其中一个面内振动模态频率与一阶纵振频率较接近,需要调节振子结构尺寸进行改善。

以图2所示振子结构为例,其局部坐标系 z 轴沿纵向方向。当振子工作在一阶弯-弯振动的工作模态下,驱动足沿 x 、 y 方向的位移响应函数可分别描述为

$$u_x(t) = W_x \sin(\omega t + \alpha) \quad (1)$$

$$u_y(t) = W_y \sin(\omega t + \beta) \quad (2)$$

式中: W_x 、 W_y 分别为驱动足沿 x 、 y 方向的最大振幅; ω 为激励的角频率; α 、 β 分别为两相激励信号的初始相位。当 α 与 β 的相位差为 $\pi/2$ 时,驱动足的轨迹方程为

$$\left[\frac{u_x(t)}{W_x} \right]^2 + \left[\frac{u_y(t)}{W_y} \right]^2 = 1 \quad (3)$$

由式(3)可知,驱动足在振子做弯-弯振动时的运动轨迹是椭圆,且振幅取决于单相弯振振幅。

对振子进行谐响应分析,压电陶瓷片的压电矩

阵、刚度矩阵和介电常数矩阵参考文献[13]进行设置。给压电陶瓷片通幅值为 200 V 的激励电压,分别测得在一阶弯振工作模式频率下的驱动足最大振幅为 $3.08 \mu\text{m}$,一阶纵振工作模式频率下的最大振幅为 $1.38 \mu\text{m}$ 。因此,当采用低阶振型工作模式时,在一阶弯振与一阶纵振工作频率下驱动足的振幅均超过 $1 \mu\text{m}$,由于一阶纵振工作频率较一阶弯振工作频率高,其振幅明显较小。

2.2 振子的优化设计

为使激振效果最佳,压电陶瓷片一般布置在纵振的节线处或弯振的波峰处^[1],由于该振子的一阶纵振节线和一阶弯振波峰都处于其长度中间位置,因此,压电陶瓷片沿长度方向对称粘贴。

倒角上的 4 个连接耳的作用是通过边界位移约束固定整个振子,连接耳对振子振动的影响因素有本体尺寸和安装位置两个方面。在保证强度的情况下,应尽可能减小连接耳尺寸以降低对定子模式的影响,因此,其尺寸采取最小原则进行确定;一般情况下,连接耳安装在振动节点处对振动的影响最小。为了尽量减小电机整体尺寸,本文将连接耳布置在一阶弯振的节点处,即与端面的距离为长度的 $1/4$ 。考虑到电机整体和压电陶瓷片的尺寸限制,振子宽度和倒角尺寸维持初值不变,则振子的尺寸参数可以调整的只有通孔直径 D 和长度 L ,如图 6 所示。

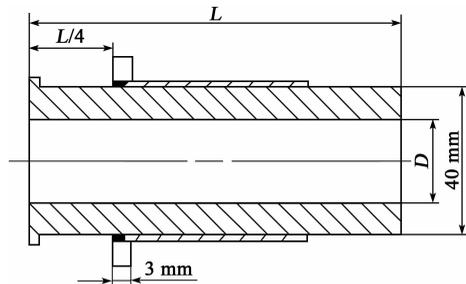


图 6 振子结构参数

经过对 D 和 L 两个结构参数的灵敏度分析发现, D 对一阶弯振频率的影响较小,对面内振动和二阶弯振频率影响最大,对一阶纵振频率影响次之,都为负相关; L 对一阶弯振和一阶纵振的频率影响较大,对面内振动和二阶弯振频率影响较小,均为负相关。在初值邻近范围内,其对振幅的影响均较小,虽然增大 L 可增加驱动足振幅,但受到电机整体尺寸所限,增加效果有限。综上所述,确定 L 取初值 40 mm,调节 D 进行工作模式与干扰模式的分离。通过对多组不同数值的 D 参数进行模态分析与谐

响应分析,确定当 $D=8.3 \text{ mm}$ 时可获得理想效果,干扰模式与工作模式频率的差值均为 2 kHz 以上,一阶弯振振幅为 $3.13 \mu\text{m}$,一阶纵振振幅为 $1.39 \mu\text{m}$ 。

3 样机空载转速测试

加工和装配后球形超声电机实物如图 7 所示,轴和支撑板的材料分别选用 45 钢和 6061 铝合金,并在 Ansys Workbench 中进行强度和刚度校核。为了确定电机的最佳工作频率,进行了 3 个方向不同预压力下的频率转速特性测试。利用信号发生器 (Tektronix AFG31021) 产生频率可调的交变激励信号,通过高频功率放大器 (佛能 HFVA-42) 输入给压电陶瓷片,激励电压峰-峰值为 300 V,测试结果如图 8~10 所示。由于转子的球形结构使转速的精确测量较难实现,本文采用在球转子表面粘贴标记的方式,利用计时器观测一段时间内的旋转圈数以测算其稳态转速。

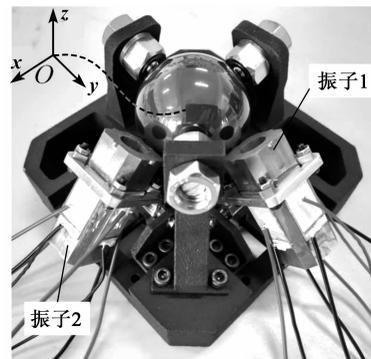
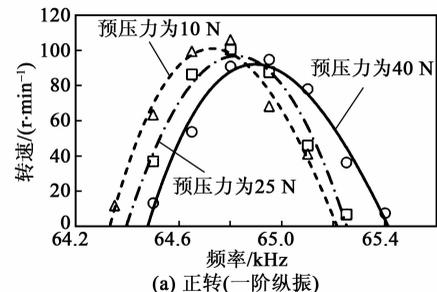
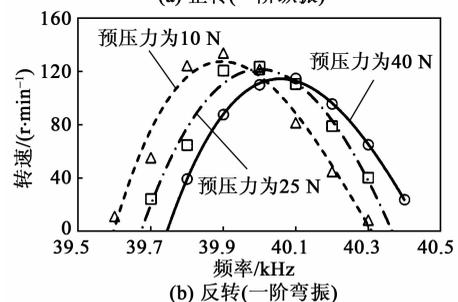


图 7 电机实物图



(a) 正转(一阶纵振)



(b) 反转(一阶弯振)

图 8 x 轴空载转速

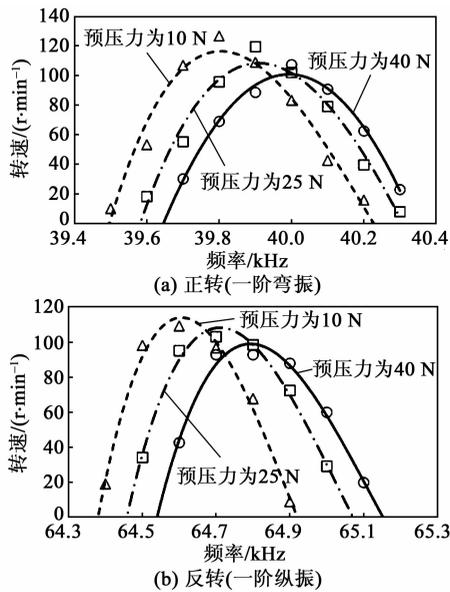


图9 y轴空载转速

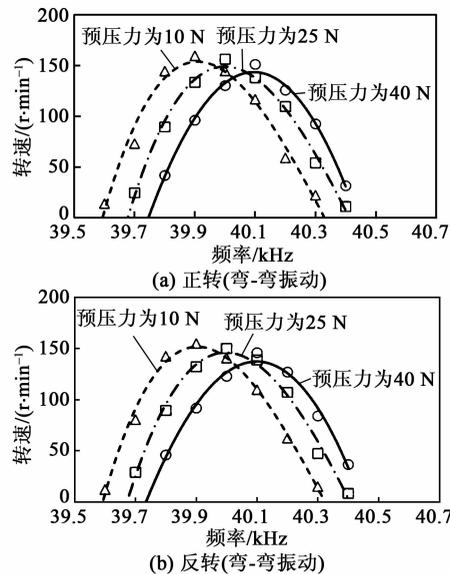


图10 z轴空载转速

图8为电机绕 x 轴正、反转的频率转速曲线,分别由振子1的一阶纵振和一阶弯振激励驱动。由图可知,当预压力为10 N时,最大正转空载转速达到105 r/min,对应的工作频率约为64.7 kHz,最大反转空载转速达到130 r/min,对应的工作频率约为39.9 kHz。由于一阶弯振和一阶纵振的振形和工作模态频率范围不同,因此正、反转的最大转速有一定的差异。随着预压力的增加,最大空载转速降低,且驱动频率有右移的趋势,即工作模态频率增加。分析其原因主要是由于预压力的施加改变了接触界面对振子驱动足的边界条件,增加了振子振动的等效刚度,从而造成工作模态频率的增加。

图9为电机绕 y 轴正、反转的频率转速曲线,分别由振子2的一阶弯振和一阶纵振激励驱动。由图可知,在相同的预压力和工作模式下,绕 y 轴转速与绕 x 轴转速有少量差异。分析其原因主要是由于两个振子弹性体的加工、装配误差及压电陶瓷片的粘贴工艺不一致导致。

图10为电机绕 z 轴正、反转的频率转速曲线,在该工作模式下,振子1、2均工作在弯-弯振动模式。为了避免两个振子在同步工作时,因弯振工作频率差异造成的驱动不一致现象,本文选择文献[14]中的异步并联驱动方式施加激励电压,即振子1、2的激励电压相位差为 180° ,理论上可以实现两个振子的驱动足交替驱动球转子,从而提高工作效率和转速。由图10可知,绕 z 轴最大空载转速可达155 r/min,与单纯一阶弯振驱动时相比,其最大空载转速提高了19.2%。

4 结论

1) 利用两个空间正交布置的振子的一阶弯振、一阶纵振及弯-弯振动组合,实现了球转子的三自由度转动,不需考虑模态调节一致性问题,结构设计更灵活。

2) 使用万向球轮对球转子进行空间4点约束,使结构更稳定可靠并尽量减少摩擦。弹簧-杠杆式预压力加载机构,可有效实现振子与球转子间的预压力稳定定量加载。

3) 测试了电机分别在不同预压力下,3个方向的频率转速特性。结果表明,当预压力为10 N时, x 、 y 轴的最大空载转速可达130 r/min, z 轴的最大空载转速可达155 r/min。增大预压力将导致最大空载转速的降低和工作频率的升高。

由于球形转子的特殊性,尚未实现对电机不同方向输出转矩的精确测量。下一步工作将设计搭建适用于该球形超声电机的机械特性测试台,以全面了解电机在不同预压力下的转矩、转速特性。

参考文献:

- [1] 赵淳生. 超声电机技术与应用[M]. 北京: 科学技术出版社, 2007.
- [2] SHEN S C, HUANG J C. Design and fabrication of a high-power eyeball-like microactuator using a symmetric piezoelectric pusher element[J]. Journal of Microelectromechanical Systems, 2010, 19(6): 1470-1476.
- [3] HOSHINA M, MASHIMO T, FUKAYA N, et al.

- Spherical ultrasonic motor drive system for camera orientation in pipe inspection [J]. *Advanced Robotics*, 2013, 27(3): 199-209.
- [4] ZHANG X, ZHANG G, NAKAMURA K, et al. A robot finger joint driven by hybrid multi-DOF piezoelectric ultrasonic motor [J]. *Sensors and Actuators A: Physical*, 2011, 169(1): 206-210.
- [5] 郭语, 陆庆, 孙志峻, 等. 行波型球形超声电机定子的优化设计[J]. *压电与声光*, 2020, 42(1): 77-82.
GUO Yu, LU Qing, SUN Zhijun, et al. Optimal design of travelling wave spherical ultrasonic motor stator [J]. *Piezoelectrics & Acousto-optics*, 2020, 42(1): 77-82.
- [6] MASHIMO T, TOYAMA S, ISHIDA H. Design and implementation of spherical ultrasonic motor [J]. *IEEE Transactions on Ultrasonics Ferroelectrics & Frequency Control*, 2009, 56(11): 2514-2521.
- [7] 金龙, 胡敏强, 顾菊平, 等. 一种新型圆柱定子 3 自由度球形压电超声电机 [J]. *东南大学学报(自然科学版)*, 2002, 32(4): 620-623.
JIN Long, HU Minqiang, GU Juping, et al. A new type of 3-dof spherical piezoelectric ultrasonic motor with cylindrical stator [J]. *Journal of Southeast University (Natural Science Edition)*, 2002, 32(4): 620-623.
- [8] 李志荣, 赵淳生, 黄卫清. 圆柱形三自由度超声电机定子的结构动力学优化分析 [J]. *振动工程学报*, 2005, 18(4): 471-474.
LI Zhirong, ZHAO Chunsheng, HUANG Weiqing. Structural dynamics optimization analysis of cylindrical 3-dof ultrasonic motor stator [J]. *Journal of Vibration Engineering*, 2005, 18(4): 471-474.
- [9] 李小云, 张小凤, 郝君宇, 等. 多自由度超声电机振动频率的修正 [J]. *压电与声光*, 2012, 34(6): 877-881.
LI Xiaoyun, ZHANG Xiaofeng, HAO Junyu, et al. The frequency modification of vibration for multi-DOF ultrasonic motor [J]. *Piezoelectrics & Acousto-optics*, 2012, 34(6): 877-881.
- [10] NISHIZAWA U, OOHASHI T, TOYAMA S. Evaluation of spherical ultrasonic motor for space in low temperature condition [J]. *Journal of Vibroengineering*, 2017, 19(7): 5170-5181.
- [11] SHI S, HUANG Z, YANG J, et al. Development of a compact ring type MDOF piezoelectric ultrasonic motor for humanoid eyeball orientation system [J]. *Sensors and Actuators A: Physical*, 2018, 272: 1-10.
- [12] 胡锡幸, 郭吉丰. 3 个行波定子的 2 自由度球形超声波电机 [J]. *中国电机工程学报*, 2010, 30(9): 62-67.
HU Xixing, GUO Jifeng. Spherical 2-dof ultrasonic motor with three traveling wave stator [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2010, 30(9): 62-67.
- [13] LIU Y, YAN J, WANG L, et al. A two-DOF ultrasonic motor using a longitudinal-bending hybrid sandwich transducer [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2019, 66(4): 3041-3050.
- [14] 王金鹏, 金家楣, 赵淳生. 用于精密定位平台的直线超声电机的异步并联 [J]. *光学精密工程*, 2011, 19(11): 2693-2702.
WANG Jinpeng, JIN Jiamei, ZHAO Chunsheng. Asynchronous bundling of linear ultrasonic motor for precision positioning stage [J]. *Optics and Precision Engineering*, 2011, 19(11): 2693-2702.

读者信息反馈卡(2021年第1期)

- ▲您目前最感兴趣的技术问题: _____
- ▲您认为本期最佳文章: _____ 理由: _____
- ▲您认为本期欠佳文章: _____ 理由: _____
- ▲您希望本刊增加哪些内容: _____
- 读者姓名: _____ 通信地址: _____ 邮码: _____

复印有效

周期性压电分流阵列板带隙特性研究

张亚茹¹, 郭辉¹, 袁涛¹, 孙裴¹, 顾汝彬²

(1. 上海工程技术大学机械与汽车工程学院, 上海 201620; 2. 中国人民解放军 32128 部队, 山东 济南 250000)

摘要:将带有分流电路的压电片周期性地粘帖到薄板表面形成二维压电分流阵列结构, 该结构不仅具有声子晶体的带隙特性, 还可以通过分流电路实现带隙调控。该文运用有限元法计算了二维压电分流阵列结构的带隙特性, 研究了含有谐振单元及负电容的混合电路中不同电路参数对带隙的影响。此外, 通过调节电感及负电容, 可以将布喇格带隙和局域共振带隙进行耦合, 拓宽带隙, 实现宽频振动控制。

关键词:周期结构; 压电分流阵列; 声子晶体; 负电容; 带隙调控

中图分类号: TN384; TM22; O48 **文献标志码:** A

Study on Band Gap Characteristics of Periodic Piezoelectric Array with Shunting Circuits

ZHANG Yaru¹, GUO Hui¹, YUAN Tao¹, SUN Pei¹, GU Rubin²

(1. School of Mechanical and Automotive Engineering, Shanghai University of Engineering Science, Shanghai 201620, China;

2. 32128 Troops of PLA, Jinan 250000, China)

Abstract: A two-dimensional piezoelectric shunting array structure can be formed by periodically attached the piezoelectric patches with shunting circuits on the surface of the thin plate. The structure not only possesses phononic band gaps characteristics, but also can realize band gap manipulation through the shunting circuit. In this paper, the finite element method is used to calculate the band gap characteristics of a two-dimensional piezoelectric shunting array structure, and the influence of different circuit parameters on the band gap in a hybrid circuit with resonant elements and negative capacitors is studied. Furthermore, the local resonance band gap and Bragg band gap can be coupled to expand the band gap and achieve broadband vibration control by simply adjusting the inductance and negative capacitance.

Key words: periodic structures; piezoelectric shunting arrays; phononic crystals; negative capacitance; band gap manipulation

0 引言

周期性复合材料或结构具有独特的弹性波带隙特性, 带隙频率范围内的弹性波传播受到抑制^[1], 周期结构具有的振动带隙特性为结构的振动抑制提供了新的思路。然而, 对于给定材料组分和结构形式的周期结构, 其带隙范围也随之确定。因此, 学者们致力于研究带隙可调、环境适应力更强的可调谐周期结构。在外加光、热、磁、电等物理场的作用下, 可调谐周期结构可以改变整体或局部组元的几何或物理参数, 实现频域性能的调控。

压电材料因具有机械能和电能相互转化的压电

效应而被广泛应用于减振领域^[2]。Thorp 等^[3]首次将带有分流电路的压电片周期性地布置在杆上以控制杆中纵波传播, 随后这种控制方法被用于抑制梁^[4]、板^[5-7]和环^[8]等结构的振动。压电周期结构可以通过调节分流电路实现带隙调控, 外接的分流电路主要有电阻-电感($R-L$)谐振电路^[9-10]、多模态电路^[11]、负电容电路^[12-14]及同步开关电路^[15]等。谐振电路通过外接电路中的电感与压电片中的固有电容产生电磁振荡, 进而产生局域共振带隙。多模态电路是在一个分流电路上并联多个谐振分支进行振动控制, 但该种电路连接方式会增加电路的复杂性,

收稿日期: 2020-09-08

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(51675324); 上海新能源汽车振动与噪声测控技术专业服务平台基金资助项目(18DZ2295900)

作者简介: 张亚茹(1996-), 女, 山西长治人, 硕士生, 主要从事 NVH 方向的研究。通信作者: 郭辉(1981-), 男, 山东曹县人, 教授, 硕士生导师。E-mail: hgsues@163.com。

实际应用中存在局限性。负电容可以“抵消”压电片的固有电容,增大机电耦合系数,从而减小电路损失,提高带隙衰减和拓宽带隙。同步开关电路为一种非线性电路,因其具有良好的鲁棒性,且脉冲开关所需电感值远小于谐振电路而受到研究。

本文在薄板上周期性地布置连接有分流电路的压电片以形成二维压电分流阵列结构,运用有限元法计算其带隙特性,研究了谐振电路及含有负电容的混合电路中电路参数对带隙的影响,且通过调节电感及负电容实现带隙耦合。

1 周期性压电分流阵列板模型

二维压电分流阵列由薄板基体、压电片和分流电路 3 部分构成(见图 1),以薄板作为基体,将连接有相同分流电路的压电片分别粘贴在薄板上、下表面相同的位置,形成正方形晶格结构。 l_b 、 l_p 分别为单个元胞基体板和压电片的尺寸, t_b 、 t_p 分别为基体板和压电片的厚度。假设粘贴牢固且忽略粘贴层对结构的动力学影响,分流电路复阻抗用 Z 表示。

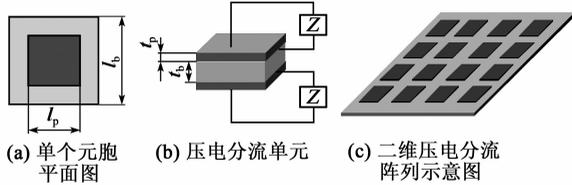


图 1 二维压电分流阵列板无胞示意图

1.1 有限元建模

假设压电片沿 z 方向极化,除厚度端面外其余表面均自由,则压电方程为

$$\begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_6 \\ D_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{11}^E & s_{12}^E & 0 & d_{31} \\ s_{21}^E & s_{22}^E & 0 & d_{32} \\ 0 & 0 & s_{66}^E & 0 \\ d_{31} & d_{32} & 0 & \epsilon_{33}^T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_1 \\ T_2 \\ T_6 \\ E_3 \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中: S_1, S_2, S_6 分别为压电片 x, y 方向正应变和平面内剪切应变; T_1, T_2 和 T_6 分别为压电片 x, y 方向正应力和平面内剪切应力; D_3, E_3 分别为电位移和内部电场; d_{31}, d_{32} 为压电片的压电常数; $s_{11}^E, s_{12}^E, s_{21}^E, s_{22}^E, s_{66}^E$ 为恒定电场强度下的弹性柔顺系数; ϵ_{33}^T 为恒应力下的介电常数。

谐振分流电路与混合分流电路由电阻 R 、电感 L 及负电容 C_n 组成(见图 2),其阻抗分别为

$$Z_1(s) = R + Ls \quad (2)$$

$$Z_2(s) = \frac{R + Ls}{1 + RC_n s + LC_n s^2} \quad (3)$$

式中 s 为拉普拉斯算子。

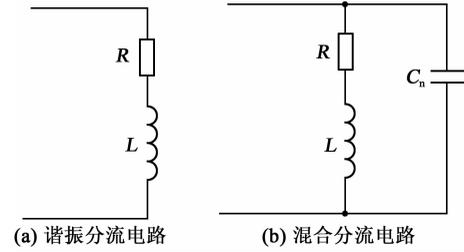


图 2 谐振分流与混合分流电路示意图

对基于 Kirchhoff 板理论的复合板结构进行有限元建模,弹性-压电耦合系统的动态平衡方程的离散形式为

$$\begin{bmatrix} \mathbf{M}_{uu} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \ddot{\mathbf{u}} \\ \ddot{\boldsymbol{\phi}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{K}_{uu} & \mathbf{K}_{u\phi} \\ \mathbf{K}_{\phi u} & \mathbf{K}_{\phi\phi} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{u} \\ \boldsymbol{\phi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{F} \\ \mathbf{q} \end{bmatrix} \quad (4)$$

其中:

$$\mathbf{M}_{uu} = \int_{\Omega} \mathbf{N}_u^T \rho \mathbf{N}_u dV \quad (5)$$

$$\mathbf{K}_{uu} = \int_{\Omega} \mathbf{B}_u^T \mathbf{c}^E \mathbf{B}_u dV \quad (6)$$

$$\mathbf{K}_{u\phi} = \int_{\Omega} \mathbf{B}_u^T \mathbf{e}^T \mathbf{B}_{\phi} dV \quad (7)$$

$$\mathbf{K}_{\phi\phi} = - \int_{\Omega} \mathbf{B}_{\phi}^T \boldsymbol{\epsilon}^s \mathbf{B}_u dV \quad (8)$$

$$\mathbf{F} = \int_{\Omega_p} \mathbf{N}_u^T \mathbf{F} dS \quad (9)$$

$$\mathbf{q} = - \int_{\Omega_p} \mathbf{N}_{\phi}^T q dS_p \quad (10)$$

式中: $\mathbf{M}_{uu}, \mathbf{K}_{uu}, \mathbf{K}_{u\phi}, \mathbf{K}_{\phi u}, \mathbf{K}_{\phi\phi}$ 为整个元胞的质量矩阵、刚度矩阵及耦合矩阵; $\mathbf{N}_u, \mathbf{N}_{\phi}$ 为单元的形函数矩阵,且 $\mathbf{B}_u = \nabla \mathbf{N}_u, \mathbf{B}_{\phi} = \nabla \mathbf{N}_{\phi}$, ∇ 为微分算子; $\mathbf{c}^E, \mathbf{e}, \boldsymbol{\epsilon}^s$ 分别为恒电场强度下的短路弹性刚度矩阵、压电应力耦合矩阵及恒应变下的压电材料的介电常数矩阵; $\mathbf{u}, \boldsymbol{\phi}$ 为位移和电势矢量; V, S 为单个元胞的体积和表面积; S_p 为压电片表面积; \mathbf{F}, q 为力向量和压电片表面电荷; Ω, Ω_p 为元胞区域和压电片所在区域; ρ 为薄板密度。

设薄板中的运动是频率为 ω 的谐波,则在分流阻抗作用下,压电片上的电荷与电势间关系为

$$q(\omega) = \frac{\boldsymbol{\phi}(\omega)}{i\omega Z(\omega)} \quad (11)$$

整理式(1)可得单个元胞的控制方程:

$$[\mathbf{K}_{uu} - \omega^2 \mathbf{M}_{uu} + \mathbf{S}_Z(\omega)] \mathbf{u} = \mathbf{F} \quad (12)$$

式中: $\mathbf{S}_Z(\omega)$ 为压电片与薄板的耦合矩阵,表征了电路对系统动力学行为的影响,即:

$$\mathbf{S}_Z(\omega) = -i\omega \mathbf{K}_{u\phi} [i\omega \mathbf{K}_{\phi\phi} - \mathbf{K}_{uu} - Z(s)^{-1}]^{-1} \mathbf{K}_{\phi u} \quad (13)$$

1.2 弹性波传播模型

由于每个压电片和分流电路参数相同,所以整个二维压电分流阵列结构可以看作元胞在 x, y 方向周期排列而成。因此,对单个元胞进行动力学建模,并结合 Bloch 定理可得到整个结构中的波传播特性,则式(12)可简化为

$$\mathbf{K}_D(\omega)\mathbf{u} = \mathbf{F} \quad (14)$$

式中 $\mathbf{K}_D(\omega)$ 为单元的动态刚度矩阵。

图 3 为单个元胞的节点示意图,其中 $[d_1, d_b, d_T, d_L, d_R, d_{LB}, d_{RB}, d_{LT}, d_{RT}]$ 为元胞的节点位移向量。

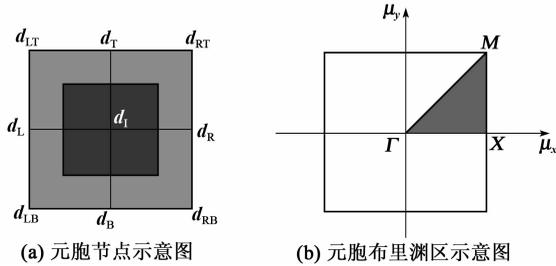


图 3 单个元胞的节点示意图

根据 Bloch 定理(见图 3),元胞的位移边界条件为

$$d_T = e^{\mu_x} d_B \quad (15)$$

$$d_R = e^{\mu_y} d_L \quad (16)$$

$$d_{LT} = e^{\mu_y} d_{LB} \quad (17)$$

$$d_{RB} = e^{\mu_x} d_{LB} \quad (18)$$

$$d_{RT} = e^{\mu_x + \mu_y} d_{LB} \quad (19)$$

定义波传播方向与 x 轴的夹角为 $\theta, \theta = 0$ 时可计算 ΓX 方向的带隙; $\theta = \pi/4$ 时可计算 ΓM 方向的带隙。则式(14)可简化为

$$\mathbf{K}_D(\boldsymbol{\mu}, \theta, \omega)\mathbf{u} = \mathbf{F} \quad (20)$$

式中 $\boldsymbol{\mu} = [\mu_x \ \mu_y]$ 为传播常数矢量, μ_x, μ_y 分别为 x, y 方向的传播常数。已知 θ, ω 可求得 $\boldsymbol{\mu}$, 传播常数通常为复数 $\boldsymbol{\mu} = \delta + i\epsilon$, 实部 δ 为衰减常数, 虚部 ϵ 为相位常数。当 $\delta = 0$ 时, 弹性波可以无损的从一个周期传播到下一个周期; 当 $\delta \neq 0$ 时, 弹性波的传播存在衰减, 在这些频率范围内形成带隙。

1.3 C_n 的等效计算

C_n 是一种虚拟元件, 但可以通过运算放大电路模拟实现, 由 1 个电容器、2 个电阻器和 1 个运算放大器组成(见图 4)。调节合成电路中的电阻可获得任何负电容值, 为保证电路的稳定性, 负电容的绝对值应大于压电片固有电容, 其等效电容值为

$$C_n = -\frac{R_1}{R_2} C \quad (21)$$

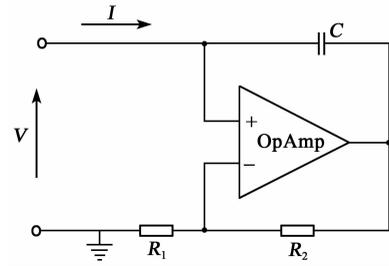


图 4 负电容合成电路

2 数值计算与讨论

基于上述二维压电分流阵列数学模型, 计算其传播常数, 相关材料及几何参数如表 1、2 所示。

表 1 基体板的几何与材料参数

材料	弹性模量/ GPa	密度/ ($\text{kg} \cdot \text{m}^{-3}$)	l_b/mm	t_b/mm
环氧树脂	4.35	1 180	60	5

表 2 压电片的几何与材料参数

材料	$s_{11}^E/(\text{m}^3 \cdot \text{N}^{-1})$	$s_{12}^E/(\text{m}^3 \cdot \text{N}^{-1})$	l_p/mm
PZT-5H	1.65×10^{-11}	-4.78×10^{-12}	40

材料	$d_{31}/(\text{C} \cdot \text{m}^{-2})$	$d_{31}/(\text{C} \cdot \text{m}^{-2})$	t_p/mm
PZT-5H	-2.74×10^{-10}	-2.74×10^{-10}	0.5

对于整个二维压电分流阵列结构, 压电片是一个将机械能转换为电能的能量转换媒介, 分流电路主要是实现阻抗调节, 从而实现弹性波带隙调控。为了进一步研究分流电路对带隙特性的影响, 分别讨论了分流电路中电感、电阻及负电容对带隙的影响。电路中的电感与压电片固有电容 (C_p) 产生电磁振荡, 电路进行谐振, 从而产生局域共振带隙, 当电路中激励频率等于电路固有频率时, 电路的电磁振荡达到峰值, 同时衰减常数达到峰值。谐振分流电路的谐振频率由分流电路中的电感和 C_p 决定, 其计算公式为

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC_p}} \quad (22)$$

2.1 L, R 对带隙的影响

当分流电路为谐振电路且 $R = 100 \ \Omega$ 时, 不同电感值下的二维压电分流阵列板对应的传播常数曲线如图 5 所示。尖峰状带隙随着电感的增大向低频移动, 且对应于电路的谐振频率, 由此可以判断尖峰状的带隙为局域共振带隙, 另一种是由于压电片与环氧树脂产生的阻抗不匹配而产生布喇格带隙。当电感值增加时, 电路谐振频率降低, 局域共振带隙向低频移动。

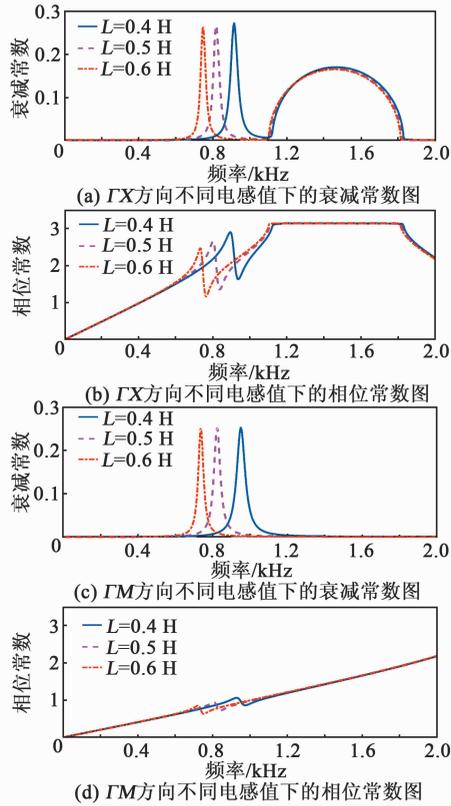


图 5 不同电感值下的传播常数图

当分流电路为谐振电路且 $L=0.4 \text{ H}$ 时,不同电阻值下的传播常数曲线如图 6 所示。由图可知,

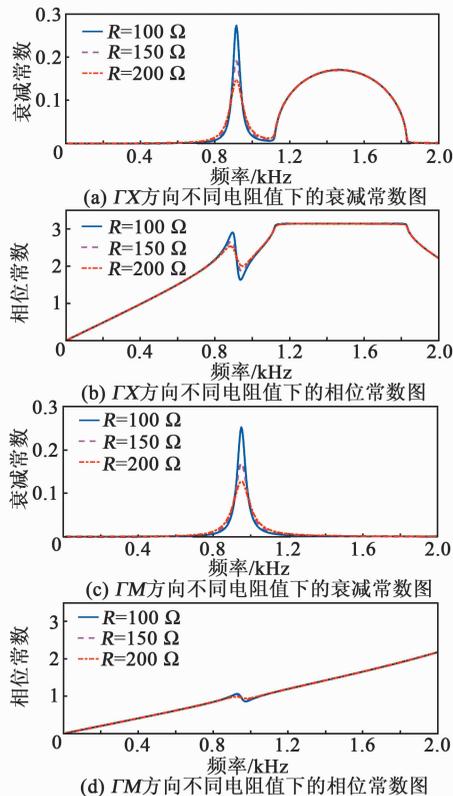


图 6 不同电阻值下的传播常数图

随着电阻增加,电路阻抗增大,电流减小,电路谐振减弱,因此,局域共振带隙的衰减常数幅值减小;电阻没有改变电路的谐振频率,因此带隙位置保持不变;受到电阻的阻尼效果,局域共振带隙的衰减范围增大。

2.2 C_n 对带隙的影响

由于电路中含有电感,电场和磁场存在相互转换导致电路功率因数低,在谐振分支上并联 1 个电容可以提高电路功率因数,提高电路的能量转换效率。负电容可以“抵消”部分压电片固有电容,增加机电耦合系数,且负电容合成电路中的电阻可以在更大的频率范围内耗散能量。因此,本文在谐振电路上并联 1 个混合分流电路(见图 2(b)),其谐振频率为

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{L + (C_p + C_n)}} \quad (23)$$

当分流电路为混合电路, $L=0.6 \text{ H}$, $R=100 \text{ }\Omega$ 时,定义负电容与固有电容幅值之比为

$$\eta = \left| \frac{C_n}{C_p} \right| \quad (24)$$

在系统稳定前提下, $0 \leq \eta < 1$,不同 η 对应的传播常数曲线如图 7 所示。随着 η 值增加,局域共振

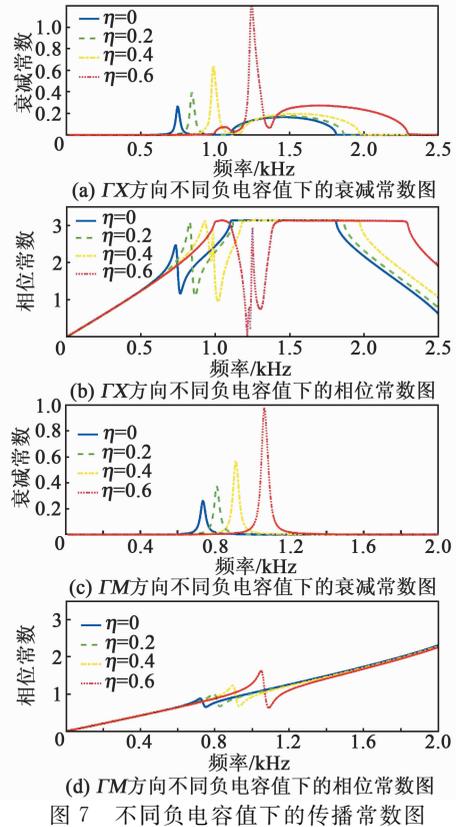


图 7 不同负电容值下的传播常数图

带隙衰减常数幅值显著增大,且向高频移动;布喇格带隙下边界基本不变,上边界频率稍微升高,带隙宽度增加。负电容的增大使谐振电路中的总电容($C_p + C_n$)减小,因此,电路谐振频率增大。 η 值增加,负电容值接近 C_p ,可以抵消更多部分的 C_p ,机电耦合系数增大,增强电路能量转换,因此,局域共振带隙内衰减和带隙宽度均有提高。

2.3 带隙耦合

通过以上研究可知,电路中电阻、电感及负电容均对局域共振带隙有显著影响,调节电路参数电感或负电容即可实现带隙位置调控,同时负电容也可显著增大带隙内衰减。由图7可知,当 $\eta=0.6$ 时,局域共振带隙和布喇格带隙合并成为一个带隙,因此可以通过合理调节电感和负电容实现两种带隙的耦合,从而拓宽带隙。图8为带隙耦合图。图中展示了 ΓX 方向谐振分流电路和混合分流电路的耦合带隙对比,同时添加短路情况作为参照。将谐振分流和混合分流电路的谐振频率调节至布喇格带隙上、下边界处,当局域共振带隙中心频率大于布喇格带隙下边界频率时,在布喇格带隙下边界处两者合并;当局域共振带隙小于布喇格带隙上边界频率时,在布喇格带隙上边界处两者合并。无论是谐振电路还是混合电路,两种电路均可实现带隙耦合,且由于耦合作用,合并带隙的衰减量均增强。混合分流电路由于负电容的存在,耦合带隙内衰减和带隙宽度均显著提高。

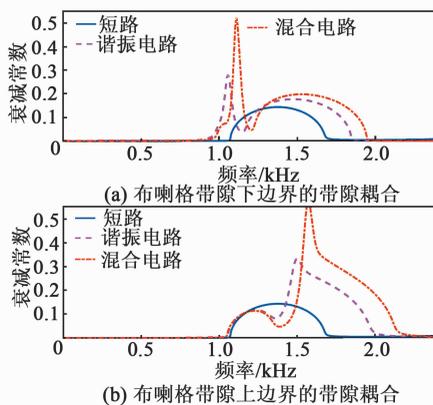


图8 带隙耦合图

3 结论

通过在薄板上周期性地粘贴连接有分流电路的压电片形成二维压电分流阵列结构,并研究其在 ΓX 和 ΓM 方向的带隙特性。将谐振电路与负电容

并联组成混合电路,分析了分流电路中电路元件的改变对带隙的影响,得出以下结论:

1) 通过调节分流电路中的电路参数可以实现局域共振带隙调控,改变电感和电阻可调节带隙的位置和带隙内衰减幅值;负电容不仅可以改变带隙位置,同时也可以显著增强局域共振带隙和布喇格带隙内衰减。

2) 将局域共振带隙中心频率调节至布喇格带隙边界处可以实现两种带隙耦合,从而拓宽带隙。含有负电容的混合电路获得的耦合带隙,无论是带隙内衰减还是带隙宽度均有所提高。

将带有分流电路的压电片粘贴在薄板上即可控制薄板的振动,且在不改变原有结构的基础上仅通过改变电路参数就可实现带隙调控。

参考文献:

- [1] 温熙森. 光子/声子晶体理论与技术[M]. 北京: 科学出版社, 2006.
- [2] GRIPP J A B, RADE D A. Vibration and noise control using shunted piezoelectric transducers: A review[J]. Mechanical Systems and Signal Processing, 2018, 112: 359-383.
- [3] THORP O, RUZZENE M, BAZ A. Attenuation and localization of wave propagation in rods with periodic shunted piezoelectric patches[J]. Smart Materials and Structures, 2001, 10(5): 979.
- [4] ZHOU Weijian, CHEN Weiqiu, CHEN Zhenyu, et al. Actively controllable flexural wave band gaps in beam-type acoustic metamaterials with shunted piezoelectric patches[J]. European Journal of Mechanics-A/Solids, 2019, 77(9/10): 103807.
- [5] SPADONI A, RUZZENE M, CUNEFARE K. Vibration and wave propagation control of plates with periodic arrays of shunted piezoelectric patches[J]. Journal of Intelligent Material Systems and Structures, 2009, 20(8): 979-990.
- [6] CASADEI F, RUZZENE M, DOZIO L, et al. Broad-band vibration control through periodic arrays of resonant shunts: experimental investigation on plates[J]. Smart Materials and Structures, 2009, 19(1): 015002.
- [7] CHEN Shengbing. Wave propagation in acoustic metamaterials with resonantly shunted cross-shape piezos [J]. Journal of Intelligent Material Systems and Structures, 2018, 29(13): 2744-2753.

基于压电传感的电缆接头界面压力测量研究

陈杰¹, 胡丽斌¹, 刘洋¹, 李陈莹¹, 蔡俊熠², 何嘉弘²

(1. 国网江苏省电力有限公司电力科学研究院, 江苏 南京 211103; 2. 东南大学电气工程学院, 江苏 南京 210018)

摘要:配网电缆接头冷缩管的界面压力是电缆接头绝缘强度和密闭性能的重要保障。目前研究中很少分析在界面压力测量中因薄膜传感器本身形变造成的误差。因此, 该文首先优化压电薄膜传感器结构, 减小压电材料形变产生的影响, 然后根据实际形变量对弯曲力进行补偿, 分别给出了结构优化与受力补偿的量化公式, 并试制电缆接头界面压力测量装置。实验结果表明, 在有补偿情况下测量的界面压强值与无补偿测量值相差 11.5%, 且误差随曲率半径的减小而增大, 验证了压电薄膜传感器形变弯曲力补偿的必要性。

关键词: 电缆接头; 压电薄膜传感器; 界面压强; 弯曲力补偿

中图分类号: TN384; TM282; TP212 **文献标志码:** A

Study on Interface Pressure Measurement of Cable Connector Based on Piezoelectric Sensor

CHEN Jie¹, HU Libin¹, LIU Yang¹, LI Chenying¹, CAI Junyi², HE Jiahong²

(1. Jiangsu Electric Power Research Institute of State Grid, Nanjing 211103, China;

2. School of Electrical Engineering, Southeast University, Nanjing 210018, China)

Abstract: The interface pressure of the cold shrink tube of the distribution network cable joint is an important guarantee for the insulation strength and airtight performance of the cable joint. At present, there are few studies on the error caused by the deformation of thin film sensor itself in the measurement of interface pressure. First, the structure of the piezoelectric thin film sensor is optimized to reduce the influence of the deformation, and then the bending force is compensated according to the actual deformation. The quantitative formulas for structure optimization and force compensation are given respectively, and the experimental setup for measuring the interface pressure of the cable joint is fabricated. The experimental results show that the difference between the measured interface pressure value with compensation and that without compensation is 11.5%, and the error increases with the decrease of the radius of curvature, which verifies the necessity of compensation of the deformation and bending force of piezoelectric thin film sensor.

Key words: cable connector; piezoelectric thin film sensor; interface pressure; bending force compensation

0 引言

电力电缆因地下敷设、不占地面走廊、保证市容美观等优势而被广泛应用于城市输配电网络中。电缆中间接头在配网电缆中起到维持电缆绝缘性能及延长线路长度的作用, 它的存在充分保障了电缆线路的连续性和完整性^[1-2]。冷缩接头在交联聚乙烯(XLPE)电缆中间接头中的发展最迅速, 其因体积合理、安装简单等优点, 逐渐成为目前配网电缆中间接头的主流, 使用率达 90%^[3]。

冷缩接头的冷缩管将绳芯拉开后向内收缩, 最终贴紧电缆本体绝缘层且产生过盈配合, 进而产生界面压力, 保障了电缆线路的绝缘强度与密封性能。目前已有一些针对电缆接头界面压力的测量方法。其中光弹性实验法采用双折射效应的透明晶体材料, 以偏振光的折射率为基础来测量界面压力^[4], 该方法较先进, 但其在光传播过程中易受周围环境影响, 目前应用还较难^[5]。现场应用多采用在电缆本体与中间接头间预置薄膜传感

收稿日期: 2020-09-17

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(51807028); 江苏省自然科学基金资助项目(BK20170672); 国家电网科技基金资助项目(5210EF18000N)

作者简介: 陈杰(1984-), 男, 江苏南京人, 高级工程师, 博士, 主要从事电力电缆线路状态检测及评估技术的研究。

器的方法测量电缆接头界面压力^[6],但由于薄膜传感器基本用于平面压力测量,电缆表面的弯曲会引起压电材料形变,进而对界面压力值的测量精度产生较大影响^[7],现有的研究并未针对压电薄膜传感器形变造成的压力测量误差进行量化分析。因此,需要一种能够现场应用的、考虑形变误差的、快速测量电缆与中间接头界面压力的装置和测量方法。

综上所述,本文设计了一种用于电缆冷缩中间接头的界面压力测量装置。在内置传感器的基础上,对内置薄膜传感器进行了形变优化与弯曲力补偿,并将补偿前后的结果与仿真计算的理论值进行对比,验证了补偿的准确性和必要性,对电缆中间接头界面压力的精确测量有重要意义。

1 设计方案

界面压力测量装置硬件部分如图1所示,包括传感器模块(薄膜传感器)、信号线性化处理模块(传感器转接口、滤波电路、电压负反馈电路),MCU控制模块(控制芯片、晶振电路、复位电路),其中薄膜传感器经过弯曲力优化设计。软件部分补偿了压电材料形变对界面压力测量产生的影响。

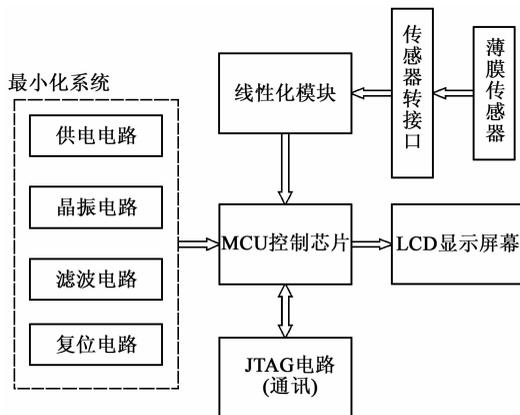


图1 界面压力测量装置硬件结构示意图

安装传感器时,先将薄膜传感器紧贴于电缆本体表面。冷缩管在自然收缩的状态下内径小于电缆本体,开始安装前套于电缆本体外,安装时慢慢抽去绳芯,冷缩管向内收缩直至与电缆绝缘层贴紧,发生过盈配合,进而产生界面压力。安装示意图如图2所示。图中XLPE为交联聚乙烯。

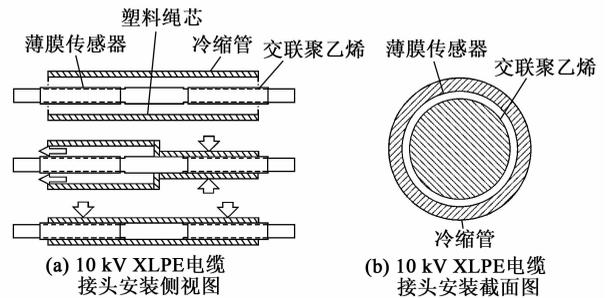


图2 压力传感器安装示意图

2 硬件电路设计方案

测压装置硬件电路部分主要由单片机最小系统和传感器电路组成。

2.1 传感器模块

薄膜传感器在设计过程中由互相绝缘的正、反面组成。正面与传感器转接口的引脚相连,并将采集到的电压信号传输至线性化模块。传感器反面9路共地,如图3所示。

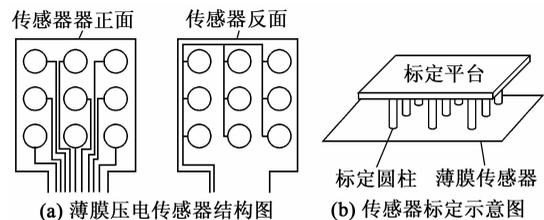


图3 压电薄膜传感器结构与标定示意图

压力传感器在使用前需进行静态标定,目的是获得薄膜传感器的静态压电曲线,确定传感器的输入量与输出量之间的关系。由图3可知,采用与阵列薄膜传感器的单个测压点面积相等的底面积的圆柱体,将其固定于薄膜传感器上。然后在测量平台上放置压力计使所有测压点平均受力,在受到压力时,传感器电阻随压力增大而减小,其压阻特性表现为电阻倒数与压力呈近似线性关系,通过软硬件对数据进行处理转换,即可测量相应压力值。

2.2 传感器弯曲力优化

传感器弯曲力优化分为两方面:

- 1) 优化选择薄膜柔性材料。
- 2) 优化测压点与传感器底板(被测界面)面积比值。

优化选择薄膜柔性材料时将选取柔性较好的薄膜材料作为传感器底板材料。在选取传感器测量点压敏材料时,选取刚度较大的材料与柔性底板材料形成对比,减少整体形变对测量值的影响。压电材料选取聚偏氟乙烯(PVDF),底板材料选取聚丙烯

薄膜(BOPP),刚度对比值为5.3,可适应不同环境下的弯曲要求,同时减小弯曲态时的形变对压力产生的影响。

弯曲力主要由薄膜压电材料形变引起,因此,优化测量点面积与被测面积的比值能够降低材料形变带来的影响。测压过程需要测量冷缩接头在其所覆盖不同位置的界面压力是否平衡且达到要求,如果测量点面积过大,则形变过于严重,弯曲力会大幅降低测量精度;测压点面积过小会导致测量值难以精确反映整体界面的受力情况。本文经过实际取值测量与非线性拟合,将多个测量点的测量值与理论压力值进行比较,得到单个测量点面积为整体被测面积0.58%时取得最小误差值。

3 软件设计方案

3.1 传感器弯曲力补偿原理

通过优化选择柔性薄膜材料并计算测压点与被测界面面积比值后,可在硬件设计的层面上减小弯曲产生的压力测量误差,但为了进一步降低误差对精度的影响,需要采用软件补偿测量结果。柔性压电薄膜传感器在弯曲态下工作时,图4(b)所示截面的拉伸应力为主要应力。拉伸应力是由于冷缩管在电缆表面产生过盈配合时挤压传感器产生的,压力传感器贴合在待测物体表面时,自身厚度在受到挤压弯曲时,其上、下表面的曲率半径不同。

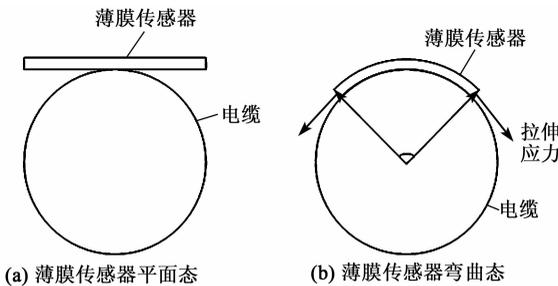


图4 压力传感器弯曲态示意图

将柔性压电薄膜传感器做弹性形变分析,利用胡克弹性定律对其产生的应力进行计算:

$$E = \frac{\sigma(\epsilon)}{\epsilon} = \frac{F/A_0}{\Delta L/L_{0M}} = \frac{FL_{0M}}{A_{0M}\Delta L} \quad (1)$$

式中: E 为弹性模量; F 为拉伸情况下对物体施加的力; A_0 为薄膜传感器的表面积; ΔL 为柔性薄膜传感器拉伸状态下的长度变化量; L_{0M} 为柔性薄膜传感器的原始长度; $\sigma(\epsilon)$ 为拉伸应力; ϵ 为拉伸应变变量。

由于柔性压电薄膜传感器的测压点和薄膜各项参数不同,因此需分别计算。图5为弯曲力补偿示意图。

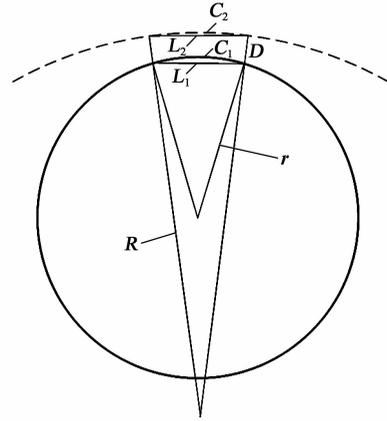


图5 弯曲力补偿计算示意图

测压点在未弯曲状态下可近似看作以直径为边长的正方形,边长为 L_0 , C_1 为下底边对应的弧长, L_1 为其对应的弦长, C_2 为上底边在弯曲状态下的弧长, L_2 为其对应的弦长,代表发生拉伸形变后的测压点沿长度方向的长度值。测压点的厚度记为 D ,电缆直径为 r ,曲率半径为 R ,由于 r 相对于 R 较小,以测压点原始直径为 L_{0M} ,而弧 C_1 完全贴合电缆表面,未被拉伸,所以 $C_1 = L_{0M}$ 。因 L_1 是 C_1 对应的弦长,故可由下式推导:

$$L_1 = 2r \sin\left(\frac{C_1}{2r}\right) \quad (2)$$

L_1 、 L_2 相对于 R 可用相似原理近似得到:

$$\frac{L_2}{L_1} = \frac{(R-D)/R}{R} \quad (3)$$

此时,压电薄膜传感器的长度满足中心角测量精度要求,可以直接测量中心角 θ 的数值,数学估算模型也可简化为

$$\frac{C_2}{2\pi R} = \frac{\theta}{360} \quad (4)$$

L_2 是 C_2 的弦长,则有

$$L_2 = 2R \sin\left(\frac{C_2}{2R}\right) \quad (5)$$

ΔL 与 ϵ 的计算公式不变。

将上述两种材料的参数计算结果代入胡克弹性定律公式,测压点的弯曲力 F_D 为

$$F_D = \frac{EA_0 \left[2r \sin\left(\frac{C_1}{2r}\right) (R-D) - L_{0D} \right]}{L_{0D} R} \quad (6)$$

薄膜的弯曲力 F_M 为

$$F_M = \frac{EA_0 \left[2R \sin\left(\frac{C_2}{2R}\right) - L_{0M} \right]}{L_{0M} R} \quad (7)$$

由式(6),(7)可得测压点与薄膜形变产生的应

力大小。

3.2 程序设计与测试

软件设计采用C语言编写,压力传感器将采集到的电压信号输入压力测量装置,通过线性化电路模块和MCU控制芯片计算实验结果并显示于LCD屏幕。界面压力测试流程如图6所示。

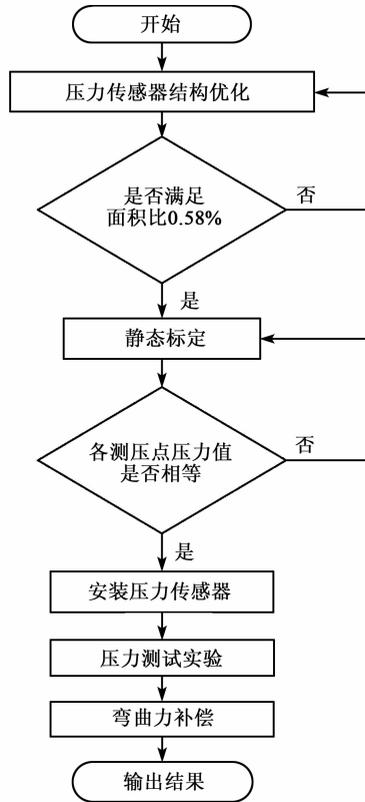


图6 界面压力测试流程

采用优化后的聚酰亚胺薄膜和测压点直径为 $\varnothing 5$ mm的柔性压电薄膜传感器进行弯曲力补偿实验测试。该传感器全长85 mm,包括9个直径 $\varnothing 5$ mm阵列式排布的测压点,另有150 mm柔性信号传输通道及10个输出端子。传感器自身厚约为0.3 mm。

内置薄膜传感器后,实验分为两组进行,采用有弯曲力补偿的软件程序计算压力值:

$$F_1 = 2\,500 \times (2.992\,3 - U) - (F_D + F_M) \quad (8)$$

使用无弯曲力补偿的软件程序计算压力值:

$$F_2 = 2\,500 \times (2.992\,3 - U) \quad (9)$$

式中 U 为传感器反馈电压值。

4 实验结果分析

为了消除单个点测量可能产生的误差,测量的

压力取9个测压点的测量值进行精度分析。测量时间选取从传感器安装完毕到压力趋于稳定的整个过程,间隔4 s记录一次压强变化,得到有无弯曲力补偿的平均压强随时间变化对比曲线图如图7所示。

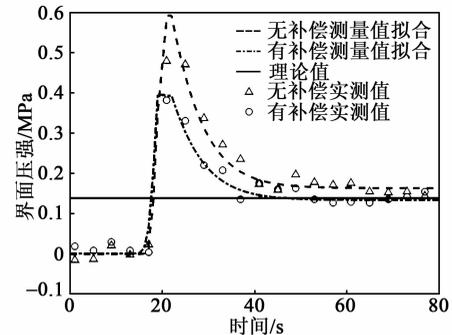


图7 界面压强-时间曲线图

由图7可知,安装后立即产生的界面压强不是一个稳定值。抽出绳芯后,压力会急剧增加,然后随着时间的增加逐渐减小,最终达到稳定值。在整个过程中,需要补偿的力的大小也随时间变化,最后趋于稳定。

测量与仿真得到的界面压强对比如表1所示。

表1 界面压强计算结果

	有补偿	无补偿	仿真
界面压强/MPa	0.136 0	0.151 7	0.137 7

在测量值稳定后,有补偿情况下的界面压强为0.136 MPa,与理论计算结果接近,无补偿的稳定后界面压强为0.151 7 MPa,相对误差超过11.5%。尽管不同的冷缩管对结果有影响,但由柔性压电薄膜传感器本身变形产生的压力值将显著影响电缆接头界面压力。

5 结束语

本文研制了一种用于电缆接头的界面压力测量装置,设计并优化压电薄膜传感器的选材和结构,测得单个测量点面积占被测总面积0.58%时取得误差最小值。同时提出一种用于电缆接头的界面压力快速测量及其标定方法,以及传感器在电缆表面弯曲形变产生的作用力补偿方法,弯曲力的仿真与实验结果验证了柔性薄膜传感器形变与受力的相关性,无补偿情况下测量值偏离理论值超过11.5%。该补偿方法现场适应性强,可在复杂环境下满足电缆接头界面压力精确测量的实际要求。

参考文献:

- [1] ORTON H. Power cable technology review[J]. High

- Voltage Engineering, 2015, 41(4): 1057-1067.
- [2] 张东升, 韩永胜, 刘红欣, 等. 高压电缆接头界面压力测试研究[J]. 高电压技术, 2007(1): 173-176.
ZHANG Dongsheng, HAN Yongsheng, LIU Hongxing, et al. Research on interface pressure test of high voltage cable joint[J]. High Voltage Engineering, 2007(1): 173-176.
- [3] 曹京荣, 查显光, 陈杰, 等. 220 kV 电缆线路终端故障及仿真分析[J]. 电力工程技术, 2018, 37(6): 151-155.
CAO Jingying, ZHA Xiangguang, CHEN Jie, et al. 220 kV cable line terminal fault and simulation analysis [J]. Power Engineering Technology, 2018, 37(6): 151-155.
- [4] 胡鹏, 李成钢, 陈大兵. 电缆 GIS 终端环氧套管开裂原因分析及对策研究[J]. 电力工程技术, 2017, 36(1): 102-105.
HU Peng, LI Chenggang, CHEN Dabing. Cause analysis and countermeasure study on cracking of epoxy casing of cable GIS [J]. Power Engineering Technology, 2017, 36(1): 102-105.
- [5] 赵程, 蒋春燕, 张学伍, 等. 压电传感器测量原理及其敏感元件材料的研究进展[J]. 机械工程材料, 2020, 44(06): 93-98.
ZHAO Cheng, JIANG Chunyan, ZHANG Xuewu, et al. Piezoelectric sensor measurement principles and re-search progress[J]. Materials for Mechanical Engineering, 2020, 44(6): 93-98.
- [6] 鲁宁. 高压 XLPE 电缆击穿的制造因素分析及有效控制[J]. 电力工程技术, 2017, 36(4): 43-47.
LU Ning. Analysis and effective control of manufacturing factors for high voltage XLPE cable breakdown [J]. Power Engineering Technology, 2017, 36(4): 43-47.
- [7] 辛毅, 杨庆宇, 郑浩田, 等. PVDF 触滑觉传感器结构及其调理电路设计[J]. 压电与声光, 2014, 36(1): 76-78.
XIN Yi, YANG Qingyu, ZHENG Haotian, et al. Study of tactile & slip sensor on structure and signal conditioning circuit design based on PVDF piezoelectric film [J]. Piezoelectrics & Acoustooptics, 2014, 36(1): 76-78.
-
- (上接第 124 页)
- [8] DAI Longxiang, JIANG Shan, LIAN Ziyang, et al. Locally resonant band gaps achieved by equal frequency shunting circuits of piezoelectric rings in a periodic circular plate[J]. Journal of Sound and Vibration, 2015, 337: 150-160.
- [9] CHEN Shengbing, WANG Gang, SONG Yubao. Low-frequency vibration isolation in sandwich plates by piezoelectric shunting arrays [J]. Smart Materials and Structures, 2016, 25(12): 125024.
- [10] CHEN Shengbing, WANG Gang, WEN Jihong, et al. Wave propagation and attenuation in plates with periodic arrays of shunted piezo-patches [J]. Journal of Sound and Vibration, 2013, 332(6): 1520-1532.
- [11] AIROLDI L, RUZZENE M. Wave propagation control in beams through periodic multi-branch shunts [J]. Journal of Intelligent Material Systems and Structures, 2011, 22(14): 1567-1579.
- [12] CASADEI F, BECK B S, CUNEFARE K A, et al. Vibration control of plates through hybrid configurations of periodic piezoelectric shunts [J]. Journal of Intelligent Material Systems and Structures, 2012, 23(10): 1169-1177.
- [13] BAO Bing, WANG Quan. Elastic wave manipulation in piezoelectric beam meta-structure using electronic negative capacitance dual-adjacent/staggered connections [J]. Composite Structures, 2019, 210: 567-580.
- [14] 董亚科, 姚宏, 杜军, 等. 负电容声子晶体带隙特性研究 [J]. 压电与声光, 2018, 40(6): 860-863.
DONG Yake, YAO Hong, DU Jun, et al. Research on band gap characteristics of negative capacitance phononic crystals [J]. Piezoelectrics & Acoustooptics, 2018, 40(6): 860-863.
- [15] BAO Bing, GUYOMAR D, LALLART M. Vibration reduction for smart periodic structures via periodic piezoelectric arrays with nonlinear interleaved-switched electronic networks [J]. Mechanical Systems and Signal Processing, 2017, 82: 230-259.

非接触式测量制动器工作温度的光纤传感器

巫涛江^{1,2}, 钟用², 赵雅^{1,3}, 吴德操², 林文茂¹, 斯芸芸¹

(1. 电梯智能运维重庆市高校工程中心, 重庆 402260;

2. 重庆理工大学 智能光纤感知技术重庆市高校工程研究中心, 重庆市光纤传感与光电检测重点实验室, 重庆 400054;

3. 重庆第二师范学院 旅游与服务管理学院, 重庆 400065)

摘要:为了非接触式测量提升系统制动器工作温度, 研制了一种结构简单的反射式光纤温度传感器。传感器由氧化石墨烯和石英光纤构成。氧化石墨烯作为温敏材料被涂覆在被测器件表面。光纤采用6芯结构, 位于中心的光纤(纤芯直径 $\varnothing 400\ \mu\text{m}$)为光输出光纤, 用于将光束入射到氧化石墨烯温敏薄膜表面; 位于中心光纤外围的5根光纤(纤芯直径 $\varnothing 192\ \mu\text{m}$)为光接收光纤, 用于接收从氧化石墨烯温敏薄膜表面反射回的光束。实验研究了氧化石墨烯温敏涂覆液浓度、氧化石墨烯温敏薄膜与光纤探头的间距及器件初始表面粗糙度对传感器灵敏度的影响。实验结果表明, 当氧化石墨烯涂覆液质量浓度为 $0.15\ \text{g/mL}$, 温敏薄膜与探头端面的间距为 $4\ \text{mm}$, 金属表面初始粗糙度为 $3.4\ \mu\text{m}$ 时, 传感器灵敏度达到 $0.0005/^\circ\text{C}$ 。

关键词:非接触测量; 氧化石墨烯; 光纤; 温度传感器; 灵敏度

中图分类号: TN384; TM22; TH811 **文献标志码:** A

A Fiber-optic Sensor for Non-contact Measurement of Operating Temperature of Brake

WU Taojiang^{1,2}, ZHONG Yong², ZHAO Ya^{1,3}, WU Dechao², LIN Wenmao¹, SI Yunyun¹

(1. Tielian Operation and Maintenance of Chongqing Municipal Engineering Research Center of Institution of Higher Education, Chongqing 402260, China; 2. Intelligent Fiber Sensing Technology of Chongqing Municipal Engineering Research Center of Institution of Higher Education, Chongqing Key Laboratory of Fiber Optic Sensor and Photodetector, Chongqing 400054, China; 3. School of Tourism and Service Management, Chongqing University of Education, Chongqing 400065, China)

Abstract: In order to carry out the non-measurement of the working temperature of the brake of the lifting system without, a reflective fiber-optic temperature sensor with simple structure was developed. The sensor consists of graphene oxide (GO) and quartz fiber. The GO is coated on the surface of the device under test as the temperature sensitive material. The fiber adopts a 6-core structure, and the centrally located fiber with $\varnothing 400\ \mu\text{m}$ core diameter is employed as the light output fiber for irradiating the beam onto the surface of the GO temperature sensitive film. Other five fibers with $\varnothing 192\ \mu\text{m}$ core diameter are located at the periphery of the center fiber and are used as the light receiving fiber for receiving the reflected light beam from the surface of the GO film. The effects of the concentration of GO temperature sensitive coating solution, the distance between the GO film and fiber-optic probe and the initial roughness of the device surface on the sensitivity of the sensor are investigated experimentally. The results show that when the GO coating solution concentration, distance between the GO film and the end face of the fiber probe, and initial roughness of the device surface were $0.15\ \text{g/mL}$, $4\ \text{mm}$ and $3.4\ \mu\text{m}$ respectively, the sensitivity of the sensor reaches $0.0005/^\circ\text{C}$.

Key words: non-contact measurement; graphene oxide; fiber optics; temperature sensor; sensitivity

0 引言

提升系统(电梯与施工升降机、矿井提升装置、

升船机、塔筒升降机等)运行过程中任何环节出现故

障都由制动器制动完成保护, 制动器的安全可靠

收稿日期: 2020-10-22

基金项目: 重庆市教委基金资助项目(KJQN201905604, KJQN201905605); 重庆市科技局技术创新与应用发展重点基金资助项目(cstc2019jcsx-mbdxX0002)

作者简介: 巫涛江(1994-), 男, 重庆人, 硕士生, 主要从事光纤传感器、电梯智能监测等方面的研究。E-mail: 793705193@qq.com。通信作者: 赵雅(1990-), 女, 重庆人, 讲师, 硕士, 主要从事旅游管理、旅游安全事故光纤传感器监测等方面的研究。E-mail: yazhao122@foxmail.com。

直接影响提升系统的安全运营^[1]。王文俊等^[2]研究表明,引起制动器失效的主要原因是制动器温度过高导致制动器变形,从而降低钢缆的摩擦系数,最终导致提升系统轿厢蹲底或冲顶及需紧急刹车而未能刹车等重大安全事故的发生。因此,实时检测提升系统制动器工作温度,对制动器运行状态进行准确评估,将提升系统安全事故降至零风险及对保障人民生命财产安全都具有重要的意义。

目前用于温度测量的传感器主要包括基于电学和光学检测原理的传感器^[3-6]。光学类温度传感器又主要包括光纤温度传感器和纹影仪两大类。光纤温度传感器具有微结构、远距离传输,响应速度快,灵敏度高,可实现温度场分布式测量及检测仪器便携等优点^[7-10]。虽然现有光纤温度传感器具有上述优点,但是已报道的或市场销售的光纤温度传感器均为接触式测量传感器,即需要将传感器紧贴在被测物体表面才可准确测量固体表面温度变化信息^[11],然而制动器空间狭窄,接触式温度传感器难以安装,因此,接触式传感器难以用于检测提升系统制动器工作温度。虽然纹影仪可非接触式的对被测物体温度进行测量^[12],但是纹影仪体积大,成本高,工作距离长及检测过程受震动影响大,因此,纹影仪也难以用于对提升系统制动器工作温度进行实时在线监测。故在现有的光学温度传感器基础上,研制出一种非接触式测量制动器工作温度的光纤传感器十分必要。

本文为了实现非接触式测量提升系统制动器工作温度,利用氧化石墨烯作为温敏材料,研制了一种结构简单的反射式光纤温度传感器。实验研究了氧化石墨烯温敏涂覆液质量浓度、光纤探头工作距离及器件初始表面粗糙度对传感器灵敏度的影响,为研制出非接触式测量器件表面温度的光纤传感器提供了重要参考。

1 材料及装置

1.1 反射式光纤传感器

传感器采用6芯结构多模石英光纤制备,光纤长为1 m,光纤两端均采用粒度为 $0.5\ \mu\text{m}$ 的光纤研磨纸进行抛光处理,用于减小光在光纤端面的损耗。6根光纤中的6号光纤纤芯、包层和涂覆层的直径分别为 $\varnothing(400\pm 8)\ \mu\text{m}$ 、 $\varnothing(440\pm 8)\ \mu\text{m}$ 、 $\varnothing(600\pm 30)\ \mu\text{m}$,该光纤位于传感器中心,作为传感器光输出光纤。1~5号光纤纤芯、包层和涂覆层的直径分别

为 $\varnothing(192\pm 4)\ \mu\text{m}$ 、 $\varnothing(200\pm 4)\ \mu\text{m}$ 、 $\varnothing(245\pm 15)\ \mu\text{m}$,它们均匀分布在纤芯直径为 $\varnothing(400\pm 8)\ \mu\text{m}$ 光纤的外围,用于接收从氧化石墨烯温敏薄膜表面反射回的光束,传感器结构如图1所示。

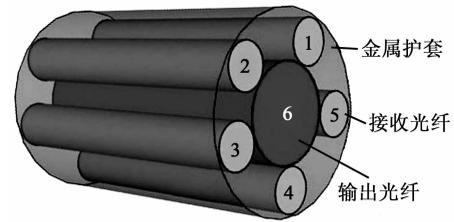


图1 传感器结构示意图

1.2 氧化石墨烯温敏薄膜

为获得氧化石墨烯温敏薄膜,首先取 $0\sim 0.25\ \text{g}$ 氧化石墨烯溶胶置入试管中;接着加入 $1\ \text{mL}$ 乙醇溶液,制备出 $0\sim 0.25\ \text{g/mL}$ 的氧化石墨烯溶液;然后将氧化石墨烯溶液放入超声波仪器中,在 $180\ \text{W}$ 超声功率下超声搅拌 $30\ \text{min}$,使氧化石墨烯充分分散到乙醇溶液中。在测量器件表面温度时,只需将石墨烯溶液采用喷涂仪喷涂在待测金属表面,常温干燥 $48\ \text{h}$ 即可。本文为了便于准确研究传感器对金属器件温度的响应特性,将氧化石墨烯溶液涂覆于清洗干净的电梯制动器刹车片表面,干燥后的氧化石墨烯薄膜照片如图2所示。

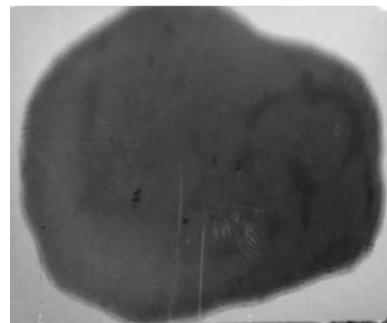
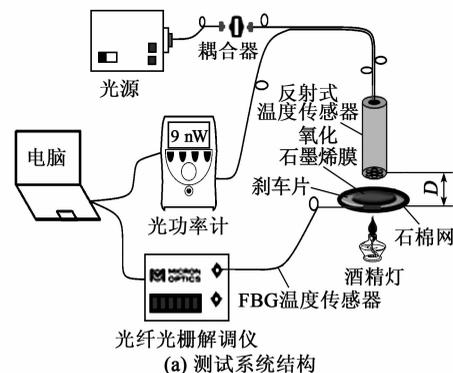


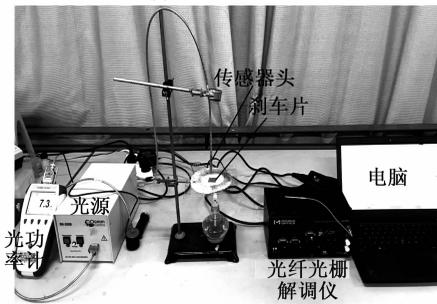
图2 氧化石墨烯温敏薄膜照片

1.3 温度测量装置

光纤温度传感器测试系统如图3所示。测试系



(a) 测试系统结构



(b) 测试系统实物图

图3 测试系统结构示意图及实物照片

统主要由宽带光源(波长为 200~2 000 nm)、光纤耦合器、反射式温度传感探头、涂覆有氧化石墨烯薄膜的刹车片、石棉网、酒精灯、光功率计(843 经济便携型功率计)、光纤 Bragg 光栅(FBG)温度传感器(中心波长为 1 535. 87 nm)、光纤光栅解调仪(SM125-500)及电脑构成。

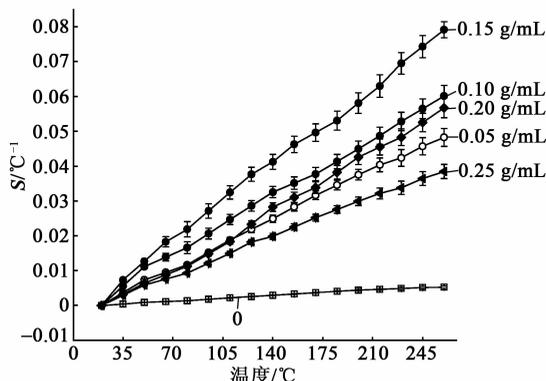
图3中,反射式温度传感探头端面与氧化石墨烯薄膜的间距为 D 。酒精灯用于加热刹车片。FBG 温度传感器粘附在刹车片表面,联合光纤光栅解调仪用于测量刹车片实际温度。

2 实验结果与讨论

为了获得高灵敏度非接触式光纤温度传感器,研究了氧化石墨烯涂覆液浓度、传感器工作距离及器件表面初始粗糙度对传感器灵敏度的影响。金属表面初始粗糙度(R_a)采用 SJ-210 金属表面粗糙度仪进行测量。传感器灵敏度 $S = (I_{out,T} - I_{out,20}) / I_{out,20}$, $I_{out,T}$ 和 $I_{out,20}$ 分别为传感器在温度 $T = 20 \sim 260$ °C 和 $T = 20$ °C 时的输出光强。

2.1 氧化石墨烯浓度对传感器灵敏度的影响

当传感器端面与涂覆有氧化石墨烯薄膜的刹车片间的 $D = 3$ mm,初始刹车片表面粗糙度为 $1.6 \mu\text{m}$ 时,刹车片经不同浓度氧化石墨烯涂覆后对温度的响应曲线如图4所示。

图4 氧化石墨烯涂覆液浓度对 S 的影响

由图4可知,当刹车片表面不涂覆氧化石墨烯溶液(氧化石墨烯浓度为 0)时,传感器难以对刹车片温度(20~260 °C)变化信息作出响应。当刹车片表面涂覆有氧化石墨烯时, S 先随着氧化石墨烯涂覆液浓度的增加而增加,并在浓度为 0.15 g/mL 时, S 达到最大;随着氧化石墨烯涂覆液浓度的进一步增加, S 随之减小。其原因是:

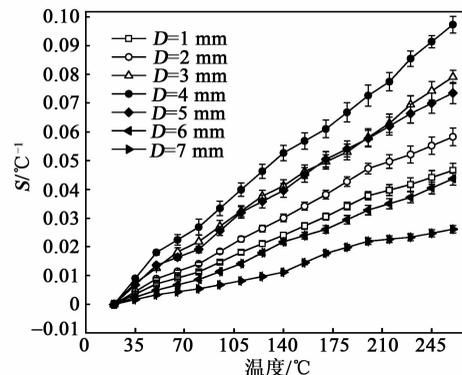
1) 当氧化石墨烯薄膜温度升高时,由于热激发会使电子空穴浓度增加,从而改变石墨烯电子的统计分布,使得与电子带内跃迁对应的动态电导率变小^[13]。

2) 温度升高加剧了声子对电子和空穴的散射作用,导致电子和空穴的散射率增加,致使石墨烯的动态电导率变小。根据光波波动方程(考虑电导率)可知,温度升高,氧化石墨烯对光波的吸收减弱^[13-14]。因此,随着温度的升高,传感器输出光增强, S 增大。

3) 当氧化石墨烯涂覆浓度低时,氧化石墨烯温敏膜厚较薄,不足以响应温度变化信息,因此在低涂覆浓度时, S 随着氧化石墨烯浓度的增大而增加;然而在高涂覆浓度时,氧化石墨烯温敏膜厚较厚,使温敏膜自身对光的吸收增加,从而导致反射光能量减少, S 降低。

2.2 传感器工作距离对灵敏度的影响

当初始刹车片表面粗糙度为 $1.6 \mu\text{m}$,刹车片表面采用浓度为 0.15 g/mL 的氧化石墨烯涂覆液进行涂覆时, D 对 S 的影响如图5所示。

图5 D 对 S 的影响

由图5可知, S 受到 D 的影响,且随着 D 的增加呈现出先增大后减小的趋势,在 $D = 4$ mm 时, S 达到最大。其原因是当传感器端面距离氧化石墨烯温敏膜很近时,反射光强几乎为 0,随着 D 逐渐增大,反射光功率逐渐增强,当 $D = 4$ mm 时,输出光

强达到最大, S 达到最大;然而,随着 D 的进一步增加,反射光强减弱, S 减小。

2.3 器件 R_a 对 S 的影响

为了获得最大 S , 本文在氧化石墨烯涂覆液浓度为 0.15 g/mL , $D=4 \text{ mm}$ 时, 进一步研究了刹车片 R_a 对 S 的影响, 其实验结果如图 6 所示。

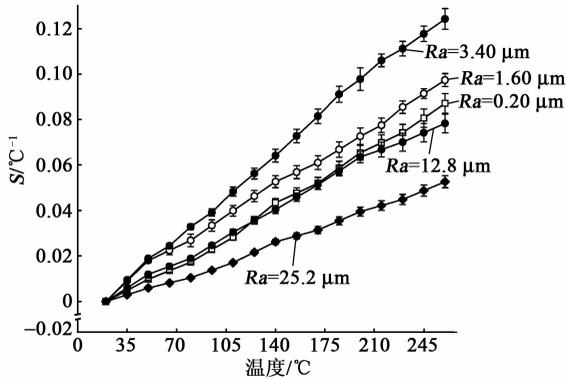


图6 刹车片 R_a 对 S 的影响

由图 6 可知, S 随着刹车片 R_a 增加呈现出先增大后减小的趋势, 且在 $R_a=3.4 \mu\text{m}$ 时获得最大灵敏度(为 $0.0005/^\circ\text{C}$); 在 $R_a=3.4 \mu\text{m}$ 时, S 与温度间具有较好的线性关系: $S=0.0005T-0.009$ ($R^2=0.9984$)。 S 先增大后减少的原因是传感器输出光强受刹车片表面反射和散射效应影响, 同时刹车片 R_a 受到温度的影响, 当刹车片被精磨后表面光滑 ($R_a<1.6 \mu\text{m}$), 对光产生散射效应小, 因此 S 较低; 在 $R_a=3.4 \mu\text{m}$ 时, 刹车片产生了最佳反射和散射效应^[15], 因此, S 最高; 然而当刹车片 R_a 进一步增大, 将产生严重的光散射效应, 因此, 传感器输出光强减弱, S 降低。

3 结束语

本文采用氧化石墨烯和 6 芯石英多模光纤构建了一种用于非接触式在线测量制动器工作温度的反射式光纤传感器, 实验研究了氧化石墨烯温敏液浓度、氧化石墨烯薄膜与光纤探头间距及刹车片初始表面粗糙度对传感器灵敏度的影响。研究发现, 在 $20\sim 260^\circ\text{C}$ 时, 当氧化石墨烯涂覆液浓度为 0.15 g/mL , 传感器工作距离为 4 mm , 金属表面粗糙度为 $3.4 \mu\text{m}$ 时, 传感器灵敏度与温度间具有较好的线性度, 且传感器灵敏度达到 $0.0005/^\circ\text{C}$ 。本文研究成果可用于对提升系统制动器工作温度及其他金属固体物表面温度的非接触式在线实时测量, 对保障提升系统的安全营运, 以及优化提升系统产品品质都有一定价值。

参考文献:

- [1] 练睿, 徐正国, 卢建刚. 矿井提升机盘式制动器故障监测方法[J]. 煤矿安全, 2013, 44(9): 131-133.
- [2] 王文俊, 李济顺, 刘义, 等. 超深井提升机制动器紧急制动热-结构分析[J]. 煤矿安全, 2016, 47(11): 226-229.
- [3] 姜喜洋, 任勇峰, 贾兴中. 一种铂电阻温度传感器的优化设计[J]. 仪表技术与传感器, 2017, 11: 10-13.
- [4] 李雨佳, 杨拥军, 任臣, 等. 用于 MEMS 器件的 ASIC 集成温度传感器设计[J]. 微纳电子技术, 2016, 53(4): 242-248.
- [5] 刘强, 毕卫红, 王思文, 等. 基于 LP01 和 LP11 模式干涉的少模光纤温度传感器[J]. 光学学报, 2018, 38(2): 0206001.
- [6] 郭雨宽, 金靖, 张浩石. 一种低成本的基于温度敏感光纤和 OTDR 技术的新型分布式温度传感器[J]. 激光杂志, 2019(2): 11-14.
- [7] ZHONG N, CHEN M, CHANG H, et al. Optic fiber with Er^{3+} : $\text{YAlO}_3/\text{SiO}_2/\text{TiO}_2$ coating and polymer membrane for selective detection of phenol in water[J]. Sensors and Actuators B: Chemical, 2018, 273: 1744-1753.
- [8] 高晓丹, 彭建坤, 吕大娟. 法布里-珀罗薄膜干涉的光纤温度传感器[J]. 红外与激光工程, 2018, 47(1): 242-246.
- [9] ZHONG N, LIAO Q, ZHU X, et al. Temperature-independent polymer optical fiber evanescent wave sensor[J]. Scientific Reports, 2015, 5: 11508.
- [10] ZHONG N, CHEN M, WANG Z, et al. Photochemical device for selective detection of phenol in aqueous solutions[J]. Lab on a Chip, 2018, 18(11): 1621-1632.
- [11] 赵明富, 梁志, 钟年丙, 等. 基于 FBG 的 MFC 电极界面产热实时监测方法研究[J]. 激光杂志, 2015(3): 71-73.
- [12] 张正贺, 黄贞, 陈汝婷, 等. 基于投影式背景纹影技术的火焰温度场测量仪设计[J]. 激光与光电子学进展, 2019, 56(5): 052803.
- [13] DREYER D R, PARK S, BIELAWSKI C W, et al. The chemistry of graphene oxide[J]. Chemical Society Reviews, 2010, 39(1): 228-240.
- [14] WANG Y, SHEN C, LOU W, et al. Fiber optic humidity sensor based on the graphene oxide/PVA composite film[J]. Optics Communications, 2016, 372: 229-234.
- [15] ZHONG N, WANG Z, CHEN M, et al. Three-layer-structure polymer optical fiber with a rough inter-layer surface as a highly sensitive evanescent wave sensor[J]. Sensors and Actuators B: Chemical, 2018, 254: 133-142.

压电阀中的微位移放大机构

华顺明¹,张宇²,彭宇³,王义强¹

(1. 浙大宁波理工学院 机电与能源工程学院,浙江 宁波 315100;2. 浙江大学 机械工程学院,浙江 杭州 310027;

3. 宁波市博尔法液压有限公司,浙江 宁波 315502)

摘要:压电陶瓷材料具有优良的力学性能和响应特性,将其作为智能执行器应用于液压阀中,是持续多年的研究热点。但压电驱动器输出仅为微米级,难以直接满足液压阀的使用要求,因此需要设计相应的微位移放大机构。首先,重点介绍了柔性铰链放大机构及其在压电阀中的典型应用,根据原理可分为杠杆、三角、桥式等放大形式;其次,归纳了基于液压放大和晶片放大机构的两类压电阀的代表性结构和性能特点;最后,分析对比了三类放大机构应用于压电阀中的优缺点。结果表明,铰链放大结构简单,再现性好;液压放大占用空间小,频带宽,倍数高;晶片放大频响高,只适用于伺服和先导控制。

关键词:压电阀;放大机构;柔性铰链;液压放大;压电晶片

中图分类号:TN384;TM22;TH137.5 **文献标志码:**A

Micro-displacement Amplification Mechanism in Piezoelectric Valve

HUA Shunming¹,ZHANG Yu²,PENG Yu³,WANG Yiqiang¹

(1. College of Mechanical and Energy Engineering, Ningbo-Tech University, Ningbo 315100, China;

2. School of Mechanical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China;

3. Ningbo Bolev Hydraulics Co., Ltd, Ningbo 315502, China)

Abstract: The piezoelectric ceramic materials have excellent mechanical properties and response characteristics. It has been a research hotspot for many years to use them as intelligent actuators in hydraulic valves. However, the output displacement of piezoelectric actuator is only micrometer, which is difficult to meet the use requirements of hydraulic valve, so it is necessary to design the corresponding micro displacement amplification mechanism. Firstly, the flexure hinge amplification mechanism and its typical applications in piezoelectric valve are introduced. According to the principle, the flexure hinge amplification mechanism can be divided into lever, triangle and bridge types. Secondly, the representative structure and performance characteristics of two kinds of piezoelectric valve based on hydraulic amplifier and bimorph amplifier are summarized. Finally, the advantages and disadvantages of the applications of the three types of amplification mechanism to the piezoelectric valve are analyzed and compared. The results show that the hinge amplification mechanism has a simple structure and good reproducibility; the hydraulic amplifier occupies a small space, has a wide frequency bandwidth and a high multiple; the bimorph amplifier has a high frequency response and is only suitable for servo and pilot control.

Key words: piezoelectric valve; amplification mechanism; flexure hinge; hydraulic amplification; piezoelectric bimorph

0 引言

液压阀作为工业领域的重要基础元件,在近年发展中,不断地与电子控制技术、精密驱动技术、传感器技术等相结合。其中,用智能执行器替代传统执行器是一个重要研究方向。与传统执行器相比,智能执行器具有体积小,质量小及精度高等特点^[1]。

目前智能执行器材料主要有形状记忆合金、磁致伸缩材料、压电晶体等。形状记忆合金分为温控型和磁控型,前者温度控制难度较大,且响应时间过长^[2],在液压阀中的应用较少;而后者响应速度较快,且比压电晶体和磁致伸缩材料有更大的应变。2018年,施虎等^[3]将该材料应用于高速开关阀中,

收稿日期:2020-07-13

基金项目:宁波市科技创新2025重大专项基金资助项目(No. 2019B10052);浙江省自然科学基金资助项目(No. LY16E050009);宁波市自然科学基金资助项目(No. 2017A610091)

作者简介:华顺明(1973-),男,吉林大安人,教授,博士,主要从事精密机械与微小机械方面的研究。E-mail:nithuasm@126.com。

工作频率可达 200 Hz,动态响应时间为 5 ms,但材料需以外力恢复形变,且对温度非常敏感,在 60~80 °C 时,即可失去磁性形状记忆效应^[4]。与之相比,磁致伸缩材料和压电材料均具有良好的稳定性和更高的频响性。2018 年,郑佳伟等^[5]设计了一种弓张结构的伺服阀用超磁致伸缩驱动器,放大倍数约 10~11 倍,带宽 100 Hz,能够满足伺服阀使用要求。但磁致伸缩材料需与线圈配套使用,体积较大,易发热,且价格较高。

因此,压电材料在过去几十年中最受液压阀执行器研究人员的青睐。但受材料自身特性限制,压电执行器的输出位移仅为微米级,不能直接满足液压阀的使用要求,必须设计相应的微位移放大机构^[6]。根据国内外已有的相关研究,按照工作原理可分为柔性铰链式、液压式和压电晶片式等放大类型。

1 柔性铰链式微位移放大机构

传统刚性机构由运动副连接的刚性杆件组成,通过杆件间的相对运动实现能量的转换和运动的输出,而柔性机构是一类利用机构中薄弱环节的弹性变形来实现运动的^[7]。与其他机械传动机构相比,柔性铰链具有结构紧凑、运动平稳、无需润滑、零迟滞、无间隙及分辨率高等优点,因此,在微位移放大机构中得到广泛的应用^[8-9]。

根据柔性铰链的工作原理和在液压阀中的实际应用,可将其分为杠杆放大、三角放大和桥式放大 3 类。

1.1 杠杆放大机构

压电阀中较常见的是一级杠杆放大机构,根据固定位置可分为一端固定式(见图 1)和中间固定式

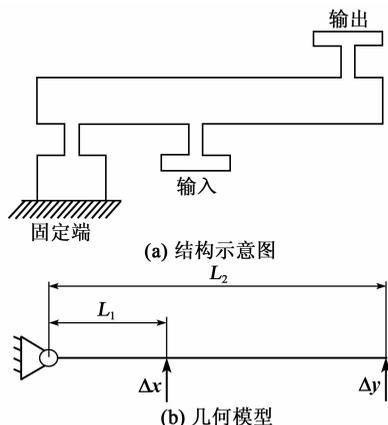


图 1 一端固定式杠杆放大机构

图 1 中, Δx 为输入端位移, Δy 为输出端的位

移, L_1 和 L_2 分别为输入、输出端到固定端的距离,此时杠杆放大机构的理论放大比为

$$\lambda = \frac{\Delta y}{\Delta x} = \frac{L_2}{L_1} \quad (1)$$

2013 年,许有熊等^[10]提出一种压电开关调压型气动数字阀(见图 2,其中 P、A 为控制先导腔的进气口和排气口),通过先导阀的高速通断来调节膜片式主阀的上腔压力,从而控制主阀压力。先导阀部分则由压电驱动器和一端固定式杠杆放大机构组成。实验结果表明,放大机构的放大比约为 4.2 倍,先导阀的摆动开关时间分别为 0.57 ms、0.3 ms,调制频率可达 1 kHz,优于普通电磁式开关阀,在 0.5 MPa 时,最大流量为 19.7 L/min。

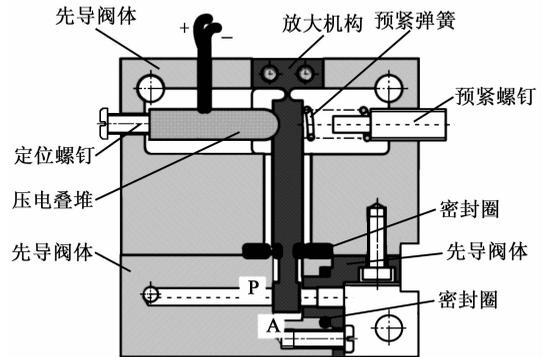


图 2 压电开关调压型气动数字阀结构示意图

2009 年,Young Bog Ham 等^[11]设计了一种采用柔性铰链杠杆放大机构的压电泵(见图 3)。实验结果表明,在 100 V 电压下,该机构输出位移为 683 μm (放大比约为 10),250 Hz 时泵的空载流量、最大输出压力分别为 600 mL/min 和 6.8 kPa。

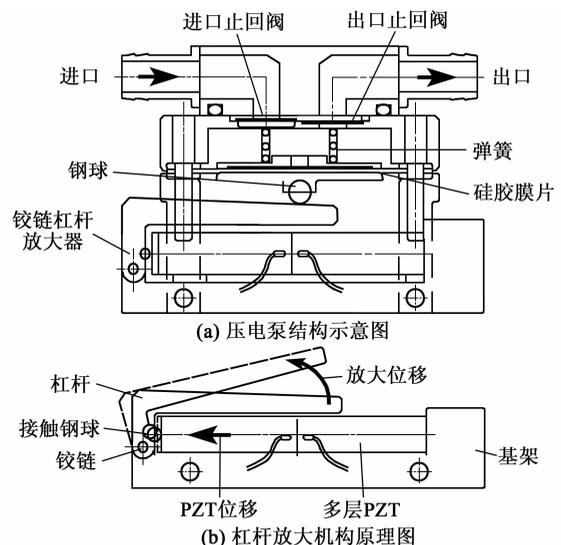


图 3 压电泵结构及放大机构原理

2012 年,Zeng Hao 等^[12]提出一种压电驱动的气动伺服阀(见图 4,其中 x_1 为输入位移, x_2 为输出

位移)。压电叠堆置于阀体顶部且与阀芯运动方向平行,叠堆位移经杠杆放大后输出为阀芯位移。该阀芯最佳频率为 313 Hz,带宽为 438 Hz,响应时间为 3.3 ms,比普通电磁阀快 6~10 倍。

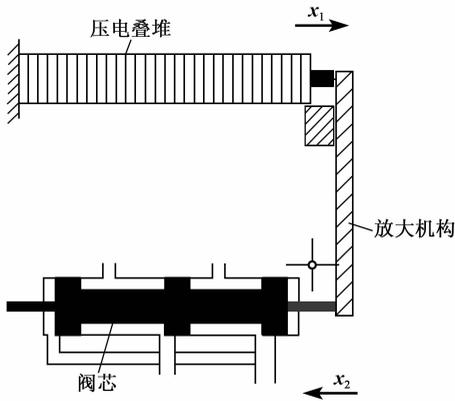


图4 压电式气动伺服阀结构示意图

2017年,Chulhee Han等^[13]设计了一种带有杠杆放大机构的压电伺服阀(见图5),并测试了该系统在不同温度下的跟踪控制性能。实测结果表明,杠杆机构的位移放大比约为21,在30℃和150℃下伺服阀均具有良好的跟踪控制性能。

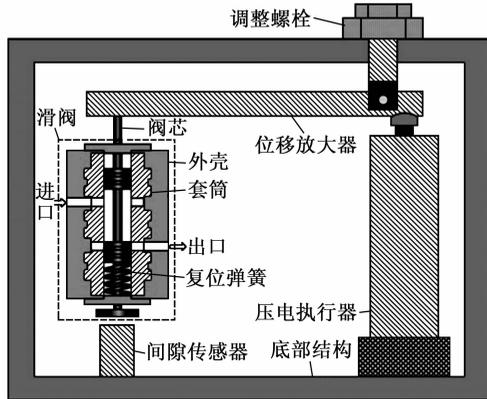


图5 压电直接驱动伺服阀

通常情况下,一级杠杆放大机构的放大倍数由其结构参数决定。当空间较狭小时,一级放大机构的放大倍数难以满足要求,此时可以采用二级放大机构(见图6)^[14]。

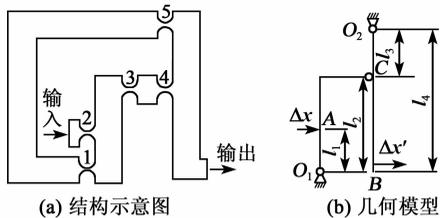


图6 二级杠杆放大机构

图6中,Δx为输入位移,Δx'为输出位移,A为一级放大机构输入点,B为二级放大机构输入点,C

为二级放大机构输出点, l_1 、 l_2 分别为第一级杠杆机构的输入、输出端到支点的长度, l_3 、 l_4 分别为第二级杠杆机构的输入、输出端到支点的长度。二级杠杆放大机构的理论放大比为

$$\lambda = \frac{\Delta x'}{\Delta x} = \frac{l_2}{l_1} \cdot \frac{l_4}{l_3} \quad (2)$$

2010年,孙健等^[15]提出一种基于二级杠杆放大机构的压电泵(见图7)。测试结果表明,放大机构的位移放大比为3.5~5.0倍,随着频率的增大,放大比会略微降低,在低频条件下,无负载的压电泵输出流量与频率成线性增大关系。

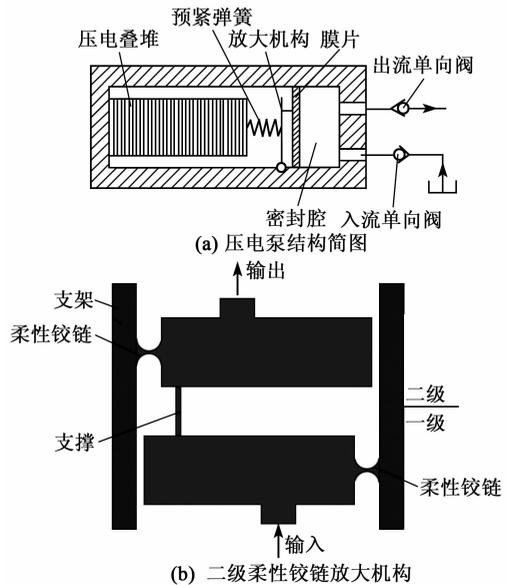


图7 压电泵示意图

1.2 三角放大机构

三角放大机构的主要特点是结构紧凑,放大比理论上可以很高,同时具有良好的动态特性,其放大的原理如图8所示。图中, α 为斜杆的倾角, θ 为 α 的增量, γ 为 α 的余角。

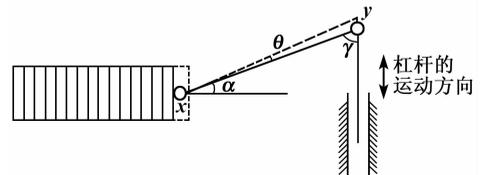


图8 三角放大原理示意图

当在水平方向上形成一个x位移时,在垂直方向便形成一个y位移,对应不同的 α 有不同的y/x值。则理论上的放大比为

$$\lambda = \frac{y}{x} = \frac{\tan \alpha (\cos \theta - 1) + \sin \theta}{(1 - \cos \theta) + \tan \alpha \sin \theta} \quad (3)$$

由于压电叠堆的位移量非常小, α 的增量 θ 也

很微小,根据等价无穷小原理,可得:

$$\lambda \approx \frac{1}{\tan \alpha} \quad (4)$$

由式(4)可知,三角放大机构的放大比与杠杆长度无关,只与 α 有关。 α 越小,放大比越大,基于此原理的放大机构在压电阀中也得到了应用。

2013 年,Lingyun Wang 等^[16]设计了一种基于压电驱动的点胶阀(见图 9)。图中, D 为螺栓直径, W_0 为压电叠堆间距。放大机构输出位移最大为 $320 \mu\text{m}$,放大比为 7 倍。该阀能够均匀稳定地分配液滴,65 Hz 喷射频率下,以 $\varnothing 0.25 \text{ mm}$ 喷嘴制造 $\varnothing 1.07 \text{ mm}$ 的液滴,直径误差在 $\pm 2\%$ 。

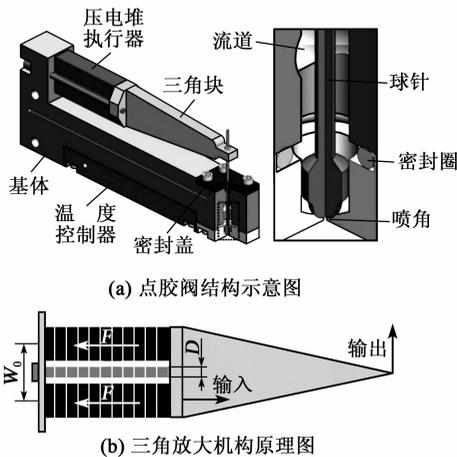


图 9 压电驱动点胶阀

2016 年,M. Dibon 等^[17]提出一种基于压电驱动的高速气阀(见图 10)。两个压电叠堆驱动器的位移经过三角放大机构放大后输出为阀杆的位移,阀杆与阀板相连,阀板的快速开合使气室中的气体能够快速排出。实验结果表明,在 200 V 电压下,三角放大机构的放大比为 30 倍,最终输出位移可达 2.1 mm,且阀门开启时间小于 2 ms,气室中气体在 6~8 ms 内全部排出。

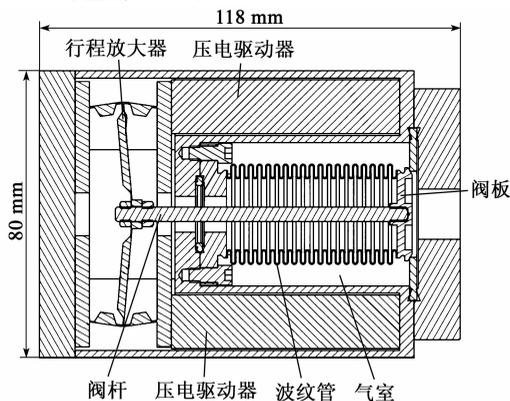


图 10 压电气阀结构图

1.3 桥式放大机构

桥式放大机构原理与三角放大机构的原理类似,其结构示意图及几何模型如图 11 所示。

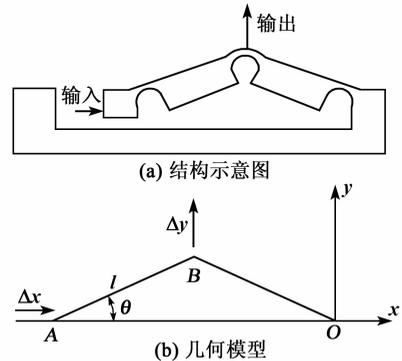


图 11 桥式柔性铰链机构

图 11 中, $AB=BO$,压电驱动器在 A 点输出一个水平方向的位移 Δx ,在 B 点输出一个垂直方向的位移 Δy ,则桥式放大机构理论上的放大比为

$$\lambda = \frac{\Delta y}{\Delta x} = \frac{1}{2 \tan \theta} \quad (5)$$

2012 年,Paul A. Sente 等^[18]设计了一种应用于航空领域的压电直接驱动伺服阀(见图 12),桥式柔性铰链放大机构内置两个反向工作的压电叠堆,当一个叠堆延伸时,另一个收缩。实测表明,压电驱动器的最大位移为 $350 \mu\text{m}$,在 100 kHz 时没有可测量的位置振荡,能够满足电力电子器件对可用空间的要求,并将功耗降到最低。

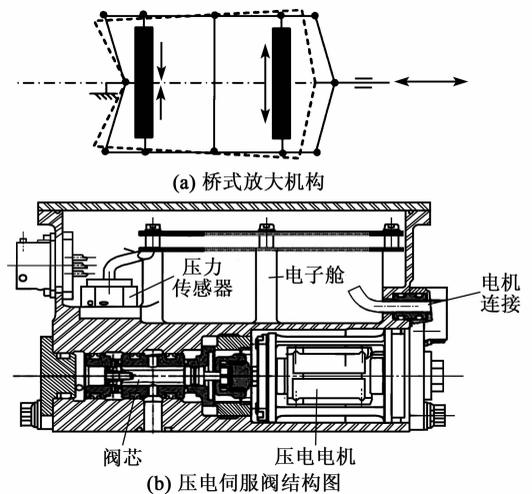


图 12 压电直驱伺服阀

2017 年,M. Dibon 等^[19]设计了一种压电驱动喷气阀(见图 13),该阀主要由压电驱动部分和储气部分组成。储气室在最大压力为 5 MPa 时可容纳 42 cm^3 气体,压电叠堆位移经桥式放大机构输出为阀杆的位移,带动阀板开合,完成排气动作。仿真结

果表明,放大机构的位移放大比为 14 倍,阀杆运动会延迟 1 ms 开始,因为压电叠层执行器必须达到一定的电荷,才能产生足够的力来克服波纹管的预应力。运动开始后,阀杆以约 0.44 m/s 的速度将阀板拉回,阀板会在 5 ms 后达到最大行程(为 2.2 mm)。为获得最大质量流量,需 2 mm 最小行程并计入延迟,其总开启时间为 3.5 ms。直阀喷嘴大小为 $\varnothing 14$ mm,喷气阀尺寸为 173 mm \times 70 mm。

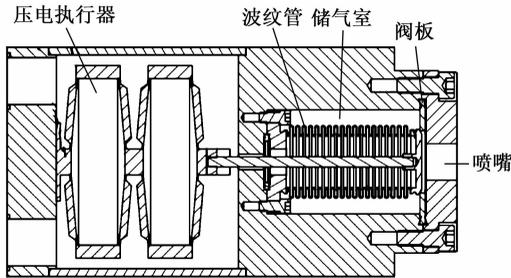


图 13 压电驱动喷气阀

2 液压式微位移放大机构

此类机构以“变径活塞”实现高倍放大,理论上通过调整密闭油腔两侧活塞的半径比,可以获得极高的放大倍数。与柔性铰链放大机构相比,液压放大机构具有结构紧凑,空间利用率高,设计灵活,理论放大倍数高,刚性好,频带范围宽^[20]等优点。根据其结构设计的不同,主要分为活塞式和膜片式两种。

2.1 活塞放大机构

活塞放大机构的原理简单,即由充满油液的密封腔(腔内气体已排空)及其两侧大、小活塞组成(见图 14)。

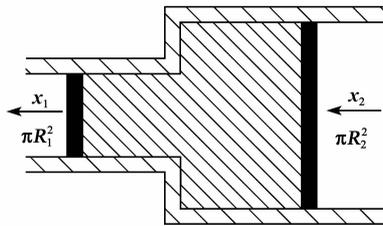


图 14 活塞放大机构原理图

大活塞侧为微位移输入端,小活塞侧为放大位移输出端,视密封腔内液体为刚性不可压缩,且忽略泄露问题。则该机构的理论放大比为

$$\lambda = \frac{x_2}{x_1} = \frac{R_2^2}{R_1^2} \quad (6)$$

式中 R_1 、 R_2 分别为小、大活塞的半径。

2006 年, Hwan-Sik Yoon 等^[21] 提出一种基于液压放大原理的高冲程压电驱动器(见图 15)。当大开口中的活塞被压电叠层驱动器推动时,流体被

加压,并将小开口中的轴推动更长距离。该设计的理论放大比为 79.6 倍,最大输出力为 314 N,但实验结果表明,由于流体机制中的能量损失及结构部件的柔顺性,实际行程和输出力减小。

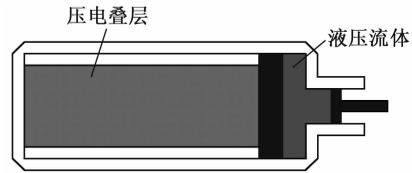


图 15 压电-液压高冲程驱动器

2011 年, Xiaosong Wu 等^[22] 设计了一种压电驱动+液压放大的轴向聚合物微阀(见图 16)。用不可压缩弹性体作为固体液压介质,弹性体既作为液压放大介质,又是阀头。实验结果表明,该阀在 30 V 驱动电压下的最大静态液压放大比为 5,在 150 V 下的最大阀头行程为 37 μ m。在 94.4 kPa 压差下,阀门的流量和关闭电压测量值分别为 785 mL/min 和 150 V。

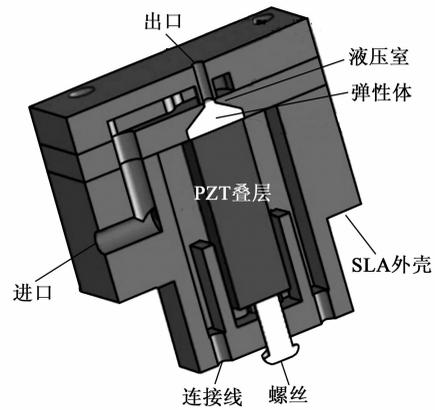


图 16 压电微阀示意图

2.2 膜片放大机构

活塞式液压放大机构在压电阀中的应用较少,应用较多的是膜片式液压放大机构,如图 17 所示。

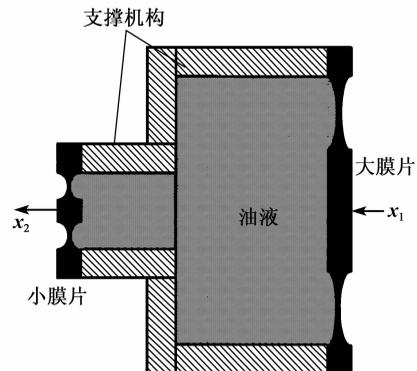


图 17 膜片式液压放大机构

根据液压放大原理,其位移放大比为

$$\lambda = \frac{x_2}{x_1} = \frac{A_1}{A_2} \quad (7)$$

式中 A_1 、 A_2 分别为大、小膜片的有效面积。

2017 年,王建红等^[23]提出一种基于膜片式液压放大的压电驱动器,其结构如图 18 所示,压电叠堆的位移经液压放大后输出为输出轴的位移。实验结果表明,在 0~100 V 电压控制下,压电驱动器的位移输出为 0~0.24 mm,放大比约为 5,稳态误差约为 $\pm 0.5 \mu\text{m}$ 。

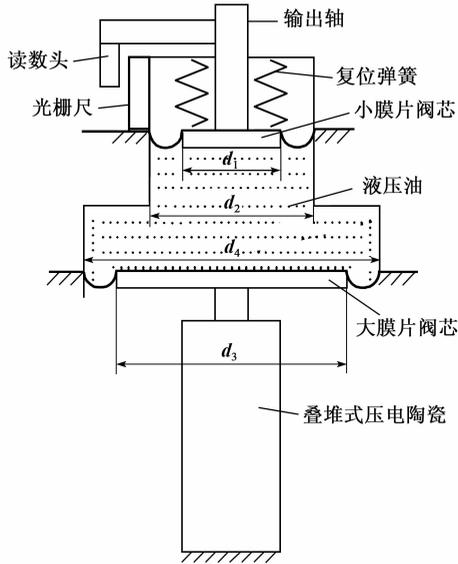


图 18 基于液压放大的压电驱动器结构原理图

2013 年,俞军涛等^[24]提出一种直驱形式的压电伺服阀(见图 19),主阀芯与驱动叠堆、液压放大机构以及复位碟簧、位移传感器位于同一轴线上。零位调整钉在伺服阀装配阶段有助于油腔排气,在工作阶段则用来调整功率滑阀阀芯的初始零位。实验结果表明,7 MPa 压力下,机构放大比约为 9,稳态误差不超过 1%,频宽约为 550 Hz,控制流量达 17 L/min。

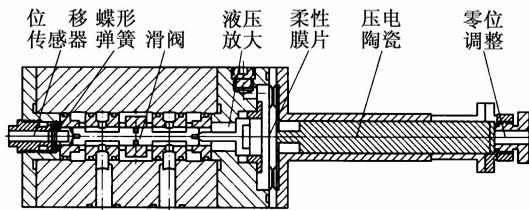


图 19 压电直驱伺服阀结构图

3 压电晶片式微位移放大机构

压电晶片一般为“三明治”结构,金属片(铍青铜、钛合金等)做弹性基底,两侧反极性粘贴两片压电陶瓷片,整体呈“机械并联、电学串联”形式(见图

20)。通电时,两陶瓷片因极性相反而沿长度方向反向变形(d_{31} 模式),从而使压电晶片输出较大的弯曲位移。

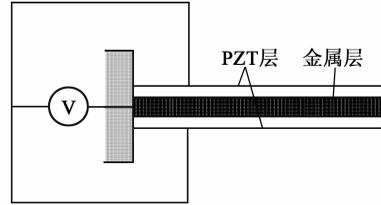


图 20 压电晶片典型结构

根据理论公式推导,压电双晶片的弯曲变形公式为

$$\delta = \frac{6dEV(h+h_0)l^2}{8Eh^3+12Eh_0h^2+6Eh_0^2h+E_0h_0^3} \quad (8)$$

式中: E 、 E_0 分别为压电晶片、等效梁的弹性模量; d 为压电常数; h_0 为电极厚度; h 为压电晶片厚度; V 为驱动电压; l 为压电晶片长度。由式(8)可知,在相同驱动电压下,压电晶片的 h 越小, l 越长,位移也越大,但同时刚度也小。

2010 年,Zhu Lihui 等^[25]研制了一种压电式电液伺服阀(见图 21),伺服阀的机电转换器由压电晶片构成,同时作为双喷嘴液压放大器的挡板。实验结果表明,该伺服阀磁滞回线小于 2%,分辨率小于 0.5%,非线性小于 3.5%,带宽可达 140 Hz,具有优良的性能。

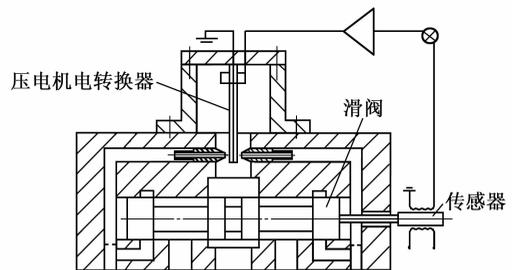


图 21 压电伺服阀

2016 年,Johan Persson 等^[26]设计了一种压电驱动二级滑阀(见图 22),第一级为压电晶片控制的小阀芯,第二级为闭环控制的主阀芯。当向压电晶片施加电场致其弯曲,迫使阀芯沿 x 轴正方向移动时,端口 1(P_1)和供油口(P_s)相通,从而增加端口 1 中的压力,然后端口 2(P_2)与回油口(P_r)相通,从而降低端口 2 中的压力,第一级控制阀中的油液被定向到第二级中,从而控制主阀芯的运动。实验结果表明,第一级控制阀中需要引入足够的流动路径,使流体从压电晶片的一侧相对畅通无阻地流向另一

侧,否则在较大位移下具有明显阻尼。

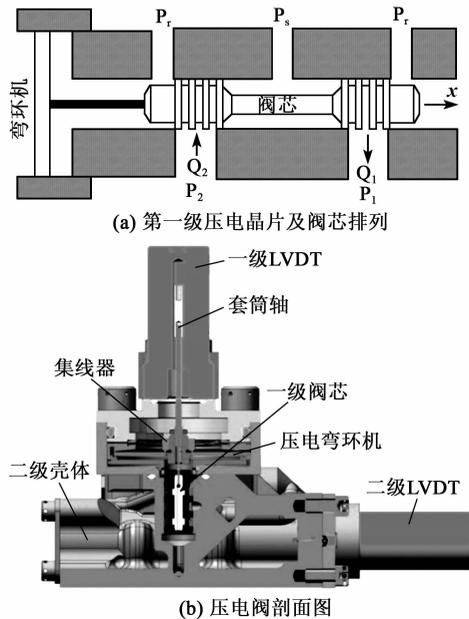


图 22 压电驱动二级滑阀

4 结论

根据不同的结构和原理,微位移放大机构可分为铰链式、液压式、晶片式 3 大类,其所构成的压电阀性能特点也不同。总之,尽管国内外学者已对其进行了长期的探索和研究,并取得了卓有成效的成果,但微位移放大机构仍是压电阀研究中的一个难点。

1) 柔性铰链式微位移放大机构在压电阀中最常见,根据放大原理可分为杠杆放大、三角放大及桥式放大结构。该类放大机构运动再现性高,结构简单,但其结构尺寸相对于压电驱动器较大,空间利用率低,且为了得到较高的放大比,需要进行多级放大,不利于压电阀小型化的发展,故需要优化结构设计,提高空间利用率。

2) 与柔性铰链式微位移放大结构相比,液压式微位移放大机构的结构更紧凑,空间利用率更高,且通过设计可以具有很高的理论放大比。活塞式液压放大机构在运动过程中易出现摩擦、爬行等现象,且由于活塞和活塞壁都是刚性结构,实际应用中必然存在密闭腔内的油液泄漏问题。膜片式液压放大机构已较好地解决了活塞的泄露和摩擦问题,但是由于油液压缩和膜片变形,会吸收部分能量,从而影响机构的实际放大倍数。

3) 压电晶片式微位移放大机构通过自身的弯曲变形来达到位移放大的目的,其结构简单,响应

快,位移重复性好,控制方便,无磁干扰。但是由于自身特性的影响,压电晶片很少应用于位移放大比较大的压电阀中,更多地是应用于喷嘴挡板阀,未来可积极探索其在其他液压阀中的应用。

参考文献:

- [1] 欧阳小平,杨华勇, TILLEY D, 等. 压电执行器在螺纹插装阀中的应用[J]. 浙江大学学报(工学版), 2009, 43(7): 1225-1229.
OUYANG Xiaoping, YANG Huayong, TILLEY D, et al. Research on screw-in cartridge valves using piezoelectric actuator[J]. Journal of Zhejiang University(Engineering Science), 2009, 43(7): 1225-1229.
- [2] CHERNENKO V A, KOKORIN V V, VITENKO I N, et al. The development of new ferromagnetic shape memory alloys in Ni-Mn-Ga system[J]. Scripta Metallurgica et Materialia, 1995, 33(8): 1239-1244.
- [3] 施虎,何彬,汪政,等. 磁控形状记忆合金驱动特性及其在液压阀驱动器中的应用[J]. 机械工程学报, 2018, 54(20): 235-244.
SHI Hu, HE Bin, WANG Zhen, et al. Magnetomechanical behavior of magnetic shape memory alloy and its application in hydraulic valve actuator[J]. Journal of Mechanical Engineering, 2018, 54(20): 235-244.
- [4] GABDULLIN, KHAN S H. Electromagnetic and thermal analyses of high performance magnetic shape memory actuators for valve applications [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2016, 52(9): 1.
- [5] 郑佳伟,何忠波,李冬伟,等. 伺服阀用超磁致伸缩致动器弓张结构设计研究[J]. 振动与冲击, 2018, 37(24): 30-37.
ZHENG Jiawei, HE Zhongbo, LI Dongwei, et al. A design and study on the bow-type structure of a giant magnetostrictive actuator for servo valves[J]. Journal of Vibration and Shock, 2018, 37(24): 30-37.
- [6] 罗樟,朱玉川. 智能材料驱动的高速开关阀[J]. 压电与声光, 2019, 41(4): 575-581.
LUO Zhang, ZHU Yuchuan. Highspeed on-off valve driven by smart material[J]. Piezoelectrics & Acousto-optics, 2019, 41(4): 575-581.
- [7] RAGHAVENDRA M R A, KUMAR A S, JAGDISH B N. Design and analysis of flexure-hinge parameter in microgripper [J]. The International Journal of Advanced Manufacturing Technology, 2010, 49(9/12): 1185-1193.
- [8] 赵宏伟,吴博达,曹殿波,等. 直角柔性铰链的力学特

- 性[J]. 纳米技术与精密工程, 2007, 5(2): 143-147.
- ZHAO Hongwei, WU Boda, CAO Dianbo, et al. Mechanical performance of right-angle flexure hinge[J]. Nanotechnology and Precision Engineering, 2007, 5(2): 143-147.
- [9] 崔新辉. 柔性微传动机构的构型设计与分析研究[D]. 重庆: 重庆大学, 2012.
- [10] 许有熊, 李小宁, 朱松青, 等. 压电开关调压型气动数字阀控制方法的研究[J]. 中国机械工程, 2013, 24(11): 1436-1441.
- XU Youxiong, LI Xiaoning, ZHU Songqing, et al. Research on control methods of piezoelectric on-off pressure-regulation type electro-pneumatic digital valve[J]. China Mechanical Engineering, 2013, 24(11): 1436-1441.
- [11] HAM Y B, SEO W S, CHO W Y, et al. Development of a piezoelectric pump using hinge-lever amplification mechanism[J]. Journal of Electroceramics, 2009, 23(2/4): 346-350.
- [12] ZENG H, YUAN R B, SUN C G, et al. Study on performance of laminated piezoelectric pneumatic servo valve[J]. Procedia Engineering, 2012, 31: 1140-1148.
- [13] CHULHEE H, YONG-HOON H, SEUNG-BOK C. Tracking control of a spool displacement in a direct piezoactuator driven servo valve system[J]. Frontiers in Materials, 2017, 4(9): 2296-8016.
- [14] 沈剑英, 张海军, 赵云. 压电陶瓷驱动器杠杆式柔性铰链机构放大率计算方法[J]. 农业机械学报, 2013, 44(9): 267-271.
- SHEN Jianying, ZHANG Haijun, ZHAO Yun. Calculation method of magnification ratio for lever-type flexure hinge mechanism driven by piezoactuator[J]. Transactions of the Chinese Society for Agricultural Machinery, 2013, 44(9): 267-271.
- [15] 孙健, 孙启健, 刘彦菊, 等. 一种基于柔性放大机构的压电叠堆泵设计[C]//长沙: 第十六届全国复合材料学术年会(NCCM-16), 2010.
- [16] WANG Lingyun, DU Jiang, LUO Zhiwei, et al. Design and experiment of a jetting dispenser driven by piezoelectric actuator[J]. IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology, 2013, 3(1): 147-156.
- [17] DIBON M, HERRMANN A, MANK K, et al. Piezoelectric valve for massive gas injection in ASDEX upgrade[C]//Hannover, Germany: DPG Frühjahrstagung, 2016.
- [18] SENTE P A, LABRIQUE F M, ALEXANDRE P J. Efficient control of a piezoelectric linear actuator embedded into a servo-valve for aeronautic applications[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59(4): 1971-1979.
- [19] DIBON M, PAUTASSO G, GRIENER M, et al. Piezo-driven Valve for disruption mitigation studies in tokamaks[J]. Fusion Engineering and Design, 2017, 123: 797-801.
- [20] 杨朝舒, 何忠波, 李冬伟, 等. 伺服阀用液压放大式GMA的设计及建模[J]. 压电与声光, 2014, 36(6): 963-966.
- YANG Zhaoshu, HE Zhongbo, LI Dongwei, et al. Design and modeling of hydraulically amplified giant magnetostrictive actuator for servovalve[J]. Piezoelectrics & Acousto-optics, 2014, 36(6): 963-966.
- [21] YOON H S, WASHINGTON G, EYABI P, et al. A millimeter-stroke piezoelectric hybrid actuator using hydraulic displacement amplification mechanism[C]//Montreal, Quebec, Canada: IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2006.
- [22] WU X, KIM S H, JI C H, et al. A solid hydraulically amplified piezoelectric microvalve[J]. Journal of Micro-mechanics & Microengineering, 2011, 21(9): 095003.
- [23] 王建红, 周浩, 许有熊, 等. 基于膜式液压放大的压电驱动器设计与实验[J]. 中国机械工程, 2017, 28(21): 51-56.
- WANG Jianhong, ZHOU Hao, XU Youxiong, et al. Design and experiment of piezoelectric actuator based on diaphragm type hydraulic amplification[J]. China Mechanical Engineering, 2017, 28(21): 51-56.
- [24] 俞军涛, 焦宗夏, 吴帅. 基于液压微位移放大结构的新颖压电陶瓷直接驱动阀设计及仿真[J]. 机械工程学报, 2013, 49(2): 151-158.
- YU Juntao, JIAO Zongxia, WU Shuai. Design and simulation new servo valve derived driven by piezoelectric actuator using hydraulic amplification[J]. Journal of Mechanical Engineering, 2013, 49(2): 151-158.
- [25] ZHU Lihui, E Shiju, ZHU Xilin, et al. Development of Hydroelectric servo-valve based on piezoelectric elements[C]//Wuhan, China: International Conference on Mechanic Automation & Control Engineering. IEEE, 2010.
- [26] PERSSON J, PLUMMER A R, BOWEN C R, et al. Dynamic modelling and performance of a two stage piezoelectric servovalve[C]//Florianopolis, Brazil: 9th FPNI Ph D Symposium on Fluid Power(FPNI 2016), 2016.

微型半球陀螺平面电极装配方法设计

杨峰^{1,2,3},梅松^{1,2,3},林丙涛^{1,2,3},肖凯^{1,2,3},雷霆^{1,2,3},方海斌^{1,2,3}

(1. 中国电子科技集团公司第二十六研究所,重庆 400060;2. 重庆市固态惯性技术企业工程技术研究中心,重庆 401332;
3. 重庆市固态惯性技术工程实验室,重庆 401332)

摘要:微型半球陀螺采用静电激励和电容检测技术实现陀螺的振型控制及信号读取,电容间隙的装配工艺是陀螺的关键工艺之一。该文对采用平面电极的微型半球陀螺装配工艺进行了探索,并根据谐振子的结构尺寸计算了装配误差的控制范围,设计了一种采用精密垫片实现微小间隙的装配方法,该方法通过垫片的厚度控制电容间隙。对采用此方法装配的陀螺电容间隙进行测量,并测试了封装后的陀螺性能,结果表明,电容间隙可控制在 $(12\pm 3)\mu\text{m}$ 。在力平衡模式下,陀螺样机的零偏稳定性达 $7.3(^{\circ})/\text{h}$,量程为 $\pm 300(^{\circ})/\text{s}$,验证了装配方法的可行性。

关键词:微型半球陀螺;平面电极;装配方法;精密垫片;零偏稳定性

中图分类号:TP212 **文献标志码:**A

An Assembly Method for Micro-scale Shell Resonator Gyroscope with Out-of-plane Electrodes

YANG Feng^{1,2,3}, MEI Song^{1,2,3}, LIN Bingtao^{1,2,3}, XIAO Kai^{1,2,3}, LEI Ting^{1,2,3}, FANG Haibin^{1,2,3}

(1. The 26th Institute of China Electronics Technology Group Corporation, Chongqing 400060, China;
2. Solid Inertial Technology Enterprise Engineering Technology Research Center of Chongqing City, Chongqing 401332, China;
3. Solid Inertial Technology Engineering Laboratory of Chongqing City, Chongqing 401332, China)

Abstract: The micro shell resonator gyroscope uses the electrostatic excitation and capacitance detection technology to realize the vibration control and signal pick-up of the gyroscope, thus the assembly technology of control capacitance gap is one of the key technologies of gyroscope. In this paper, the assembly process of micro shell resonator gyroscope with out-of-plane electrodes is explored, and the range of capacitance gap error is calculated according to the structure parameters of resonator, and an assembly method of micro gap is designed by using precision shims, which control gap through the thickness of shim. The capacitance gap by this method is measured, and performance of the micro shell resonator gyroscope is tested. The results show the range of capacitance gap can be controlled at $(12\pm 3)\mu\text{m}$. In the force-rebalance mode, the bias stability of the gyroscope is $7.3(^{\circ})/\text{h}$, and the measuring range is $\pm 300(^{\circ})/\text{s}$. The feasibility of this assembly method is verified.

Key words: micro shell resonator gyroscope; out-of-plane electrodes; assembly method; precision shims; bias stability

0 引言

微型半球陀螺也称微半球,它是一种新型陀螺仪,具有体积小,成本低及可靠性高等优点。2020年,美国密歇根大学研制出的微半球已具备较好的性能,其零偏不稳定性达 $0.0014(^{\circ})/\text{h}$ (Allan方差),角度随机游走达 $0.00016(^{\circ})/\text{h}^{1/2}$,是目前已知精度最高的微半球^[1]。微半球的工作原理与传统半球陀螺相同,但在谐振子、电极的结构形式及制造

工艺方面,两者存在较大差异。

目前,微半球谐振子的制造工艺有火焰吹制^[2]及键合吹制成型^[3-4]等,其中以火焰吹制制造的谐振子性能最好。微半球的电极形式包括球面^[5]、柱面^[6]及平面电极^[7]等,平面电极的结构简单,对电极的制造及装配难度要求较低,但由于电容面积小,为保证驱动及检测效率,平面电极的电容间隙较小。国外研究者对采用平面电极的微半球装配工艺展开

了探索,提出了使用牺牲层控制电容间隙的方法^[8-9],该方法需要借助辅助设备完成牺牲层的制作,在完成装配后需去除牺牲层,影响装配效率。同时,由于电容间隙小,多余物较难完全清理,易影响陀螺性能。

针对上述问题,本文根据谐振子的结构参数,计算了装配误差的控制范围,设计了一种采用精密垫片实现微小电容间隙的装配方法,该方法依靠垫片的厚度控制电容间隙,装配完成后无需清洗。对装配后的陀螺电容间隙进行测量,并测试了封装后的陀螺性能。结果显示,电容间隙为 $(12 \pm 3) \mu\text{m}$,达到预期设计水平。在力平衡模式下,陀螺的量程为 $\pm 300 (^{\circ})/\text{s}$,零偏稳定性达 $7.3 (^{\circ})/\text{h}(1\sigma, \text{采样} 1 \text{ h}, 10 \text{ s 平滑})$,验证了装配方法的有效性。

1 陀螺装配误差分析

微半球谐振子通过锚点固定在平面电极几何中心,谐振子唇口平面与电极形成平板电容。由于存在装配误差,唇口平面与电极平面无法完全平行,从而造成电容间隙不均匀。假设谐振子与电极存在固定倾角 α ,定义锚点中心与电极的距离为 d_0 。二者关系如图 1 所示。

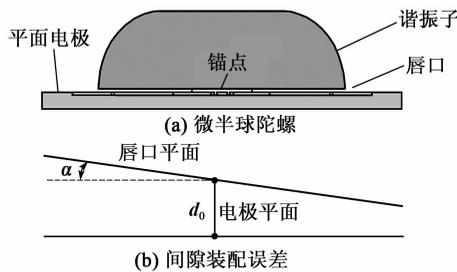


图 1 微半球装配误差示意图

由图 1 可知,装配误差将使电容间隙 d 随圆周方位角变化。为计算方便,建立几何模型如图 2 所示。

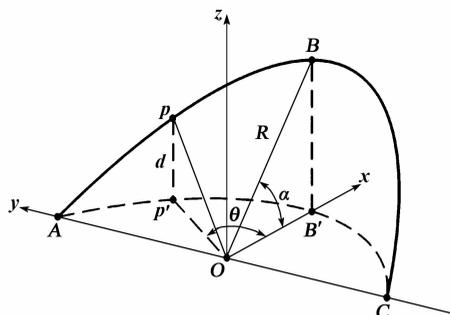


图 2 谐振子圆周上任意一点的电容间隙

图 2 中, R 为谐振子的半径, $OABC$ 为谐振子唇

口的半个圆周, B 为圆周的中心,其在水平面 xOy 的投影为 B' ; p 为圆周上任意一点,其在水平面的投影为 p' , Op' 与 x 轴的夹角为 θ ,表示 p 点在电极平面的方位角; p 与 p' 的距离即为 p 点位置的电容间隙。令 p 点铅垂方向的瞬时位移为 $u(t)$,且将 α 视为微小变量,由图 2 的几何关系易得到谐振子唇口上任意一点的 d 为

$$d = d_0 + \frac{R \sin \alpha \cos \theta}{\sqrt{\cos^2 \theta + \cos^2 \alpha \sin^2 \theta}} + u(t) \approx d_0 + R \alpha \cos \theta + u(t) \quad (1)$$

谐振子唇口与电极构成的电容形式如图 3 所示。图中, θ_w 为单个电极宽度, θ_e 为电极的位置, h 为谐振子唇口厚度。在该电极范围内,微小弧度 $d\theta$ 对应的微元面积 $dS = hRd\theta$,可得到该电极微元与谐振子之间形成的静电力 dF_e 为

$$dF_e = \frac{\epsilon R h}{2d^2} (V_D - V_E)^2 d\theta \quad (2)$$

式中: ϵ 为介电常数, V_D 为谐振子上的直流电压; $V_E = A \sin(\omega t)$ 为激励电极上施加的交流电压, A 为交流电压的幅值, ω 为激励频率,与谐振子的工作频率相同。

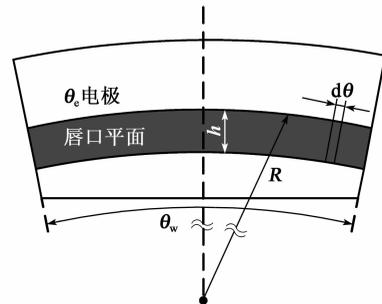


图 3 电容示意图

在不考虑直流及二倍频分量的条件下,将式(1)代入式(2),并对式(2)在电极宽度为 $[\theta_e - \theta_w/2, \theta_e + \theta_w/2]$ 内积分,可得到在 θ_e 电极位置处,施加的静电力 F_e 为

$$F_e = \int_{\theta_e - \theta_w/2}^{\theta_e + \theta_w/2} \frac{\epsilon R h V_D V_E}{[d_0 + R \alpha \cos \theta + u(t)]^2} \sin(\omega t) d\theta \quad (3)$$

由于质点的 $u(t) \ll d$,忽略 $u(t)$ 的影响, F_e 近似为

$$F_e \approx F \sin(\omega t) \quad (4)$$

式中 F 为静电力的幅值,则有:

$$F = \frac{\epsilon R h V_D V_E}{d_0^2 - R^2 \alpha^2} [G(\theta)]_{\theta_e - \theta_w/2}^{\theta_e + \theta_w/2} \quad (5)$$

其中:

$$G(\theta) = \frac{2d_0}{\sqrt{d_0^2 - R^2\alpha^2}} \arctan \left[\frac{(d_0 - R\alpha)}{\sqrt{d_0^2 - R^2\alpha^2}} \cdot \tan\left(\frac{\theta}{2}\right) \right] - \frac{R\alpha \sin \theta}{(d_0 + R\alpha \theta)} + C \quad (6)$$

式中 C 为常数。当无外部角速度输入时,在此电容间隙下,忽略阻尼和刚度不均匀的影响,得到在谐振子圆周上,主轴处质点的运动方程^[10]为

$$M\ddot{q}_1 + c\dot{q}_1 + Kq_1 = F_e \quad (7)$$

式中: M 为谐振子的等效质量; c 为阻尼系数; K 为刚度系数; q_1 为质点位移的幅值。由式(7)可得在 θ_e 电极处施加 F_e 时,谐振子的 q_1 为

$$q_1 = X_1(t) + \frac{F}{2K\zeta} \sin(\omega t + \varphi_0) \quad (8)$$

式中: $X_1(t)$ 为质点的瞬态振动,很快会衰减掉,在陀螺工作时可忽略; $\frac{F}{2K\zeta} \sin(\omega t + \varphi_0)$ 为稳态振动; $\zeta = c/[2(K/M)^{1/2}]$ 为阻尼比; φ_0 为初始相位。

在通常的装配精度下,相对于 d_0 来说, α 为极小变量,式(8)中质点稳态振动的幅值可近似认为与 d^2 成反比。因此,为获得较高的驱动/检测效率,理论上期望 d 越小越好,但过小的 d 给装配工艺提出了挑战,尤其是装配间隙均匀性的实现。已知现有 $R=3.66 \text{ mm}$, $h=0.1 \text{ mm}$,平面上均布 16 个电极,在忽略电极间隔的条件下,可认为 $\theta_w = \pi/8$ 。设 $\alpha = \pi/7200$,谐振子与电极平面的相对位置如图 2 所示。根据式(1)可得到对应的静态电容间隙,其最小值及最大值分别在 0° 电极 ($\theta_e = 0$) 及 180° 电极 ($\theta_e = \pi$) 处取得。同理,根据式(8)可得,在 0° 和 180° 电极激励时,质点的位移幅值达到最小值 ($q_{1\min}$) 和最大值 ($q_{1\max}$)。为计算方便,在 $V_D = V_E$ 时,对 q_1 取归一化处理,即只求解 $q_{1\max} : q_{1\min}$ 。

分别计算当 $d_0 = 5 \text{ }\mu\text{m}$ 、 $10 \text{ }\mu\text{m}$ 及 $15 \text{ }\mu\text{m}$ 时,电容间隙分布及 $q_{1\max} : q_{1\min}$,数值如表 1 所示。

表 1 不同 d_0 值下,间隙分布及 $q_{1\max} : q_{1\min}$

$d_0/\mu\text{m}$	间隙分布/ μm	$q_{1\max} : q_{1\min}$
5	3.4~6.6	3.7 : 1
10	8.4~11.6	1.9 : 1
15	13.4~16.6	1.53 : 1

由表 1 可知,在 α 相同的条件下, d_0 越小,间隙分布的均匀性越差;激励电压相同时,不同电极处的质点位移幅值差别也越大。因此,设计 $d_0 = 10 \sim 15 \text{ }\mu\text{m}$,间隙均匀性控制在 $\pm(2 \sim 3) \text{ }\mu\text{m}$,既可降低装配工艺难度,亦能减少间隙误差对陀螺的影响。

2 陀螺装配工艺

装配所用的微半球谐振子采用熔融石英玻璃,由火焰吹制工艺得到。实物如图 5 所示,将谐振子结构释放后,用于装配方法试验验证。

采用精密加工制成的垫片实测厚度约为 $10 \sim 13 \text{ }\mu\text{m}$,按照图 4 的工艺流程对谐振子和电极进行装配,详细装配步骤如下:

1) 平面电极的材料为熔融石英玻璃片,表面上有均布的 16 个金属电极(见图 4(a))。

2) 将垫片覆盖在平面电极上,在电极中心添加连接材料,将谐振子放置在平面电极的几何中心,锚点通过连接材料与平面电极接触,如图 4(b)所示。

3) 在谐振子圆周径向和锚点平面分别施加径向定位装置和轴向定位装置,以确保谐振子不发生位移和偏转(见图 4(c))。

4) 按照连接材料的固化温度曲线,将步骤 3) 中的谐振子连同定位装置一起进行加热,待固化完成后,去除垫片及定位装置,即可以得到微半球(见图 4(d))。

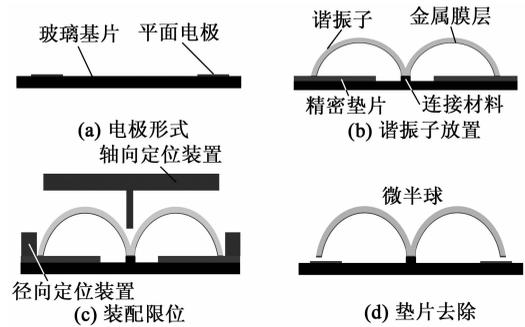


图 4 微半球装配工艺流程图

3 测试结果

采用扫描电镜(SEM)观测装配好的微半球电容间隙,实测图像如图 5 所示。

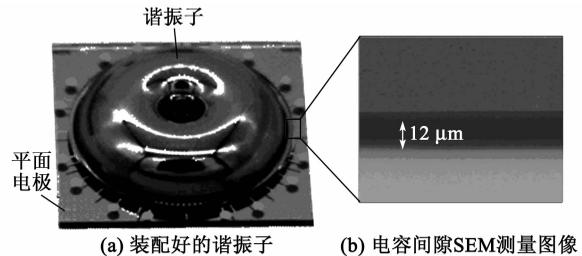


图 5 微半球间隙实测图

在唇口圆周上,选取间隔均匀的 4 个点(即间隔 $\pi/2$)进行电容间隙测量,结果显示,电容间隙为 $(12 \pm 3) \text{ }\mu\text{m}$,达到设计要求。按照上述的装配方法,装配多只微半球,并对装配好的陀螺进行真空封

装,封装后的微半球如图6所示。



图6 封装后的微半球样机

在真空度 $<1\text{ Pa}$ 时,测得谐振子四波腹模态的自由振动衰减时间常数 τ 及品质因数 Q 如图7所示。对微半球样机进行电路调试后,在力平衡模式下,测量样机的零偏稳定性及量程。预热 20 min 后,样机的零偏稳定性为 $7.3\text{ }(^{\circ})/\text{h}(1\sigma, \text{采样} 1\text{ h}, 10\text{ s}$ 平滑),原始数据如图8所示,量程为 $\pm 300\text{ }(^{\circ})/\text{s}$ 。

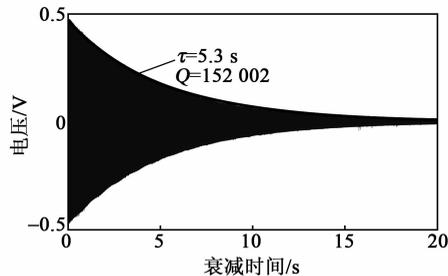


图7 谐振子的衰减时间常数

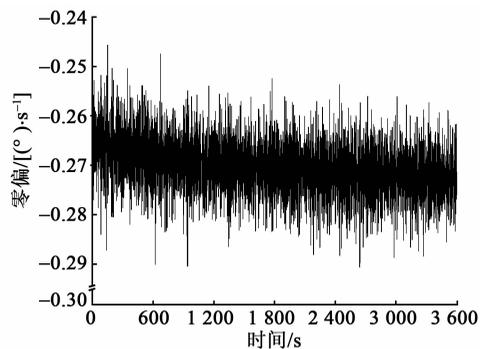


图8 微半球样机的零偏测试结果

4 结束语

针对微型半球陀螺平面电极的装配工艺特点,根据现有谐振子的结构参数,分析了平面电极电容间隙误差的控制范围。设计了一种采用精密垫片实现微小电容间隙的装配方法,通过对采用此方法装配的陀螺电容间隙测试发现,唇口周向的电容间隙可以控制在 $(12 \pm 3)\text{ }\mu\text{m}$,达到设计预期水平。同时,对封装后的陀螺进行了性能测试,在力平衡模式下,陀螺的量程为 $\pm 300\text{ }(^{\circ})/\text{s}$,零偏稳定性为 $7.3\text{ }(^{\circ})/\text{h}$ 。

参考文献:

- [1] CHO J, SINGH S, WOO J, et al. $0.000\ 16\text{ deg}/\sqrt{\text{hr}}$ Angle random walk (ARW) and $0.001\ 4\text{ deg}/\text{hr}$ bias instability (BI) from a 5.2M-Q and 1-cm precision shell integrating (PSI) gyroscope; 2020 IEEE international symposium on inertial sensors and systems proceedings [C]//Hiroshima, Jpn: IEEE, 2020.
- [2] CHO J, YAN J, GREGORY J A, et al. 3-Dimensional blow torch-molding of fused silica microstructures[J]. Journal of Microelectromechanical Systems, 2013, 22(6):1276-1284.
- [3] SENKAL D, AHAMED M J, TRUSOV A A, et al. High temperature micro-glassblowing process demonstrated on fused quartz and ULE TSG[J]. Sensors and Actuators A: Physical, 2013, 201:525-531.
- [4] PRIKHODKO I, ZOTOV S, TRUSOV A, et al. Microscale glass-blown three-dimensional spherical shell resonators[J]. Journal of Microelectromechanical Systems, 2011, 20(3):691-701.
- [5] CHO J, NAGOURNEY T, DARVISHIAN A, et al. Ultra conformal high aspect-ratio small-gap capacitive electrode formation technology for 3D micro shell resonators; 2017 IEEE international conference on micro electro mechanical systems proceedings [C]//Las Vegas, USA: IEEE, 2017:1169-1172.
- [6] CHO J, WOO J, YAN J, et al. Fused-silica micro bird-bath resonator gyroscope (μ -BRG)[J]. Journal of Microelectromechanical Systems, 2014, 23(1):66-67.
- [7] SHI Y, XI X, WU Y, et al. An improved fabrication process for micro hemispherical resonator gyroscope; 2019 IEEE international symposium on inertial sensors and systems proceedings [C]//Florida, USA: IEEE, 2019:93-96.
- [8] SENKAL D, AHAMED M J, ASKARI S, et al. MEMS micro-glassblowing paradigm for wafer-level fabrication of fused silica wineglass gyroscopes[J]. Procedia Engineering, 2014, 87:1489-1492.
- [9] ASADIAN M, WANG Y, ASKARI S, et al. Controlled capacitive gaps for electrostatic actuation and tuning of 3D fused quartz micro wineglass resonator gyroscope; 2017 IEEE International symposium on inertial sensors and systems proceedings [C]//Hawaii, USA: IEEE, 2017:19-22.
- [10] XIAO D, LI W, HOU Z, et al. Fused silica micro shell resonator with T-shape masses for gyroscopic application[J]. Journal of Microelectromechanical Systems, 2018, 27(1):47-58.

基于分次吹制工艺的微半球陀螺制作

张桐¹, 邓江涛², 杨峰¹, 梅松¹, 肖凯¹, 林丙涛¹, 韩世川¹, 林翠平¹

(1. 中国电子科技集团公司第二十六研究所, 重庆 400060; 2. 麦格磁电科技有限公司, 广东 珠海 519040)

摘要:提出了一种微半球谐振子分次吹制工艺新方法,通过增加第二次旋转吹制的方式,以补偿第一次吹制过程中由于温度场不均匀性造成的谐振子对称度误差。设计了微半球陀螺整体工艺方案,并制作了硼硅酸玻璃材质的微半球谐振子及陀螺样品,测试结果表明,分次吹制后的谐振子频差由单次吹制的30~60 Hz降至10 Hz以内。经与力平衡控制电路联调,陀螺零偏不稳定性为8.2 (°)/h。

关键词:分次吹制;微半球陀螺;硼硅酸玻璃

中图分类号:TP212 **文献标志码:**A

Fabrication of Micro-Hemispherical Gyroscope Based on Fractional Blowing Technology

ZHANG Tong¹, DENG Jiangtao², YANG Feng¹, MEI Song¹, XIAO Kai¹, LIN Bingtao¹, HAN Shichuan¹, LIN Cuiping¹

(1. The 26th Institute of China Electronics Technology Group Corporation, Chongqing 400060, China;

2. Emicore Co. Ltd, Zhuhai 519040, China)

Abstract: A new method for fractional blowing of micro-hemispherical resonator is proposed. By adding a second rotary blowing method, the symmetry error of the resonator caused by the non-uniformity of the temperature field inhomogeneity during the first blowing can be compensated. The whole process scheme of the micro hemispherical gyroscope is designed, and the resonator made of borosilicate glass and the gyroscope prototype is manufactured. The test results show that the frequency difference of resonators after the fractional blowing were reduced from 30~60 Hz to less than 10 Hz. The bias instability of gyro reaches 8.2 (°)/h through the joint adjustment with the force-rebalance mode control.

Key words: fractional blowing; micro-hemispherical gyroscope; borosilicate glass

0 引言

微半球陀螺因具有成本低,体积小及精度高等优点,成为微型高精度陀螺的热门研究方向^[1-7],其核心元件微半球谐振子为三维曲面结构,吹制成型是谐振子制作的工艺方法之一。通过将谐振子材料加热至其软化点,压力差驱动处于流体态的谐振子热塑变形,当压力差与谐振子的表面张力实现平衡时,谐振子完成结构成型^[8-9]。

微半球谐振子结构的轴对称性是影响微半球陀螺性能的主要因素^[10],如陀螺的频率分裂、系统漂移等,吹制成型工艺决定了谐振子的尺寸及对称性。由于吹制设备温度场的均匀性误差,导致谐振子表面黏度及张力的不一致性,进而导致谐振子成型的

轴对称性误差。

为了降低热源温度场均匀性误差对谐振子成型对称性的影响,国防科大研究团队^[11]提出在吹制成型过程中采用连续旋转工作台的方式,使谐振子相对于中心轴对称分布的不同点温度保持一致,进而提高谐振子的轴对称性。但该方式需定制专用的带转台吹制设备,热源为温度较高且快速加热的燃烧火焰,适用于低热膨胀系数的石英玻璃材质;而对于热膨胀系数大于 3×10^{-6} 的硼硅酸玻璃材质,在火焰吹制过程中易造成玻璃炸裂。

因此,基于现有设备条件,本文提出了通过采用两次吹制成型的工艺方案,首次热塑变形后,温度场均匀性误差会导致谐振子的对称性误差,再对

谐振子旋转 180°后进行第二次吹制实现谐振子首次热塑成型工艺误差的补偿,无需定制专用的带旋转工作台的高温炉设备,工艺过程简单且补偿精度高。

1 工作原理

图 1 为微半球谐振子旋转时唇缘振型的驻波进动示意图^[13],它具有两个波节轴和两个波腹轴。微半球陀螺工作时,谐振子在电路系统控制下维持四波腹(波数 $n=2$)驻波振动,在这种振动模式下,它的唇缘振型具有 4 个波腹和 4 个节点(波节)。当陀螺不旋转时,波腹和波节的位置保持不变;而当陀螺敏感轴方向有外界角速度 ω 输入时,在哥氏力作用下,驻波位置发生反向进动,导致四波腹振型相对唇缘产生与转角成一定比例而方向相反的进动角度 (Ψ),且该比例因子是仅与谐振子的结构常数、振动方式有关的函数,不受外界条件变化的影响。

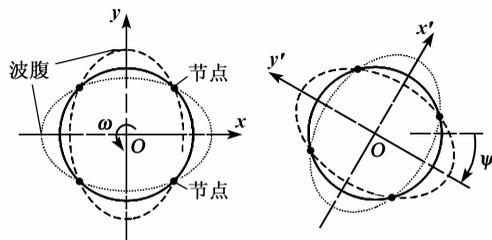


图 1 驻波进动示意图

2 结构设计

陀螺结构采用蘑菇状结构形式(见图 2),激励检测电极采用平面电极形式,与球壳电极连接的 8 个辐条状电极等角分布于基座表面,每 2 个相邻辐条状电极中间设置一个扇形形状的激励或检测电极,其中相邻 4 个作为激励电极,另外 4 个作为检测电极。

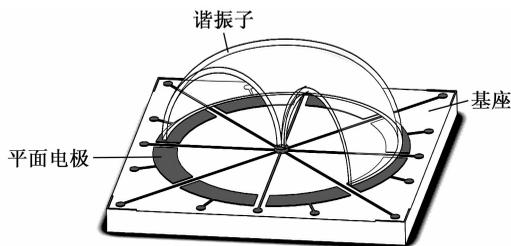


图 2 微半球陀螺结构

图 3 为微半球谐振子壳体的主要结构参数。图中, r_0 为谐振子半径, h 为球壳高度, t 为球壳厚度(即基片厚度), d 为锚点直径。通过仿真分析图 3 中的参数对工作模式及相邻模式频率的影响,优选

的参数为: $r_0=4\text{ mm}$, $h=2.6\text{ mm}$, $t=0.1\text{ mm}$, $d=1.1\text{ mm}$ 。

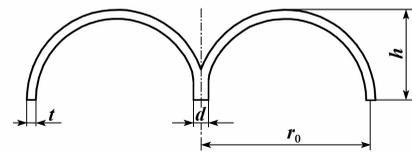


图 3 微半球谐振子壳体主要结构参数

3 工艺设计

微半球谐振陀螺的加工工艺流程如图 4 所示,具体步骤如下:

- 1) 采用干法刻蚀是工艺在硅基片上刻蚀约 300 μm 深度的环形凹槽。
- 2) 将刻蚀后的硅基片与 500 μm 厚硼硅酸玻璃片(BF33 型)进行阳极键合,研磨抛光玻璃片减薄至约 100 μm 。
- 3) 在高温真空炉中对基片进行第一次吹制,使吹制后球壳的高度略高于设计值的一半。由于炉体内部温度存在均匀性误差,将导致球壳高度分布对称性变差,高温区的玻璃黏度低,吹制变形高度高,低温区的玻璃黏度高,吹制变形高度低。
- 4) 待炉温降至室温后,打开真空炉,将基片沿基片中心轴旋转 180°重新放置至原位置,对基片进行二次吹制,使球壳吹制高度达到设计值。
- 5) KOH 溶液腐蚀去除硅,将吹制后的玻璃片粘接至研磨抛光夹具内,结构释放球壳。
- 6) 球壳内表面及唇缘磁控溅射沉积 Cr/Au 金属薄膜,并与平板电极微组装,球壳唇缘与平板电极间的电容间隙约为 10 μm 。

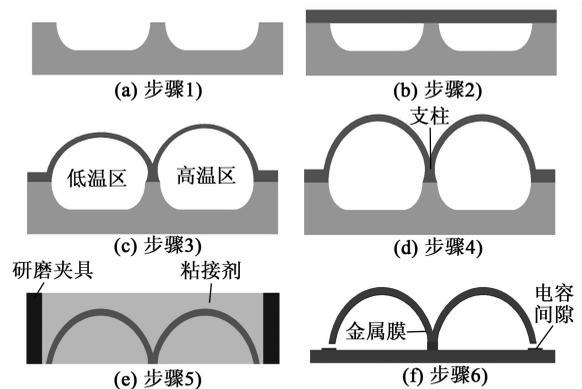


图 4 加工工艺流程

经过旋转 180°后,基片各部分的高、低温区域相互交换,即在第一次吹制后,基片形变量小的部分在第二次吹制时处于高温区,形变量大的部分处于

低温区。第二次吹制将对第一次吹制的对称性误差进行补偿,提高结构的成型精度。

4 测试

分别采用单次吹制成型及两次旋转吹制成型的方式制作硼硅酸玻璃材质的微型半球谐振子样品。两次旋转吹制成型的球壳 CT 照片如图 5 所示。分别取球壳顶部、中部、底部位置通过像素点数量比较左右厚度均匀性,在 CT 扫描 $9\ \mu\text{m}$ 分辨率条件下左右对称,即球壳的厚度及高度对称性误差小于 $9\ \mu\text{m}$ 。

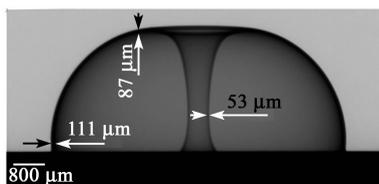


图 5 球壳 CT 照片

为定量评估分次吹制工艺的效果,将球壳与平板电极微组装后,进行真空封装,如图 6 所示。



(a) 微组装后的陀螺

(b) 真空封装后的陀螺

图 6 真空封装前后的陀螺表头

利用电容进行激励和检测,测试四波腹模态频率、频差、品质因数(Q 值),测试结果如表 1 所示。力平衡模式实现了陀螺性能的检测,结果如表 2 所示。

表 1 谐振子测试结果

截面形状	编号	四波腹 频率/Hz	频差/Hz	Q 值
单次吹制	1#	6 622	34.0	3 200
	2#	6 755	47.0	2 700
	3#	6 635	51.0	3 800
2次分次吹制	4#	6 588	4.3	3 600
	5#	6 682	3.6	4 500
	6#	6 537	7.8	3 400

表 2 陀螺测试结果

测量范围/ [$^{\circ}$ · s $^{-1}$]	零偏稳定性 (1σ)/[$^{\circ}$ · h $^{-1}$]	零偏不稳定性(Allan 方差)/[$^{\circ}$ · s $^{-1}$]
500	53	8.2

5 结束语

基于现有设备条件,提出了一种用于提高微半球谐振子成型对称度的分次吹制工艺新方法,在此基础上设计出了微半球陀螺整体工艺方案,依据该方案制作了硼硅酸玻璃材质的微半球谐振子及陀螺样品。单次及分次吹制成型的谐振子测试结果表明,分次吹制后谐振子频差由 $30\sim 60\ \text{Hz}$ 降至 $10\ \text{Hz}$ 以内,效果显著,且未进行设备改造,较适合于微半球陀螺初始阶段的技术研发。

参考文献:

- [1] YOONG C J, SAJAL, JONG-KWAN Woo, et al. Singh 0.000 16 deg/ $\sqrt{\text{hr}}$ angle random walk (ARW) and 0.001 4 deg/hr bias instability (BI) from a 5.2M-Q and 1-cm precision shell integrating (PSI) gyroscope [C]//Hiroshima, Jpn; 2020 IEEE International Symposium on Inertial Sensors and Systems Proceedings, 2020.
- [2] ASADIAN M H, SHKEL A M. Fused quartz dual shell resonator [C]//Naples, Florida, USA; 2019 IEEE International Symposium on Inertial Sensors and Systems Proceedings, 2019.
- [3] SENKAL D, AHAMED M J, TRUSOV A A, et al. Achieving sub-Hz frequency symmetry in micro-glass-blown wineglass resonators [J]. Journal of Microelectromechanical Systems, 2014, 23(1): 30-38.
- [4] BERNSTEIN J J, BANCU M G, BAUER J M, et al. High Q diamond hemispherical resonators: fabrication and energy loss mechanisms [J]. Journal of Micromechanics and Microengineering, 2015, 25(8): 1-12.
- [5] MIRBEIK A, TAVASSOLI V, AYAZI F, et al. Three-dimensional, ultra-wideband micromachined millimetre-wave hemispherical shell antenna: theoretical concept and calibration [J]. IET Microwaves, Antennas & Propagation, 2016, 10(5): 525-535.
- [6] CHEN Yimo, XI Xiang, SHI Yan, et al. Simulated prediction of structural asymmetry for glass blown micro shell resonators [C]//Hiroshima, Jpn; 2020 IEEE International Symposium on Inertial Sensors and Systems Proceedings, 2020.
- [7] ZHUANG Xuye, CHEN Binggen, WANG Xinlong, et al. Microscale poly silicon hemispherical shell resonating gyroscopes with integrated three-dimensional

螺旋结构相控聚焦超声换能器的研究进展

曾伟¹, 杨绍辉¹, 徐皓胜¹, 李伟东², 曾德平^{1,2}

(1. 超声医学工程国家重点实验室, 重庆医科大学 生物医学工程学院, 重庆市生物医学工程学重点实验室, 重庆 400016;

2. 超声医疗国家工程研究中心, 重庆 401121)

摘要:影响相控聚焦超声换能器声场特性的因素很多,其中重要的一项是阵元的排布方式。目前临床治疗用相控聚焦超声换能器的阵元排布主要使用非螺旋方式,这类排布方式在控制栅瓣水平和提高焦点能量方面很难两全。螺旋相控阵是近年发展起来的新相控阵排布方式,其在控制旁瓣水平的同时提高焦点的能量,具有比普通相控阵更多优点。该文着重研究了几种螺旋阵,并分析了其焦域特性,总结了其研究情况、应用领域和发展趋势。

关键词:相控阵;超声换能器;费马螺旋;十六臂螺旋;阿基米德螺旋

中图分类号:TN384;TB552 **文献标志码:**A

Advances in the Study of Phase-controlled Focused Ultrasonic Transducers with Spiral Structure

ZENG Wei¹, YANG Shaohui¹, XU Haosheng¹, LI Weidong², ZENG Deping^{1,2}

(1. State Key Laboratory of Ultrasound in Medicine and Engineering, College of Biomedical Engineering, Chongqing Medical University,

Key Laboratory of Biomedical Engineering, Chongqing Medical University, Chongqing 400016, China;

2. National Engineering Research Center of Ultrasonic Medicine, Chongqing 401121, China)

Abstract: There are many factors that affect the acoustic field characteristics of phased focused ultrasound transducers, among which the array arrangement is an important one. At present, the array arrangement of phased focused ultrasound transducers for clinical treatment mainly uses non-spiral mode, which is difficult to achieve both control of the gate lobe level and improvement of the focus energy. The spiral phased array is a new arrangement of phased array configuration developed in recent years, which has more advantages over the conventional phased array in controlling the sidelobe level at the same time improving the focus energy. In this paper, several kinds of spiral arrays are studied, and their focal region characteristics are analyzed, and the research situation, application fields and development trend are summarized.

Key words: phased array; ultrasonic transducer; ferman spiral; 16-arm spiral; archimedes spiral

0 引言

近10余年来,高强度聚焦超声(HIFU)技术因其非侵入、无创的特点而被作为治疗肿瘤(子宫、乳腺、颅内、前列腺、肝脏等)的一种新手段。发展至今,聚焦超声换能器的聚焦方式经过了透镜聚焦、反射镜聚焦、壳式自聚焦到现在的相控阵聚焦^[1]几种形态的变化。

相控阵超声聚焦是通过控制发射信号的时间延迟,以达到各阵元发射的声波在焦点处同相,使超声波束相互叠加,振动在某一点达到最大值,从而实现

聚焦。与前3种聚焦方式相比,相控阵超声聚焦无需机械移动,扫描速度快,精确度高;且可根据肿瘤的位置和大小来选择最合适的波束控制方式,从而提高了HIFU治疗效率^[2-3]。随着HIFU临床研究和应用的深入,发现由于人体组织非均匀性和超声的非线性等因素的影响,超声进入组织后焦点会产生畸变,需对组织内声场进行调节,以提高靶点的能量,提高治疗效率和安全性。更重要的是对有骨骼遮挡(如头颅和肋骨)的治疗难题及相控阵聚焦提供了一种好的解决方式。因此,相控阵超声聚焦技术是HIFU的发展趋势。

收稿日期:2020-06-22

基金项目:重庆市自然科学基金面上基金资助项目(cstc2019jcsx-msxm1422)

作者简介:曾伟(1994-),男,江西赣州人,硕士生,主要从事相控聚焦超声换能器的研究与优化设计的研究。通信作者:曾德平, E-mail: zengdp@haifu.com.cn。

HIFU 相控换能器与无损探伤、影像相控换能器在应用时最大差别是焦点能量的需求。它需要在短时间内使聚焦区获得较高温升(约 65°C),从而使肿瘤组织热凝固坏死,以达到杀死癌细胞的目的^[4]。因此,HIFU 换能器不仅需要良好的声场特性,还需提供足够使肿瘤组织消融的能量。影响相控阵聚焦超声换能器声场特性主要因素有换能器的工作频率、阵元结构、阵元排布方式、阵元间耦合、单个阵元几何特征及换能器材料特性等^[3]。所以在设计相控聚焦换能器时,常通过调节或优化某些参数来提高其声场特性和焦点能量,从而满足应用需求。其中阵元的排布方式尤为重要,它不但会影响焦点处能量的分布,还能影响旁瓣和栅瓣的水平。国内外基于阵元的排布方式对于相控聚焦超声换能器性能的影响进行了较多研究,其大体可分为周期阵列、随机阵列和螺旋阵列^[5]3 大类,研究表明,与周期阵列相比,螺旋阵列有更低水平的栅瓣和旁瓣;与随机阵列相比,螺旋阵列无论是圆阵或镶嵌阵,焦点处都有更高的能量^[6-7]。因此,螺旋结构换能器正成为研究热点。本文将详细介绍螺旋阵列的布局特点及性能,并与其他两种布阵方式(周期阵列、随机阵列)做比较,分析并总结 3 种不同布阵方式的特性。

1 周期阵列

周期阵列是阵元按一定的规律进行周期排列,聚焦超声换能器周期阵列结构有很多,根据阵元的排布方式可分为线阵、矩形阵及同心圆环阵等,如图 1 所示。

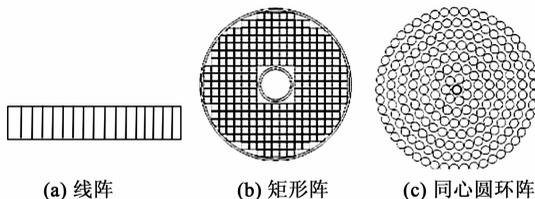


图 1 3 种周期阵列示意图

在相控阵发展初期,线阵、矩形阵已广泛应用于医疗超声成像^[8-10]。在 HIFU 治疗方面,由于其结构可做成细小棒状,线阵可用于无创前列腺手术的治疗。Buchanan, M^[11]等为了评估治疗前列腺癌的可行性,设计并制造了 64 阵元的线阵超声腔内热疗换能器。Chris J 等^[12]提出一种经尿道超声热疗的管状线阵换能器,主要是用于前列腺增生和前列腺癌的治疗,这种线阵换能器具有有效的径向加热,且有可能改善前列腺热疗和热凝固治疗的空间定位及

热分布控制。Erin B 等^[13]研究了腔内超声相控阵在不同频率、超声时间、最高温度及血液灌注对坏死组织体积的影响,以及通过优化扫描加权因子产生了更均匀的温度和剂量分布。

矩形阵分为平面矩形阵和球面矩形阵。Brunke 等^[14]研究了简单的矩形周期阵列,要求阵元间隔 $d < \lambda/2$ (λ 为波长)来避免产生栅瓣,但当时加工技术很难做到。随着压电技术的发展,2006 年, Lu 等^[15]设计并搭建了 256 阵元球面 HIFU 相控阵和 256 通道的驱动系统。结合遗传算法实现不同的波束控制模式,证明了该系统在体膜和体外具有产生 HIFU 热损伤的能力。2015 年, Nicholas 等^[16]对 1 024 个阵元和 6 144 个阵元形成的平面周期阵列进行了建模仿真实验,并根据峰值声压振幅、焦距大小、偏转能力和栅瓣水平等指标进行了比较,发现利用 1 000 个以上的独立阵元构建的矩形周期阵列作为治疗性超声阵列可行。但阵元数量庞大,加大了换能器的制作成本及制作工艺,所以目前这种阵元排布方式在治疗用超声换能器方面应用较少,应用于超声成像方面较多。

同心圆环阵列结构较简单,将圆形阵元分布在几个大小不同的同心环上,每个环都分布着不同数量的阵元。章琛曦等^[17]通过这种同心圆环阵列仿真研究了相控聚焦超声消融鼠肝时血流灌注对焦斑的影响情况,得到血流灌注对焦斑生成的影响随着照射时间变化而发生变化的结果。周文征等^[18]将 64 个阵元按同心圆环排列研究了圆形相控换能器在水中形成单焦点时的聚焦特性及偏转能力,同时仿真了双焦点模式下的声场分布。

经研究发现,周期阵列在结构和电路匹配方面较简单,但受限于治疗尺寸的大小及自身的偏转能力,在治疗过程中易产生较大的栅瓣和旁瓣,而导致聚焦效果不理想。为了解决旁瓣和栅瓣的问题,产生了另一种完全不同的阵列——随机阵。

2 随机阵列

Goss 等^[19]从理论上证明了将阵元随机分布在球面上可提高相控阵的性能,有效降低旁瓣和栅瓣水平。同年, Ramm, O T 等^[8]根据不同阵元间距的随机分布得到了一种非周期线性阵列,这种阵列可有效减小栅瓣的大小。2003 年, Pernot M 等^[20]将 200 个圆形阵元排列成 3 种(六边形、同心圆环、随

机稀疏阵)不同的阵列,分别进行声场仿真实验,结果显示,随机稀疏阵列的栅瓣最小,且焦点处声强也最小。原因是这种稀疏阵列的填充率只有 40%~50%,当声束聚焦到吸收增强的深层组织时很难达到消融治疗的效果。2005 年, Lu 等^[21]使用遗传算法优化阵列中每个阵元的相位和振幅分布,来达到减少栅瓣的目的。2009 年, J W Hand 等^[22]用随机稀疏阵列的单焦点和多焦点模式对猪肉进行了热消融的实验,结果表明,利用多焦点模式可消融几个立方厘米体积的相邻病灶。栅瓣的水平得到控制后,如何最大限度地提高相控阵的输出功率是高强度聚焦超声应用的关键。

提高相控阵的输出功率最关键是在固定尺寸的换能器中有效地提高阵列的填充系数,这涉及到阵元的排布,研究者在随机阵中通过镶嵌模式来提高阵列的填充系数。2011 年, Balasundar 等^[23]提出了两种随机阵列结构,分别是基于 Penrose 菱形的镶嵌阵(填充系数 70%,阵元间隔为 0.5 mm,只由两种大小不一的菱形镶嵌,阵元排布如图 2(a)所示)和非周期性矩形阵元来镶嵌填充(填充系数 71%,阵元间隔为 0.5 mm)的阵列。近期 Pavel B. Rosnitskiy 等^[24]提出了一种全填充 HIFU 阵列,这种阵列可将填充系数提高到 86%,阵列的阵元间隙为 0.5 mm。阵元排布如图 2(b)所示。

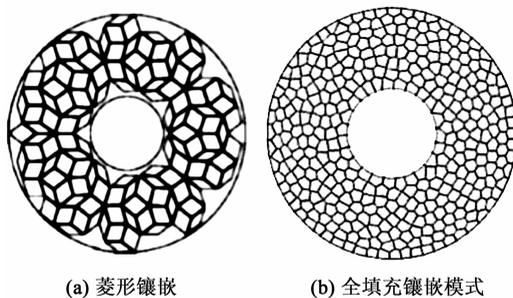


图 2 两种镶嵌模式的随机阵列

由此可见,随机镶嵌阵可解决旁瓣、栅瓣问题,在焦点处也可提供足够的声强实现深层较大组织的消融,但阵列中阵元的形状、大小都不同,以至于后期的电路匹配及制作工艺难以实现。所以这些工作现在更多是处于模拟仿真阶段,要运用到临床上还需要有技术上的重大突破。

3 螺旋阵列

随机阵对栅瓣和旁瓣具有较好的抑制能力,但不易得到更大的填充系数;随机镶嵌阵可提高填充系

数,但由于阵元复杂性应用很难。因此,研究人员发现,如果将阵元按各种螺旋方式进行紧密排列,既可解决旁瓣和栅瓣问题,又能有效提高阵列填充系数。

与随机稀疏阵列不同,螺旋阵列可实现阵元的紧密排列,阵列的填充系数从 40%增大到 76%以上。这使其能产生更高的声强,实现深部组织的治疗。目前,用于相控聚焦超声换能器螺旋结构按螺旋线表达式的不同可分为费马螺旋、十六臂螺旋及阿基米德螺旋 3 类。

3.1 费马螺旋阵列

费马螺旋线是等角螺线的一种,其特点是穿过原点的任意直线,与等角螺线相交的角度永远相等。图 3 为其中一种简单的结构示意图。

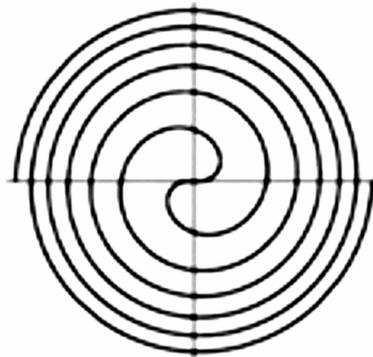


图 3 费马螺旋原理示意图

在设计新型的相控聚焦超声换能器时,使用这种费马螺旋线来确定每个小阵元的位置、组成阵元的排布及形成费马螺旋的结构。费马螺旋排阵可有多种形式, P Ramaekers 等^[25]选取了几种费马螺旋结构进行了数值仿真和实验研究,图 4 为 6 种费马螺旋形成的换能器阵列分布示意图。

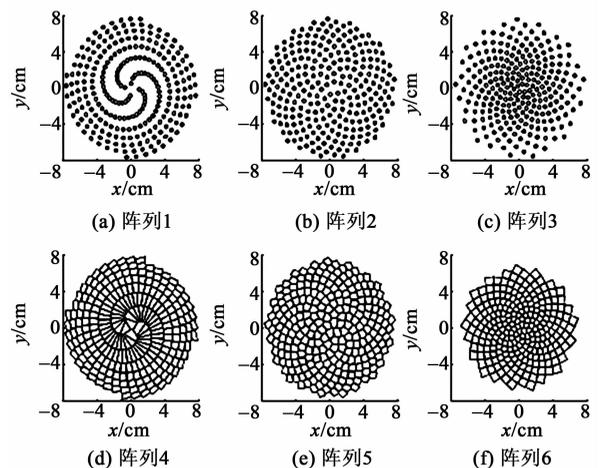


图 4 6 种费马螺旋形成的换能器阵列分布示意图

每种费马螺旋结构分别采用圆阵和镶嵌阵进行填充,采用镶嵌模式也是为了提高阵列的填充系数。图4(a)~(c)为圆形阵排列,图4(d)~(f)为镶嵌阵排列。其中图4(a)、(d)的阵元发散角 $\varphi=87.85^\circ$,研究表明,它在二维超声阵列中具有很小的栅瓣水平;其余的4个发散角 $\varphi=137.51^\circ$ 。但排列时采用方式不同,图4(b)、(e)采用Voronoi^[26]细分法来排布阵元位置,从而达到功率密度最大化的效果;而图4(c)、(f)采用Taylor振幅渐减函数^[27]来调整阵元径向分布,以达到提高填充率的效果。后续探讨了以费马螺旋线为基础的球面相控换能器设计,比较圆阵型和镶嵌阵的偏转能力,结果显示,镶嵌型的轴向偏转能力比稀疏型小。但在焦点声压方面镶嵌阵是圆阵的6倍,其主要原因是镶嵌阵具有更大的填充系数;该团队接着研究了这6种阵列在传播路径尤其是焦前区的声压分布情况,发现圆阵的焦前区平均有 320 cm^3 的体积处于 0.2 MPa 声压下,而镶嵌阵平均只有 220 cm^3 。在临床应用中,焦前区的声压是重要的参数^[28-30],它决定着治疗过程中皮肤到病灶区组织所要吸收的能量大小,焦前区声压低,治疗的安全性好,说明镶嵌阵的安全性比圆阵好。正因为费马螺旋具有这样独特的优点,P Ramaekers等^[31]将其设计成了一种新型的肝肿瘤(有肋骨)HIFU消融换能器,并将它与临床肝肿瘤治疗使用效果最佳的非螺旋相控换能器进行比较。结果发现,采用费马螺旋相控换能器后,肋骨后 30 mm 焦点处(病灶区)的最大声强从 19 W/mm^2 增加到 27.0 W/mm^2 ,声强提高了近30%;而病灶周边辐照能量大于 20 J/cm^2 的面积从 0.88 cm^2 减少到 0.14 cm^2 。这说明采用螺旋阵换能器更安全,且治疗效率更高。

图5为相同频率和焦距的随机阵列、费马螺旋

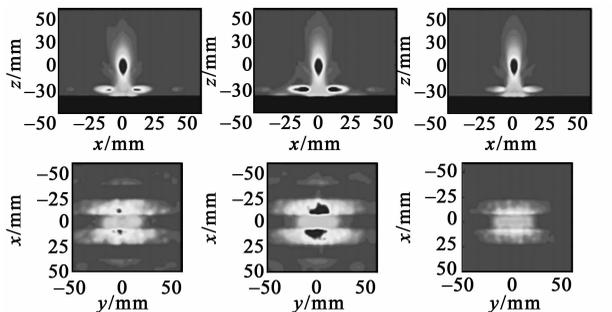


图5 在肋骨后 30 mm 处温场仿真图

圆阵和费马螺旋镶嵌阵列作用于肋骨后 30 mm 处 xz 平面和 xy 平面的温场图,其中换能器在 xy 平面,肋骨处于声轴方向(z 轴) -30 mm 处,焦点在 $(0,0,0)$ 处。由图可看出,当三者的总声输出功率均为 450 W 时,费马螺旋的镶嵌阵列在肋骨处聚集的能量更少,即焦前区的能量更低。

综上所述,费马螺旋的镶嵌阵列结构既能减少焦前区的能量分布,又能降低辐照在肋骨上的能量,同时在焦点处还能提供足够的能量用于消融治疗。但由于镶嵌阵列大小或形态不一,需用多种类型的阵元与驱动电子元件进行电匹配,增加了其制作工艺难度及成本,所以这些工作主要处于仿真和实验研究阶段,尚未进入临床应用。

3.2 十六臂螺旋阵列

为了避免工艺及电路的复杂难题,研究人员从费马螺旋中受到启发,将相同形状、大小的圆阵按十六臂螺旋的方式紧密排布,形成的十六臂螺旋换能器,阵元排布方式如图6所示。

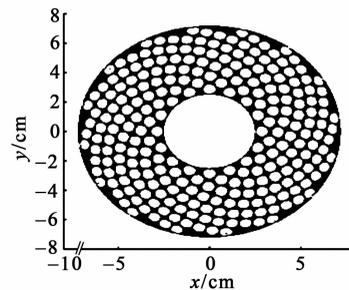


图6 256个圆形阵元组成的16臂螺旋示意图

Rosnitskiy等^[32]通过对抛物型Khokhlov Zabolotskaya Kuznetsov(KZK)方程的多次仿真模拟研究,得到了换能器各种参数的解,将该结果用来描述阵列换能器的焦域特性。Vera A. Khokhlova等^[33]使用莫斯科国立大学开发的开源T-Array软件分析了十六臂螺旋阵列的聚焦控制能力,结果表明,换能器产生冲击波的波形参数只取决于焦距,与换能器的开口直径和工作频率关系不大,通过改变换能器的焦距可在焦点处获得所需冲击振幅。2018年,Pavel B Rosnitskiy等^[34]也模拟了256阵元十六臂螺旋阵列在轴面和焦面上的声压二维分布,图7为十六臂螺旋阵列声场仿真模拟图。图中, p_0 为阵元的压力幅值, p_F/p_0 为阵列的焦压幅值, p_{side} 为旁瓣的水平。

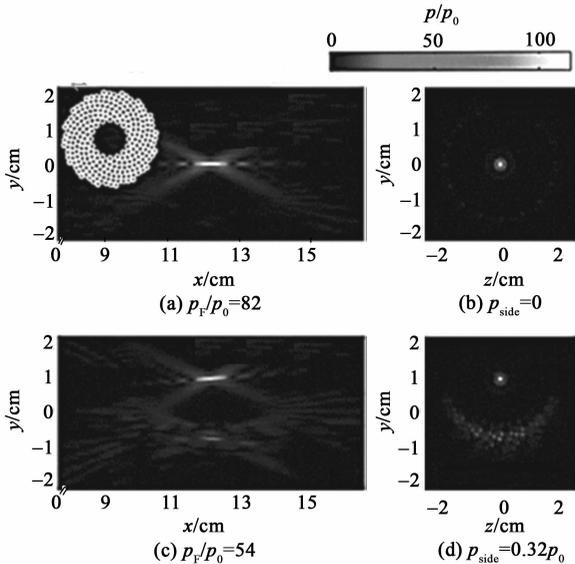


图 7 十六臂螺旋阵列声场仿真模拟图

图 7(a)说明当焦点未发生偏转时换能器并无瓣出现,焦点声压可达 82 MPa,再向 y 轴偏转 1 cm (即(0,1 cm,0)处)时,声压最大值下降约 40%(见图 7(c)),旁瓣占声压幅值的 32%。这表明十六臂螺旋阵列在焦点处可产生很高的声压,但偏转能力不足。

由此,可用十六臂螺旋阵列的结构换能器产生短的脉冲超声。Maxwell 等^[35-36]将其用于碎石机方面研制,发现当声束的宽度大于结石时,会激发结石中的弹性波而使结石内部产生张力,从而碎裂结石。这种碎石方式与传统的冲击波碎石术(SWL)的原理不同,它可控制碎石的大小,避免传统冲击波碎石治疗中周围组织的发热问题,该技术已应用于临床碎石手术中。同时也有团队将这种阵列换能器用于肾结石的研究^[37]。

3.3 阿基米德螺旋阵列

阿基米德螺旋是一个点匀速离开一个固定点的同时又以固定的角速度绕该固定点转动而产生的轨迹,其结构简单,且灵活性较强。图 8 为阿基米德螺旋阵元排布示意图。

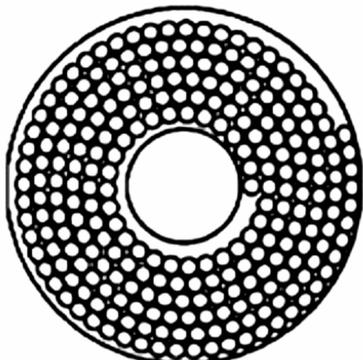


图 8 阿基米德螺旋阵列排布示意图

阿基米德螺旋阵列除结构简单外,其焦点偏转范围大,Kyle P. -Morrison 等^[38]研究了 4 种阵元数目(128、256、512、2 048)的阿基米德螺旋阵列在 3 种频率(1.1 MHz、2 MHz、4 MHz)下的偏转范围,其中换能器外径为 $\varnothing 150$ mm,内径为 $\varnothing 44$ mm、曲率半径为 150 mm。通过模拟仿真研究得到换能器横向(垂直声轴方向)和轴向(声轴方向)的偏转范围,如表 1、2 所示。

表 1 换能器横向偏转范围

阵元数量	偏转范围/mm		
	1.1 MHz	2 MHz	4 MHz
128	21.2	11.6	5.8
256	27.8	15.3	7.6
512	39.8	21.9	11.0
2 048	—	45.2	22.2

表 2 换能器轴向偏转范围

阵元数量	偏转范围/mm		
	1.1 MHz	2 MHz	4 MHz
128	56.6	31.0	15.48
256	66.2	15.3	20.28
512	106.2	21.9	29.36
2 048	—	45.2	59.25

由表 1、2 可看出,随着阵元数的增加,可偏转范围在逐渐增大,而随着频率的增加可偏转范围逐渐减小。横向和轴向的规律相同。

Peter J. Kaczkowski 等^[39]将这种大偏转范围的优点与阵列的超声成像相结合,他在 128 阵元的 HIFU 阵列中取 3 个子阵(每 120°取 1 个)用于发射和接收超声脉冲信号,通过这些子阵提供三维位移信息来实现动态超声成像功能。该方法目前图像质量和视野宽度还不足,但为超声引导聚焦超声(US-gFUS) 治疗提供了宝贵的机会。阿基米德螺旋阵列拥有良好的偏转能力,但在一定阵元数量下声功率很难得到提升,所以提高其阵列填充系数是其亟待解决的问题^[40]。Gavrilova 等^[41]研究发现,将圆形阵元换成方形阵元可提高阵列的填充系数,如果换成梯形阵元,这种螺旋阵的填充系数又可更大,预示着性能可得到改进

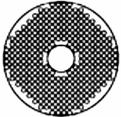
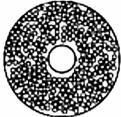
上述 3 种螺旋结构是目前相控阵研究的热点,其都有各自的特点,所有螺旋阵列中费马螺旋的镶嵌阵列的聚焦效果最好,在可接受范围内的前提下它能保证焦前区能量密度提供足够的焦点能量,是

理想的高强度热消融相控换能器,但也因制作工艺和后续电路的复杂性尚处于模拟研究阶段。十六臂螺旋阵列能在焦点产生高的声压,利用该特点,产品已用于临床超声波碎石手术中,但偏转能力受限。阿基米德螺旋阵列结构较简单,布阵灵活性强,有较宽的偏转范围,在临床治疗体积较大的肿瘤时具有独特优势,但如何最大化其填充系数提高焦点处能量是值得研究的问题。

4 小结

表3为3种阵列部分特性比较。周期阵列由于布阵简单,既能应用于平面换能器中又能应用于球面换能器,成为早期研究较多的一类相控换能器。随机阵列的产生是为了解决周期阵列存在的栅瓣和旁瓣问题,但其随机性又使得填充系数不够而在焦点处不能提供足够的声压,随后产生了镶嵌模式的随机阵列,但这种镶嵌型随机阵列阵元大小、形状都不同,且制作难,电路复杂等,因而无法应用于临床。近几年螺旋阵的研究较多,其不但有随机阵这种阵列旁瓣、栅瓣的优势,同时因能实现阵元的紧密排布而提供足够的焦点声压。这3类相控换能器都有各自的特点,应根据具体需求,选择合适类型的换能器。

表3 3种阵列部分特性比较

	周期阵列	随机阵列	螺旋阵列
典型布阵外观			
布阵特点	具有周期性和对称性	阵元间距离随机可变	按不同螺线方式紧密排列
优点	阵元布局、电路匹配更为简单	栅瓣较小,较大的偏转范围	填充系数较优、偏转范围大、栅瓣较小
缺点	栅瓣明显,不足以提供临床相关治疗体积(>10 mm)所需的转向能力	填充系数较小,功率输出不够	镶嵌结构电路、电气匹配复杂,制作工艺难

5 结束语

通过改变阵元排布来提高相控阵聚焦超声换能器的声场特性越来越受科学家的重视,而螺旋结构相控阵因为有更低水平的栅瓣和旁瓣,焦点处有更

高的能量,布阵相对简单的特点更受青睐,相信随着研究的深入,将推动它朝着更精准化、智能化的方向发展。在不久的将来会出现更多性能优异的螺旋阵,并逐步进入临床研究和临床应用。

参考文献:

- [1] 王晓东,王君琳,李平. 相控阵高强度聚焦超声的研究进展[J]. 物理, 2007,36(10):758-763.
WANG Xiaodong, WANG Junlin, LI Ping. Research progress of phased array high-intensity focused ultrasound[J]. Physics, 2007,36(10):758-763.
- [2] EBBINI E S, CAIN C A. A spherical-section ultrasound phased array applicator for deep localized hyperthermia [J]. IEEE Transactions on Biomedical Engineering, 1991,38(7):634-643.
- [3] GAVRILOV L R, HAND J W, ABEL P, et al. A method of reducing grating lobes associated with an ultrasound linear phased array intended for transrectal thermotherapy[J]. IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, 1997, 44(5):1010-1017.
- [4] 冯若,王志彪. 实用超声治疗学[M]. 北京:科学技术文献出版社,2002.
- [5] RAJU B, HALL C S, SEIP R. Ultrasound therapy transducers with space-filling non-periodic arrays[J]. IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, 2011,58(5):944-954.
- [6] CURIEL L, CHAVRIER F, SOUCHON R, BIRER A, et al. 1. 5-D high intensity focused ultrasound array for non-invasive prostate cancer surgery [J]. IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, 2002,49(2):231-242.
- [7] PERNOT M, AUBRY J F, TANTER M, et al. High power transcranial beam steering for ultrasonic brain therapy[J]. Physics in Medicine and Biology, 2003,48(16):2577-2589.
- [8] RAMM O T, SMITH S W. Beam steering with linear arrays[J]. IEEE Transactions on Biomedical Engineering, 1983,BME-30(8):438-452.
- [9] THOMAS J, FINK M. Ultrasonic beam focusing through tissue inhomogeneities with a time reversal mirror: application to transskull therapy [J]. IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, 1996,43(6):1122-1129.
- [10] HATFIELD J V, SCALES N R, ARMITAGE A D, et al. An integrated multi-element array transducer for ul-

- trasound imaging[J]. *Sensors & Actuators a Physical*, 1994,41(1/3), 167-173.
- [11] BUCHANAN M, HYNYNEN K. Design and experimental evaluation of an intracavitary ultrasound phased array system for hyperthermia[J]. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, 1994,41(12): 1178-1187.
- [12] DIEDERICH C J, BURDETTE E. Transurethral ultrasound array for prostate thermal therapy: initial studies[J]. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*, 1996,43(6): 1011-1022.
- [13] HUTCHINSON B, HYNYNEN K. Intracavitary ultrasound phased arrays for noninvasive prostate surgery[J]. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*, 1996,43(6):1032-1042.
- [14] BRUNKE S S, LOCKWOOD G R. Broad-bandwidth radiation patterns of sparse two-dimensional vernier arrays[J]. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*,1997, 44(5):1101-1109.
- [15] LU M, WAN M, XU F, et al. Design and experiment of 256-element ultrasound phased array for noninvasive focused ultrasound surgery[J]. *Ultrasonics*, 2006, 44 (Suppl. 1):325-330 .
- [16] ELLENS N P K, BENJAMIN L, SAMUEL T G, et al. A novel, flat, electronically-steered phased array transducer for tissue ablation: preliminary results[J]. *Physics in Medicine and Biology*, 2015, 60(6): 2195-2215 .
- [17] 章琛曦, 张素, 张焯, 等. 相控阵聚焦超声消融肿瘤的建模与仿真[J]. *系统仿真学报*, 2007(1):164-167. ZHANG Chenxi, ZHANG Su, ZHANG Zhao, et al. Modeling and Simulation of tumor ablation using phased array focused ultrasound [J]. *Journal of System Simulation*, 2007(1):164-167.
- [18] 周文征, 王意枯, 张千, 等. 64 阵元高强度聚焦超声相控换能器的仿真研究[J]. *压电与声光*, 2014, 36(3): 424-427. ZHOU Wenzheng, WANG Yikun, ZHANG Qian, et al. Simulation study on phase controlled transducer with 64 array high Intensity focused ultrasound [J]. *Piezoelectrics & Acoustooptics*, 2014, 36(3):424-427.
- [19] GOSS S A, FRIZZELL L A. Sparse random ultrasound phased array for focal surgery[J]. *IEEE Transactions on Ultrasonics Ferroelectrics & Frequency Control*, 1996,43(6):1111-1121.
- [20] PERNOT M, AUBRY JF, TANTER M, et al. High power transcranial beam steering for ultrasonic brain therapy[J]. *Physics in Medicine and Biology*, 2003,48 (16):2577-2589 .
- [21] LU M, WAN M, XU F, et al. Focused beam control for ultrasound surgery with spherical-section phased array: sound field calculation and genetic optimization algorithm[J]. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*, 2005,52(8):1270-1290.
- [22] JEFFREY W, SHAW A, SADHOO N, et al. A random phased array device for delivery of high intensity focused ultrasound[J]. *Physics in Medicine and Biology*, 2009,54(19):5675-5693 .
- [23] RAJU B I, HALL C S, SEIP R. Ultrasound therapy transducer with space-filling nonperiodic arrays[J]. *Ultrasonics Ferroelectrics & Frequency Control IEEE Transactions on*, 2011,58(5):944-954.
- [24] ROSNITSKIY P B, VYSOKANOV B A, GAVRILOV L R, et al. Method for designing multielement fully populated random phased arrays for ultrasound surgery applications [J]. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 2018, 65(4): 630-637.
- [25] RAMAEKERS P. Improved intercostal HIFU ablation using a phased array transducer based on Fermat's spiral and voronoi tessellation: A numerical evaluation-n [J]. *Medical Physics*, 2017,44(3):1071-1088.
- [26] RIDLEY J N. Packing efficiency in sunflower heads [J]. *Mathematical Bioences*, 1982,58(1):129-139.
- [27] CARATELLI D, VIGANÓ M C. A novel deterministic synthesis technique for constrained sparse array design problems [J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2011,59(11):4085-4093.
- [28] KÖHLER M O, MOUGENOT C, YLIHAUTALA M P. Near-field heating of volumetric MR-HIFU hyperthermia[J]. *American institute of Physics*, 2012, 1481(10):180-184.
- [29] MOUGENOT C, KÖHLER M O, ENHOLM J K, et al. MR monitoring of the near-field HIFU heating[J]. *Institute for Sustainable Futures*, 2009, 1113(10):159-161.
- [30] MOUGENOT C, KÖHLER M O, ENHOLM J K, et al. Quantification of near-field heating during volumetric MR-HIFU ablation[J]. *Medical Physics*, 2011, 38(1):272-82 .
- [31] RAMAEKERS P, GREEF M D, BERRIET R, et al.

- Evaluation of a novel therapeutic focused ultrasound transducer based on Fermat's spiral[J]. *Physics in Medicine and Biology*, 2017, 62(12):5021-5045.
- [32] ROSNITSKIY P B, YULDASHEV P V, VYSOKANOV B A, et al. Setting boundary conditions on the Khokhlov-Zabolotskaya equation for modeling ultrasound fields generated by strongly focused transducers[J]. *Acoustical Physics*, 2016, 62(2):151-159.
- [33] KHOKHLOVA V A, YULDASHEV P V, ROSNITSKIY P B, et al. Design of HIFU transducers to generate specific nonlinear ultrasound fields [J]. *Physics Procedia*, 2016, 87(12):132-138.
- [34] ROSNITSKIY P B, VYSOKANOV B A, GAVRILOV L R, et al. Method for designing multielement fully populated random phased arrays for ultrasound surgery applications [J]. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 2018, 65 (4): 630-637.
- [35] MAXWELLA D, SAPOZHNIKOV O A, BAILEY M R, et al. Disintegration of tissue using high intensity focused ultrasound: Two approaches that utilize shock waves[J]. *Acoustics Today*, 2012, 8(4):24.
- [36] MAXWELLA D, CUNITZ B W, KREIDER W, et al. Fragmentation of urinary calculi in vitro by burst wave lithotripsy[J]. *The Journal of Urology*, 2015, 193(1): 338-44.
- [37] SAPOZHNIKOV O, MAXWELL A, KREIDER W. Solid particle transverse trapping at the focus of 1.5 MHz vortexbeam radiated by 12-sector ultrasonic array [C]//Chicago, Illinois, USA: Abstract Book of the 2014 IEEE Int Ultrasonics Symp, 2014:296.
- [38] MORRISON K P, KEILMAN G W, KACZKOWSKI P J. Single archimedean spiral close packed phased array HIFU[J]. *IEEE International Ultrasonics Symposium*, 2014, 99(9):400-404.
- [39] KACZKOWSKI P J, MORRISON K P, KEILMAN G W. Broadband dual-mode HIFU array for therapy monitoring and 3D target motion estimation[J]. *IEEE International Ultrasonics Symposium (IUS)*, 2015, 90 (1):1-4.
- [40] ROSNITSKIY P B, VYSOKANOV B A, GAVRILOV L R, et al. Method for designing multielement fully populated random phased arrays for ultrasound surgery applications [J]. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 2018, 65 (4): 630-637.
- [41] GAVRILOV L R, SAPOZHNIKOV O A, KHOKHLOVA V A. Spiral arrangement of elements of two-dimensional ultrasonic therapeutic arrays as a way of increasing the intensity at the focus[J]. *Bulletin of the Russian Academy of Sciences: Physics*, 2015, 79(10): 1232-1237.

(上接第 148 页)

- curved electrodes [C]//Dalian, China: 2017 The 19th Annual Conference and 8th International Conference of Chinese Society of Micro/Nano Technology, 2017.
- [8] SU Z, SHANG J, LUO B, et al. Study on an improved wafer level fabrication process to achieve size uniformity for micro glass shell resonators [C]//San Diego, USA: 2018 IEEE 68th Electronic Components and Technology Conference (ECTC), 2018.
- [9] SINGH S. Shell-in-shell (SiS): 3D shell resonator with 3D conformal shell electrodes [C]//Hiroshima, Jpn: 2020 IEEE International Symposium on Inertial Sensors and Systems Proceedings, 2020.
- [10] VISWANATH A, LI Tao, GIANCHANDANI Y. High resolution micro ultrasonic machining for trimming 3D microstructures [J]. *Journal of Micromechanics and Microengineering*, 2014, 24(6):1-8.
- [11] LI Bin, XI Xiang, LU Kun, et al. Frequency Split improvement of fused silica micro shell resonator based on suppression of geometric harmonic error [C]//Hiroshima, Jpn: 2020 IEEE International Symposium on Inertial Sensors and Systems Proceedings, 2020.
- [12] 武士轻. 半球陀螺谐振子成型工艺研究 [D]. 长春: 长春理工大学, 2008.

压电与声光

YADIAN YU SHENGGUANG

PIEZOELECTRICS & ACOUSTOOPTICS

(双月刊)(1979年创刊)

(Bimonthly)(Started in 1979)

第43卷第1期(总第256期)

Vol. 43, No. 1 (Serial Issue No. 256)

2021年2月20日出版

Published on Feb. 20, 2021

主管单位:中国电子科技集团公司
主办单位:四川压电与声光技术研究所
编辑出版:《压电与声光》编辑部

Competent Department: China Electronics Technology Group Corporation
Sponsored by: Sichuan Institute of Piezoelectric and Acoustooptic Technology
Edited and Published by: Editorial Office of Journal of
PIEZOELECTRICS & ACOUSTOOPTICS

主 编:胡少勤
执行主编:许 昕
责任编辑:杨 莉
印 刷:重庆紫石东南印务有限公司
国内发行:《压电与声光》编辑部

Chief Editor: HU Shaoqin
Executive Chief Editor: XU Xin
Managing Editor: YANG Li
Printed by: Chongqing Purplestone Southeast Printing Co., LTD.
Distributed by: Editorial Office of Journal of
PIEZOELECTRICS & ACOUSTOOPTICS

地 址:重庆市南岸区南坪花园路14号
(400060)

Address: No. 14 Garden Road, Nanping, Nan'an District Chongqing City,
Chongqing 400060

电 话:(023)65860260(编辑)
(023)65860283(发行)

Tel: (023)65860260 (Edinton)
(023)65860283 (Distribution)

网 址:www.peaotec.com

http: //www. peaotec. com

电子邮箱:ydsipsat@163.com

E-mail: ydsipsat@163. com

中国标准连续出版物号:ISSN 1004-2474
CN 50-1091/TN

定价:20.00元