



压电与声光

3

PIEZOELECTRICS & ACOUSTOOPTICS

2020年 第42卷

- 微声电子技术与应用
- 微声电子材料技术与应用
- 微声传感器系统与应用
- 微声电子前沿技术
- 惯性技术与应用
- 微波声学技术与应用

ISSN 1004-2474



9 771004 247203

0 6>

目 次

双芯 D 型高灵敏度光子晶体光纤传感器的设计	魏方皓,张祥军(289)
一种基于光纤 AOTF 的扫频光源	吴中超,申向伟,王大贵,夏 茜,王晓新,张泽红,何晓亮(293)
基于声光调制的微波信号多普勒移频技术	吴彭生,吴 冉,魏正武,王 凯(296)
硅基超材料太赫兹波电光调制器	胡广尧,文天龙,张怀武(299)
布喇格反射型宽带单晶薄膜体声波滤波器	王晓学,帅 垚,田本朗,白晓园,吕 露,简 珂,罗文博,吴传贵,张万里(303)
体声波环行器的研究进展	袁 靖,高 杨,任万春(307)
一种高效率线性压电陶瓷驱动电源设计	王乐蓉,韩 森(312)
基于双压电陶瓷驱动原理的精密定位平台研究	胡志平,谷 森,唐飞扬,孙浩楠,朱军辉,王 勇,汝长海(317)
双模式压电粘滑驱动器设计与试验	段铁群,马颜龙,孟庆亮,田原实(321)
基于智能复合微结构的亚手掌尺度压电双驱扑翼微飞行器的研究	魏铭辰,张卫平,王晨阳,赵佳欣,孟 冉(326)
基于压电陶瓷神经网络模型的模型抑振研究	姚 壮,周孟德,温正权,唐琳琳,王琴琴,刘 巍(330)
电极设计对 SMR 电学性能的影响	王诗元,张 根,彭春瑞,张小德,秦康宁,钟 慧,石 玉(336)
BST 铁电薄膜的制备及介电性能研究	黄 歆,樊青青,翟禹光,黄 玮,李俊红,汪承灏(340)
氮氦流量比对 ErAlN 薄膜及 SAW 滤波器的影响	孙 贤,谢易微,许绍俊,杨成韬(345)
Bi 掺杂 ZnO 籽晶层生长纳米 ZnO 薄膜性能研究	侯冰阳,李丽华,王 航,黄金亮(348)
La_2O_3 的掺杂对氧化锌压敏陶瓷电性能的影响	万 帅,许 衡,曹 伟,谷山强,张 瑞,李桂芳(353)
FeGaB 磁性薄膜中涡流损耗抑制方法的仿真	陈 颢,高 杨,任万春,彭春瑞,王 姮(357)
声表面波器件晶圆键合工艺研究	卢丹丹,米 佳,彭兴文,谭昕怡,金 中(361)
弯曲摆动作用下 MFC 输出开路电压幅值的研究	陈鹏瑜,常宗旭,袁 祥,高 飞,廉自生(365)
基于压电测力仪的模拟加载标定方法研究	张 军,王新蕾,任宗金(369)
基于长标距 FBG 应变传感器的筒仓拆除实时监测	张超荣,任 亮,张 庆,刘月新,李炳勇(374)
高温压电式加速度传感器的温度响应测试评价	杜晓辉,刘 帅,朱敏杰,卢铁林,张祖伟,袁宇鹏(381)
二维材料异质结增强的硅基太赫兹光调制器	王卓然,文天龙,张怀武(386)
一种用于石英音叉光声检测的前置带通滤波器	郭泽岩,郭 锋,孟祥翰,汪润东,童子洋(390)
高过载姿态测量中 MEMS 陀螺失效模式与研究进展	青 泽,牟 东,廉 璞,李东杰(394)
基于平板电极的半球谐振陀螺全角技术研究	蒋春桥,江 黎,谭品恒,方海斌,卜继军(404)
基于 MAA 全温滞后模型的 MEMS 陀螺仪零偏补偿技术	吴 英,蒋 博,邸 克,邹新海,刘 宇(409)
一种机载超声波液位传感器的设计	谭昕怡,曾祥豹,王登攀,张 毅(413)
小型化低剖面 UHF RFID 抗金属标签天线设计	唐旭阳,张博涵,张经纬,何大平,吴志鹏,刘成国(418)
一种陷波可重构的超宽带天线设计与研究	梁 青,王 超,苏正东,熊 伟(423)
基于均匀同心圆阵列的近场宽带波束形成	孟子健,王沛翌,陈海华(428)
《压电与声光》网络投稿流程	(380)

CONTENTS

Design of Dual Core D-type Photonic Crystal Fiber Sensor with High Sensitivity	WEI Fanghao, ZHANG Xiangjun(289)
A Swept Light Source Based on Fiber Acousto-optical Tunable Filter	
..... WU Zhongchao, SHEN Xiangwei, WANG Dagui, XIA Qian, WANG Xiaoxin, ZHANG Zehong, HE Xiaoliang(293)	
A Microwave Doppler Frequency Shift Technology Based on Acousto-Optic Modulation	
..... WU Pengsheng, WU Ran, WEI Zhengwu, WANG Kai(296)	
Silicon-based Metamaterial Terahertz Wave Electro-optic Modulator	HU Guangyao, WEN Tianlong, ZHANG Huaiwu(299)
Preparation and Characterization of Bragg Reflective Wide-band Thin Film Bulk Acoustic Filters	
.....	
..... WANG Xiaoxue, SHUAI Yao, TIAN Benlang, BAI Xiaoyuan, LYU Lu, JIAN Ke, LUO Wenbo, WU Chuangui, ZHANG Wanli(303)	
Research Progress of Bulk Acoustic Wave Circulator	YUAN Jing, GAO Yang, REN Wanchun(307)
Design of a Linear Piezoelectric Ceramic Drive Power Supply with High-efficiency	WANG Lerong, HAN Sen(312)
Research on Precision Positioning Stage Based on Dual Piezoceramics Driving Principle	
..... HU Zhiping, GU Sen, TANG Feiyang, SUN Haonan, ZHU Junhui, WANG Yong, RU Changhai(317)	
Design and Experiment on Dual-mode Piezoelectric Stick-Slip Actuator	
..... DUAN Tiejun, MA Yanlong, MENG Qingliang, TIAN Yuanshi(321)	
Investigation of Sub-palm-scale Double Piezoelectric Driving Flapping Wing Micro-aircraft Based on Smart Composite Microstructures	
..... WEI Mingchen, ZHANG Weiping, WANG Chenyang, ZHAO Jiaxin, MENG Ran(326)	
Research on Vibration Suppression of Model Based on Neural Network Model of Piezoelectric Ceramic	
..... YAO Zhuang, ZHOU Mengde, WEN Zhengquan, TANG Linlin, WANG Qinqin, LIU Wei(330)	
Effect of Electrode Design on Electrical Performance of SMR	
..... WANG Shiyuan, ZHANG Gen, PENG Chunrui, ZHANG Xiaode, QIN Kangning, ZHONG Hui, SHI Yu(336)	
Preparation and Dielectric Properties of Barium Strontium Titanate(BST) Ferroelectric Thin Films	
..... HUANG Xin, FAN Qingqing, ZHAI Yuguang, HUANG Wei, LI Junhong, WANG Chenghao(340)	
Effect of Nitrogen-Argon Flow Ratio on ErAlN Film and SAW Filter	SUN Xian, XIE Yiwei, XU Shaojun, YANG Chengtao(345)
Study on Properties of Nano ZnO Films Grown by Bi-Doped ZnO Seed Layer	
..... HOU Bingyang, LI Lihua, WANG Hang, HUANG Jinliang(348)	
Effect of La ₂ O ₃ Doping on Electrical Properties of ZnO Varistor Ceramics	
..... WAN Shuai, XU Heng, CAO Wei, GU Shanqiang, ZHANG Rui, LI Guifang(353)	
Simulation of Eddy Current Loss Suppression in FeGaB Magnetic Thin Films	
..... CHEN Si, GAO Yang, REN Wanchun, PENG Chunrui, WANG Heng(357)	
Study on Wafer Bonding Technology of SAW Devices	LU Dandan, MI Jia, PENG Xingwen, TAN Xinyi, JIN Zhong(361)
Study on Output Open-circuit Voltage Amplitude of MFC Under Bending and Swinging	
..... CHEN Pengyu, CHANG Zongxu, YUAN Xiang, GAO Fei, LIAN Zisheng(365)	
Research on Calibration Method of Simulation Loading Based on Piezoelectric Dynamometer	
..... ZHANG Jun, WANG Xinlei, REN Zongjin(369)	
Real-time Monitoring of Silo Demolition Based on Long-gauge FBG Strain Sensor	
..... ZHANG Chaorong, REN Liang, ZHANG Qing, LIU Yuexin, LI Bingyong(374)	
Test and Evaluation of Temperature Response of High-temperature Piezoelectric Acceleration Sensor	
..... DU Xiaohui, LIU Shuai, ZHU Minjie, LU Tielin, ZHANG Zuwei, YUAN Yupeng(381)	
Silicon-based Terahertz Optical Modulator with Enhanced 2D Material Heterostructure	
..... WANG Zhuoran, WEN Tianlong, ZHANG Huaiwu(386)	
A Pre-bandpass Filter for Photoacoustic Detection of Quartz Tuning Fork	
..... GUO Zeyan, GUO Feng, MENG Xianghan, WANG Rundong, TONG Ziyang(390)	
Failure Modes and Research Progress of MEMS Gyroscope in High Overload Attitude Measurement	
..... QING Ze, MU Dong, LIAN Pu, LI Dongjie(394)	
Study on Whole Angle Technology of Hemispherical Resonator Gyroscope Based on Surface Electrodes	
..... JIANG Chunqiao, JIANG Li, TAN Pinheng, FANG Haibin, BU Jijun(404)	
Zero Bias Compensation Technology of MEMS Gyroscope Based on MAA Full Temperature Hysteresis Model	
..... WU Ying, JIANG Bo, DI Ke, ZOU Xinhai, LIU Yu(409)	
Design of an Airborne Ultrasonic Liquid Level Monitoring Sensor	TAN Xinyi, ZENG Xiangbao, WANG Dengpan, ZHANG Yi(413)
Design of Miniaturized and Low-profile UHF RFID Metal-mountable Tag Antenna	
..... TANG Xuyang, ZHANG Bohan, ZHANG Jingwei, HE Daping, WU Zhipeng, LIU Chengguo(418)	
Design and Research of a Band-Notch Reconfigurable UWB Antenna	LIANG Qing, WANG Chao, SU Zhengdong, XIONG Wei(423)
Near-field Broadband Beamforming Based on Uniform Concentric Circular Array	MENG Zijian, WANG Peizhao, CHEN Haihua(428)

双芯 D 型高灵敏度光子晶体光纤传感器的设计

魏方皓, 张祥军

(中国矿业大学 信息与控制工程学院, 江苏 徐州 221000)

摘 要: 该文提出了一种双芯 D 型高灵敏度的表面等离子体共振-光子晶体光纤 (SPR-PCF) 传感器, 利用 SPR 技术, 通过纤芯损耗谱测量共振波长的变化来达到测量待测物质不同折射率的目的。通过改变内部空气孔的排列, 使之达到双芯传输的效果, 同时 D 型结构有利于加快 SPR 反应。其工作的波长范围可以调节, 且结构简单, 易于测量操作。实验结果表明, 其折射率测量区间为 1.35~1.40, 可得最大光谱灵敏度为 15 000 nm/RIU, 最大幅度灵敏度为 582.12 RIU⁻¹, 探针折射率精度为 1.56×10⁻⁵ RIU。

关键词: 传感器; 光子晶体光纤; 表面等离子体共振; 折射率

中图分类号: TN29 **文献标识码:** A **DOI:** 10.11977/j.issn.1004-2474.2020.03.001

Design of Dual Core D-type Photonic Crystal Fiber Sensor with High Sensitivity

WEI Fanghao, ZHANG Xiangjun

(School of Information and Control Engineering, China University of Mining and Technology, Xuzhou 221000, China)

Abstract: This paper proposes a dual-core D-type high-sensitivity SPR-PCF sensor, which uses the surface plasmon resonance (SPR) technology to measure the change of the resonance wavelength by the core loss spectrum to achieve the purpose of measuring different refractive indices of the substance to be measured. By changing the arrangement of the internal air holes, it achieves the effect of dual core transmission, and the D-type structure is beneficial to speed up the surface plasmon reaction. Its working wavelength range can be adjusted, and its structure is simple and easy to measure and operate. The experimental results show that the refractive index measurement interval is 1.35-1.40. The maximum spectral sensitivity is 15 000 nm/RIU, maximum amplitude sensitivity is 582.12 RIU⁻¹, and the refractive index accuracy of the probe is 1.56×10⁻⁵ RIU.

Key words: sensor; photonic crystal fiber; surface plasmon resonance; refractive index

0 引言

与传统光纤相比, 光子晶体光纤 (PCF) 具有光学损耗小, 光学非线性度高等特点, 因而被广泛应用于生物传感、药品和气体检测等领域。同时, 随着表面等离子体共振 (SPR) 现象的出现, 将 SPR 技术与 PCF 相结合逐渐成为新的研究方向, 基于表面等离子体共振的光子晶体光纤 (SPR-PCF) 传感器应运而生^[1]。与传统光纤传感器相比, SPR-PCF 传感器在交叉敏感、耦合损耗及保偏特性等主要问题上有较大改进, 且可制造多维结构, 其具有工作波长范围宽, 模场面积大, 可实现多参数测量等优点^[2]。

由于传统的填充型 SPR-PCF 传感器一般是在空气孔或金属镀层孔填充待测物质, 传感器的使用与调节变复杂^[3]; 而 D 型 SPR-PCF 传感器因其结构特殊, 易制造, 能够保证对外界环境变化的敏感性, 待测物质与金属层直接接触且易更换, 故 D 型传感器在众多传感领域中的应用更广^[4]。

2015 年, Jitendra Narayan Dash 等提出了一种银金属表面覆盖石墨烯的 D 型 SPR-PCF 传感器, 其灵敏度可达 3 700 nm/RIU^[5]。2017 年, Tianye Huang 提出了一种使用氧化钛 (TiO) 作为金属镀层的 D 型 SPR-PCF 传感器, 在折射率为 1.28~1.34

收稿日期: 2019-10-23

基金项目: 国家重点研发计划基金资助项目 (2017YFF0205500)

作者简介: 魏方皓 (1994-), 男, 山东济南人, 硕士生, 主要从事光子晶体光纤传感器的研究。通信作者: 张祥军, 博士/后, 副教授, 主要从事天线理论与设计, 电磁超材料, 光纤传感器设计与应用的研究。E-mail: 292384747@qq.com。

时的灵敏度可达 6 000 nm/RIU^[6]。同年, Rahul Kumar Gangwar 等提出了一种镀金膜的 D 型 SPR-PCF 传感器, 灵敏度可达 7 700 nm/RIU, 折射率测量范围为 1.43~1.46^[7]。2019 年, Haiwei Fu 等提出了一种使用石墨烯包覆银纳米棒代替金属层的 D 型 SPR-PCF 传感器, 其灵敏度在折射率为 1.33~1.39 时可达 8 860 nm/RIU^[8]。

本文提出了一种双芯 D 型 SPR-PCF 高灵敏度传感器, 并使用全矢量有限元仿真软件 COMSOL 对所研究的结构进行仿真。通过改变入射波长得到光纤损耗谱, 以此研究不同的结构参数与待测物质折射率对 SPR-PCF 传感器传感特性的影响。本文所研究的装置使用 D 型结构, 使表面等离子效应更明显, 光纤内部采取的双芯结构所产生的耦合效应加速了表面等离子共振现象的发生, 使传感效果更优, 主要研究的待测物质折射率为 1.35~1.40。

1 理论分析

光纤横截面图如图 1 所示。光纤内部主要有两种空气孔, 大气孔排列在外部, 其半径 $r=0.8\ \mu\text{m}$; 小气孔排列在内部, 其半径 $r_1=0.4\ \mu\text{m}$; 空气孔间距 $\Delta=2.3\ \mu\text{m}$; 金纳米层厚度 $t_g=45\ \text{nm}$; 空气的有效折射率为 1。

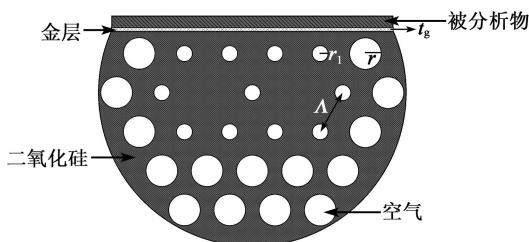


图1 光纤横截面图

本文提出的传感器背景材料是熔融石英, 其材料色散由 Sellmeier 方程^[9]可得

$$n^2(\lambda) = 1 + \frac{B_1\lambda^2}{\lambda^2 - C_1} + \frac{B_2\lambda^2}{\lambda^2 - C_2} + \frac{B_3\lambda^2}{\lambda^2 - C_3} \quad (1)$$

式中: n 为熔融石英的波长相关折射率; λ 为输入波长; $B_1, B_2, B_3, C_1, C_2, C_3$ 是 Sellmeier 常数。

金纳米层的折射率可使用 Drude-Lorentz 公式^[10]进行推导:

$$\epsilon(\omega) = \epsilon_1 + i\epsilon_2 = \epsilon_\infty - \frac{\omega_p^2}{\omega(\omega + \omega_c)} \quad (2)$$

式中: $\epsilon_\infty = 9.84$ 为金属介电常数; $\omega_p = 1.36 \times 10^{16}\ \text{rad/s}$ 为等离子体频率; $\omega_c = 1.45 \times 10^{14}\ \text{rad/s}$

为阻尼频率。

此外, 纤芯损耗^[11]取决于有效折射率 n_{eff} 的虚部 $\text{Im}n_{\text{eff}}$, 即

$$\alpha = 8.686 \times \frac{4\pi}{\lambda} \times \text{Im}n_{\text{eff}} \quad (3)$$

本文利用有限元分析软件 COMSOL 进行了计算仿真。

2 仿真结果分析

本文采取的 D 型双芯结构光纤, 金纳米膜放置于 PCF 的 y 向, y 向极化的 SPR 反应比 x 向极化更强。因此, 下文主要计算 y 向偏振膜损耗, 并选取耦合程度最明显的 y 向极化奇模模式进行讨论。

图 2 为在光纤取最佳结构参数时, 入射波长由 $0.68\ \mu\text{m}$ 变化到 $0.84\ \mu\text{m}$, 光纤 y 向极化奇模式纤芯损耗及基膜与等离子体模折射率实部随波长变化图。其中待测物质折射率 $n_a = 1.38$ 。当入射波长未达到 $0.74\ \mu\text{m}$ 时, 等离子模式折射率大于基膜折射率, 光纤纤芯能量不断向金纳米层转移, 损耗逐渐升高; 当入射波长达到 $0.74\ \mu\text{m}$ 时, 损耗达到最大值, 且基膜折射率实部与等离子体模折射率实部相等, 发生了相位匹配, 光纤纤芯能量大部分被金纳米层吸收; 当入射波长继续增加时, 基膜折射率大于等离子模折射率, 此时 SPR 效应不断减弱, 能量开始从金纳米层转移到纤芯中, 损耗不断减少。

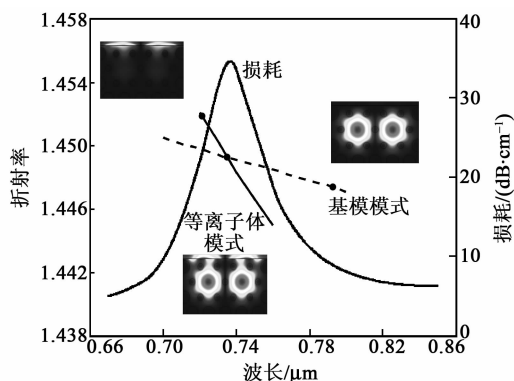


图2 $n_a = 1.38$ 时光纤纤芯损耗图谱

图 3 为 n_a 由 1.35 增加到 1.40 时的光纤纤芯损耗图谱。随着 n_a 增加, 共振波长不断增加, 这是由于待测物区域中的待测物质折射率变化引起光纤整体有效折射率实部的变化, 从而导致谐振波长发生红移效应。由图可见, 当 $n_a = 1.39$ 时, 共振波长

为 $0.81 \mu\text{m}$, 损耗为 50.074 dB/cm ; 当 $n_a = 1.40$ 时, 共振波长为 $0.96 \mu\text{m}$, 损耗为 118.67 dB/cm , 由此可得传感器的最大灵敏度为 $15\ 000 \text{ nm/RIU}$ 。

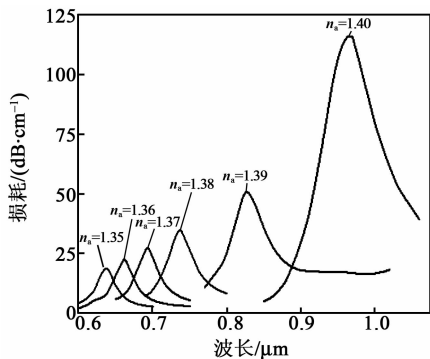


图3 n_a 不同时光纤纤芯损耗图谱

2.1 等离子体材料厚度的调节优化

等离子体材料结构参数的变化对传感特性的影响较明显。图4为 t_g 变化时的光纤纤芯损耗图。由图可见, 当 t_g 由 40 nm 增大到 50 nm 时, 损耗谱共振峰开始向长波长移动, 由 $0.72 \mu\text{m}$ 变为 $0.75 \mu\text{m}$; 当 $t_g = 45 \text{ nm}$ 时, 此时损耗为 33.496 dB/cm , 共振波长为 $0.74 \mu\text{m}$, 共振峰最明显, 测量共振波长效果最佳。

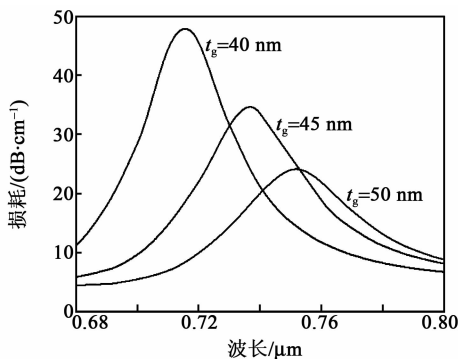


图4 t_g 变化时光纤纤芯损耗图谱

2.2 空气孔半径参数的调节优化

空气孔半径也是对传感特性具有重要参考价值的结构参数。空气孔的存在确保了入射光可在纤芯中进行传输, 也满足了基模与等离子模相位匹配条件。图5为空气孔半径随着波长变化的光纤纤芯损耗图。由图可见, 共振强度随着空气孔半径 r_1 的增大而增大, 这是因为空气孔的增大促进了光纤中 SPR 效应的产生, 从而导致金纳米层周围模场增大, 传输损耗不断增加。当 $r_1 = 0.8 \mu\text{m}$ 时, 此时共振效果较明显。

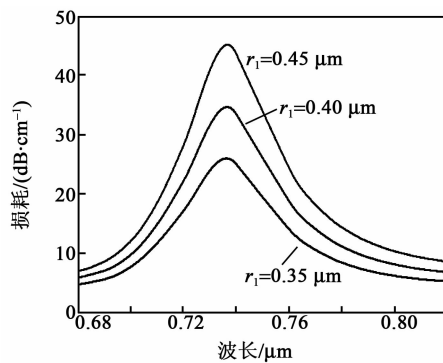


图5 r_1 变化时光纤纤芯损耗图谱

2.3 空气孔间距的调节优化

图6为不同 Δ 下, 光纤纤芯损耗随波长的变化关系图。由图可见, 光纤纤芯损耗随着 Δ 的增加而减少。这是由于 Δ 增加会使纤芯折射率与包层折射率的差值减少, 光在纤芯中被约束能力增强, 能量不断被限制在纤芯中, 使纤芯损耗减少。

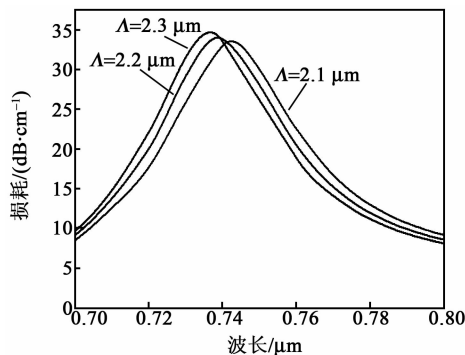


图6 Δ 变化时光纤纤芯损耗图谱

综上所述可以发现, 当 $r = 0.8 \mu\text{m}$, $r_1 = 0.4 \mu\text{m}$, $\Delta = 2.3 \mu\text{m}$, $t_g = 45 \text{ nm}$ 时, 光纤传感器性能最佳, 此时的传感特性最优异。

除结构参数对传感特性的影响外, SPR-PCF 传感装置光谱灵敏度及折射率测量精度均可以直观地表现传感装置的性能。

光谱灵敏度^[12]可表示为

$$S(\lambda) = \frac{\Delta\lambda_{\text{peak}}}{\Delta n_a} (\text{nm/RIU}) \quad (4)$$

式中: $\Delta\lambda_{\text{peak}}$ 为纤芯损耗谱中共振波长随折射率变化的移动距离; Δn_a 为待测物质折射率的变化值。

通过图3可得共振波长与 n_a 的依赖关系及线性拟合曲线, 如图7所示。由此可以计算出在折射率为 $1.35 \sim 1.40$ 时, $\Delta\lambda_{\text{peak}}$ 最大值为 150 nm 。取 $\Delta n_a = 0.01$, 得到其最大灵敏度为 $15\ 000 \text{ nm/RIU}$ 。代入式(4)推导出 SPR-PCF 传感装置的最大光谱灵敏度可达 $15\ 000 \text{ nm/RIU}$ 。探针折射率精

度^[13]为

$$R = \Delta n_a \Delta \lambda_{\min} / \Delta \lambda_{\text{peak}} \quad (5)$$

取 $\Delta n_a = 0.01$, $\Delta \lambda_{\min} = 0.1 \text{ nm}$, $\Delta \lambda_{\text{peak}} = 64 \text{ nm}$, 可得折射率精度为 $1.56 \times 10^{-5} \text{ RIU}$ 。

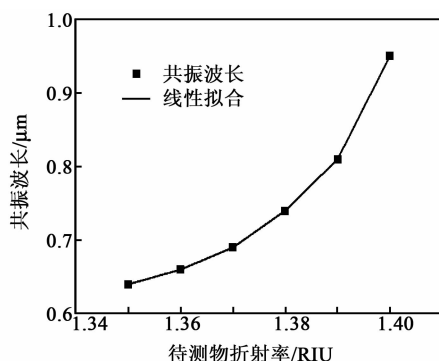


图 7 待测物质折射率与共振波长依赖关系图

此外,幅值灵敏度也是重要的性能指标^[14],且有:

$$S(\lambda) = \frac{1}{\alpha(\lambda, n_a)} \times \frac{\partial \alpha(\lambda, n_a)}{\partial n_a} (\text{RIU}^{-1}) \quad (6)$$

式中: $\alpha(\lambda, n_a)$ 为光纤纤芯损耗; $\partial \alpha(\lambda, n_a)$ 为临近两待测物质折射率损耗曲线在同一待测物质折射率下的差值; ∂n_a 为待测物质折射率的变化。

图 8 为当 $n_a = 1.38$ 时,其幅值灵敏度随波长的变化趋势。由图可知,当光纤传感装置在 $n_a = 1.38$,入射波长约为 0.74 μm 时,其最大幅值灵敏度为 582.12 RIU^{-1} 。

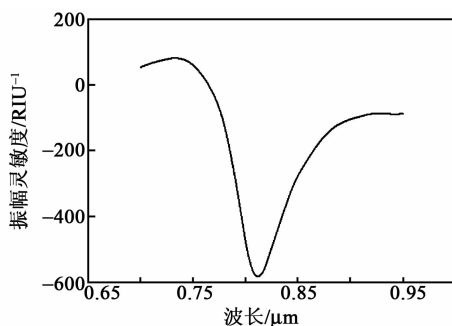


图 8 幅值灵敏度随波长变化的关系图

3 结束语

本文提出并验证了一款具有高灵敏度的 D 型双芯传感装置。该装置结构简单,测物通道使待测物质位于光纤传感装置结构外侧,与现有的 SPR-PCF 传感装置相比易制造。在近红外波段实现了折射率为 $1.35 \sim 1.40$ 的高灵敏度传感,最大光谱灵敏度可达 $15\,000 \text{ nm/RIU}$,最大幅值灵敏度可达 582.12 RIU^{-1} ,在生物传感领域具有较大的研究

价值。

参考文献:

- [1] 陈伟,胡鹏,周启雄. 光纤技术的发展及其发展趋势[J]. 邮电设计技术,2011(11):1-5.
- [2] 罗涛,顾铮天. 光子晶体光纤光栅在生物和化学传感器领域研究进展[J]. 激光与光电子学进展,2009(11):34-40.
- [3] 唐娅荔,杨伯君. 用于 CO 传感的空芯带隙型光子晶体光纤的研究[J]. 半导体光电,2010,31(4):648-651.
- [4] 单亚锋,孙朋,徐耀松. 基于 PCF 的气体传感技术在瓦斯监测中的应用[J]. 传感器与微系统,2013,32(8):142-145.
- [5] DASH J N, JHA R. On the performance of graphene based d-shaped photonic crystal fibre biosensor using surface plasmon resonance[J]. Plasmonics,2015(10):1123-1131.
- [6] HUANG Tianye. Highly sensitive spr sensor based on D-shaped photonic crystal fiber coated with indium tin oxide at near-infrared wavelength [J]. Plasmonics, 2017,12(3):583-588.
- [7] RAHUL K G, VINOD K S. Highly sensitive surface plasmon resonance based D-shaped photonic crystal fiber refractive index sensor[J]. Plasmonics, 2017,12(5):1367-1372.
- [8] FU Haiwei, ZHANG Min, DING Jijun, et al. A high sensitivity D-type surface plasmon resonance optical fiber refractive index sensor with graphene coated silver nano columns[J]. Optical Fiber Technology, 2019, 48:34-39.
- [9] 薛渊泽,王学锋,唐才杰. 高温再生光纤光栅温度传感器封装技术[J]. 传感器与微系统,2019,38(5):49-51.
- [10] GASIOR K, MARTYNKIEN T, WOJCIK G, et al. D shape polymer optical fibers for surface Plasmon resonance sensing[J]. Opt Electronics Review, 2016, 24(4):209-215.
- [11] CAO J, TU M H, SUN T, et al. Wavelength-based localized surface Plasmon resonance optical fiber sensor [J]. Sensors Actuators B Chemical, 2013, 181(5):611-619.
- [12] ZHAO J, CAO S, LIAO C, et al. Surface plasmon resonance refractive sensor based on silver coated side polished fiber[J]. Sensors and Actuators B: Chemical, 2016, 230:206-211.
- [13] LUAN N, YAO J. Refractive index and temperature sensing based on surface palsmon resonance and directional resonance coupling in a PCF[J]. IEEE Photon, 2017, 9:6801307.
- [14] GOMES A D, FRAZÃO O. Microfiber knot with taper interferometer for temperature and refractive index discrimination[J]. IEEE Photon Technol Lett, 2017, 29:1517-1520.

一种基于光纤 AOTF 的扫频光源

吴中超, 申向伟, 王大贵, 夏 茜, 王晓新, 张泽红, 何晓亮

(中国电子科技集团公司第二十六研究所, 重庆 400060)

摘 要:扫频光源是扫频光学相干层析(SSOCT)的关键器件。高质量的扫频光源可以提高系统的成像速度、分辨率和信噪比。该文采用光纤声光可调滤波器(FAOTF)、保偏半导体光放大器(PMBOA)、光纤隔离器和光纤耦合器搭建了环形腔结构的扫频光源,实验得到一种全光纤扫频光源,其扫频速率为 100 kHz,扫频范围为 119 nm (1 550.146 2~1 619.470 0 nm),单光谱 3 dB 带宽可达 0.096 6 nm,平均输出功率 12 mW。该扫频光源具有扫频范围广、速度快、相干性好等优点,在 SSOCT 系统中具有一定的实用价值。

关键词:扫频激光器;扫频光学相干层析;光纤声光可调滤波器

中图分类号:TN248;TB851 **文献标识码:**A **DOI:**10.11977/j.issn.1004-2474.2020.03.002

A Swept Light Source Based on Fiber Acousto-optical Tunable Filter

WU Zhongchao, SHEN Xiangwei, WANG Dagui, XIA Qian, WANG Xiaoxin, ZHANG Zehong, HE Xiaoliang

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

Abstract: The swept light source is a key component of the swept source optic coherence tomography (SSOCT). A high quality swept light source can improve the imaging speed, resolution and signal-to-noise ratio of the SSOCT. In this work, a ring-cavity swept source was built by using fiber acousto-optical tunable filter (FAOTF), polarization-maintaining booster optical amplifier (PMBOA), fiber isolator and fiber coupler. The experimental results show that an all-fiber swept light source with the sweep speed of 100 kHz, sweep range of 119 nm (from 1 550.146 2 nm to 1 619.470 0 nm), single spectrum 3 dB bandwidth of 0.096 6 nm and average optical output power of 12 mW has been realized. The swept source has the advantages of wide sweep frequency range, fast speed, and good coherence and so on. It has certain practical value as a light source in SSOCT system.

Key words: sweep laser; swept source optic coherence tomography; fiber acousto-optical tunable filter

0 引言

光学相干层析(OCT)技术是在 1991 年提出的一种医学成像技术^[1],与传统医学成像技术相比,其具有无损伤、非介入、无害、图像分辨率高且操作简单、便携等优点,在生物组织活体检测和成像方面具有广阔的应用前景^[2-4]。根据成像原理,OCT 可分为时域光学相干层析成像(TDOCT)和频域相干层析成像(FDOCT)^[5-6]。TDOCT 通过机械控制来改变样品光和参考光的光程差,利用外差法得到测试样品的轴向信息,具有分辨率高和成像深度深的优点,但成像速度较慢。FDOCT 直接探测样品光和参考光的干涉信号,并对其光谱进行傅里叶逆变换得到样品的轴向信息。与 TDOCT 相比,FDOCT 具有响应速度快等优点。FDOCT 技术包括扫频光

学相干层析(SSOCT)和谱域 OCT(SDOCT)。SDOCT 使用固定频率的低相干光光源,通过光栅分光,采用阵列 CCD 相机检测干涉光谱来获得信息。SSOCT 利用频率可变的扫频光源替代 SDOCT 使用的低相干光源,采用单点探测器检测不同波长的干涉信号。与 SDOCT 相比,扫频 OCT 在精度、安全和应用范围方面优势明显。扫频光源的重复频率、光谱可调范围、单光谱 3 dB 带宽、输出功率是限制 SSOCT 的成像速度、分辨率、穿透深度和信噪比的关键参数。美国 Axsun 公司生产的 SSOCT1060 和 SSOCT1310 快速扫频激光光源,可调范围约 110 nm,光源相干长度 11 μm ,单脉冲 3 dB 相干长度 12 mm。本文研制的扫频光源光谱可调范围约 120 nm,光源相干长度 20 μm ,单脉冲

收稿日期:2020-03-03

作者简介:吴中超(1981-),男,河南人,高级工程师,主要从事声光技术的研究。

3 dB相干长度 24.9 mm,扫频速率达 100 kHz,具有成本低、扫频范围广、相干长度长及扫频速度快等特点,该扫频光源主要用于 SS OCT,可提高系统的成像能力。

1 扫频光源的基本原理

扫频光源^[7-8]一般由激光耦合输出部分和谐振腔组成。谐振腔由光放大和光学调谐滤波器组成。当光放大产生的增益大于谐振腔的损耗时,信号在谐振腔内得到放大,形成稳态振荡,输出扫频激光。其示意图如图 1 所示,其中谐振腔的结构、滤波器的性能和锁模方式是决定扫频光源输出光谱性能的关键因素。

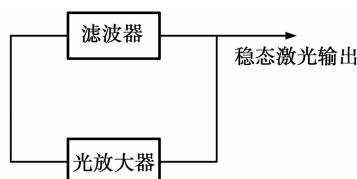


图 1 扫频光源原理示意图

谐振腔有线性谐振腔、环形谐振腔等。环形谐振腔可在较短光纤的情况下,经多次循环,实现较长腔长的效果,得到线宽窄、频率高、稳定的激光输出。

扫频光源的锁模方式有被动锁模和主动锁模^[9-10]。被动锁模是利用光纤或者其他光学元件的非线性效应与输入脉冲强度相关性来实现各纵模相位锁定。其优点在于不需要有源调制器参与锁模,结构相比主动锁模更简单;缺点是输出脉冲的重复频率由腔长决定,难以得到高速率的锁模脉冲输出。主动锁模是通过采用外部周期性地调制谐振腔参量来实现腔体内纵模相位锁定。其具有重复频率高、脉冲波形对称和中心波长可调等优点,而缺点是输出脉冲的脉宽和峰值功率受外界环境影响因素较多。

2 扫频光源的搭建

本文扫频光源采用由保偏半导体光放大器(PMBOA)、隔离器(ISO)、光纤声光可调滤波器(FAOTF)和光纤耦合器组成的环形腔结构,其结构如图 2 所示。

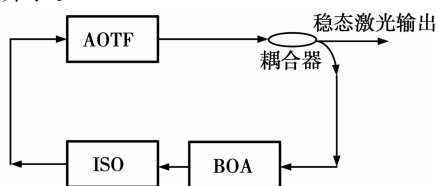


图 2 扫频光源结构图

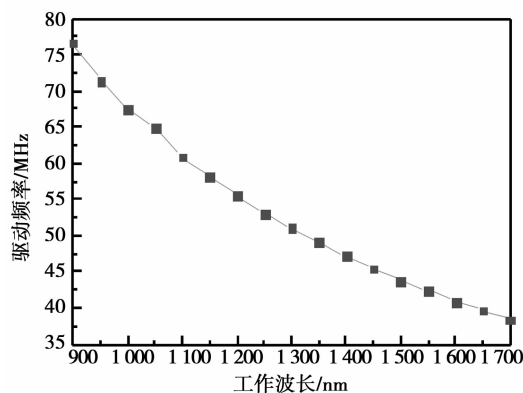
PMBOA 在直流电流驱动下产生一个宽带的自发辐射谱,通过 ISO 和 FAOTF 进行选频和滤波。选频后,经过光纤耦合器分为两路光,一路光重新进入 PMBOA,另一路光作为输出光。PMBOA 作为一个放大元件,对 FAOTF 选频后的光信号进行放大。当 PMBOA 对光信号的放大增益与环形腔内的损耗平衡时,可以产生稳定的激光振荡。通过调整 FAOTF 的驱动频率,可以改变 AOTF 滤出的光频率,即可实现频率可调的扫频激光输出。

3 实验结果

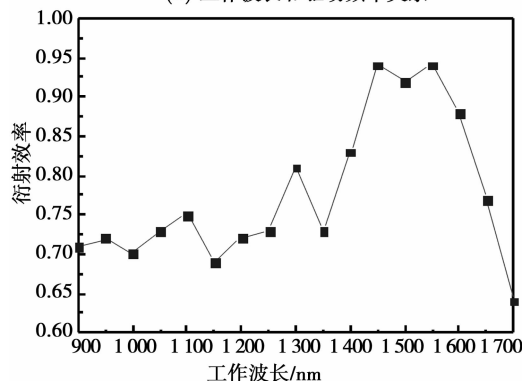
本实验采用自制的 FAOTF,其功能是通过改变驱动频率,可从复杂光谱中滤出所需的波长。外形如图 3 所示,其工作波长 900~1 700 nm。工作波长与驱动频率,衍射效率关系如图 4 所示。



图 3 FAOTF 外形图



(a) 工作波长和驱动频率关系



(b) 工作波长和衍射效率关系

图 4 FAOTF 工作波长与驱动频率、衍射效率的关系图

本实验采用的 PMBOA 在电流 600 mA, 温度控制在 25 ℃ 的条件下, 峰值波长为 1 550 nm, 在输入信号波长 1 550 nm, -20 dBm 时, 增益可达 27 dB, 整个自发辐射噪声谱 17.5 dB 带宽为 200 nm (1 450~1 650 nm)。由图 4 可见, FAOTF 在 1 450~1 650 nm 的衍射效率高于 75%。光纤 AOTF 在此波段的 3 dB 带宽约 6 nm, 如图 5 所示。

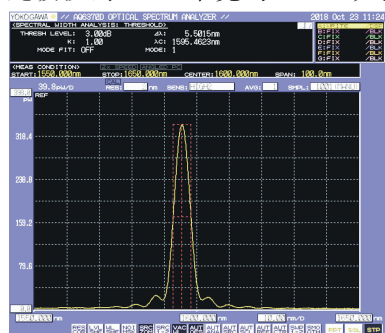


图 5 FAOTF 在 1 596 nm 附近输出光谱图

分别选取分光比为 50 : 50, 40 : 60, 30 : 70, 20 : 80, 10 : 90, 1 : 99 的光纤耦合器进行试验, 要求整个光谱范围内输出光脉冲功率 > 10 mW, 故最终选取分光比为 20 : 80 的光纤耦合器, PMBOA 在电流 330 mA, 实现了宽光谱、窄线宽稳定脉冲激光输出。输出光谱结果如图 6 所示。

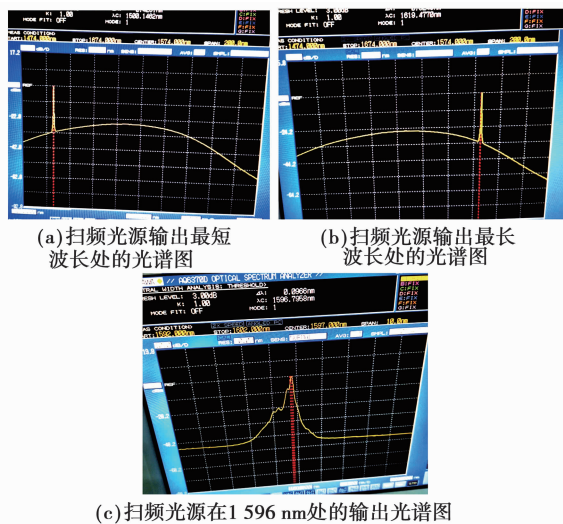


图 6 扫频光源输出光谱图

由图 6(a)、(b) 可以看出, 在 PMBOA 电流为 330 mA, 光纤耦合器分光比为 20 : 80 时, 输出光谱范围为 1 500.146 2~1 619.477 0 nm, 可调光谱范围 119 nm。由图 6(c) 可见, 在 1 596 nm 处单脉冲 3 dB 带宽为 0.096 6 nm。由此可以看出, FAOTF 滤出的光谱经过该环形腔压缩后, 光谱 3 dB 带宽明显减小, 单脉冲光谱的相干长度得到加强。

4 结束语

本文采用环形腔压缩自制宽带 FAOTF 输出单脉冲线宽的方式, 研制出了一种光谱可调范围 119 nm, 光源相干长度 20 μm, 单脉冲 3 dB 相干长度 24.9 mm, 扫频速率 100 kHz 的快速扫频光源。该光源具有成本低, 扫频范围广, 相干长度长和扫频速度快等特点, 对 SSOCCT 成像性能的提高有一定推动作用。

参考文献:

- [1] HUANG D, SWANSON E A, PLIN C P, et al. Optical coherence tomography[J]. Science, 1991, 254(5035): 1178-1181.
- [2] SHECK L H N, WILSON C J, VINCENT A L. Analysis of the pre-retinal opacities in Gaucher Disease using spectral domain optical coherent tomography[J]. Ophthalmic Genetics, 2012, 33(4): 253-256.
- [3] TSAI M T, LEE I C, LEE Z F, et al. In vivo investigation of temporal effects and drug delivery induced by transdermal microneedles with optical coherence tomography[J]. Biomedical Optics Express, 2016, 7(5): 1865-1876.
- [4] MARSCHALL S, SANDER B, MOGENSEN M, et al. Optical coherence tomography-current technology and applications in clinical and biomedical research [J]. Analytical and Bioanalytical Chemistry, 2011, 400(9): 2699-2720.
- [5] WIENER M, FUJIMOTO J G. Optical coherence tomography: Technology and applications, biological and medical physics, biomedical engineering[M]. Berlin Heidelberg: Springer, 2007.
- [6] SCHMITT J M. Optical coherence tomography (OCT): A review[J]. IEEE J Select Topics Quantum Electron, 1999, 5: 1205-1215.
- [7] 吴薇, 刘辛, 陈婷. 基于半导体光放大器的可调谐激光器[J]. 应用激光, 2008, 28(1): 42-44.
WU Wei, LIU Xin, CHEN Ting. Tunable laser based on semiconductor optical amplifier[J]. Applied Laser, 2008, 28(1): 42-44.
- [8] 陈明惠. 扫频激光光源的研制[D]. 杭州: 浙江大学, 2011.
- [9] 陈颖川. 基于 SOA 的光纤环形腔扫描激光器的研究[D]. 北京: 北京交通大学, 2012.
- [10] FAN Zhe, SUN Yibin, ZHANG Lizhe, et al. Experimental study of fourier domain mode locking based swept source[J]. Laser & Optoelectronics Progress, 2015, 2(52): 020601.

基于声光调制的微波信号多普勒移频技术

吴彭生¹, 吴冉², 魏正武¹, 王凯¹

(1. 中国电子科技集团公司第三十八研究所, 安徽 合肥 230088; 2. 中国电子科技集团公司第二十六研究所, 重庆 400060)

摘 要: 该文介绍了一种基于声光调制的微波信号多普勒移频方法。该技术基于微波光子信号处理和声光移频技术, 在光学域上实现了微波信号的多普勒移频, 能够用于产生雷达干扰信号。系统的工作频段为 2~20 GHz, 测试结果表明, 速度拖引干扰信号的移频范围达到 ± 1 MHz, 最小移频量为 ± 10 Hz。系统实现了目标速度从 1 200 m/s 减小到 1 000 m/s 情况下雷达脉冲信号的多普勒移频模拟测试。

关键词: 雷达对抗; 声光移频; 多普勒; 微波光子

中图分类号: TN29 **文献标识码:** A **DOI:** 10.11977/j.issn.1004-2474.2020.03.003

A Microwave Doppler Frequency Shift Technology Based on Acousto-Optic Modulation

WU Pengsheng¹, WU Ran², WEI Zhengwu¹, WANG Kai¹

(1. The 38th Institute of China Electronic Technology Group Corporation, Hefei 230088, China;

2. The 26th Institute of China Electronic Technology Group Corporation, Chongqing 400060, China)

Abstract: A Doppler frequency shift method based on acousto-optic modulation for microwave signals was introduced in this paper. This technology is based on microwave photonics signal processing and acousto-optic frequency shifting technology. The Doppler frequency shift of microwave signals in the optical domain has been realized and it can be used for generating radar interference signals. The operating frequency range of the system is 2-20 GHz. The test results show that the frequency shift range of the velocity deception interference signals is ± 1 MHz and the minimum frequency shift is ± 10 Hz. The system realizes the Doppler frequency shift simulation test of radar pulse signal when the target velocity reduced from 1 200 m/s to 1 000 m/s.

Key words: radar countermeasure; acousto-optic frequency shift; Doppler; microwave photonics

0 引言

现代雷达技术的发展日新月异, 新技术、新体制不断涌现, 给传统干扰对抗装备提出了严峻的挑战, 主要表现在超宽带捷变频、组网工作能力、多功能, 要对这些雷达实施干扰, 则干扰系统需具备全频段覆盖, 大瞬时带宽, 干扰样式灵巧多变, 快速反应, 同时多目标干扰等能力, 这对其干扰源提出了更高的要求。然而, 传统微波信号模拟处理技术和数字处理技术难以全面满足新一代干扰源研制的技术需求, 有必要寻求新技术、新方法和新的解决途径。

微波信号光处理技术具有大瞬时带宽、大动态范围、高处理增益及高速并行处理能力, 在电子战中的宽带波束形成、实时信号检测与分析、宽带干扰产生等方面有着广阔的应用前景^[1]。利用微波信号光处理技术用于干扰信号产生, 不仅可以适应很宽的信号带宽, 还可直接产生高频段的射频干扰信号而

不需要进行变频处理, 进一步提高了干扰信号的频谱纯度和质量。为此, 基于微波信号光处理技术的超宽带干扰源方面的研究^[2-5]较为广泛。

1 系统设计

在对雷达的对抗和干扰中, 为了实现速度欺骗干扰, 干扰系统还应具备多普勒调制能力。本文基于声光移频原理实现多普勒调制。

图 1 为声光移频多普勒信号产生系统原理图。由图可见, 频率为 f_0 的激光功率分为两路, 其中一路被频率为 f_{RF} 的微波信号调制后, 经单边带滤波和声光移频, 得到频率为 $f_0 + f_{RF} + f_D$ 的光信号。该系统中, 假设声光移频器由一个复杂波形信号 $s_{ARB}(t)$ 驱动^[6]:

$$s_{ARB}(t) = A_0 \cos[2\pi(f_{Bragg} + f_D)t + \varphi_n] \quad (1)$$

式中: A_0 为该信号的幅度; φ_n 为初始相位; f_{Bragg} 为声光晶体的布喇格频率。 f_{RF} 信号通过声光移频后, 实

收稿日期: 2020-02-27

基金项目: 中国电科集团青年拔尖人才基金资助项目(2017-DK1269); 安徽省对外科技合作专项基金资助项目(1804b06020372)

作者简介: 吴彭生(1982-), 男, 安徽潜山人, 高级工程师, 博士, 主要从事微波光子学及其在雷达等电子装备中的应用。

现了移频量为 f_D 的移频:

$$S_{\text{shift}}(t) = A_0 \cos[2\pi(f_0 + f_{\text{RF}} + f_D)t + \varphi_n] \quad (2)$$

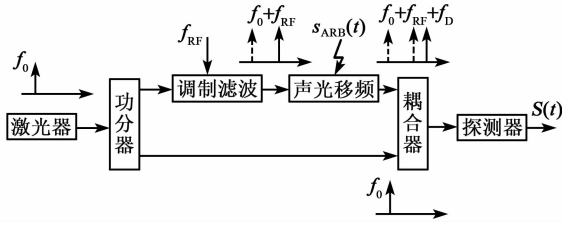


图1 声光移频多普勒信号产生系统原理

该信号与激光器输出信号在光电探测器端混频输出的微波信号为

$$S(t) = A_0 \cos[2\pi(f_{\text{RF}} + f_D)t + \varphi_n] \quad (3)$$

该微波信号频率为 $f_{\text{RF}} + f_D$, 系统借此实现对微波信号 f_{RF} 的移频。根据 f_D 的取值不同, 可得到负移频、零移频或正移频。

2 测试结果

在上述系统中, 要保证输出移频后的微波信号具有较高的杂散抑制比, 关键是将信号高保真调制到光域, 为此我们需要进行单边带调制。普通的马赫曾德尔型电光调制器采用的是干涉原理, 只具有双边带调制、载波抑制双边带调制两种调制类型, 因此, 在电光调制器载波抑制调制基础上, 本文加入了单通带光滤波器。从 12 GHz 信号的载波抑制调制和滤波信号的对比(见图 2)可看出, 该系统较好地产生了光学单边带信号。

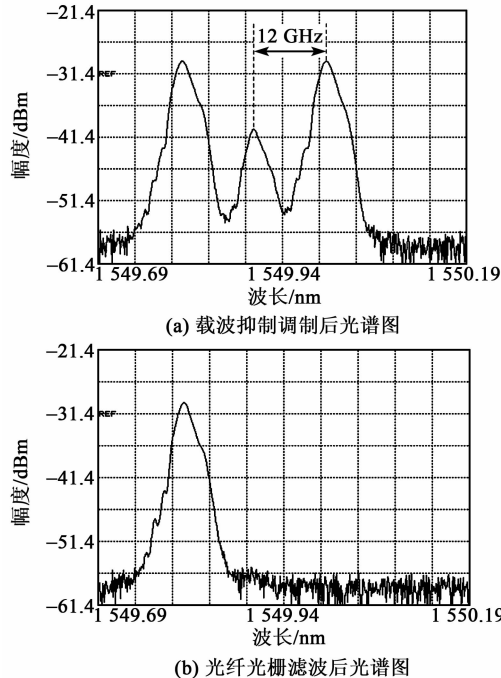


图2 12 GHz 信号调制滤波后的光谱图

我们测试了整个系统的频谱响应, 该系统在 2~20 GHz 表现出较好的性能, 如图 3 所示。受限于系统使用的电光调制器和光学滤波器的带宽, 系统的最大工作频率约为 25 GHz。

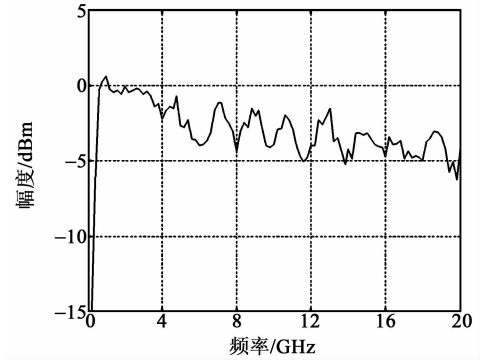


图3 实验系统的频谱响应图

利用该系统对单频微波脉冲信号进行速度拖引模拟测试, 测量了其最小移频量及移频范围, 输入的微波信号频率为 18 GHz, 信号功率为 10 dBm。图 4、5 为此系统进行的 ± 10 Hz 和 ± 1 MHz 速度拖引模拟测试的结果, 最小移频量可达 ± 10 Hz, 移频范围达到 ± 1 MHz。

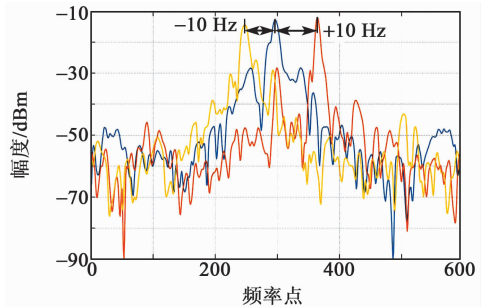


图4 18 GHz 微波信号 ± 10 Hz 速度拖引测试结果

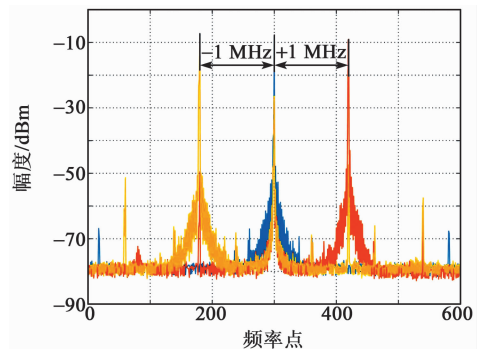


图5 18 GHz 微波信号 ± 1 MHz 速度拖引测试结果

最后利用该系统进行雷达脉冲信号的多普勒频移模拟测试: 假设雷达信号位于 18 GHz 频段, 以速度为 1 000 m/s 的高空快速目标为例, 根据径向多普勒频移公式 $f_d = f \cdot v/c$ (其中, f 为信号频率, v 为目标径向速度, c 为电磁波传输速度), 对应产生

的多普勒频移为 60 kHz。设置信号源载波频率为 18 GHz,功率设置为 10 dBm,射频信号源为常规脉冲雷达信号,脉冲宽度为 $100\ \mu\text{s}$,脉冲重复间隔为 $1\ 000\ \mu\text{s}$ 。我们模拟了目标速度从 1 200 m/s 减小到 1 000 m/s,对应多普勒频移从 80 kHz 减小到 60 kHz,步进为 1 kHz,测试结果如图 6 所示。该系统实现了对雷达信号的多普勒移频,能够产生雷达干扰信号。

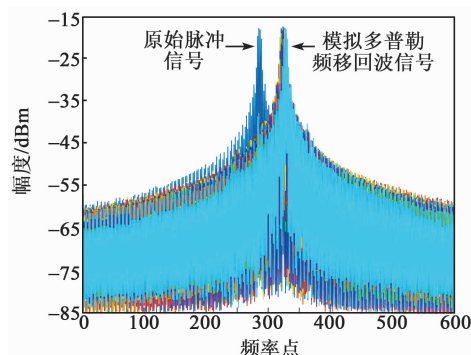


图 6 雷达脉冲信号多普勒频移模拟测试结果

3 结束语

本文提出的基于声光移频的微波信号多普勒移频技术,通过微波光子信号处理和声光移频技术,获得了一种多普勒雷达干扰信号。该系统的工作频段为 2~20 GHz,速度拖引干扰信号的模拟测试显示的移频范围达到 $\pm 1\ \text{MHz}$,最小移频量为 $\pm 10\ \text{Hz}$ 。同时,模拟测试也实现了目标速度从 1 200 m/s 减小到 1 000 m/s 情况下雷达脉冲信号的多普勒频移。该方法可作为一种宽带模拟干扰源的解决方案,与低频数字干扰机相结合,广泛用于新型雷达对抗干扰系统。

参考文献:

- [1] YAO Jianping. Microwave photonics[J]. Journal of Lightwave Technology, 2009, 27(3):314-335.
- [2] 吴冉, 张泽红, 陈永峰, 等. 高灵敏度大带宽声光信道化接收机[J]. 压电与声光, 2015, 37(6):930-936.
WU Ran, ZHANG Zehong, CHEN Yongfeng, et al. Study on acousto-optic channelized receiver with high sensitivity and wide bandwidth[J]. Piezoelectrics & Acousto-optics, 2015, 37(6):930-936.
- [3] BOLEA M, MORA J, ORTEGA B, et al. Optical arbitrary waveform generator using incoherent microwave photonic filtering[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2011, 23(10):618-620.
- [4] MONSTERLEET A M, DOLFI D, HUIGNARD J P, et al. Optical generator of arbitrary electrical waveforms for radar applications[J]. Proceedings of SPIE-The International Society for Optical Engineering, 2004, 5618:136-145.
- [5] 徐海全, 蒋跃. 利用声光延迟线的距离欺骗干扰[J]. 电光与控制, 2006, 13(5):45-46.
XU Haiquan, JIANG Yue. Distance deception jamming based on acousto-optic delay line[J]. Electronics Optics & Control, 2006, 13(5):45-46.
- [6] 王晓新, 陈华志, 吴中超, 等. 利用双晶体实现的低频保偏光纤声光移频器[J]. 压电与声光, 2016, 38(3):394-397.
WANG Xiaoxin, CHEN Huazhi, WU Zhongchao, et al. A polarization maintaining fiber coupled acousto-optical frequency shifter via double crystals for low frequency shifting[J]. Piezoelectrics & Acousto-optics, 2016, 38(3):394-397.

硅基超材料太赫兹波电光调制器

胡广尧,文天龙,张怀武

(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:该文基于超材料结构设计制造并表征了一款工作在 0.34 THz 频率下的太赫兹电光调制器。该调制器通过超材料结构加载电压,从而在超材料结构开口处获得强电场用以输运恒定激光照射下硅基产生的光生载流子。通过电压调制信号调制太赫兹波,实现了调制深度从 9% 增加到 50%,其调制速度达到 30 kHz。

关键词:太赫兹;超材料;电光调制器;调制深度;调制速度

中图分类号:TN761;TB34 **文献标识码:**A **DOI:**10.11977/j.issn.1004-2474.2020.03.004

Silicon-based Metamaterial Terahertz Wave Electro-optic Modulator

HU Guangyao, WEN Tianlong, ZHANG Huaiwu

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

Abstract: Based on the metamaterial structure, a terahertz electro-optic modulator operating at the frequency of 0.34 THz is designed, manufactured and characterized in this paper. The modulator loads voltages through the metamaterial structure and obtains a strong electric field at the opening of the metamaterial structure to transport the photon-generated carrier generated by the silicon under constant laser irradiation. By modulating terahertz waves with the voltage modulation signals, the modulation depth is increased from 9% to 50%, and the modulation speed is up to 30 kHz.

Key words: terahertz; metamaterial; electro-optic modulator; modulation depth; modulation speed

0 引言

太赫兹波 (THz) 通常指频率在 0.1~10 THz 的电磁波,它不仅具有宏观电子学和微观光子学相关研究的一些特点,同时又表现出一系列不同于其他波段电磁辐射的独特性质,故太赫兹波段的研究成为多科学领域互相融合的巨大推手^[1]。太赫兹波段相关研究虽对多学科的发展都有益处,但由于太赫兹波源的缺少及探测器研究的不足等使得太赫兹频段的研究无法全速发展,故这一波段曾被称为“太赫兹空隙”^[2]。近年来,随着激光技术、半导体技术等的发展,填补了太赫兹源及相关器件的缺乏,使太赫兹辐射的性质与产生的相关研究也得到了快速发展。太赫兹相关科学与技术日新月异,除传统太赫兹探测、太赫兹源与太赫兹成像相关研究外,太

赫兹技术在无损检测、通信雷达、材料表征等方面的应用都得到了全面且快速的发展^[3-6]。

电磁超材料同样是在过去十几年间产生了新的研究方向,电磁超材料具有已知材料未有的独特电磁特性,这些特殊性质吸引了无数学者为之付出努力^[7-8]。现在超材料相关研究经过多年的发展已远不止于实现负介电常数、负磁导率、负折射率^[9-10]这些性质,也不仅是为了实现“左手材料”^[11]概念,近年来学者们提出了超表面、超器件^[12]等全新概念,超材料的相关研究还在持续发展。

本文设计了一种超材料结构的太赫兹波电光调制器。使用超材料结构加载电压,实现谐振环开口处的强电场控制激光照射硅产生的光生载流子,从而实现太赫兹波的快速调制。

收稿日期:2019-02-18

基金项目:国家重点研发计划基金资助项目(NO.2018YFE0115500);国家自然科学基金资助项目(NO.51772045);四川省科技计划基金资助项目(NO.2019YJ0186)

作者简介:胡广尧(1995-),男,甘肃兰州人,硕士生,主要从事太赫兹波电子器件相关研究。通信作者:文天龙(1981-),男,四川绵阳人,副教授,主要从事太赫兹波电子器件相关研究。E-mail:halong@uestc.edu.cn。

1 超材料太赫兹调制器工作原理

本文的超材料太赫兹波电光调制器原理图如图 1 所示。N 型硅基底上使用铜超材料层,背面接背电极,通过硅基的超材料结构及背电压加载电压,太赫兹波垂直于超材料结构表面入射并穿过器件。

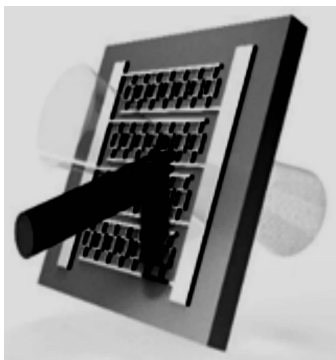


图 1 超材料太赫兹波电光调制器示意图

当激光照射在超材料表面时,若入射光子能量 $h\nu$ 大于硅基底的禁带宽度 1.12 eV,硅基中会产生大量光生载流子。本文使用 638 nm 波长的激光(光子能量 1.94 eV)激发光生载流子。该太赫兹波电光调制器的本质是通过电压控制恒定激光照射下光生载流子的稳定浓度。由于双开口谐振环的开口处间隙极小,当超材料结构电极处加载一定电压时,开口处会产生极强的电场,从而让光生载流子发生漂移。通过超材料结构的金属电极抽走光生载流子,从而改变双开口谐振环开口处的载流子浓度,改变硅基底表面的电导率和介电常数,使太赫兹波的透射率发生变化,实现对太赫兹波的调制。

2 超材料电磁仿真及调制器制作

超材料阵列作为太赫兹调制器的核心单元,其结构直接决定了调制器的插入损耗及调制带宽。本文中太赫兹超材料的结构参数通过电磁仿真确定,电磁仿真过程在 CST Microwave Studio 中完成。

图 2 为本文选择的双开口谐振环单元串联成为超材料阵列。图中 a 、 b 为双开口谐振环的长和宽, c 为谐振单元的宽度, d 为串联单元金属线的线宽, l 为双开口谐振环到串联金属线的间距, w 为谐振环的线宽, g 为谐振环开口间隙宽度。

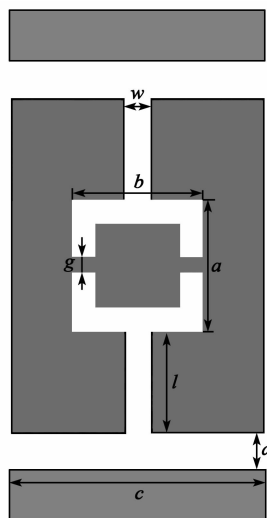


图 2 双开口谐振环单元结构示意图

仿真采用 CST Microwave Studio 频域求解器求解,使用 Floquet boundary 周期边界条件约束,通过 S_{21} 参数仿真,优化谐振单元结构参数确定如下: $a=b=l=30\ \mu\text{m}$, $c=60\ \mu\text{m}$, $d=10\ \mu\text{m}$, $w=5\ \mu\text{m}$, $g=5\ \mu\text{m}$ 。仿真得到的双开口谐振环阵列,其谐振频率为 0.72 THz。

通过 CST Microwave Studio 完成电磁仿真确定超材料结构的参数后,基于光刻溅射剥离微细加工工艺完成了太赫兹调制器的制作。工艺步骤如下:

- 1) 使用 N 型杂质掺杂的双面抛光硅片,丙酮、酒精、去离子水超声清洗干净并光刻形成超材料结构图形。
- 2) 使用光刻胶作为掩膜,磁控溅射一层厚 20 nm/200 nm 的钛/铜薄膜。
- 3) 剥离光刻胶后形成超材料结构阵列区域及电极区域。
- 4) 将有超材料结构的正面电极区域接出导线,使用银浆将事先做好的印制电路板(PCB)模型与基片背面贴合形成背电极,完成该太赫兹调制器的制作。

3 超材料太赫兹调制器表征

3.1 超材料太赫兹调制器光谱响应性能表征

超材料结构性能最基本的指标是超材料的光谱响应曲线。本文超材料太赫兹调制器采用 Fico 太赫兹时域光谱仪进行测试,测试时器件在常温常压下不连接任何外电路且无激光照射。实际样品的太

赫兹透射曲线与仿真结果的对比如图3所示。由图可见,测试与仿真结果的透射图谱基本一致,器件超材料结构达到仿真设计要求。

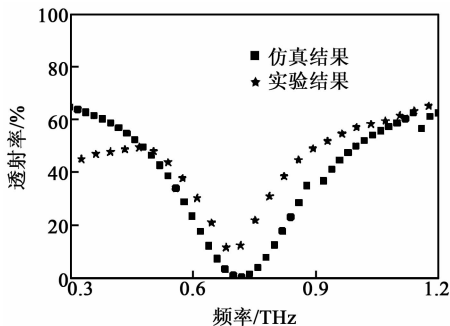


图3 器件仿真 S_{21} 参数与实验透射率对比图

3.2 超材料太赫兹调制器动态调制测试表征

3.2.1 超材料太赫兹调制器动态调制的调制深度表征

动态调制系统由 0.34 THz 太赫兹源、肖特基太赫兹波探测器、示波器及样品台等部分组成。0.34 THz 的太赫兹波信号经过放大聚焦垂直透射过器件表面后被太赫兹探测器检测到,并通过示波器显示出实时太赫兹波信号强度。动态测试示意图如图4所示。

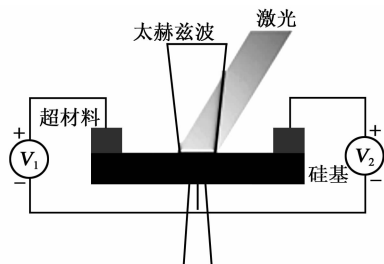


图4 器件测试方式示意图

测试中使用 638 nm 的激光照射在器件表面,激光光斑直径约为 $\varnothing 6$ mm,激光功率为 500 mW。 V_1 为电压源恒定电压, V_2 为信号发生器产生的方波电压,使用 V_2 作为调制信号。

用调制深度 D_m 表征太赫兹超材料调制器的调制性能,且

$$D_m = (I_{\text{voff}} - I_{\text{von}}) / I_{\text{voff}} \times 100\% \quad (1)$$

式中: I_{voff} 为无外加激励时的太赫兹信号强度; I_{von} 为加入调制电压信号时的太赫兹信号强度。

将 500 mW 的 638 nm 激光照射在器件表面超材料结构处, V_1 为恒定电压, V_2 为偏置的方波电压调制信号(低电平为 0, 高电平为 V_2 , 频率为 1 kHz)。当 $V_1 = 9$ V 时, V_2 对透射太赫兹波的调制

达到最大。当 V_2 峰-峰值分别为 4 V、6 V、8 V 时(见图5(a)),其 D_m 分别为 16.7%、26.7%、33.3%;随着方波电压峰-峰值变大,超材料金属环开口处电场的变化逐渐增强。当 V_2 为低电平时,电场最强,光生载流子发生漂移,并被外电路抽走,太赫兹波透射率较高;当 V_2 为高电平时,电场最弱,光生载流子漂移降低,光生载流子浓度较 V_2 低电平时高,太赫兹波透射率降低。因此,在 V_2 调制电压的作用下,透射太赫兹波的强度被调制。当 V_2 变得更大时,器件的 D_m 也变大。当 V_1 接恒定负电压时,太赫兹波调制在 $V_1 = -3$ V 时达到最大调制深度,其调制如图5(b)所示,当调制电压 V_2 峰-峰值为 4 V、6 V、8 V 时,得到 D_m 分别为 9%、36.4%、50%,随着方波电压峰-峰值变大,器件的 D_m 同样也变大。

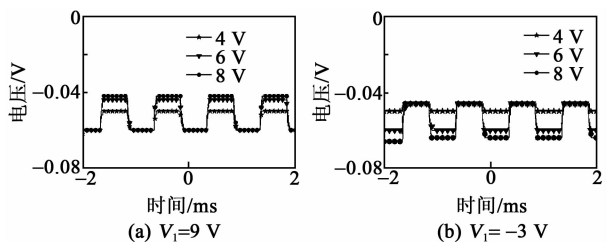


图5 V_1 不变,改变 V_2 时,动态测试结果

由于图5中加载 V_1 的电压方向不同,调制的效果也不同。当 V_1 为恒定正电压时,随着 V_2 峰-峰值的逐渐变大,超材料金属环开口处电势差逐渐下降,从而减小了开口处的电场,降低了器件对于光生载流子的输运能力,导致太赫兹波的透射率随着方波电压峰-峰值的变大而减小。这里增大调制电压信号 V_2 峰-峰值,虽然增大了 D_m ,但同样也增大了调制器件的插入损耗。当 V_1 为恒定负电压时,随着 V_2 峰-峰值的逐渐变大,超材料金属环开口处电势差逐渐上升,增强了开口处的电场。这不但加深了太赫兹波的 D_m ,还降低了器件的插入损耗。

3.2.2 超材料太赫兹调制器动态调制-3 dB调制速度表征

超材料太赫兹调制器的调制速度也是调制器件的重要属性。图6为在 500 mW 激光照射下,加载了一定 V_1 与不同方波电压调制信号下太赫兹波形的峰-峰值。由图可见,峰-峰值随着电压调制信号频率的增加而减小,该太赫兹超材料调制器的一3 dB调制速度(在调制电压信号峰-峰值降至频率

为 1 kHz 调制电压信号峰-峰值的 50% 时, 此时峰-峰值对应的频率为 -3 dB 调制速度。) 约达 30 kHz, 与传统裸硅基片的 11 kHz 的光调制速度相比, 其显著提升了硅基太赫兹波调制器的调制速度。

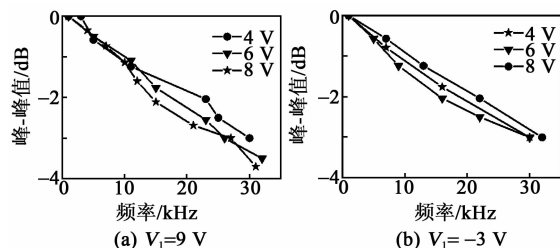


图 6 -3 dB 调制速度图

4 结束语

本文基于硅基超材料结构, 设计制造了一款在 0.34 THz 下的常温太赫兹调制器。该调制器通过小电压调制信号控制, 且电压信号直接加载在超材料结构处。通过恒定激光照射且外加电压调制信号条件下, 调制深度可达 50%, 同时调制速度达到 30 kHz。

参考文献:

- [1] 刘盛纲. 太赫兹科学技术的新发展[J]. 中国基础科学, 2006, 8(1): 7-12.
LIU Shenggang. New developments in terahertz science and technology[J]. China Basic Science, 2006, 8(1): 7-12.
- [2] 潘学聪. 太赫兹波段超材料的制作、设计及应用[J]. 中国光学, 2013, 6(3): 284.
PAN Xuecong. Fabrication, design and application of THz metamaterials[J]. Chinese Optical, 2013, 6(3): 284.
- [3] SENSEALE-RODRIGUEZ B, YAN R, KELLY M M, et al. Broadband graphene terahertz modulators enabled by intraband transitions[J]. Nature Communications, 2012, 3: 780.
- [4] QI Na, ZHANG Zhouyong, XIANG Yuhong. Application of terahertz technology in medical testing and diagnosis[J]. Spectroscopy and Spectral Analysis, 2013, 33(8): 2064-2070.
- [5] WANG Beixin, ZHAI Xiang, WANG Guizhen, et al. A novel dual-band terahertz metamaterial absorber for a sensor application[J]. Journal of Applied Physics, 2015, 117(1): 014504.
- [6] LIANG Dachuan, WEI Minggui, GU Jianqiang, et al. Broad-band time domain terahertz radar cross-section research in scale models[J]. Acta Physica Sinica, 2014, 63(21): 214102-214102.
- [7] MIN W C, SUN H, ZHANG Q, et al. A novel dual-band terahertz metamaterial modulator[J]. Journal of Optics, 2016, 18(6): 065103.
- [8] WEN Y, MA W, BAILEY J, et al. Broadband terahertz metamaterial absorber based on asymmetric resonators with perfect absorption[J]. IEEE Trans THz Sci Technol, 2015, 5(3): 406-411.
- [9] JIA X, WANG X. Optical fishnet metamaterial with negative, zero, positive refractive index and nearly perfect absorption behavior at different frequencies[J]. Optik, 2019, 182: 464-468.
- [10] SREEKANTH K V, SIMPSON R E. Super-collimation and negative refraction in hyperbolic van der Waals superlattices[J]. Optics Communications, 2019, 440: 150-154.
- [11] LAI G M, WANG Y X, LIU S, et al. Propagation of terahertz wave in left-handed materials and the radar cross section of targets coated with left-handed materials[J]. Waves in Random and Complex Media, 2019, 1-11.
- [12] WANG X, WANG Q, DONG G, et al. Multi-band terahertz metasurface absorber[J]. Modern Physics Letters B, 2017, 31(36): 175035.

布喇格反射型宽带单晶薄膜体声波滤波器

王晓学, 帅 垚, 田本朗, 白晓园, 吕 露, 简 珂, 罗文博, 吴传贵, 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: 该文研究了一种新型布喇格反射型薄膜体声波(BAW)滤波器的设计与制备技术。BAW 器件选择机电耦合系数较大的 $Y43^\circ$ -铌酸锂($Y43^\circ$ -LN)单晶薄膜作为压电层材料,并以苯并环丁烯(BCB)作为晶圆键合层,采用离子注入剥离法将亚微米厚度的 $Y43^\circ$ -LN 单晶薄膜转移至具有布喇格反射层的衬底。BCB 既作为键合层,也作为布喇格反射层的第一低声阻抗层,实现了单晶 BAW 滤波器的制备。设计并制备了三阶 BAW 滤波器,中心频率为 2.93 GHz,绝对带宽和分数带宽分别为 247 MHz 和 8.4%。结果表明,采用薄膜转移技术制备的高机电耦合系数 LN 单晶薄膜能够实现大带宽 BAW 滤波器的制备。

关键词: BAW 滤波器;离子注入剥离法;铌酸锂单晶薄膜;机电耦合系数;苯并环丁烯

中图分类号: TN384 **文献标识码:** A **DOI:** 10.11977/j.issn.1004-2474.2020.03.005

Preparation and Characterization of Bragg Reflective Wide-band Thin Film Bulk Acoustic Filters

WANG Xiaoxue, SHUAI Yao, TIAN Benlang, BAI Xiaoyuan, LYU Lu, JIAN Ke,
LUO Wenbo, WU Chuangui, ZHANG Wanli

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

Abstract: The design and fabrication of a novel Bragg reflection-type thin film bulk acoustic wave (BAW) filter is investigated in this work. In BAW devices, $Y43^\circ$ lithium niobate single crystal thin film ($Y43^\circ$ -LN) with high electromechanical coupling coefficient was selected as the piezoelectric material and the Benzocyclobutene (BCB) was used as wafer bonding layer. The $Y43^\circ$ -LN monocrystalline thin film with submicron thickness was transferred to the substrate with Bragg reflection layer by the crystal-ion-slicing method. As both the bonding layer and the first low impedance layer of Bragg reflector, BCB is used to prepare the single crystal BAW filter. The third-order BAW filter with the central frequency of 2.93 GHz, absolute bandwidth and fractional bandwidth of 247 MHz and 8.4% respectively is designed and fabricated. The results indicate that the high electromechanical coupling coefficient LN single crystal thin film prepared by film transfer technology can realize the preparation of large-bandwidth BAW filter.

Key words: BAW filter; crystal-ion-slicing method; lithium niobate single crystal film; electromechanical coupling coefficient; benzocyclobutene

0 引言

射频滤波器是射频前端系统中最重要的无源器件,对射频前端的性能有重要影响。随着 5G 的应用,对移动通讯设备的射频前端提出了更高的要求,如需要支持更多的频段、更高的工作频率和更大的频带带宽^[1]。现有移动通讯终端中,主要采用的是声学滤波器,包括声表面波(SAW)和体声波(BAW)两种。SAW 滤波器已经在终端中广泛应

用,但受到叉指电极宽度的工艺限制,其工作频率一般在 1.9 GHz 以下,高频下损耗会急剧增加,影响滤波器的插损。在高频频段,BAW 滤波器是最佳选择,不但具有插损低、矩形度好等性能优势,体积也更小,是高集成度射频前端模块中滤波器的理想解决方案^[2-3]。

目前商用的 BAW 滤波器使用的压电材料主要是 AlN,其具有损耗低、声速高等优点,且制备工艺成熟,但机电耦合系数(k_t^2)较低,理论值约为

收稿日期:2019-12-26

基金项目:国家重点研发计划项目(2017YFB0406402);国家自然科学基金资助项目(No. 51772044)

作者简介:王晓学(1992-),男,宁夏平罗人,硕士生,主要从事单晶铌酸锂薄膜滤波器的制备与性能的研究。通信作者:帅垚,副教授,博士,主要从事电子薄膜材料与器件集成技术的研究,技术成果获 2017 四川省科学技术进步奖一等奖,授权德国专利 1 项,授权中国专利 3 项,申请中国专利 7 项,发表 SCI 论文 10 余篇。

6.5%^[4]。较低的 k_t^2 使得 AlN 基的 BAW 滤波器无法实现大带宽,导致 BAW 滤波器只能作为窄带滤波器使用,极大地限制了其应用场景。尽管通过 Sc 掺杂可将其 k_t^2 提高至 12% 左右,但掺杂会显著增加材料损耗,且高浓度的掺杂极易产生组分偏析的现象,高性能 AlScN 薄膜的晶圆级制备并非易事。

与 AlN 相比,铌酸锂 (LiNbO₃, LN) 具有更大的 k_t^2 ,但这种材料的声学特性具有强烈的各向异性,只有某些特殊的切型才具有良好的声学性质。如 Matsunami 等报道 Y163°-LN 具有 40% 以上的剪切波 k_t^2 ,而 Y20°~Y45°的切型则具有 20% 以上的纵波 k_t^2 ,这些高 k_t^2 的切向适合大带宽 BAW 滤波器的应用,能解决现有 AlN BAW 的带宽瓶颈问题^[5]。但是,这些并不是 AlN 中常用的 c 轴取向,难以通过传统的溅射等薄膜沉积方法获得。

为了获得这些特殊取向的 LN 膜层,人们尝试了机械减薄的工艺路线。如 Baron 等将 YXl/36°切型的 LN 单晶晶圆键合到制备了微桥结构的 LN 衬底上,然后采取机械研磨的方式对其进行减薄,最终获得了 LN BAW 谐振器结构,其实测 k_t^2 值达到了 20%,制成的滤波器带宽达到了 14%^[6]。但由于机械研磨的方式存在工艺极限, LN 膜层的厚度达到了 20 μm ,导致器件的工作频率在兆赫兹量级无法满足主流移动通讯频段的要求。为了进一步提高器

件频率,Osugi 等^[7]采用更精细的机械研磨方式,将 Y45°-LN 单晶的厚度降低到了 1 μm ,滤波器中心频率提高到了 2 GHz,且带宽大于 10%,但该厚度已达到机械减薄法的工艺极限,2 GHz 附近的工作频率与 SAW 器件相比也无显著优势。

要获得厚度更小的特殊取向单晶 LN 薄膜,目前只能采用离子注入剥离 (CIS) 技术^[8]。该技术尽管可以制备出亚微米厚度的特殊取向单晶 LN 薄膜材料,但并不具备 BAW 器件所必须的下电极层和声学反射结构,无法形成 BAW 谐振器和滤波器。针对这一问题,本论文提出了一种改进型的 CIS 技术,采用聚合物作为键合层代替传统 CIS 工艺中所采用的 SiO₂ 键合层,实现了带图形化电极结构的特殊取向单晶 LN 薄膜与声学反射结构的转移集成,并最终制成了工作频率在 3 GHz 附近、相对带宽 8.5% 以上的 LN BAW 滤波器。

1 实验

1.1 仿真设计

首先在 ADS (Advanced Design System) 仿真软件中建立 LN BAW 谐振器和滤波器的 Mason 模型 (见图 1),对器件性能进行仿真,并确定器件的结构参数。通过调节上电极的厚度和谐振面积,在不考虑压电层的介电损耗和其他声学层的机械损耗情况下,设计了三阶 BAW 滤波器 (见图 2),其中模块 X₁、X₂ 代表串联谐振器, X₃ 代表并联谐振器。

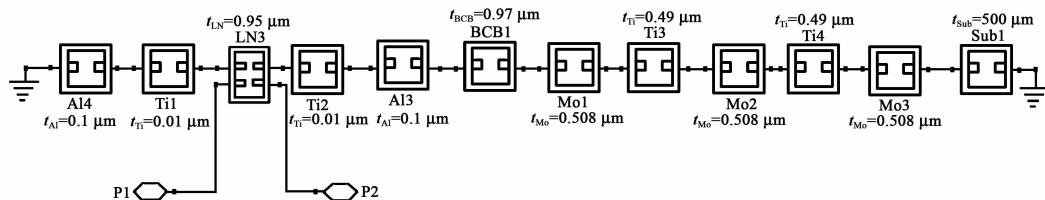


图 1 谐振器的 Mason 模型

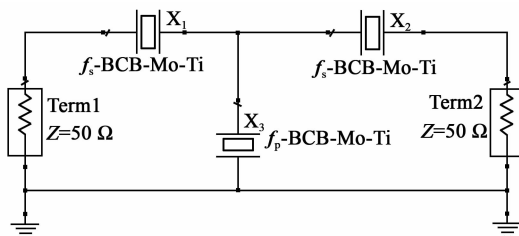


图 2 三阶 BAW 滤波器原理图

图 3 为三阶 BAW 滤波器的仿真结果。当设计的三阶滤波器中心频率为 2.93 GHz,苯并环丁烯 (BCB) 胶厚度为 970 nm 时,滤波器性能较好。此时,三阶 BAW 滤波器的插损为 -1 dB,3 dB 带宽为 343 MHz,相对带宽达 11.7%。仿真结果显示,使用 BCB 作为布喇格反射层的第一低声阻抗层,能够

对声波进行有效地反射。

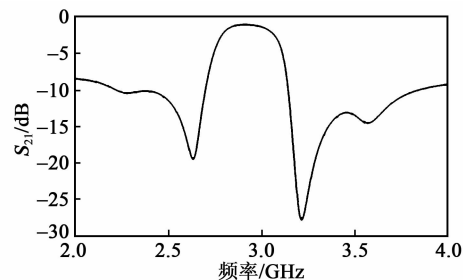


图 3 三阶 BAW 滤波器仿真结果

1.2 技术路线

根据仿真结果确定的结构参数,采用改进型的 CIS 技术制备了 LN BAW 滤波器,具体流程如图 4 所示。

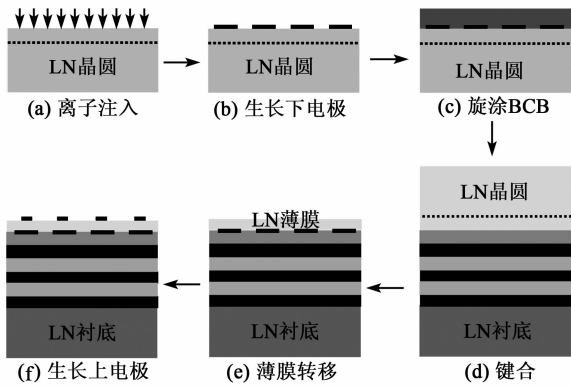


图 4 BAW 滤波器工艺流程图

压电材料选用 Y43°切型的单晶钕酸锂,首先对 Y43°-LN 晶圆进行 He⁺注入,为了获得设计的 950 nm 单晶 LN 厚度,注入能量为 310 keV。然后在注入面生长下电极铝(Al)并图形化,生长厚度为 100 nm,由于 Al 电极与 LN 材料的附着性较差,故先生长 10 nm 金属钛(Ti)作为附着层。用聚合物 BCB 将晶圆的注入面(已生长下电极)与另一片 Y43°-LN 衬底晶圆键合,LN 衬底晶圆上预先交替生长 Mo/Ti 多层膜结构;再通过退火处理即可使注入的单晶 LN 延注入形成的损伤层发生剥离,从而将带有图形化下电极的单晶 Y43°-LN 薄膜转移至带有 Mo/Ti 声反射结构的衬底上,最终形成的 LN BAW 器件结构如图 5 所示。

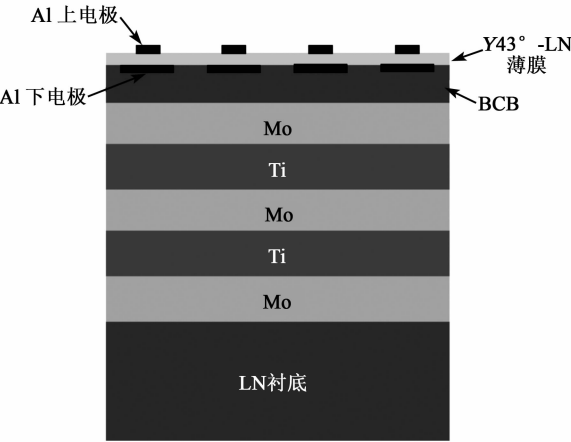


图 5 BAW 滤波器结构剖面图

由图 5 可见,Al/LN/Al 谐振单元与 Mo/Ti 声反射结构之间存在一层 BCB 材料。BCB 在固化之间具有流动性,使带有图形化 Al 电极的 LN 晶圆顺利完成键合并剥离。此外,BCB 声阻抗较低,与通常作为低声阻抗层的 SiO₂ 相比还要小 1 个数量级^[9],因此,该结构中的 BCB 层可作为布喇格反射层的第一层低声阻抗层,与下方的 Mo/Ti 多层膜共同构成布喇格声反射结构。各层材料的主要参数如表 1 所示。

表 1 材料参数

材料	热膨胀系数/ (10 ⁻⁶ · K ⁻¹)	纵波声速/ (m · s ⁻¹)	密度/ (kg · m ⁻³)	声阻抗/ (10 ⁷ kg · m ⁻² · s)
SiO ₂	0.55	6 253	2 000	1.25
Ti	10.80	6 100	4 475	2.73
BCB	50.00	2 260	1 050	0.24
Mo	5.20	6 213	10 280	6.39
Y43°-LN	11.17	7 400	4 640	3.43
AlN	4.50	11 350	3 260	3.70
Al	23.00	6 526	2 700	1.76

为了验证采用 BCB 键合层转移制备的 LN 单晶薄膜质量,以图 4 的工艺步骤制备了不含电极和反射层结构的 LN 薄膜样品用于材料的表征分析,为了避免同质的 LN 衬底对分析结果造成影响,该材料样品采用非晶玻璃作为衬底。

2 实验结果与讨论

2.1 薄膜质量分析

对在非晶玻璃上制备的单晶 LN 薄膜材料样品进行表面形貌的测试,结果如图 6 所示,LN 薄膜表面粗糙度(RMS)为 12.8 nm。

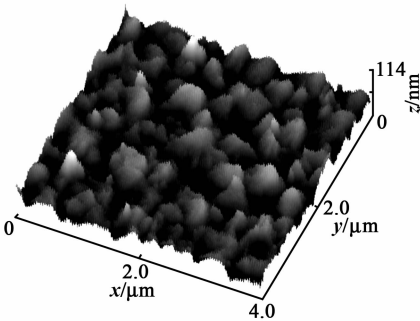


图 6 单晶钕酸锂薄膜粗糙度测试

对于采用 CIS 技术剥离制备的单晶薄膜,膜层表面是发生剥离时的劈裂面,由于劈裂是注入损伤层进行的,无法保证劈裂面的高平整度,导致单晶 LN 薄膜表面粗糙度较高,后续可通过化学机械抛光(CMP)的方法对膜层表面进行平坦化处理,可将表面粗糙度降低至 1 nm 以下。薄膜的 XRD 测试结果如图 7(a) 所示,样品只在衍射角 23.80°、48.54°和 76.19°各有一个衍射峰,这些衍射峰属于同一平行晶面族,表明薄膜材料的单晶取向。对薄膜(012)面的摇摆曲线测试如图 7(b)所示,半高宽仅为 0.052 2°,显示了薄膜材料的高结晶质量。由图可见,采用 BCB 代替传统的 SiO₂ 层作为键合层,同样能获得高质量的单晶 LN 薄膜材料。

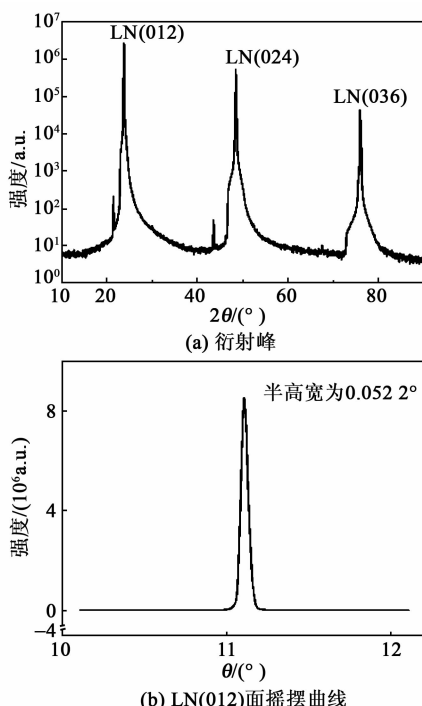


图7 单晶铌酸锂薄膜 XRD 测试结果

2.2 器件测试

按照图4的流程,并以ADS仿真结果为参考制备三阶BAW滤波器,如图8所示。

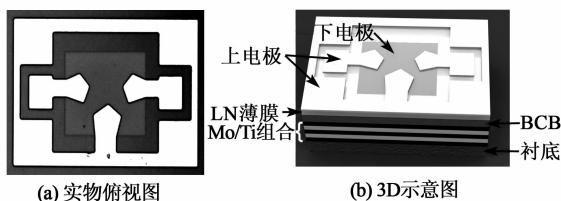


图8 LN BAW 滤波器器件

该三阶带通滤波器的 S_{21} 测试曲线如图9所示,其中心频率为2.93 GHz,3 dB带宽为247 MHz,1 dB带宽为155 MHz,插入损耗为-4 dB,带外抑制为-11.5 dB,相对带宽达到8.4%。

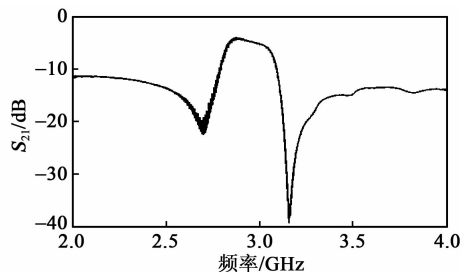


图9 三阶BAW滤波器测试结果

由于仿真过程未考虑压电层的介电损耗及其他声学层的机械损耗,因此,测试结果的插入损耗大于仿真结果。另外,由于制备的铌酸锂薄膜粗糙度较大,且上电极生长的厚度与设计存在偏差,造成 S_{21} 曲线通带不平整,同时也导致插入损耗增大。

3 结束语

本文提出了一种改进型的CIS技术,采用聚合物作为键合层代替传统CIS工艺中所采用的 SiO_2 键合层,实现了带图形化电极结构的特殊取向单晶LN薄膜与声学反射结构的转移集成,并最终制成了工作频率约3 GHz、带宽8.5%以上的LN BAW滤波器。

通过对BAW滤波器器件的设计与制备,证实了聚合物BCB可以作为布喇格反射层的低声阻抗层。采用 $Y43^\circ$ -铌酸锂单晶薄膜能够获得较大的带宽,满足5G通信对射频前端大带宽的应用要求。

参考文献:

- [1] ROESSLER A. Impact of spectrum sharing on 4G and 5G standards a review of how coexistence and spectrum sharing is shaping 3GPP standards[C]//Washington, DC, USA: 2017 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility & Signal/Power Integrity (EMCSD), IEEE, 2017: 704-707.
- [2] PARK J, JEONG M, HUSSAIN N, et al. A low-profile high-gain filtering antenna for fifth generation systems based on nonuniform metasurface[J]. Microwave and Optical Technology Letters, 2019, 61(11): 2513-2519.
- [3] LIU L, FU Q, LIANG F, et al. Dual-band filter based on air-filled SIW cavity for 5G application[J]. Microwave and Optical Technology Letters, 2019, 61(11): 2599-2606.
- [4] CLEMENT M, DELICADO A, OLIVARES J, et al. Frequency response of AlN-based solidly mounted resonators under mechanical stress[J]. Sensors and Actuators A: Physical, 2017, 258: 39-43.
- [5] YANG Y, LU R, MANZANEQUE T, et al. 1.7 GHz Y-cut lithium niobate MEMS resonators with FoM of 336 and $f \cdot Q$ of 9.15×10^{12} [C]//Philadelphia, PA: 2018 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium-IMS, IEEE, 2018: 563-566.
- [6] BARON T, LEBRASSEUR E, BASSIGNOT F, et al. Wideband lithium niobate FBAR filters[J]. International Journal of Microwave Science and Technology, 2013, 2013: 1-6.
- [7] OSUGI Y, YOSHINO T, SUZUKI K, et al. Single crystal FBAR with LiNbO_3 and LiTaO_3 piezoelectric substance layers [C]//Honolulu, HI, USA: 2007 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium, IEEE, 2007: 873-876.
- [8] RABIEI P, GUNTER P. Sub-micron thin films of lithium niobate single crystals prepared by crystal ion slicing and wafer bonding [C]//Baltimore, MD, USA: Conference on Lasers and Electro-Optics, 2005, IEEE, 2005: 235-237.
- [9] MARTIN E, LARATO C, CLÉMENT A, et al. Detection of delaminations in sub-wavelength thick multi-layered packages from the local temporal coherence of ultrasonic signals[J]. NDT & E International, 2008, 41(4): 280-291.

体声波环行器的研究进展

袁靖^{1,2}, 高杨^{1,2}, 任万春^{1,2}

(1. 西南科技大学 信息工程学院, 四川 绵阳 621010; 2. 西南科技大学 微系统中心, 四川 绵阳 621010)

摘要:体声波(BAW)环行器作为一种新型的声学环行器,与传统铁氧体环行器相比,其不需要铁磁材料 and 外加偏置磁场,且具有小体积、低成本、与 CMOS 工艺兼容等优势,在现代无线通信系统中具有广阔的市场前景。该文描述了 BAW 环行器的基本原理和结构,介绍了国内外研究现状,比较了不同结构和调制电路的性能,分析了印制电路板(PCB)的布局 and 测试,总结了 BAW 环行器的特点 and 发展方向。

关键词:环行器;体声波;铁氧体;调制电路;测试

中图分类号:TN713+.2;TN61 **文献标识码:**A **DOI:**10.11977/j.issn.1004-2474.2020.03.006

Research Progress of Bulk Acoustic Wave Circulator

YUAN Jing^{1,2}, GAO Yang^{1,2}, REN Wanchun^{1,2}

(1. School of Information Engineering, Southwest University of Science and Technology, Mianyang 621010, China;

2. Microsystems Center, Southwest University of Science and Technology, Mianyang 621010, China)

Abstract: As a new type of acoustic circulator, the bulk acoustic wave(BAW) circulator has the advantages of small volume, low cost and compatibility with CMOS technology, and does not need ferromagnetic materials and external bias magnetic field compared to the traditional ferrite circulator. It has a broad market prospect in modern wireless communication system. This paper describes the basic principle and structure of BAW circulator, introduces the research progress of BAW circulator at home and abroad, compares the performance of BAW circulator with different structure and modulation circuits, analyzes the PCB layout and test, and summarizes the characteristics and development direction of BAW circulator.

Key words: circulator; bulk acoustic wave(BAW); ferrite; modulation circuit; test

0 引言

环行器能够将进入其任一个端口的入射电磁波按照偏置(磁场偏置或角动量偏置)确定的方向传入下一个端口,反向则不能传输,因此可以控制电磁波沿某一方向进行环行传输^[1]。在现代无线射频领域和雷达通信系统中可用环行器作为双工器,实现了收发机共用一副天线,并能充分利用空间资源,成倍提高信道容量^[2]。

迄今为止,环行器的非互易性几乎都是通过磁场偏置条件下的铁磁材料来实现^[3]。但这种结构的环行器存在体积大,价格贵,与 IC 工艺集成难度高等缺点。环行器在无线通信系统中越来越重要,为了解决铁磁环行器在应用中的难题,研究人员开始探索无磁环行器^[4]。同时,微机电系统(MEMS)促

进了微细加工技术的发展,使得制造体声波(BAW)器件不再困难^[5]。BAW 环行器凭借其小尺寸、低成本及与 CMOS 工艺兼容等优点,近年来已成为射频前端中非互易性器件的研究热点。

1 结构和工作原理

1.1 结构

BAW 环行器主要由 3 个完全相同的调制电路和体声波谐振器(BAWR)以 Y 型连接构成^[6],如图 1(a)所示。BAWR 用于提供电路的固有谐振频率,调制电路主要用于对变容器施加幅值相等、相位差 120°的调制信号,进而实现对 BAWR 的时空调制(STM)。该调制方式涉及调制信号的相位随时间和空间(ϕ 方向)变化。由图 1(b)可见,高通滤波器(HPF)为了阻止高电压的调制信号进入射频端口

收稿日期:2019-11-18

基金项目:国家自然科学基金资助项目(61574131);西南科技大学研究生创新基金资助项目(19ycx0113)

作者简介:袁靖(1997-),男,四川广安人,硕士生,主要从事微电子机械系统的研究。E-mail:1390327211@qq.com。通信作者:任万春(1978-),男,四川绵阳人,讲师,博士,主要从事微电子材料与工艺、微电子机械系统的研究。E-mail:rwch_qw@163.com。

损坏矢量网络分析仪的接收机, LC 带通滤波器 (bpf) 有线性的带宽可用来挑选不同频率和幅值的调制信号, 第二个 bpf 和泄露电阻 (R_b) 用来阻止调制信号进入 BAWR 网络。

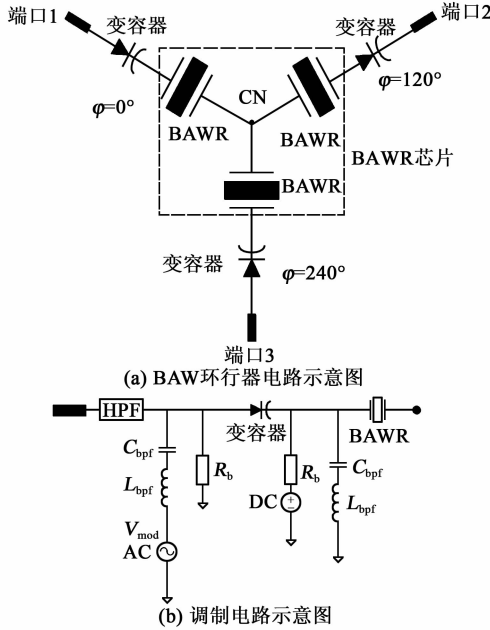


图 1 BAW 环行器的结构和调制电路示意图

1.2 工作原理

BAW 环行器的原理可简述为^[7]: 通过对 3 个强耦合的 BAWR 进行 STM, 将有效的角动量偏置引入到 BAWR 谐振网络, 进而改变调制系统的转动状态, 有效地实现了非互易性的功能。BAW 环行器的 STM 工作原理如图 2 所示。

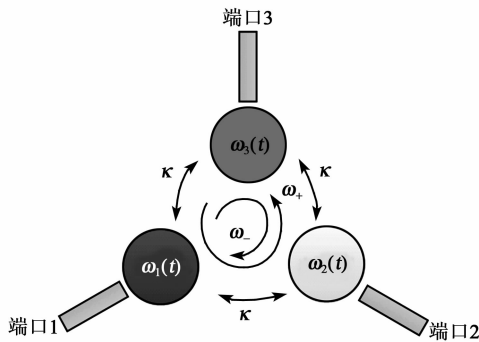


图 2 BAW 环行器的 STM 示意图

对 BAWR 进行 STM 调制, 使得其谐振频率随时间变化分别为

$$\omega_1(t) = \omega_0 + \delta\omega_m \cos(\omega_m t) \quad (1)$$

$$\omega_2(t) = \omega_0 + \delta\omega_m \cos(\omega_m t + 2\pi/3) \quad (2)$$

$$\omega_3(t) = \omega_0 + \delta\omega_m \cos(\omega_m t + 4\pi/3) \quad (3)$$

式中: ω_0 为谐振器固有谐振频率; ω_m 为调制信号频

率; $\delta\omega_m$ 为调制信号幅值。

当调制信号为 0, 即 $\delta\omega_m = 0$ 时, 系统支持两种方向相反的转动状态:

$$\mathbf{a}_{\pm} = (1/\sqrt{3}) [1 \quad e^{\pm i2\pi/3} \quad e^{\pm i4\pi/3}]^T \quad (4)$$

$$\omega_{\pm} = \omega_0 + \kappa \quad (5)$$

式中: $\mathbf{a}_{\pm}$ 为系统的状态向量, 它的状态变量为 3 个 BAWR 的复振幅, $\mathbf{a}_{+}$ 为系统逆时针转动状态向量, 角频率为 ω_{+} , $\mathbf{a}_{-}$ 为系统顺时针转动状态向量, 角频率为 ω_{-} ; κ 为谐振器之间的耦合系数。

当调制信号不为 0 时, 调制会混合这些状态产生新的转动状态:

$$\bar{\mathbf{a}}_m = \mathbf{a}_{+} e^{-i\omega_m t} - \frac{\Delta\omega}{\delta\omega_m} \mathbf{a}_{-} e^{-i(\omega_{m+} - \omega_m)t} \quad (6)$$

$$\bar{\mathbf{a}}_{m-} = \mathbf{a}_{-} e^{-i\omega_m t} - \frac{\Delta\omega}{\delta\omega_m} \mathbf{a}_{+} e^{-i(\omega_{m-} + \omega_m)t} \quad (7)$$

$$\omega_{m+} = \omega_{+} - \frac{\Delta\omega}{2} \quad (8)$$

$$\omega_{m-} = \omega_{-} + \frac{\Delta\omega}{2} \quad (9)$$

$$\Delta\omega = \sqrt{\delta\omega_m^2 + \omega_m^2} - \omega_m \quad (10)$$

式中: $\bar{\mathbf{a}}_{m+}$ 和 $\bar{\mathbf{a}}_{m-}$ 分别为加入调制信号后系统逆时针和顺时针转动状态; ω_{m+} 和 ω_{m-} 分别为系统逆时针和顺时针的转动角频率; $\Delta\omega$ 为外加磁场偏置产生的角频率差。

由式(6)~(10)可看出, 两种转动状态被 $\Delta\omega$ 分离, 调节调制频率能够改变系统转动的状态, 为 BAW 环行器的非互易性提供了直接证据。与传统铁氧体环行器相似, 只是使用 STM 引入的角动量偏置代替 $\Delta\omega$ 。

2 研究现状

环行器作为非互易性射频器件中最重要的器件之一, 在通信系统中起着至关重要的作用。几十年来, 人们已经提出了多种打破互易性的方法实现环行器功能。环行器主要分为铁氧体环行器和无磁环行器两大类。

传统铁氧体环行器通过向铁磁材料施加强偏置磁场来实现非互易性^[8]; 尽管其可用性很成熟并广泛, 但铁氧体环行器因其尺寸庞大, 且磁性材料与 IC 技术的不兼容性, 在很大程度上限制了其集成^[9]。因此, 无磁环行器的研究对于实现低成本、小规模、集成化的无线射频前端系统非常必要^[10]。

1989 年, Ayasli Y 等^[11]利用晶体管固有的非

互易性,提出了一类无磁的有源环行器。但这类环行器的噪声系数和功率处理性能都很差^[12],并未得到广泛使用。

近年来,线性周期时变(LPTV)电路被提出作为实现无磁非互易性的另一种方法,该方法具有低损耗、小噪声、瓦特级功率处理等优点,成为无磁环行器的研究主流^[13]。

2014年,Estep N A等^[14]利用LPTV提出了一种LC环行器,通过STM角动量矢量偏置原理能提供低噪声和高隔离度。LC环行器有三角型和Y型两种结构,如图3所示。LC谐振器由于具有较低的品质因数 Q ,需要环行器具有较高的调制幅值,导致了低的功率容量。此外,该环行器使用固态变容器来实现BAWR谐振频率的调制,从根本上限制了环行器的线性度,使调制网络复杂化。

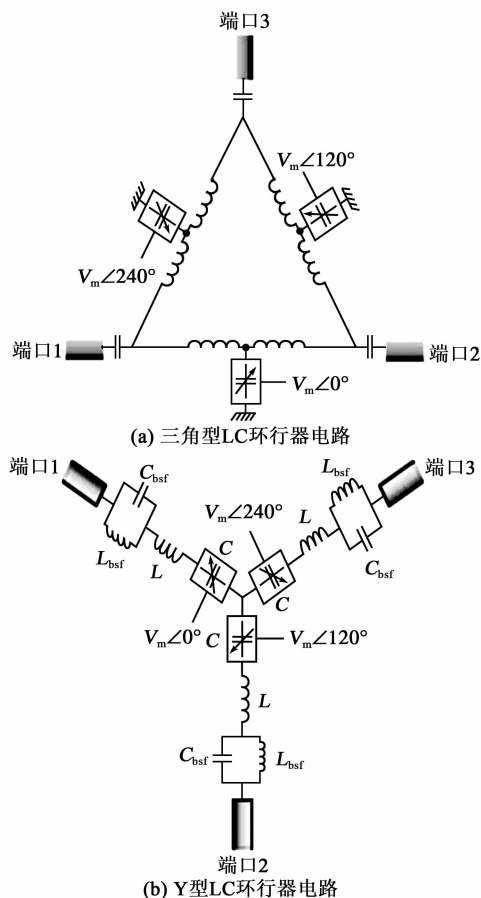


图3 三角型和Y型LC环行器电路示意图

在LC环行器的基础上,2018年,Torunbalci M M等^[6]首次提出了BAW环行器。其结构、原理与LC环行器基本相同,仅用薄膜体声波谐振器(FBAR)替代了LC谐振器(见图1(a))。FBAR也属于BAW器件中的一类。因为FBAR比LC谐振

器有更高的 Q 值,因此,仅需较低调制频率即可实现高隔离度^[15]。但BAW环行器的调制电路需要多个滤波器,这会导致器件的插入损耗和尺寸均增大。

上述单端的LC环行器和BAW环行器都存在一个缺陷:射频(RF)信号和调制频率信号之间的混合会引起互调分量变高,导致该问题的主要原因是调制参数与互调分量、插入损耗等性能之间的关联。为了降低插入损耗,需要同时增加调制信号的频率和幅值,但此时会产生高的互调分量;反之,当降低互调分量时,需要增加调制信号的频率或幅值,但又会出现高的插入损耗。因此,单端BAW环行器需要在互调分量和调制参数之间折衷考虑。

为了解决调制参数与互调分量、插入损耗等性能之间的关联问题,2018年,Kord等^[16]提出了电压模式和电流模式的差分STM环行器。通过匹配两个单端环行器,每个环行器由3个一阶带通或带阻LC滤波器组成,以Y型或三角型拓扑连接,如图4所示。差分环行器通过巴伦结构来实现。巴伦(L_{rf} 和 C_{rf})用来实现两个幅值相等、相位相反的输入信号,巴伦(L_m 和 C_m)用来实现两个单端环行器的STM信号,其相位差 180° 。差分环行器能够完全抑制互调分量,克服单端环行器结构的限制,改善插入损耗、阻抗匹配、带宽和噪声。

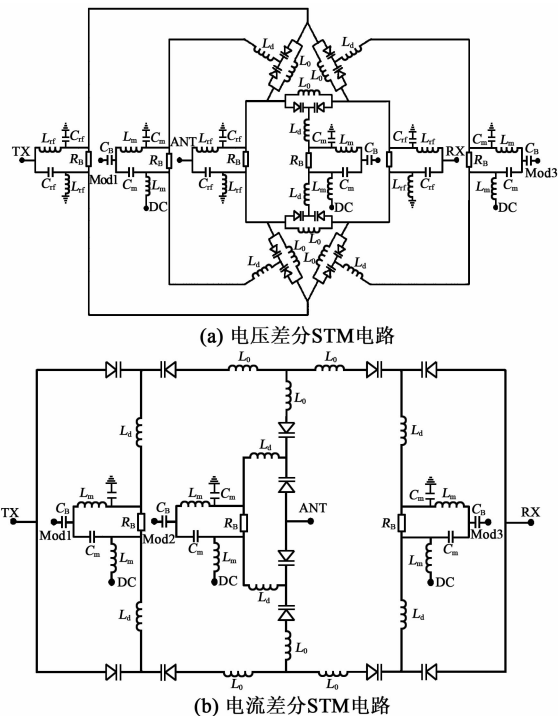


图4 电压和电流差分STM环行器的电路示意图

在差分环行器的基础上,2018年,Yao Yu等^[17]首次提出了一种 RF 微电子机械谐振环行器(MIRC),该成果也申请了一项发明专利^[18]。无磁非互易性是通过将有效的角动量偏置引入到 MEMS 谐振电路来实现的。角动量偏置是通过 3 个强耦合的高 $Q(>1\ 000)$ AlN 轮廓模式谐振器(CMR)的 STM 来实现的。MIRC 结构的原理图如图 5(a)所示。CMR 也是 BAW 器件中的一种,它利用了体声波的横向振动。该环行器采用开关电容来实现频率调制,最大限度地降低了调制网络的复杂性,提高了调制效率,缓解了与变容器相关的基本线性度的限制。为了降低插入损耗,还使用了巴伦耦合两个 BAW 环行器结构,如图 5(b)所示。

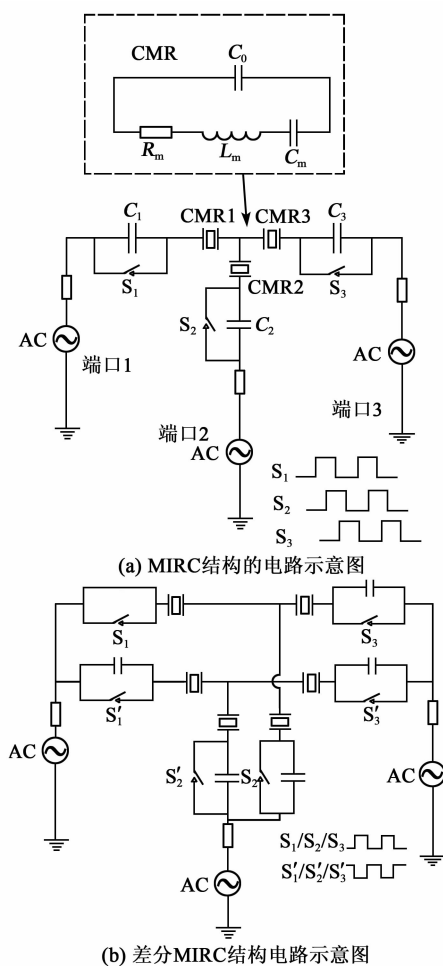


图5 MIRC和差分MIRC的结构示意图

2019年,Torunbalci M M等^[19]最先提出了一种全 MEMS BAW 环行器,调制电路中不需要任何变容器和开关。使用了差分 BAW 环行器结构,利用自身的弯曲振动模式机械调节 FBAR 谐振频率,

差分 BAW 环行器结构如图 6(a)所示。FBAR 的弹性顺度(用 C_{x1} 等效)是弯曲模式的运动电荷(q_m)的函数。图 6(b)为 1 个 FBAR 支路的等效电路模型,包括了 FBAR 和弯曲模式对应的两个 BVD 分支。图 6(c)为 3 个 FBAR 组成的 1 个单端 BAW 环行器。

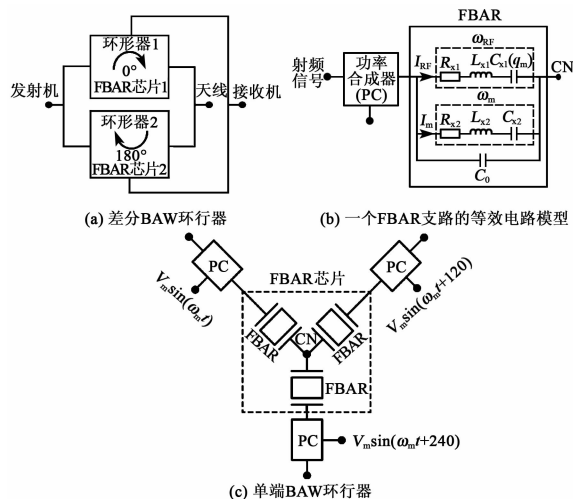


图6 机械调制的 BAW 环行器结构框图

表 1 为上述几种 BAW 环行器的性能总结 and 比较。由表可见,差分结构 BAW 环行器具有更低的插损。

表 1 几种 BAW 环行器的结果总结 and 比较

结构	中心 频率/ MHz	调制 方式	调制 频率/ MHz	插入 损耗/ dB	隔离 度/ dB	带宽@25 dB 隔离度/MHz
FBAR 单端 Y 型	2 500.0	变容 器	3.00	11.0	76.0	1.0
SMR 差分 Y 型	145.5	开关 电容	0.12	2.1	30.0	0.1
FBAR 差分 Y 型	2 680.0	机械	11.60	1.8	61.5	4.7

3 印制电路板(PCB)布局 and 测试

3.1 PCB 布局

图 7(a)为单端 BAW 环行器的 PCB 布局图^[6],其面积为 96 mm^2 。中心的 FBAR 芯片组占最小的分量,98%的面积由围绕变容管的调制电路占据。图 7(b)为差分 BAW 环行器的 PCB 布局图^[19]。差分 BAW 环行器 PCB 中 99.99%的体积被 SMA 连

接器所占据,用于提供3路RF和6路调制信号,以及RF功分器T线。每个FBAR芯片为 $0.5\text{ mm} \times 0.5\text{ mm} \times 0.2\text{ mm}$,芯片总体积为 0.1 mm^3 。

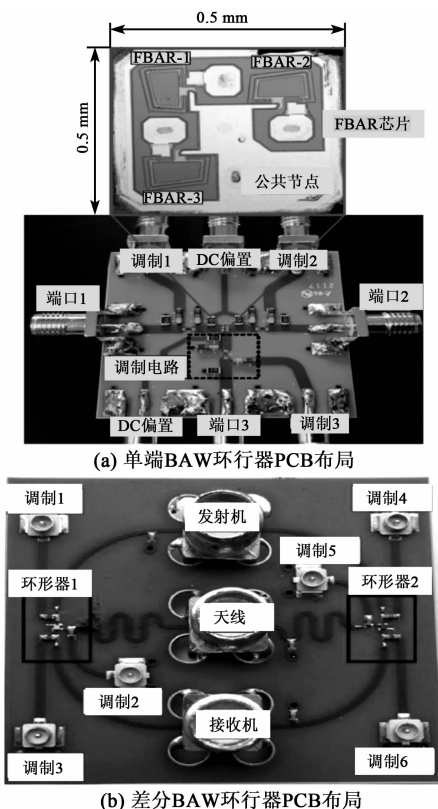


图7 单端和差分BAW环行器的PCB布局

3.2 测试

BAW环行器实验所需装置如图8(a)所示,包括了两个锁相的射频信号发生器用以产生调制信号,电源为变容器提供直流的偏置电压。采用矢量网络分析仪测量待测器件(DUT)的散射参数,示波器测量电路中的电压、电流、功率等参数。

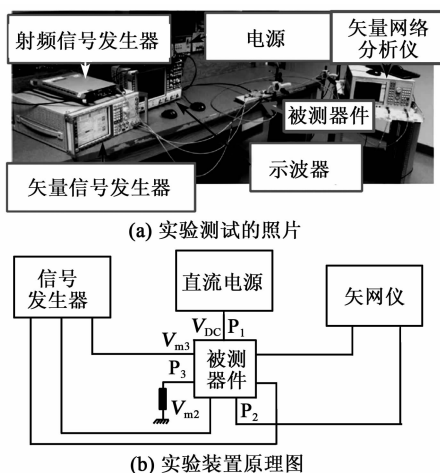


图8 BAW环行器测试

4 结束语

BAW环行器目前仍处于研发起步阶段,国外的研究主要集中在美国的Northeastern University、Purdue University、Texas University等高校,国内目前尚无这方面的报道。但因BAW环行器具有小尺寸、低成本及与CMOS工艺兼容等优异的性能,故该技术拥有非常大的发展潜力,在先进无线通信系统中将具有广阔的市场前景。

BAW环行器的研究主要集中于对结构改进和调制电路的优化,以达到更好的性能。差分环行器需要6个相位的调制时钟,虽然这些可以由CMOS振荡器芯片提供,但实施较复杂,未来的设计将探索利用行波超声波传递调制时钟的不同相位^[19]。目前,BAW环行器在迈向工业应用过程中还存在带宽、功率容量和线性度等技术难题,尚有很大的研究探索空间,而这些问题也将引领BAW环行器的技术发展趋势。

参考文献:

- [1] CHEN Shanzhi, ZHAO Jian. The requirements, challenges, and technologies for 5G of terrestrial mobile telecommunication[J]. IEEE Communications Magazine, 2014, 52(5): 36-43.
- [2] ZHOU J, REISKARIMIAN N, DIAKONIKOLAS J, et al. Integrated full duplex radios[J]. IEEE Communications Magazine, 2017, 55(4): 142-151.
- [3] KENNETH J. Microwave ferrites and ferrimagnetics [M]. New York: MCGRAW-HILL, 1962.
- [4] ESTEP N A, SOUNAS D L, ALU A. On-chip non-reciprocal components based on angular-momentum biasing[C]//Phoenix, USA: 2015 IEEE MTT-S International Microwave Symposium, 2015.
- [5] LAKIN K M. Thin film resonators and filters[C]//NV, VSA: 1999 IEEE. Ultrasonics Symposium, 1999: 895-906.
- [6] TORUNBALCI M M, ODELBURG T J, SRIDARAN S, et al. An FBAR circulator[J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2018, 28(5): 395-397.
- [7] ESTEP N A, SOUNAS D L, ALU A. Magnetless microwave circulators based on spatiotemporally modulated rings of coupled resonators[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2016, 64(2): 502-518.
- [8] ADAM J D, DAVIS L E, DIONNE G F, et al. Ferrite

(下转第316页)

一种高效率线性压电陶瓷驱动电源设计

王乐蓉, 韩 森

(上海理工大学 光电信息与计算机工程学院, 上海 200093)

摘 要:为改善压电陶瓷驱动电源的静态功耗和动态性能,提出了可变静态工作点和工作电压的高压放大器。首先使用恒流源结构的放大器构成典型的高压放大器,然后通过比例微分电路动态调整放大器的工作电流,最后利用多组抽头电源给高压放大器分段供电,进一步降低系统功耗。实验结果表明,放大器在 10 mA 静态电流下,可以动态输出 400 mA 电流;放大器工作电压可以根据输出电压大小在 50 V、100 V、150 V、210 V 之间自动切换。放大器在很低的静态电流下可以获得很好的动态特性,满足设计要求。

关键词:压电陶瓷;高压放大器;低功耗;微分电路;动态恒流源;分段供电

中图分类号:TN384;TM282;TP273.1 **文献标识码:**A **DOI:**10.11977/j.issn.1004-2474.2020.03.007

Design of a Linear Piezoelectric Ceramic Drive Power Supply with High-efficiency

WANG Lerong, HAN Sen

(School of Optical-Electrical and Computer Engineering, University of Shanghai for Science and Technology, Shanghai 200093, China)

Abstract:In order to improve the static power consumption and dynamic performance of piezoelectric ceramic drive power supply, a high-voltage amplifier with variable static operating point and operating voltage is proposed. First, an amplifier with a constant current source structure is used to construct a typical high-voltage amplifier. Then, the working current of the amplifier is dynamically adjusted by a proportional differential circuit. Finally, the multiple sets of tap power are used to supply power to the high-voltage amplifier in sections to further reduce system power consumption. The experimental results show that the amplifier can dynamically output 400 mA at 10 mA quiescent current; the working voltage of the amplifier can be automatically switched among 50 V, 100 V, 150 V, and 210 V according to the output voltage. The amplifier can obtain excellent dynamic characteristics at a very low quiescent current, which can meet the design requirements.

Key words:piezoelectric ceramic; high-voltage amplifier; low power consumption; differential circuit; dynamic constant current source; sectional power supply

0 引言

压电陶瓷具有体积小、位移分辨率高、频响高、无噪声等特点,是理想的纳米级微位移执行器件。随着压电陶瓷的广泛应用及高精度定位需求的增加,对压电陶瓷驱动电源也提出了较高要求^[1]。压电陶瓷自身具有磁滞和蠕变特性,使其难以开环形式应用于精密位移控制领域,如高精度移相等^[2]。为了提高控制精度,普遍使用位移反馈构建闭环控制与前馈补偿控制相结合的方式,达到高精度驱动的目的^[3]。采用高压运放的驱动器输出精度高,但输出功率有限,且最高工作电压由高压运放本身决

定,无法灵活调整^[5-6]。恒流源高压放大器存在静态功耗与动态响应之间的矛盾,文献[7]的动态恒流源放大器电流动态调整范围仍不够大。文献[8]的多单元浮地级联式压电陶瓷驱动电源基本单元由甲、乙类功放构成,也存在功耗和动态响应平衡问题。放大器在良好的动态性能时尽可能地提升工作效率,这不仅可以降低电源自身的发热,减轻功率器件的负荷,同时也符合现代节能环保的要求。

1 压电陶瓷驱动系统

压电陶瓷因自身具有的迟滞性、非线性、蠕变性而无法直接精确控制压电陶瓷的位移,因而产生了

收稿日期:2019-12-10

基金项目:国家重点研发计划基金资助项目(No. 2016YFF0101903)

作者简介:王乐蓉(1998-),女,陕西西安人,硕士生,主要从事精密测试技术与装置的研究。通信作者:韩森(1961-),男,黑龙江哈尔滨人,教授,博士生导师,博士,主要从事光学干涉计量的研究。E-mail: senhanemail@126.com。

一系列矫正措施来修正压电陶瓷的驱动误差^[9]。典型的修正系统如图1所示。控制系统给驱动电源提供信号电压,使压电陶瓷动作。同时,根据位移检测装置的反馈信号,通过一定的修正算法求出能使压电陶瓷的实际位移和目标位移一致的修正波形,将修正后的驱动波形注入驱动电源,达到高精度驱动的目的。压电陶瓷驱动电源承载着将控制器给出的信号电压转换成等比例的高压,驱动压电陶瓷执行机械位移的功能,在整个环节中起着关键作用。

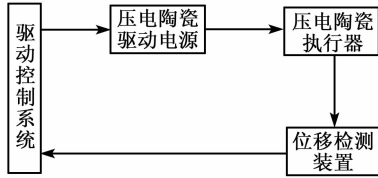


图1 压电陶瓷驱动控制系统

1.1 放大器的结构

驱动电源的基本拓扑结构是一个恒流源结构的放大器,如图2所示。放大器工作在甲类状态,在整个信号周期内功率器件不会出现截止电流,不存在交越失真,输出精度高。这类放大器能向负载提供的最大电流为恒流源电流 I ,当接入阻抗为 R_L 的负载时,电路中消耗的功率 P 为

$$P = V_{cc} \times I - \frac{V_{out}^2}{R_L} \quad (1)$$

式中: V_{cc} 为电源电压; V_{out} 为输出电压。当 I 较大时,电路中消耗的功率将增加; I 较小时易出现截止失真。

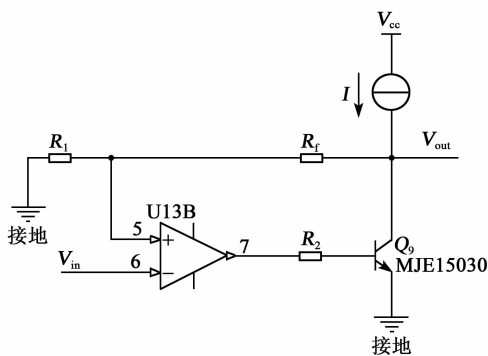


图2 驱动电源基本结构

1.2 驱动电源的动态稳定性及其补偿

图3是一个典型的同相放大器的传输模型。其中 A 为放大器开环增益, β 为反馈系数,放大器的闭环传递函数为

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{A}{1 + A \times \beta} \quad (2)$$

式中 $A \times \beta$ 为环路增益。若 $A \times \beta = -1$,分母为0,则

$\frac{V_o}{V_i} = \infty$,放大器不稳定。在环路增益为0时,环路增益相位余量大于 45° ,电路的临界阻尼才能表现良好。

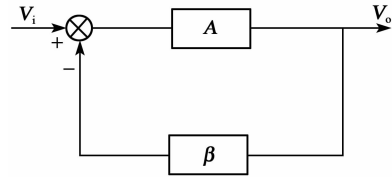


图3 放大器传输模型

接入容性负载后,放大器输出带宽和压摆率会降低,同时反馈环路有额外的相位滞后,降低了放大器的相位余量。放大器的输出阻抗是影响容性负载能力的重要因素之一,减小输出阻抗可以降低容性负载对相位延迟的影响。另外,增加补偿回路也是一种常用办法,其中环内补偿应用最广。其等效模型如图4所示,其中 R_f 、 R_L 是反馈回路, C_L 是负载电容, R_x 和 C_x 是补偿回路。当满足 $R_f \gg R_o$ 、 $R_L \gg R_o$ 、 $R_L \gg R_o$ 时, R_x 、 C_x 分别为

$$R_x = \frac{R_o \times R_L}{R_f} \quad (3)$$

$$C_x = \frac{R_o + R_x}{R_f} \times C_L \quad (4)$$

式中 R_o 为放大器输出阻抗。使用器件官方的SPICE模型对电路进行模拟,得到 R_o 的大概值。通过实际电路调试得到具体的 C_x 、 R_x 值。 C_L 可通过压电陶瓷的数据手册获取,也可通过万用表测试得到。

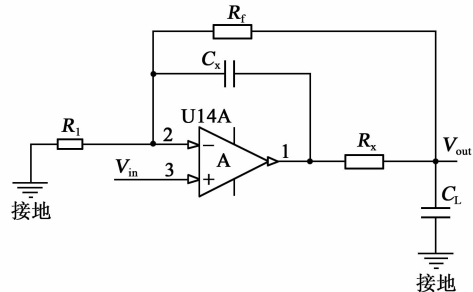


图4 放大器补偿回路

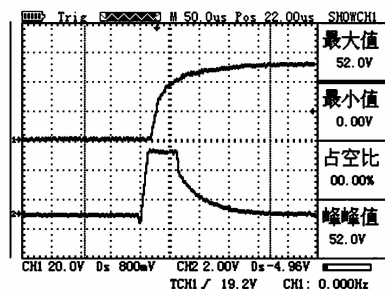
2 分段供电式动态电流源驱动器

2.1 动态电流源放大器

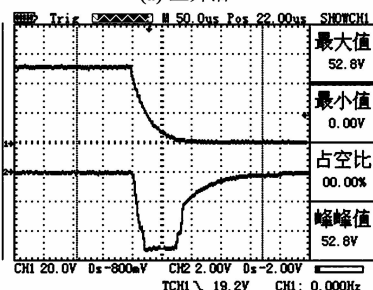
若图2中 I 值动态可调,可使放大器在静态时工作在较小电流,动态时工作在较大电流下。图5为动态电流源放大电路。由图5可见,输入信号分为两路:一路进入放大器放大输出,一路经过比例微分电路检出输入信号的变化率,以此调整放大器工作电流。容性负载只在充放电时有电流流过,电压

3.1 阶跃响应特性测试

图8为阶跃响应测试曲线,测试负载为 $0.1\mu\text{F}$ 电容。输出电压从0上升到50V,需要 $150\mu\text{s}$;从50V下降到0,需要 $100\mu\text{s}$ 。由图可见,信号无过冲和振铃。



(a) 上升沿

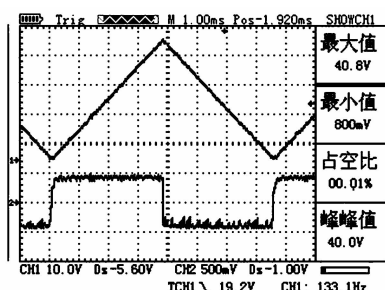


(b) 下降沿

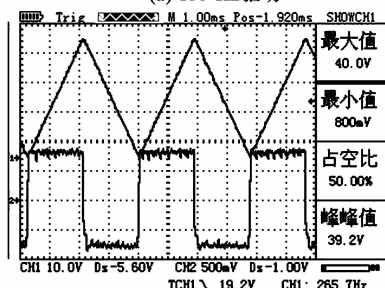
图8 阶跃响应测试

3.2 电流调整测试

图9为在三角波激励下,输出信号和电流源调整电路输出波形之间的关系。由图可见,电流调整电路能有效地根据输入波形变化率来调整放大器的工作电流,在调整范围内输出波形不失真。测试负载为压电陶瓷器件。



(a) 133 Hz驱动



(b) 265 Hz驱动

图9 放大器恒流源电流和输出波形

3.3 分段电压测试

图10为在幅度为120V的三角波输出下,放大器电源电压的周期性调整波形,放大器电源电压在50V、100V、150V之间自动切换。测试负载为压电陶瓷器件。

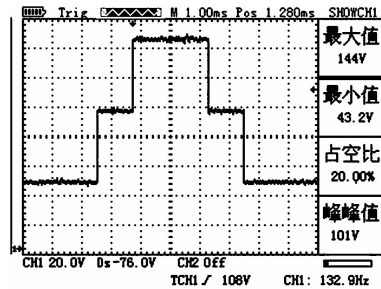


图10 分段电源电压波形

4 结束语

在保证压电陶瓷驱动器输出动态特性的前提下,尽可能地提升电源利用率,这不仅可以降低电源自身的发热,减轻功率器件的负荷,同时也符合现代节能环保的要求。本文设计的高压放大器工作在低失真的甲类状态,当输入信号无变化时,放大器工作在10mA静态电流的低功率状态;当输入信号变化时,微分电路根据输入信号的变化率动态增加放大器工作电流,加速容性负载的充放电速率。放大器最大输出电流可达400mA。同时使用50V、100V、150V、210V电源对放大器分段供电,电源在输出电压较低时自动降低供电电压,在输出高电压时自动切换至高压档,提升放大器的动态效能。最终驱动电源最小静态功耗为3W,最大动态输出功率为80W。电源在效能、响应时间、带载能力等方面均表现良好。

参考文献:

- [1] LIUY T, FUNG R F, HUANG T K. Dynamic responses of a precision positioning table impacted by a soft-mounted[J]. Piezoelectr Actuator Precision Eng, 2004 (8): 252-260.
- [2] SEO S Y, YOO S S, MISHRA D, et al. Exact piezoelectric solution for misfitted inclusion in finite spherical matrix; Applications to quantum dot core/shell crystals[J]. International Journal of Solids and Structures, 2016, 94: 158-169.
- [3] 朱炜. 压电陶瓷堆叠执行器及其系统的迟滞现象模拟、线性化及控制方法的研究[D]. 重庆: 重庆大学, 2014.
- [4] 林广升, 陈华. 基于LTC6090的桥式压电物镜驱动器驱动电源设计[J]. 广西大学学报(自然科学版), 2015, 40(3): 745-748.

- LIN G S, CHEN H. Design of a bridge power supply for piezoelectric objective lens actuator based on LTC6090[J]. Journal of Guangxi University(Nat Sci Ed), 2015, 40(3): 745-748.
- [5] 徐辽, 范青武, 刘旭东, 等. 基于 PA85A 的高精度动态压电陶瓷驱动电源设计[J]. 压电与声光, 2018, 40(4): 566-567.
- XU L, FAN Q W, LIU X D, et al. Design of high-precision dynamic PZT driving power based on PA85A[J]. Piezoelectrics & Acoustooptics, 2018, 40(4): 566-567.
- [6] 金学健, 曹龙轩, 冯志华. 基于恒流源的改进型压电陶瓷高压驱动电源[J]. 压电与声光, 2017, 39(5): 776-779.
- JIN X J, CAO L X, FENG Z H. An improved piezoelectric ceramic high voltage driving power based on constant current source[J]. Piezoelectrics & Acoustooptics, 2017, 39(5): 776-779.
- [7] 刘向东, 傅强, 赖志林. 多单元浮地级联式压电陶瓷执行器高压驱动电源[J]. 光学精密工程, 2012, 20(3): 598-605.
- LIU X D, FU Q, LAI Z L. High-voltage power amplifier based on multi-unit cascade for piezoelectric actuators[J]. Opt Precision Eng, 2012, 20(3): 598-605.
- [8] 范伟, 林瑜阳, 李钟慎. 基于 BP 神经网络的压电陶瓷蠕变预测[J]. 计量学报, 2017, 38(4): 431-433.
- FAN W, LIN Y Y, LI Z S. Prediction of the creep of piezoelectric ceramic based on BP neural network optimized by genetic algorithm[J]. Acta Metrologica Sinica, 2017, 38(4): 431-433.
- [9] 李朋志, 葛川, 苏志德, 等. 基于动态模糊系统模型的压电陶瓷驱动器控制[J]. 光学精密工程, 2013, 21(2): 394-399.
- LI P Z, GE C, SU Z D, et al. Control of piezoelectric ceramic actuator via dynamic fuzzy system model[J]. Opt Precision Eng, 2013, 21(2): 394-399.
-
- (上接第 311 页)
- devices and materials[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques, 2002, 50(3): 721-737.
- [9] GARDNER D S, SCHROM G, PAILLET F, et al. Review of on-chip inductor structures with magnetic films[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2009, 45(10): 4760-4766.
- [10] NEGAR R, BARAANI D M, ZHOU Jin, et al. Analysis and design of commutation-based circulator-receivers for integrated full-duplex wireless[J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2018, 53(8): 2190-2201.
- [11] AYASLI Y. Field effect transistor circulators[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 1989, 25(5): 3242-3247.
- [12] CARCHON G, NANWELAERS B. Power and noise limitations of active circulators[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2000, 48(2): 316-319.
- [13] FLEURY R, SOUNAS D L, SIECK C F, et al. Sound isolation and giant linear nonreciprocity in a compact acoustic circulator[J]. Science, 2014, 343(6170): 516-519.
- [14] ESTEP N A, SOUNAS D L, SORIC J, et al. Magnetic-free non-reciprocity and isolation based on parametrically modulated coupled-resonator loops[J]. Nature Physics, 2014, 10(12): 923-927.
- [15] SOUNAS D L, CALOZ C, ALU A. Giant non-reciprocity at the subwavelength scale using angular momentum-biased metamaterials[J]. Nature Communications, 2013, 4(1): 2407.
- [16] KORD A, SOUNAS D L, ALU A. Pseudo-linear time-invariant magnetless circulators based on differential spatiotemporal modulation of resonant junctions[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2018, 66(6): 2731-2745.
- [17] YU Yao, MICHETTI G, KORD A, et al. Magnetic-free radio frequency circulator based on spatiotemporal commutation of MEMS resonators[C]//Northern Ireland: IEEE Micro Electro Mechanical Systems (MEMS) Belfast, 2018: 154-157.
- [18] RINALDI M, CASSELLA C, ALU A, et al. Microelectromechanical resonant circulator; US20180138889A1[P]. 2018-05-17.
- [19] TORUNBALCI M M, SRIDARAN S, RUBY R, et al. Mechanically modulated microwave circulator[C]//Berlin, Germany: 20th International Conference on Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems & Eurosensors, 2019: 713-716.

基于双压电陶瓷驱动原理的精密定位平台研究

胡志平¹, 谷森¹, 唐飞扬¹, 孙浩楠¹, 朱军辉³, 王勇³, 汝长海^{1,2,3}

(1. 苏州大学 机器人与微系统中心, 江苏 苏州 215021; 2. 苏州纳米科技协同创新中心, 江苏 苏州 215021;

3. 上海大学 机电工程与自动化学院, 上海 200072)

摘要:为解决精密定位平台大运动行程与大扫描范围之间的矛盾性问题, 实现大行程跨尺度纳米定位, 该文提出了一种基于双压电陶瓷驱动原理的精密定位平台。该装置结合了粘滑驱动定位平台大运动行程、压电扫描器大扫描范围及高分辨率的优点。平台由基座、驱动模块、柔性铰链机构和导轨组成。驱动模块包括大、小压电陶瓷, 大、小压电陶瓷分别以扫描和步进模式驱动定位平台。实验表明, 该精密定位平台最大运动行程为 21 mm, 最大扫描范围为 4.9 μm , 最小分辨率为 16 nm, 水平运动方向最大步进运动速度可达 10 mm/s, 满足大行程、大扫描范围兼容的要求。

关键词:粘滑驱动; 压电扫描器; 扫描范围; 扫描模式; 步进模式; 分辨率

中图分类号: TN384; TP242 **文献标识码:** A **DOI:** 10.11977/j.issn.1004-2474.2020.03.008

Research on Precision Positioning Stage Based on Dual Piezoceramics Driving Principle

HU Zhiping¹, GU Sen¹, TANG Feiyang¹, SUN Haonan¹, ZHU Junhui³, WANG Yong³, RU Changhai^{1,2,3}

(1. Robotics and Microsystems Center of Soochow University, Suzhou 215021, China;

2. Collaborative Innovation Center of Suzhou Nano Science and Technology, Suzhou 215021, China;

3. College of Mechanical and Electrical Engineering and Automation, Shanghai University, Shanghai 200072, China)

Abstract: In order to solve the contradiction between the large motion range and the large scanning range of the precision positioning platform and realize the cross-scale nano positioning of the large motion range, a precision positioning platform based on the driving principle of dual piezoelectric ceramics was proposed in this study. The device combines the advantages of large motion range of the stick slip drive positioning platform, large scanning range of the piezoelectric scanner and high resolution. The platform consists of a base, a driving module, a flexible hinge mechanism and a guide rail. The driving module includes large and small piezoelectric ceramics, which drive the positioning platform in scanning mode and stepping mode respectively. The experiment shows that the precision positioning platform has a maximum motion range of 21 mm, a maximum scanning range of 4.9 μm , a minimum resolution of 16 nm, and a maximum horizontal stepping motion speed of 10 mm/s, which meets the compatible requirements of large stroke and large scanning range.

Key words: stick slip; piezo scanner; scanning range; scanning mode; stepping mode; resolution

0 引言

随着科学技术的发展, 纳米材料逐渐兴起。为了研究纳米材料的机械和电学性能, 纳米操作系统的开发逐渐受到科研人员的重视, 且成果显著。文献[1-4]介绍了如纳米操作机、纳米材料测试仪及原子力显微镜(AFM)等纳米操作系统^[5]。此类纳米操作系统常需借助扫描电子显微镜(SEM)的视觉伺服反馈功能对纳米材料进行操作与表征^[6]。基于SEM的纳米操作环境要求纳米操作系统的各组成单元具有无磁、体积小及真空兼容的特点。

尽管粘滑驱动定位平台符合无磁、真空兼容、亚纳米级分辨率、毫米级行程的要求, 且与压电扫描器常作为理想的纳米定位装置广泛应用于纳米操作系统, 其仍存在局限性。如粘滑驱动定位平台的无振动扫描范围仅限于 1.5 μm 左右, 压电扫描器提供了更大的扫描范围, 但不能改变扫描区域的位置。为满足高分辨率的定位要求, 现有粘滑驱动定位平台均采用标称位移较小的单块压电陶瓷作为驱动模块, 常用压电陶瓷标称位移为 2 μm 。压电陶瓷以步进模式驱动粘滑定位平台时, 平台的振动幅度为几

收稿日期: 2019-10-29

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(61774107)

作者简介: 胡志平(1993-), 男, 安徽安庆人, 硕士生, 主要从事微纳操作的研究。通信作者: 汝长海, 教授, 博士生导师, 主要从事微系统技术的研究。E-mail: rchhai@gmail.com。

十纳米,通过平台末端低硬度钨探针的放大,振幅可达数微米^[7],接近甚至超过平台的无振动扫描范围,从而直接影响纳米操作系统的精度。当粘滑驱动定位平台与压电扫描器机械式组合后被应用于 AFM 时,系统结构较大,难以安装于 SEM 中。

为解决上述问题,本文设计了基于双压电陶瓷驱动原理的精密定位平台。平台驱动器由两块压电陶瓷组成,小压电陶瓷先以步进模式驱动定位平台快速移动,大压电陶瓷再以扫描模式驱动定位平台来实现精准定位,该定位平台综合了粘滑驱动定位平台与压电扫描器的优点。

1 定位平台的设计

1.1 驱动原理及驱动器的选择

本文基于双压电陶瓷驱动原理设计的定位平台包括基座、压电陶瓷、柔性铰链机构和导轨 4 个基本单元,驱动原理如图 1 所示。大、小压电陶瓷串联连接并与柔性铰链一端固定,陶瓷输出位移通过柔性铰链机构传递到末端执行器导轨。

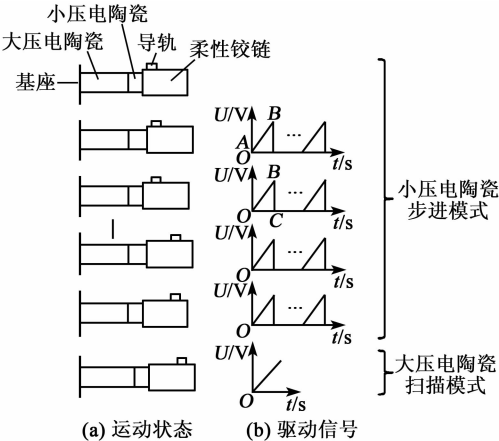


图1 双压电陶瓷驱动原理图

对大、小压电陶瓷分别施加图 1(b)所示电压信号时,定位平台将产生如下运动:

1) AB 段,对小压电陶瓷施加缓慢上升的电压,小压电陶瓷缓慢伸长且输出的位移通过柔性铰链机构传递到导轨,导轨在受到的静摩擦力作用下与柔性铰链机构保持相对静止。

2) BC 段,小压电陶瓷在受到阶跃下降的电压信号后快速缩回,柔性铰链机构也随之快速缩回。由于导轨与柔性铰链机构之间的惯性力远大于摩擦力,导轨在滑动摩擦力的作用下相对于基座保持静止。

3) 整个 ABC 阶段,导轨在水平运动方向移动了一段位移,对小压电陶瓷连续施加 ABC 阶段的电压信号,导轨在同一水平方向不断快速移动,即实

现了定位平台的高速、跨尺度运动。
4) 小压电陶瓷驱动器以步进模式驱动定位平台运动一段位移后,切换到大压电陶瓷的扫描模式,对大压电陶瓷施加恒定电压后,其缓慢伸长一段位移。

本文选用 Thorlabs 公司两款标称位移不同的压电陶瓷作为定位平台的驱动模块,其中零位移推力为 160 N,谐振频率为 115 kHz,具体参数如表 1 所示。设计中选用双列交叉滚子导轨,长为 30 mm,行程为 21 mm,其具有响应快、精度高及稳定性好等优点^[8]。

表1 压电陶瓷性能参数表

种类	外形尺寸/mm	标称位移/ μm	刚度/ $(\text{N} \cdot \mu\text{m}^{-1})$	静电容量/nF
大压电陶瓷	$2 \times 2 \times 8$	8	20	88
小压电陶瓷	$2 \times 2 \times 2$	2	80	22

1.2 结构设计

图 2 为基于双压电陶瓷驱动原理的精密定位平台结构图,平台整体尺寸为 $30 \text{ mm} \times 17 \text{ mm} \times 8 \text{ mm}$ 。压电陶瓷驱动器包括标称位移不同的两块压电陶瓷,大、小压电陶瓷串联并与柔性铰链机构一端固定安装于基座槽内。调节预紧螺丝,给压电陶瓷施加合适的预紧力,调节基座底部摩擦力调节螺丝可调整柔性铰链在垂直方向的位置,进而改变导轨与柔性铰链间的正压力。柔性铰链上表面凸台处粘有氧化铝陶瓷摩擦片,摩擦片与中间导轨部分接触,对压电陶瓷输入电压信号时,其会驱动柔性铰链结构,从而带动导轨移动。

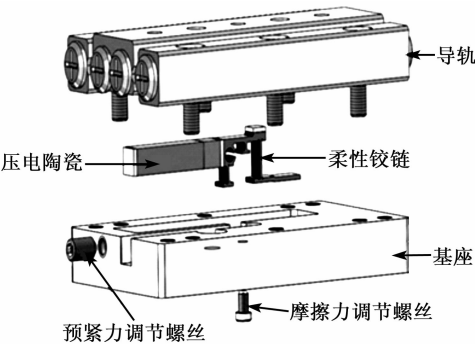


图2 定位平台结构图

压电陶瓷推荐的最佳预紧力为 50 N,并已通过试验验证其准确性。结合大、小压电陶瓷位移,阻滞力与柔性铰链柔度的关系曲线(见图 3)可知,大、小压电陶瓷驱动的柔性铰链机构最佳柔度分别为 $0.11 \mu\text{m}/\text{N}$ 和 $0.02 \mu\text{m}/\text{N}$ 。由于大、小压电陶瓷驱动同一个柔性铰链机构,所以,最终选取柔性铰链的

柔度为 $0.11\text{ }\mu\text{m}/\text{N}$,即刚度为 $9.09\text{ N}/\mu\text{m}$,为柔性铰链机构的设计提供了理论依据。

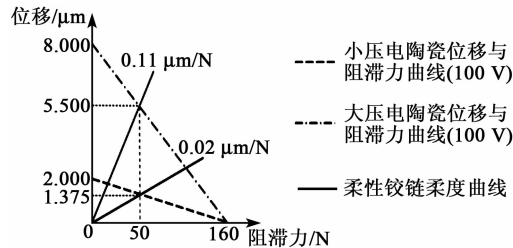


图 3 柔性铰链柔度、压电陶瓷位移和阻滞力关系曲线图

2 柔性铰链有限元分析

在精密定位装置中柔性铰链是一种常用的结构形式,其主要利用弹性材料微小变形和自回复特性获得高位移分辨率,避免了传动过程中的空行程和机械摩擦^[9]。由图 1 可知,定位台的步进模式运动需要压电陶瓷驱动器的周期性振动来实现。为了获得定位台结构的振动特性,防止共振或自激等情况发生,设计时需要定位台铰链结构进行模态分析。本文采用 Ansys Workbench 的模态分析模块对柔性铰链机构进行模态分析,获得前 6 阶振动频率和对应的模态振型,如图 4 所示。仿真结果表明,定位平台压电陶瓷驱动器的工作频率应远小于 31 667 Hz。

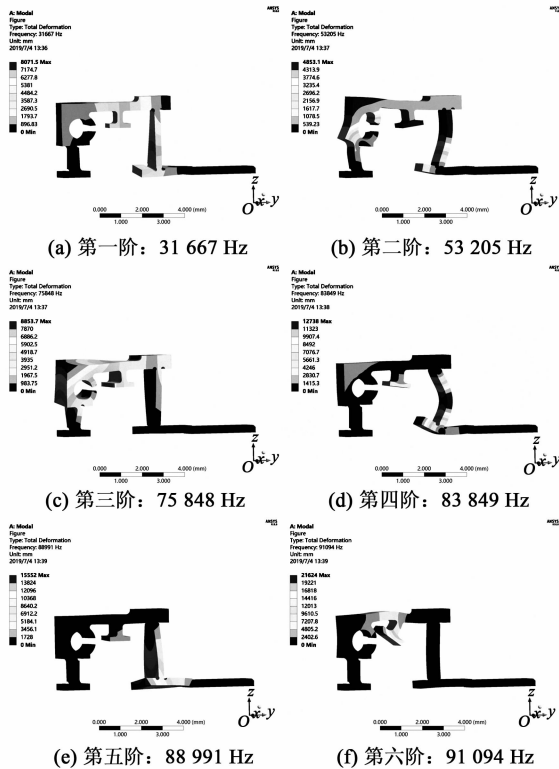


图 4 柔性铰链结构模态分析图

3 定位平台测试

基于双压电陶瓷驱动原理设计的定位平台有小压电陶瓷的步进模式和大压电陶瓷的扫描模式两种驱动模式。因此,定位平台的性能可以分别在这两种不同的驱动模式下测得,实验测试平台如图 5 所示。其中激光干涉仪选用 KEYENCE(基恩士)LK-GD500 系列,最小分辨率为 10 nm。

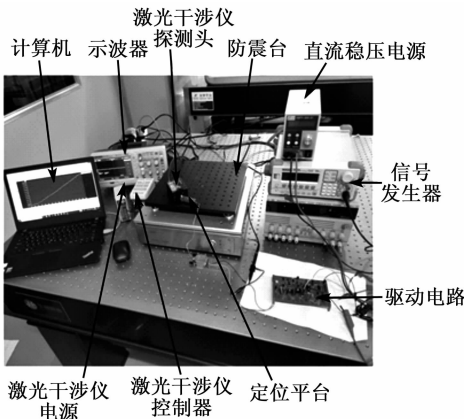


图 5 实验平台

3.1 大压电陶瓷扫描模式测试

测定大压电陶瓷以扫描模式驱动时定位平台的性能,实验采用 HSPY 直流稳压电源,输入电压最高可达 200 V,最小电压分辨率为 0.1 V。采用 KEYENCE 的非接触式激光干涉仪测量定位平台在不同驱动电压时的输出位移。

为减小人为测试误差及环境干扰,重复试验 8 次,并取其平均值作为该电压下的标称位移,实验结果如图 6 所示。由图可知,定位平台在大压电陶瓷扫描模式驱动下的最大扫描范围平均值为 $4.9\text{ }\mu\text{m}$ 。

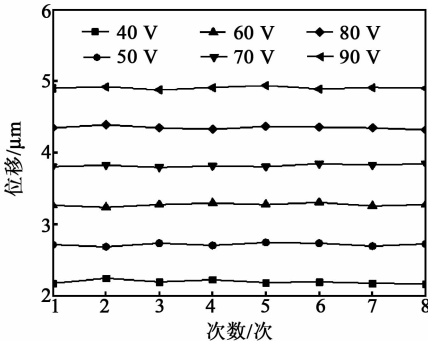


图 6 定位平台的驱动电压与输出位移曲线

采用激光干涉仪测量定位平台的输出位移分辨率。对压电陶瓷施加递增电压,定位平台产生相应的输出位移。当电压足够小时,可分辨的输出位移即为定位平台的输出位移分辨率。理论上定位台的

位移分辨率与压电陶瓷的位移分辨率一致,但由于装配、环境等因素,定位台的位移分辨率比压电陶瓷的位移分辨率低。施加大压电陶瓷电压,并以 0.1 V 的梯度递增,定位台的可分辨输出位移为 16 nm,所以,定位平台具有 16 nm 的运动分辨率,如图 7 所示。

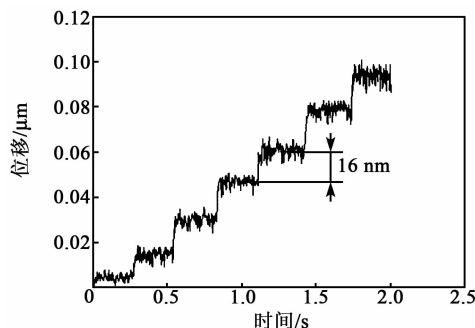


图 7 定位平台扫描模式分辨率

3.2 小压电陶瓷步进模式测试

测试定位平台在小压电陶瓷步进模式驱动时的性能。实验采用 HSPY 直流稳压电源作为驱动电路的电源部分,利用信号发生器产生锯齿波电压驱动定位平台,利用示波器监测锯齿波电压信号的变化,采用 KEYENCE 非接触式激光干涉仪采集定位平台的输出位移数据,最后通过 KEYENCE 自带软件 LK-Navigator 显示并后续分析。

测量定位平台被小压电陶瓷驱动时的最大单步位移,对小压电陶瓷施加 1 Hz、90 V 的锯齿波电压,测试结果如图 8 所示,此时,定位平台输出的单步位移为 0.9 μm 。

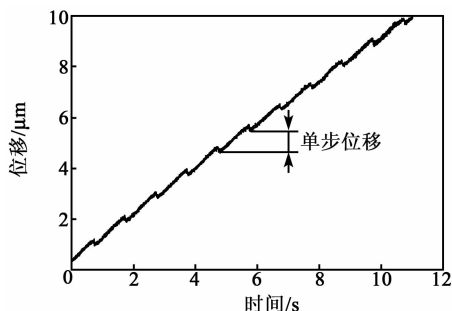


图 8 定位平台步进模式时的单步总位移

为测定小压电陶瓷驱动时定位平台的最小步长,对小压电陶瓷施加 1 Hz 锯齿波电压信号,依次减小输入电压信号的幅值,直至定位平台可分辨的输出位移最小。当输入电压为 10 V 时,其正、反向 10 步的位移分别为 700 nm 和 710 nm,如图 9 所示。经计算,正、反向最小步长分别为 70 nm 和 71 nm,正、反向位移较对称,且线性度较好。

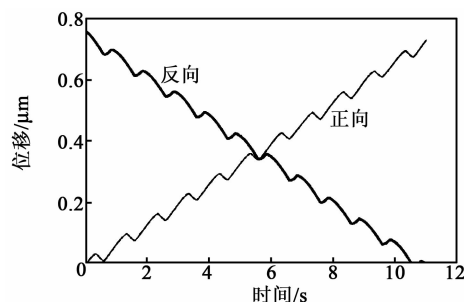


图 9 定位平台最小步长

4 结束语

本文设计了基于双压电陶瓷驱动原理的精密定位平台,其驱动模块由两块压电陶瓷组成,分别实现定位平台的步进模式和扫描模式运动。实验表明,扫描模式下,当以 90 V 的恒定电压驱动高压电陶瓷时,定位平台的输出位移为 4.9 μm ,定位平台在扫描模式的位移分辨率为 16 nm。步进模式下,分别以 1 Hz、90 V 和 1 Hz、10 V 的锯齿波电压信号驱动小压电陶瓷,定位平台的单步最大输出位移为 0.9 μm ,正、反向的最小步长分别为 70 nm 和 71 nm,对称性和线性度较好。以 15 kHz、90 V 的锯齿波电压信号驱动小压电陶瓷,定位平台在水平运动方向的最大步进运动速度可达 10 mm/s。大、小压电陶瓷的输出位移相差较大,说明小压电陶瓷以步进模式驱动时,定位平台的振动不会影响高压电陶瓷以扫描模式驱动时定位平台的精准定位。解决了粘滑驱动定位平台存在的大扫描范围及大行程的兼容性问题。

参考文献:

- [1] YU M F, LOURIE O, DYER M J, et al. Strength and breaking mechanism of multiwalled carbon nanotubes under tensile load[J]. Science, 2000, 287(5453): 637-640.
- [2] DONG L, ARAI F, FUKUDA T. Destructive constructions of nanostructures with carbon nanotubes through nanorobotic manipulation[J]. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 2004, 9(2): 350-357.
- [3] FATIKOW S, WICH T, HULSEN H, et al. Microrobot system for automatic nanohandling inside a scanning electron microscope[J]. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 2007, 12(3): 244-252.
- [4] HEERES E C, KATAN A J, VAN ES M H, et al. A compact multipurpose nanomanipulator for use inside a scanning electron microscope[J]. Review of Scientific Instruments, 2010, 81(2): 023704.

双模式压电粘滑驱动器设计与试验

段铁群¹,马颜龙¹,孟庆亮²,田原实¹

(1. 哈尔滨理工大学 机械动力工程学院,黑龙江 哈尔滨 150080;2. 北京空间机电研究所,北京 100094)

摘 要:该文提出了一种双模式压电粘滑驱动器,通过一个中间固支的压电单晶片和柔性放大机构实现非谐振模式和谐振模式的结合,使驱动器达到高运动精度和快速响应的目的。通过有限元法获得了合适的柔性放大机构参数,并分析验证了驱动器双模式工作的可行性。建立了驱动器的动力学模型,并搭建了试验测试系统。实验结果表明,该压电单晶片驱动的驱动器可实现双模式工作。非谐振模式下,样机最小步距为 $0.056\text{ }\mu\text{m}$,最大输出负载为 1.2 N ;谐振模式下,样机最大输出速度为 12.56 mm/s ,最大输出负载为 1.4 N 。

关键词:压电单晶片;粘滑驱动器;有限元;双模式;负载

中图分类号:TM384;TH703 **文献标识码:**A **DOI:**10.11977/j.issn.1004-2474.2020.03.009

Design and Experiment on Dual-mode Piezoelectric Stick-Slip Actuator

DUAN Tiequn¹, MA Yanlong¹, MENG Qingliang², TIAN Yuanshi¹

(1. School of Mechanical and Power Engineering, Harbin University of Science and Technology, Harbin 150080, China;

2. Beijing Institute of Space Mechanics and Electricity, Beijing 100094, China)

Abstract: In this paper, a dual-mode piezoelectric stick-slip actuator is proposed. The combination of a non-resonant mode and a resonant mode is realized by an intermediately fixed piezoelectric unimorph and a flexible amplifying mechanism, so that the actuator can achieve high motion accuracy and fast response. The appropriate flexible amplification mechanism parameters are obtained by the finite element method, and the feasibility of the dual-mode operation of the driver is analyzed and verified. The dynamic model of the actuator is established, and the test system is set up. The experimental results show that the stick-slip actuator driven by an intermediately fixed piezoelectric unimorph can achieve dual-mode operation. In non-resonant mode, the prototype can achieve a minimum step of $0.056\text{ }\mu\text{m}$ and a maximum output load of 1.2 N . In resonant mode, the maximum output speed of the prototype is 12.56 mm/s and the maximum output load is 1.4 N .

Key words: piezoelectric unimorph; stick-slip actuator; finite element; dual-mode; load

0 引言

压电驱动器具有分辨率高,尺寸小,无电磁干扰等优点,广泛应用于扫描显微镜、生物医药及光学制造等领域^[1-4]。其中能实现大行程运动的驱动器称为步进式压电驱动器,根据其工作原理可分为超声驱动型、尺蠖驱动型及粘滑惯性驱动型等,各个类型压电驱动器均有各自的优缺点。超声驱动型是利用器件的谐振状态来驱动定子或转子运动,尤其擅长高速运动。如刘英想等^[5]提出,采用一、二阶弯曲模态组合的方式设计的超声旋转马达最大空载转速可达 158 r/min ,但该类型驱动器分辨率低,磨损、发热

严重。尺蠖型驱动器是以自然界中的尺蠖虫作为原型仿生研制的一种新型驱动器,通过驱动单元和钳位单元“驱动—钳位—驱动”交替动作的方式实现精密驱动,该类型驱动器具有较大的输出力,但结构和控制系统较复杂,运动速度较低。粘滑惯性型驱动器利用定子和动子间的动、静摩擦力差来实现驱动。周明星等^[6]设计了一种利用双压电叠堆共同驱动的压电粘滑直线驱动器,嵌于桥式柔性铰链机构内的压电叠堆 A 用于调节摩擦力,嵌于平行四边形柔性铰链机构内的压电叠堆 B 用于驱动滑块运动,该驱动器可实现最大输出速度为 3.27 mm/s 的大行程

收稿日期:2019-08-11

作者简介:段铁群(1960-),男,黑龙江哈尔滨人,教授,硕士生导师,硕士,主要从事机电一体化研究。通信作者:马颜龙(1993-),男,硕士生。

$$\mathbf{c}^E = \begin{bmatrix} 13.2 & 7.1 & 7.3 & 0 & 0 & 0 \\ 7.1 & 13.2 & 7.3 & 0 & 0 & 0 \\ 7.3 & 7.3 & 11.5 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 3 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 2.6 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 2.6 \end{bmatrix} \times 10^{10} (\text{N/m}^2) \quad (3)$$

在静力学分析过程中,2个安装孔上施加固定约束,给左、右弯曲压电陶瓷施加100 V电压,网格划分如图4(a)所示,3种参数对变形的影响如图4(b)~(d)所示。

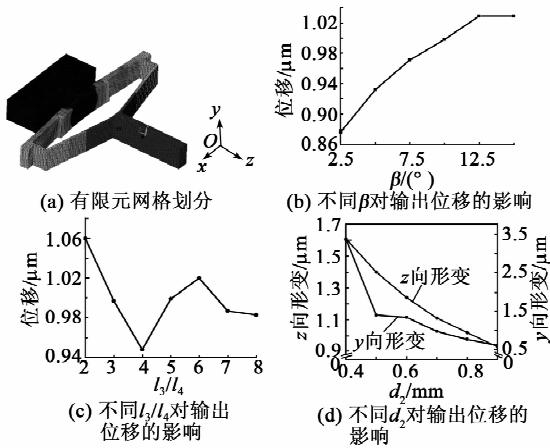


图4 有限元设计柔性放大机构参数

由图4可看出,随着 β 的增大,输出位移先增大后基本保持不变。 l_3/l_4 越小,说明驱动器在 z 向的尺寸越大,因此在选择 l_3/l_4 时,需综合考虑驱动器的 z 向位移输出和整体尺寸。柔性放大机构的 d_2 对驱动器整体刚度影响较大,因此,为了选择较优参数,仿真时当给驱动器滑杆的末端沿 $-y$ 向施加一个0.01 N的力,驱动器滑杆末端的输出位移如图4(d)所示。由图可看出,随着 d_2 的增大, z 向输出位移逐渐降低;沿 $-y$ 向施加一个0.01 N的力,当 $d_2 > 0.7$ mm时, y 向输出位移小于 z 向输出位移。

综合考虑尺寸小型化,输出稳定性等因素,选择 $\beta = 10^\circ$, $l_3/l_4 = 6$, $d_2 = 0.7$ mm的3种参数加工柔性放大机构。

2.2 驱动器模态分析

为了使驱动器能实现非谐振与谐振双模式的工作形式,需对其谐振状态进行模态仿真,确定哪一阶振型适合作为驱动器的工作振型,同样,在有限元模态仿真过程中,给固定基座上的两孔施加位移全约束,驱动器前4阶模态如图5所示。其前4阶共振

频率分别为466.25 Hz, 739.96 Hz, 828.57 Hz, 1 697.1 Hz。由图可看出,只有三阶模态振型的滑杆是沿 z 向伸缩变形,因此,证明了该驱动器可实现双模式的驱动。

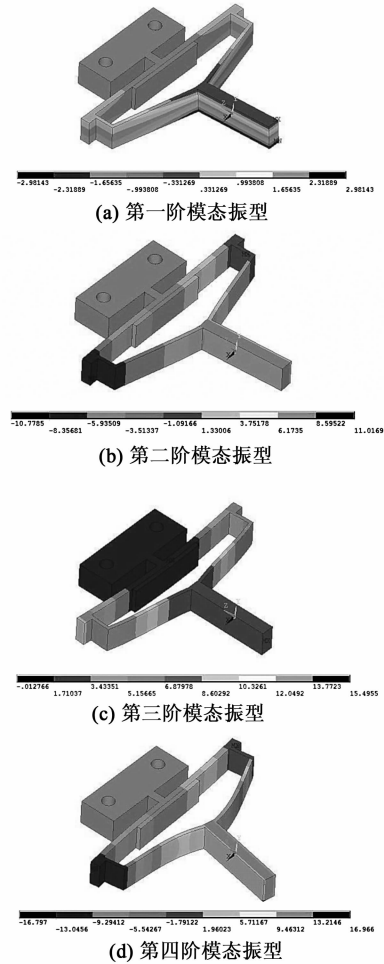


图5 前4阶模态振型

2.3 驱动器动力学分析

驱动器的动力学模型对驱动器的分析有重要意义,将压电单晶片和柔性放大机构等效成弹簧阻尼系统,建立的整机动力学模型如图6所示。图中, m_P 、 $m_{柔}$ 、 $m_{杆}$ 、 $m_{滑}$ 分别为压电单晶片、柔性放大机构、滑杆和滑块的质量, c_P 、 $c_{柔}$ 分别为压电陶瓷片和柔性放大机构的阻尼, k_P 、 $k_{柔}$ 分别为压电单晶片和柔性放大机构的刚度系数, $\ddot{z}_1$ 、 $\dot{z}_1$ 、 z_1 分别为压电陶瓷片的加速度、速度和位移, $\ddot{z}_2$ 、 $\dot{z}_2$ 、 z_2 分别为柔性放大机构的加速度、速度和位移, F_P 为压电单晶片的输出力; F_f 为滑杆与滑块之间的摩擦力。

对压电单晶片、柔性放大机构和滑块分别进行受力分析,如图7所示。

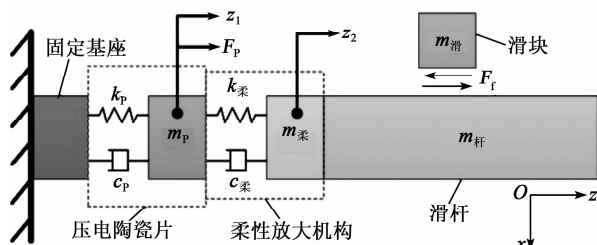


图6 整机动力学模型

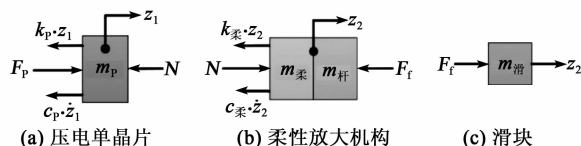


图7 压电单晶片、柔性放大机构和滑块受力情况

压电单晶片、柔性放大机构和滑块的动力学方程分别为

$$m_p \ddot{z}_1 + c_p \dot{z}_1 + k_p z_1 = F_p - N \quad (4)$$

$$(m_{杆} + m_{柔}) \ddot{z}_2 + c_{柔} \dot{z}_2 + k_{柔} z_2 = N - F_f \quad (5)$$

$$m_{滑} \ddot{z}_2 = F_f \quad (6)$$

联立式(4)~(6)可得整机动力学方程:

$$m_p \ddot{z}_1 + (m_{杆} + m_{柔}) \ddot{z}_2 + c_p \dot{z}_1 + c_{柔} \dot{z}_2 + k_p z_1 + k_{柔} z_2 = F_p - F_f \quad (7)$$

3 驱动器性能测试

3.1 搭建实验平台

图8为搭建的试验测试系统。在该实验系统工作的情况下,信号发生器产生锯齿波电压信号,通过功率放大器(RH41-D)放大该电压信号。激光传感器(LK-H020)测量滑块的运动。激光传感器测得的所有数据都由计算机进行处理和保存。

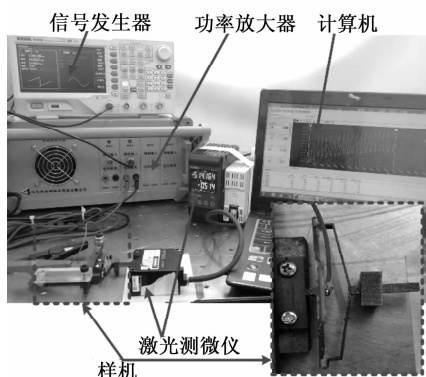


图8 双模式压电粘滑驱动器试验测试系统

3.2 性能测试

本文所有实验均在占空比100%的锯齿波电信号下进行。驱动电压与步距的关系如图9所示,设置驱动频率 \$f=1\$ Hz。

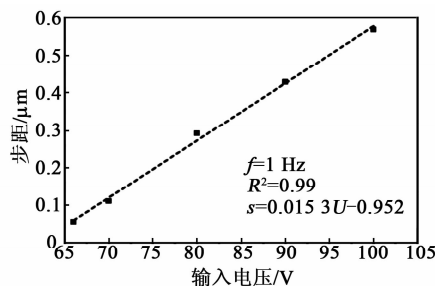


图9 1 Hz驱动频率下驱动器步距-电压关系曲线

由图9可看出,随着驱动器驱动电压升高,步距增加;当驱动电压为100 V时,最大步距约为 \$0.569 \mu\text{m}\$;当驱动电压低于66 V时,驱动器不能稳定工作,最小步距为 \$0.054 \mu\text{m}\$。最小步距即为本文提出的压电驱动器的分辨率。驱动器的步距与驱动电压的线性关系为

$$s = 0.015 3U - 0.952 \quad (8)$$

式中:\$s\$为驱动器步距;\$U\$为驱动器的输入电压。线性拟合度 \$R^2 = 0.99\$。

驱动频率是影响驱动器性能的一个重要因素,本文提出的双模式压电粘滑驱动器的两种工作模式主要通过频率来区分。非谐振模式下的速度、步距与频率关系如图10(a)所示。在非谐振模式下(主要是 \$f < 400\$ Hz 情况下),驱动器的步距保持在 \$\Delta L = 0.56 \mu\text{m}\$ 附近,此时,\$f\$是使滑块运动速度升高的主要原因,滑块移动速度随着 \$f\$ 的增加而增加。驱动器的输出速度 \$v\$ 与 \$f\$ 的线性关系为

$$v = 0.55 f - 0.15 \quad (9)$$

此时 \$R^2 = 0.99\$,这证实了所提出的双模式压电粘滑驱动器在非谐振模式下,其输出性能的稳定性。

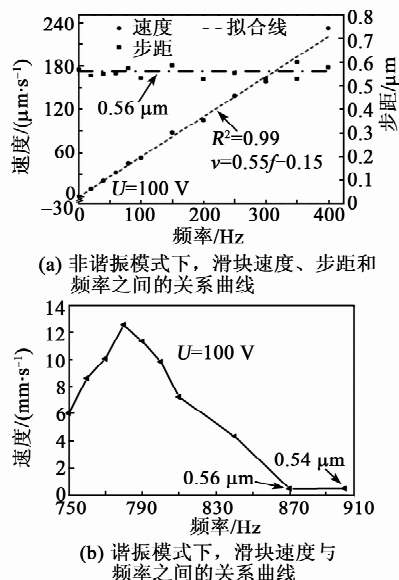


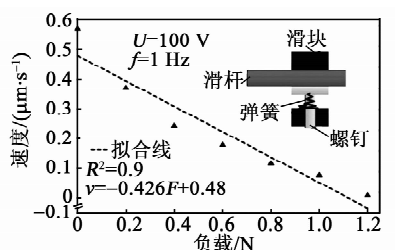
图10 两种模式下,驱动频率对输出性能的影响

谐振模式下, v 与 f 的关系如图 10(b) 所示。在频率 780 Hz 左右时, 驱动速度较大, 最大可达 12.56 mm/s。当频率超过 870 Hz 时, 驱动器步距降到和非谐振模式相同的 $0.56 \mu\text{m}$ 左右。在模态仿真分析时得到的三阶谐振频率为 828.57 Hz, 而实验结果的最大速度出现在 780 Hz 附近, 与仿真结果出现偏差, 分析主要原因为压电陶瓷片的粘贴存在偏差。

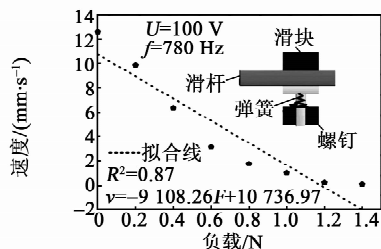
图 11 为双模式压电粘滑驱动器的输出速度-负载关系曲线图。非谐振模式下输出速度-负载关系曲线如图 11(a) 所示。当 $f=1 \text{ Hz}$ 时, 最大负载约为 1.2 N, 驱动器的速度与负载 F 的线性关系为

$$v = -0.426F + 0.48 \quad (10)$$

此时 $R^2 = 0.9$ 。



(a) 非谐振模式下输出速度-负载关系曲线



(b) 谐振模式下输出速度-负载关系曲线

图 11 双模式压电粘滑驱动器输出速度-负载关系曲线

当 $f=780 \text{ Hz}$ 时, 最大负载约为 1.4 N, 稍大于非谐振模式下的最大负载, 驱动器的速度与负载的线性关系为

$$v = -9108.26 F + 10736.97 \quad (11)$$

此时 $R^2 = 0.87$ 。

4 结束语

本文提出了一种双模式压电粘滑驱动器, 通过压电单晶片和柔性放大机构相结合实现高精度非谐振工作模式和高速度的谐振工作模式。通过有限元法获得了合适的柔性放大机构参数, 并分析验证了驱动器双模式工作的可行性。实验结果表明, 在非谐振模式下, 样机可实现最小步距为 $0.056 \mu\text{m}$, 最大输出负载为 1.2 N; 谐振模式下, 样机的最大输出速度为 12.56 mm/s, 最大输出负载为 1.4 N。

参考文献:

- [1] UCHINO K. Piezoelectric actuator renaissance[J]. Energy Harvesting & Systems, 2015, 88(3): 342-355.
- [2] ZHANG Y, TAN K K, HUANG S. Vision-Servosystem for automated cell injection[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(1): 231-238.
- [3] ZHU W L, ZHU Z, HE Y, et al. Development of a novel 2-D vibration-assisted compliant cutting system for surface texturing[J]. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 2017, 22(4): 1796-1806.
- [4] 徐兵, 王翠, 刘强. 光学自由曲面快速刀具伺服加工技术的研究进展[J]. 制造业自动化, 2013(21): 69-74. XU Bing, WANG Cui, LIU Qiang. Research progress of rapid tool servo machining technology for optical free-form surface[J]. Manufacturing Automation, 2013(21): 69-74.
- [5] LIU Y, YANG X, CHEN W, et al. A bonded-type piezoelectric actuator using the first and second bending vibration modes[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(3): 1676-1683.
- [6] ZHOU M, FAN Z, MA Z, et al. Design and experimental research of a novel stick-slip type piezoelectric actuator[J]. Micromachines, 2017, 8(5): 150.

(上接第 320 页)

- [5] ZHANG Y L, ZHANG Y, RU C, et al. A load-lock-compatible nanomanipulation system for scanning electron microscope[J]. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 2011, 18(1): 230-237.
- [6] RU C, ZHANG Y, SUN Y, et al. Automated four-point probe measurement of nanowires inside a scanning electron microscope[J]. IEEE Transactions on Nano-

technology, 2010, 10(4): 674-681.

- [7] CHEN K L B. Nanoscale manipulation under scanning electron microscopy[D]. Toronto: Toronto University, 2013.
- [8] 潘鹏. 基于粘滑驱动原理的跨尺度纳米级定位平台研究[D]. 苏州: 苏州大学, 2016.
- [9] 张世忠. 用于 SEM 微纳操作的粘滑驱动精密运动定位台的研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2014.

基于智能复合微结构的亚手掌尺度压电双驱扑翼微飞行器的研究

魏铭辰,张卫平,王晨阳,赵佳欣,孟 冉

(上海交通大学 微米/纳米加工技术国家级重点实验室,电子信息与电气工程学院 微纳电子学系,上海 200240)

摘 要:该文设计、制作和研究了一种亚手掌尺度的双驱扑翼微飞行器。飞行器主要采用多层平面材料的智能复合微结构(SCM)加工工艺进行加工。装配得到的样机整机质量为 244 mg,翼展 61 mm。对样机的压电驱动器性能进行了测试。测试结果表明,压电驱动器空载共振频率约为 1 100 Hz,负载共振频率约为 28 Hz;对样机进行了升力测试,得到样机的升力为 0.689 mN。

关键词:扑翼微飞行器;智能复合微结构;传动机构;激光切割;双压电驱动器

中图分类号:TN384;V276 **文献标识码:**A **DOI:**10.11977/j.issn.1004-2474.2020.03.010

Investigation of Sub-palm-scale Double Piezoelectric Driving Flapping Wing Micro-aircraft Based on Smart Composite Microstructures

WEI Mingchen, ZHANG Weiping, WANG Chenyang, ZHAO Jiaxin, MENG Ran

(National Key Laboratory of Science and Technology on Micro/Nano Fabrication, Department of Micro/Nano Electronics, School of Electronic Information and Electrical Engineering, Shanghai Jiaotong University, Shanghai 200240, China)

Abstract: In this paper, a flapping wing micro-aircraft with double-drive was designed, fabricated and investigated. This aircraft was mainly fabricated by smart composite microstructures(SCM). The total quality of the prototype was 244 mg, and the wingspan was 61 mm. The performance of the prototype piezoelectric driver was tested. The results showed that the no-load resonance frequency of the piezoelectric actuator was 1 100 Hz and the load resonance frequency was 28 Hz. The lift test of the prototype was carried out, and the lift of the prototype was 0.689 mN.

Key words: flapping wing micro-aircraft; smart composite microstructures; transmission mechanism; laser cutting; double piezoelectric actuator

0 引言

扑翼微飞行器具有轻量化、小型化的特征,可以进行超低空飞行,灵活机动地开展侦察和搜索^[1],在狭窄空间、复杂地形状况中执行危险任务。同时,在低雷诺数条件下,与固定翼或旋翼飞行器相比,扑翼飞行的方式能提供更高的升力,在小尺寸范围内更具优势^[2]。

1987年,Flynn等^[3]首次提出仿昆虫机器人的概念及其所需技术与研究策略。代尔夫特大学^[4-6]采用电机-连杆机构将电机的旋转运动转换为翼翼

的往复拍打运动,并成功实现飞行。Hines等^[7]研制了电机直驱扑翼微飞行器并实现带线起飞。为了进一步缩小飞行器的尺寸及质量,许多学者采用电磁驱动代替电机驱动。2015年,Roll等^[8]采用电磁驱动器成功制作了一种扑翼微飞行器,并成功起飞。同年,上海交通大学^[9]成功研制了毫克级电磁驱动的扑翼微飞行器,样机重 80 mg,为毫克级电磁驱动扑翼微飞行器首次起飞。电磁驱动器在工作状态时的电流强度较高,不适宜长时间远距离飞行工作。压电驱动器工作过程中电流强度低,能源利用率高,可作为扑翼微飞行器有效的驱动方案。

收稿日期:2019-11-21

基金项目:教育部基金资助项目(6141A02022607,6141A02022627);预研基金资助项目(1816311ZT005020,301020803,17070107);上海市科委基金资助项目(19511104202);上海专业技术服务平台基金资助项目(19DZ2291103)

作者简介:魏铭辰(1993-),男,辽宁抚顺人,硕士生,主要从事扑翼微飞行器的研究。通信作者:张卫平,男,山东青岛人,教授,博导,主要从事微机电系统和仿生机器人相关技术的研究。E-mail: zwp37@163.com。

毫克级指甲尺度大小的扑翼飞行器^[9]尺度过小,无法搭载摄像头等任务载荷,并且不能产生控制力矩,无法实现俯仰、翻滚、偏航等动作。数十克级电机驱动的扑翼飞行器的噪音较大且目标明显,难以应用于隐蔽与集群布控场景。因此,本文设计并制造了一种亚手掌尺度的双驱扑翼微飞行器,采用高功率密度的压电驱动器、高效率及高传动比的柔性铰链球面四连杆机构,以及沿翅脉纤维方向进行合理布置的人工翅膀。样机搭载驱动平台与测试平台,开展驱动器测试、飞行器升力与力矩测试。

1 设计与制造

1.1 整机设计制造

本文设计和制作了一种亚手掌尺度的微飞行器。在亚手掌尺度下,本文选择扑翼飞行的方式,以期得到更大的升力。

本样机采用压电驱动方式,其具有尺寸微小,质量小等特点。利用压电陶瓷材料的逆压电效应输出位移,进而由传动机构将压电驱动器尖端的往复位移转换为翅膀的往复拍打运动。

压电驱动器的往复拍打运动输出位移较小,而翅膀拍打角较大,因而需要设计传动比更大、结构更紧凑的传动机构,以适应飞行器的需求。本文采用一种柔性铰链球面四连杆机构,并进行了数值优化,提高了传动比和传动机构输出最大角,传动机构输入-输出曲线线性度得到提升。

本文设计的扑翼微飞行器由一对压电驱动器、一个包含一对球面四连杆的柔性铰链传动机构、一对根部含有柔性铰链的翅膀、一副机身及辅助零件构成。每个压电驱动器可单独驱动,且可通过传动机构将压电驱动器产生的位移进行放大;两个翅膀分别粘接在传动机构两侧,可各自独立完成拍打和扭转运动;翅膀根部设计有柔性铰链,使翅膀拍打时在惯性力和气动力的作用下产生被动扭转,进而产生升力。

基于多层平面材料的智能复合微结构(SCM)加工方法^[9],本文总体制造加工思路如图1所示。首先运用紫外激光加工设备,根据图纸设计将平面材料图形化,通过减材工艺对材料实现局部结构的加工;接着将多层材料在加热定位叠合,实现复合材料的层叠;然后运用紫外激光设备配备的高分辨率相机,实现抓靶重复定位外轮廓再切割,释放零件;再将二维平面零件按照设计需求折叠成三维立体结构,从而完成零部件的制作;最后装配所有零部件,

完成样机制作。

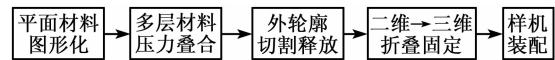


图1 总体制造加工流程图

扑翼微飞行器在翅膀拍打时,需要尽可能地减少机架固定部分的形变,同时尽可能地减少自身质量。因此,飞行器需由高强度、低密度的材料制造而成。碳纤维密度小,且沿着纤维轴方向具有很高的强度和模量,是制作扑翼微飞行器的一种理想材料,本文主要采用高模量碳纤维预浸料。另外,在扑翼飞行器中还应用了压电陶瓷材料、玻璃纤维预浸料、聚酰亚胺薄膜和聚酯薄膜等材料。

1.2 传动机构

传动机构是扑翼微飞行器中的重要部件,本文传动机构由刚性连杆和柔性薄膜构成。将柔性薄膜部分简化为具有扭转刚度的转动副,整个传动机构可视作两个对称分布的球面四连杆机构。传动机构由驱动器提供输入角度,向翅膀根部提供输出角度。

为降低装配难度、提升传动机构制造的精度与一致性,本设计中将经图形化加工的两层碳纤维与聚酰亚胺薄膜层叠后形成平面复合结构,其中聚酰亚胺薄膜作为柔性铰链,碳纤维部分作为连杆。沿着锯齿方向向内侧折叠,将平面复合材料折叠成三维结构。传动机构由驱动器提供输入角度,向翅膀根部提供输出角度。四连杆的3个柔性铰链轴线相交于一个共同的球心点。为了便于分析传动机构的运动规律,建立了球面坐标系如图2所示,图中 α 和 β 为转轴轴间夹角。

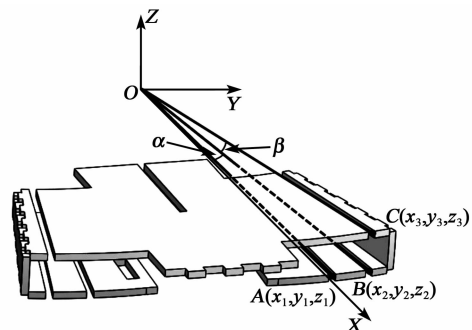


图2 传动机构运动分析坐标系

根据传动机构的几何关系,当确定一个输入角时,即可确定所有变量。因此,依次选取输入角可得到全部铰链的运动位置坐标。翅膀根部的转动角可用向量 BC 变化量表示,并绘制出传动机构输出角随输入角变化的图像。

取不同的轴间夹角值,得到不同的输入-输出曲

线,如图 3 所示。结合设计需求,传动机构应尽量满足以下需求:

1) 传动机构的传动比尽可能高,可为飞行器提供尽可能大的拍打角。

2) 传动机构的输出角极限值需尽可能大。由图 3 可见,传动机构的输出角存在极大值,若该值过低,则会限制翅膀的拍打。若驱动器的输出位移在翅膀已达到输出角极限时进一步加大,那么翅膀会发生小幅度回拍。

3) 传动机构的输入-输出曲线要尽可能的线性,传动机构的瞬时传动比变化平滑,则翅膀的拍打也将均匀而高效。

综合考虑后,选取轴间夹角为 5° ,此时可得到输入-输出曲线斜率、输出上限、线性度三者兼顾的最优解。

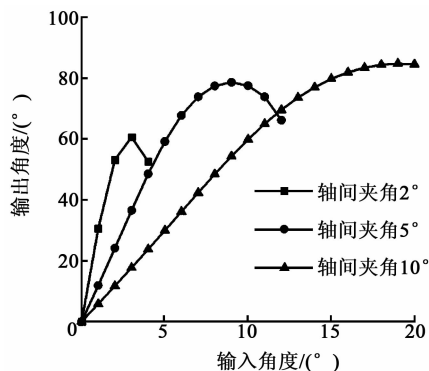


图 3 传动机构的输入-输出曲线

1.3 压电驱动器

压电驱动器具有响应速度快,驱动功率低,位移精度高等优点,是适合亚手掌扑翼微飞行器的驱动方式。压电材料受电场作用产生的应变较小,难以被直接利用,一般采用层合梁结构,将压电材料的形变转换为悬臂梁的尖端位移。

图 4 为压电驱动器制造流程图。压电驱动器由 5 层平面材料构成,包括两层压电陶瓷片、一层碳纤维、两层玻璃纤维。压电陶瓷选用 PbZrTiO_3 -5H (PZT-5H) 材料,两片压电陶瓷形状尺寸完全一致,极化方向相同且均垂直于轴线。为了提高能量密度,压电陶瓷切割为等腰梯形。两层压电陶瓷中间布置纤维方向与轴线一致的碳纤维预浸料。驱动器尾部及尖端最外层的玻璃纤维起加固和放大输出位移的作用,同时在叠合工艺中充当了为压电陶瓷和碳纤维精准定位提供帮助的夹具。两层玻璃纤维的图形化略有不同,需在其中一层玻璃纤维根部开有

小窗,以预留碳纤维焊接导线的位置。5 层材料经紫外激光图形化加工后,在高温高压条件下叠合固化,最终再次使用紫外激光进行外廓加工,从而得到压电驱动器。

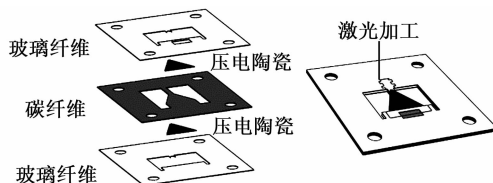


图 4 压电驱动器制造流程图

本文选用同步驱动方式进行驱动,如图 5 所示。同步驱动电压源为直流电及交流电。在驱动器两侧加上直流电压,并在中间碳纤维层加上交流电。上、下两层压电陶瓷所在电场强度不同,轴向形变也不同,共同作用产生层合梁挠曲,进而输出位移。

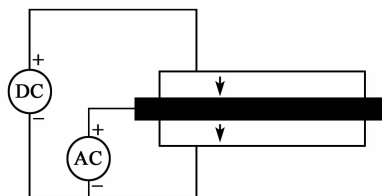


图 5 同步驱动方式示意图

1.4 翅膀与机身

人造翅膀主体的翅膜使用聚酯膜,翅脉使用碳纤维。考虑到碳纤维材料具有方向性,翅膀的前缘与翅脉分别进行加工,以保证前缘与翅脉都沿着碳纤维方向。然后,将前缘和翅脉叠合,并在两层碳纤维之间夹入聚酯膜作为翅膜。经加热叠合后,紫外激光切割翅膀外廓释放出翅膀,如图 6(a)所示。翅膀根部采用双层碳纤维与单层聚酰亚胺叠合制成的柔性铰链。

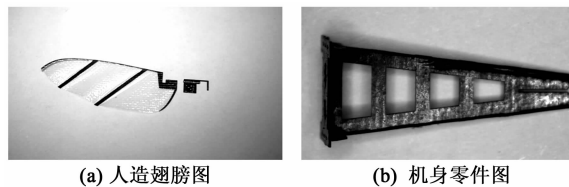


图 6 人造翅膀与机身零件图

机身是连接固定传动机构、驱动器和翅膀的辅助零件。考虑到机身需要有较强的刚度及强度,预先将两层纤维方向正交布置的碳纤维预浸料直接叠合在一起,并加热预处理,加强了材料刚度。利用激光进行切割,可得到如图 6(b)所示的机身零件。

1.5 整机装配

将上述加工所得零部件依序进行装配,得到压

电驱动扑翼微飞行器,如图7所示。样机整机质量为244 mg,翼展61 mm。其中,机身质量为23 mg,传动机构质量为12 mg,一对翅膀羽翼质量为5 mg,一对翅膀根部质量为3 mg,一对压电驱动器质量为192 mg,胶水、导线等质量为9 mg。



图7 整机实物图

2 实验测试

2.1 压电驱动器性能测试

压电驱动器测试主要包含空载共振频率测试和负载共振频率测试。在压电驱动器空载共振频率测试中,将驱动器尾端固定夹紧,头部悬空,将激光位移探头对准驱动器头部。将输入电压设为120 V,采样频率10 000 Hz,扫频起始点为1 Hz,终止点为1 500 Hz进行线性扫频。经过滤波处理后,再对数据进行功率谱密度分析,得到压电驱动器空载共振频率约为1 100 Hz。

负载条件下,需测量压电驱动器装配在扑翼微飞行器上所测得的幅频特性。由于翅膀的拍打将干扰激光位移传感器对驱动器的测试,在这部分实验中,只装配飞行器一侧的驱动器及翅膀,并放置在激光位移传感器的下面。负载共振频率测试所采用的驱动、测试系统与空载测试相同。经过滤波处理后,再对数据进行功率谱密度分析,得到压电驱动器负载共振频率约为28 Hz。

2.2 飞行器升力测试

本设计中样机的质量在300 mg内,传统的力传感器难以满足毫克级测量要求。本文采用双悬臂梁结构,将飞行器的升力转化为双悬臂梁结构的形变。再用电容位移传感器检测悬臂梁的尖端位移,从而计算出升力。搭建的实验平台如图8所示。取驱动电信号250 V,驱动频率30 Hz,计算得到样机的平均升力为0.689 mN。

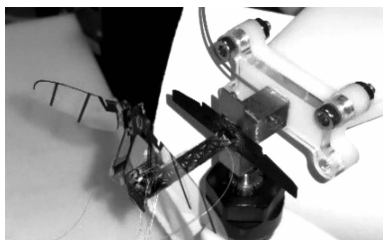


图8 搭建的实验平台

3 结束语

本文研究的扑翼微飞行器在结构与加工工艺上可行,各零部件设计加工方案通过验证,并制造出各零部件结构,完成了样机整机装配。对传动机构进行了数值优化,对压电驱动器性能、样机性能进行了测试,验证了设计研究的合理性。

参考文献:

- [1] 陈文元,张卫平. 微型扑翼式仿生飞行器[M]. 上海:上海交通大学出版社,2010.
- [2] 王晨阳,张卫平,邹阳. 仿昆虫扑翼微飞行器研究现状与关键技术[J]. 无人系统技术,2018(4):5-20.
WANG Chenyang, ZHANG Weiping, ZOU Yang. Current status and key techniques of insect-inspired flapping-wing micro air vehicles[J]. Unmanned Systems Technology, 2018(4):5-20.
- [3] FLYNN A M. Gnat robots and how they will change robotics[C]//Hyannis MA: IEEE Micro Robots and Teleoperators Workshop, 1987.
- [4] DE CROON G, DE CLERCQ K M E, RUIJSINK R, et al. Design, aerodynamics, and vision-based control of the DelFly[J]. International Journal of Micro Air Vehicles, 2009, 1(2): 71-97.
- [5] DE WAGTER C, TIJMONS S, REMES B D W, et al. Autonomous flight of a 20-gram flapping wing MAV with a 4-gram onboard stereo vision system [C]//HongKong: 2014 IEEE International Conference on Robotics and Automation (ICRA), 2014: 4982-4987.
- [6] KARÁSEK M, MUIJRES F T, DE WAGTER C, et al. A tailless aerial robotic flapper reveals that flies use torque coupling in rapid banked turns[J]. Science, 2018, 361(6407): 1089-1094.
- [7] HINES L, CAMPOLO D, SITTI M. Liftoff of a motor-driven, flapping-wing microaerial vehicle capable of resonance[J]. IEEE Transactions on Robotics, 2013, 30(1): 220-232.
- [8] ROLL J A, CHENG B, DENG X. An electromagnetic actuator for high-frequency flapping-wing microair vehicles[J]. IEEE Transactions on Robotics, 2015, 31(2): 400-414.
- [9] ZOU Y, ZHANG W, ZHANG Z. Liftoff of an electromagnetically driven insect-inspired flapping-wing robot[J]. IEEE Transactions on Robotics, 2016, 32(5): 1285-1289.

基于压电陶瓷神经网络模型的模型抑振研究

姚 壮,周孟德,温正权,唐琳琳,王琴琴,刘 巍

(大连理工大学 机械工程学院,辽宁 大连 116024)

摘 要:为达到在脉动气流激励下抑制风洞模型振动的目的,该文提出了基于压电陶瓷作动器神经网络模型的风洞模型主动振动控制方法,并进行了实验研究。首先,分析了风洞模型系统振动特性,建立了内嵌式压电陶瓷作动器的主动振动控制系统,通过模型质心加速度推算出压电陶瓷作动器期望输出抑振力。然后,建立了压电陶瓷作动器期望输出抑振力-激励电压的神经网络模型,并根据该模型设计了一种实时解算加速度为激励电压的控制方法。最后,通过地面试验对控制方法的有效性进行验证。实验结果表明,该控制方法具有良好的实时性和鲁棒性,在锤击试验中,振动加速度衰减时间相比于压电方程线性控制时减小了 54.46%,系统阻尼比增大了 1.58 倍,取得了良好的控制效果。

关键词:风洞模型系统;主动振动控制;压电陶瓷作动器;迟滞特性;神经网络模型

中图分类号: TN384; TM282 **文献标识码:** A **DOI:** 10.11977/j.issn.1004-2474.2020.03.011

Research on Vibration Suppression of Model Based on Neural Network Model of Piezoelectric Ceramic

YAO Zhuang, ZHOU Mengde, WEN Zhengquan, TANG Linlin, WANG Qinqin, LIU Wei

(School of Mechanical Engineering, Dalian University of Technology, Dalian 116024, China)

Abstract: In order to achieve the purpose of suppressing the vibration of wind tunnel model under pulsating air-flow excitation, an active vibration control method of the wind tunnel model based on neural network model of piezoelectric ceramic actuator is proposed, and the experiment study was carried out in this work. Firstly, the vibration characteristics of the wind tunnel model system were analyzed, and the active vibration control system of the embedded piezoelectric ceramic actuator was set up. Secondly, a neural network model of piezoelectric ceramic actuator's expected output damping force and excitation voltage was established, and a real-time control method was designed based on the neural network model to calculate the acceleration as excitation voltage. Finally, the effectiveness of the control method was verified by ground test. The experimental results showed that the control method had good real-time performance and robustness. In the hammer test, the decay time of vibration acceleration is reduced by 54.46% compared with the piezoelectric equation linear control, the system damping ratio is increased by 1.58 times, and a good control effect is obtained.

Key words: wind tunnel model system; active vibration control; piezoelectric ceramic actuator; hysteresis characteristic; neural network model

0 引言

风洞试验对于飞行器的研制开发与性能检测有着重要影响,其有助于降低飞行器研制的风险和成本^[1]。在风洞模型支撑方式中,尾撑方式以结构简单、对流场干扰小等优点最常用,但由模型、测力天

平、尾撑支杆、弯刀组成的系统构成了典型的悬臂结构,致使系统刚度低、阻尼小,易与宽频气动载荷产生耦合,从而引起风洞试验中模型产生低频、大幅值振动^[2],这将导致测力天平数据测量不准确,风洞试验无法顺利进行。因此,针对风洞支杆

收稿日期: 2019-12-17

基金项目: 国家重点研发计划基金资助项目(2018YFA0703304);国家自然科学基金资助项目(51621064);辽宁省“兴辽英才”计划项目青年拔尖人才基金资助项目(XLYC1807086)

作者简介: 姚壮(1994-),男,辽宁锦州人,硕士生,主要从事基于压电陶瓷作动器的风洞模型系统主动振动控制方面的研究。通信作者:刘巍(1979-),男(蒙古族),内蒙赤峰人,教授,博士生导师,博士,主要从事复杂环境下几何量与物理量的精密测控、智能检测与智能制造方面的研究。E-mail:lw2007@dlut.edu.cn。

模型进行振动抑制,对于风洞试验的顺利进行与数据的精确性有重大意义,是风洞试验领域的重要课题。

抑振器需在小尺寸下具备高输出性能及高频响应特性,多采用压电陶瓷作动器。控制方面,主动式抑振以效果好、响应快、适应性好和不受模型限制等优点^[3]而被广泛用于风洞模型振动抑制。国际上 NASA 的 RIVERS M B 等针对共同研究模型(CRM)设计了以 12 个压电陶瓷作动器为驱动装置的抑振器,将其安装于尾撑式风洞模型系统的天平与支杆之间,抑振效果较好^[4];国内也对该方向进行了相关研究,设计了基于比例、积分、微分(PID)、神经网络^[5]、模型分析与系统辨识^[6]等控制算法,这些控制算法分别对于各工况、变攻角风洞模型有一定的振动抑制效果。

压电陶瓷材料同时具有非线性、蠕变及迟滞等特性^[7]。其中,迟滞特性对抑振效果影响最显著,会使压电陶瓷作动器的期望输出抑振力与激励电压间关系变为非线性,抑振力输出产生滞后,削弱抑振效果^[8]。目前减小压电陶瓷材料迟滞非线性的影响方法很多。Preisach 模型^[9]能构建复杂的迟滞回线,但需要大量的数学运算;PI 模型和改进 PI 模型^[10]原理简单,但模型复杂,难以实现实时运算;运用拟合法建立迟滞曲线的拟合模型也常用,如多项式拟合模型^[11]、神经网络模型^[12-13]等,该方法简化了迟滞模型,且精度较高,适应性较强。

为了减小压电陶瓷作动器迟滞效应的影响,本文提出了一套基于压电陶瓷作动器神经网络模型的振动抑制方法。首先分析了风洞模型系统振动特性,通过模型质心加速度推算出压电陶瓷作动器期望输出抑振力;建立了压电陶瓷作动器期望输出抑振力-激励电压的神经网络模型,运用试验采集的输出抑振力-激励电压数据对网络进行训练,根据该模型设计了一种实时抑振力解算控制方法;最后通过地面试验验证了该控制方法的有效性。

1 风洞模型系统的动力学模型与抑振原理

1.1 系统动力学模型

风洞模型多采用尾部支杆支撑方式,风洞模型-测力天平-尾撑支杆在结构上组成了经典悬臂梁结构,如图 1 所示。

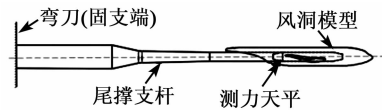


图1 风洞支杆模型系统简化图

模型与天平之间通过螺栓连接,天平与尾撑支杆之间通过销孔定位,锥面连接。尾撑支杆同样通过锥面连接与弯刀相连,弯刀可以上下移动来调节飞机模型在风洞中的位置,改变模型相对于风洞气流的攻角。在风洞实验中弯刀位置相对不变,可将弯刀视为悬臂梁的固支端。因此可将风洞模型系统看成质量-阻尼-弹簧系统,在风洞动态气流中易产生耦合发生振动。其振动方程可写为

$$M_{eq}\ddot{x} + C\dot{x} + Kx = P(t) \quad (1)$$

式中: $\ddot{x}$ 、 $\dot{x}$ 、 x 分别为系统等效质量质心的加速度、速度、位移; M_{eq} 为系统等效质量; C 、 K 分别为系统阻尼和刚度; $P(t)$ 为系统外部所受风载。

1.2 振动抑制原理

在风洞模型变攻角测试试验中,不同位姿下风洞模型所受气动载荷不断变化,激励具有强随机性。为抑制该振动,在尾撑支杆的尾部直线部分加工安装槽,用于内嵌式安装压电陶瓷作动器;同时提出一套主动振动抑制系统方案。该系统的反馈信号采用风洞模型质心的加速度信号,通过控制器运算处理得出压电陶瓷作动器的激励电压信号,经放大后输出给压电陶瓷作动器,构成闭环控制系统,如图 2 所示,其中,A-A 为压电陶瓷作动器处剖面图。

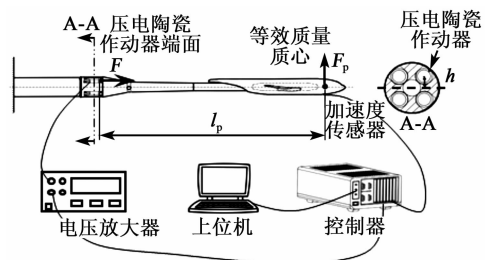


图2 主动振动抑制系统方案简图

根据风洞模型系统等效质量质心的惯性力产生的力矩,压电陶瓷作动器输出与其方向相反、大小相等的力矩,实现对风洞模型系统振动的控制。力矩等式有

$$F_p \cdot l_p = F \cdot h \quad (2)$$

$$F_p = M_{eq} \cdot \ddot{x} \quad (3)$$

式中: F_p 为系统等效质量质心的惯性力; l_p 为风洞模型质心到压电陶瓷作动器端面的距离; F 为压电陶瓷作动器输出力; h 为压电陶瓷作动器中心到截面轴线的距离。

由式(2)、(3)可推导压电陶瓷作动器的输出力为

$$F = \frac{M_{eq} \cdot \ddot{x} \cdot l_p}{h} \quad (4)$$

2 压电陶瓷作动器神经网络建模

压电陶瓷材料属于典型的非线性材料,其输出特性存在非线性区域。其中,压电陶瓷非线性特性中最主要的是迟滞非线性,表现为在激励电压的上升和下降阶段输出呈滞回环形式。迟滞非线性使由压电方程推算的期望输出抑振力-激励电压关系不再准确,存在一定的误差,且迟滞非线性使常用的经典控制理论和现代控制理论都难以对其实施有效的控制^[8]。

人工神经网络是一种模仿生物神经网络结构和功能的数学模型或计算模型,通过内部神经元节点的相互连接,达到处理信息的目的,且具有一定的适应性。其中 BP 神经网络能够学习和储存大量输入-输出模式映射关系,并且无需知道映射关系的数学方程,能够很好地拟合非线性模型。

压电陶瓷作动器的神经网络建模流程如图 3 所示。

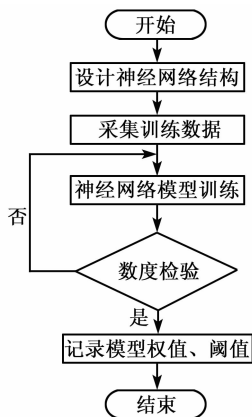


图 3 神经网络模型建立流程图

2.1 压电陶瓷神经网络模型结构设计

一般来说,具有一个非线性隐含层加上一个线性输出层的网络可以很好地逼近任一非线性模型^[13]。由于压电陶瓷迟滞特性也表现为抑振力输出,不仅与当前输入激励电压相关,还与历史输入激励电压有关,因此,该神经网络模型选用 3 层结构网络,输入层设置 2 个节点,分别为压电陶瓷作动器输出力 F_n 与上一次采样时的压电陶瓷作动器输出力 F_{n-1} ;输出层有 1 个节点,为压电陶瓷作动器激励电压 U_n ,如图 4 所示。

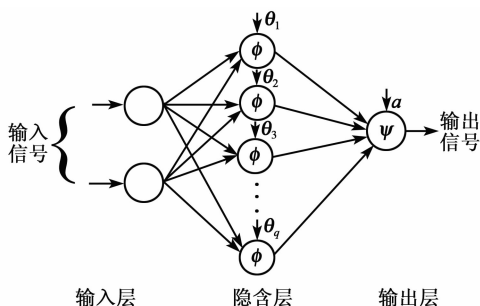


图 4 典型 3 层 BP 神经网络结构图

2.2 实验系统、数据采集与模型训练

实验系统如图 5 所示,压电陶瓷作动器选用德国 Physik Instrumente 公司生产的未封装 PICA Stack Piezo Actuators 高压大力输出压电陶瓷作动器。数据采集及控制系统选用美国 NI 公司的控制器主机以及多种功能模块,其中 PXI 桥-输入-模块具有 25 kS/s 采样率。PXI-模拟-输出-模块是一款具有集成信号调理功能的通道间隔模拟输出模块,该输出模块可以提供准确、同步的动态电压和电流输出。由于 PXI-模拟-输出-模块的输出电压为 0~10 V,无法直接驱动压电陶瓷作动器,因此,驱动环节需要对控制信号进行放大,故选用德国 PI 公司生产的功率放大器对控制信号进行放大。力传感器为高精度测力元件,具有 0.1% 的低误差率,可以通过虚拟仪器 LabVIEW 软件实现力学量单位的转换。

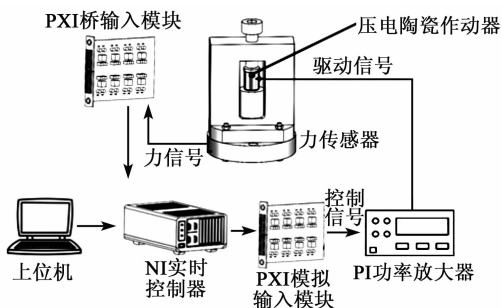


图 5 实验系统图

调节压电陶瓷作动器预紧力,施加逐渐衰减的激励电压,根据单自由度系统受到单位冲量时的响应公式,激励电压可表示为

$$U = e^{-\xi \cdot 2\pi f \cdot t} \cdot \sin(2\pi f \cdot t) \quad (5)$$

式中: $\xi=1$ 为风洞模型系统的阻尼比; f 为激励电压的频率,为了在每个周期内有尽可能多的采样点,需要降低激励频率,取 $f=1$ Hz。

编写 LabVIEW 程序实时读取并存储激励电压值与在此激励下压电陶瓷作动器输出力的值。采集的激励电压数据与压电陶瓷作动器输出力数据如图

6 所示。其中采样频率 500 Hz,共 1 000 个数据点,组成 4 个依次减小的迟滞回环。

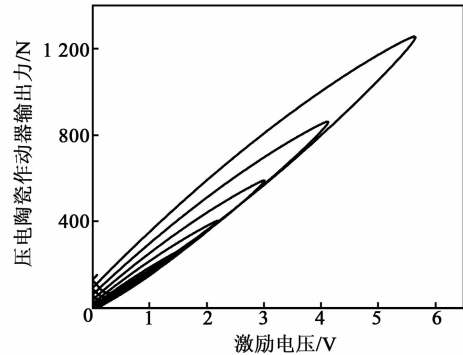


图 6 激励电压与压电陶瓷作动器输出力关系图

将采集的数据按照神经网络结构的输入、输出组成训练数据。为了加快数据收敛与防止数据饱和,在训练前需要对数据进行标准化,将数据化为 $[0,1]$,公式如下:

$$F'_n = \frac{F_n - F_{\min}}{F_{\max} - F_{\min}} \quad (6)$$

式中: F_n 为样本值; $F_{\max}$ 、 $F_{\min}$ 为训练样本的最大值和最小值; F'_n 为归一化后的训练值。

之后设置神经网络参数,包括最大训练次数、目标精度、学习速率等。最大训练次数和目标精度决定训练算法的终止条件,当训练算法的训练次数达到最大训练次数或训练精度小于目标精度时,训练终止。

2.3 压电陶瓷神经网络模型建立

神经网络结构中隐含层神经元数的范围可由下式^[12]确定:

$$l = \sqrt{n + m} + c \quad (7)$$

式中: n 为输入层神经元个数; m 为输出层神经元个数; c 为 1~10 的整数。

对不同隐含层神经元个数的模型分别训练,由式(7)可计算得隐含层神经元个数为 3~12,分别记录神经网络的均方误差如表 1 所示。选择神经网络隐含层神经元个数为 5,其拟合图像如图 7 所示。

表 1 隐含层神经元个数对精度的影响

隐含层神经元个数	均方误差/mV
3	3.595 7
4	3.580 8
5	2.736 4
6	3.462 4
7	3.577 3
8	3.536 7
9	3.407 7

续表

隐含层神经元个数	均方误差/mV
10	3.118 9
11	3.452 1
12	3.137 1

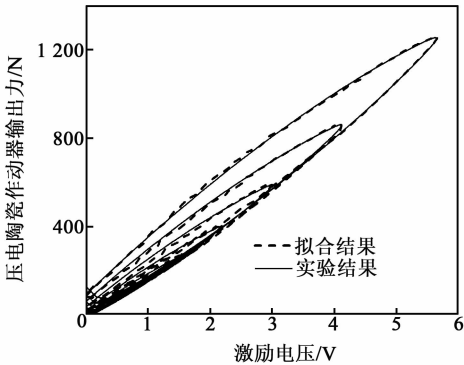


图 7 神经网络预测输出与期望输出比较

最终建立了双输入、单输出,隐含层有 5 个神经元的压电陶瓷 BP 神经网络模型,各个权值和阈值如表 2 所示,其中, ω_{i1} 为隐含层到输入层神经元 F_n 的权值, ω_{i2} 为隐含层到输入层神经元 F_{n-1} 的权值。

表 2 压电陶瓷神经网络模型参数

隐含层到 输入层权值		隐含层 阈值	输出层到 隐含层权值	输出层 阈值
ω_{i1}	ω_{i2}	θ_i	ω_{1i}	a
2.192 4	2.234 6	3.130 5	0.896 6	
1.527 8	2.732 4	1.565 2	0.563 1	
0.065 7	3.129 8	0	0.799 0	0.948 5
0.356 0	3.110 2	1.565 2	0.846 0	
2.741 5	1.511 3	3.130 5	0.948 5	

3 基于压电陶瓷作动器神经网络模型的抑振算法

3.1 控制算法

在飞机模型的风洞试验中,飞机模型所受载荷受风速、攻角等因素影响变化很大,而且受到风洞环境影响,气动载荷存在不确定性,故而需要设计主动抑振的控制算法对压电陶瓷作动器进行实时控制。控制算法示意图如图 8 所示。

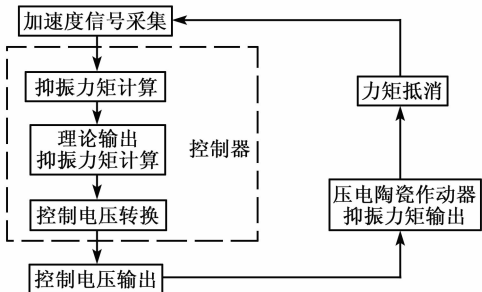


图 8 控制算法示意图

3.2 基于压电方程的线性控制器

压电陶瓷作动器由压电材料构成,假设其为线性材料,第一类压电方程为

$$S = -S_{33} \frac{F}{A} + d_{33} \frac{U}{a_p} \quad (8)$$

式中: S 为压电陶瓷作动器应变; A 为其横截面积; U 为加载电压; a_p 为陶瓷介质层的厚度; S_{33} 为弹性柔度常数; d_{33} 为压电应变常数。

由式(8)可以推导出风洞模型系统中压电陶瓷作动器的加载电压为

$$U = \frac{a_p}{d_{33}} \left(S + \frac{S_{33}}{A} F \right) \quad (9)$$

3.3 基于压电陶瓷作动器神经网络模型的非线性控制器

由于压电陶瓷材料具有迟滞等非线性特性,使用线性控制算法控制存在很大误差,难以应用于此控制系统,故引入压电陶瓷作动器神经网络模型来减小此误差。

根据神经网络模型结构确定输入的信息为 F_n 、 F_{n-1} ,由式(4)可得:

$$\begin{cases} F_n = \frac{M_{eq} \cdot \ddot{x}_n \cdot l_p}{h} \\ F_{n-1} = \frac{M_{eq} \cdot \ddot{x}_{n-1} \cdot l_p}{h} \end{cases} \quad (10)$$

式中 $\ddot{x}_n$ 、 $\ddot{x}_{n-1}$ 为当前加速度传感器数值与上一次采样时加速度传感器数值。

输入信息经神经网络模型运算后,隐含层神经元的输出为

$$y_i = \varphi(\omega_{i1} \cdot F_n + \omega_{i2} \cdot F_{n-1} + \theta_i) \quad (11)$$

输出层神经元输出,即控制器的输出激励电压为

$$U = \psi \left(\sum_{i=1}^5 \omega_{li} \cdot y_i + a \right) \quad (12)$$

4 风洞模型系统地面试验

4.1 试验平台

本文采用的风洞模型系统如图9所示,后部安装了4个内嵌式压电陶瓷作动器,且呈正交分布,作为抑振器。其中,利用加速度传感器对模型质心俯仰方向的加速度进行测量作为控制信号。本文对风洞模型系统进行锤击试验验证抑振算法的有效性与

鲁棒性。

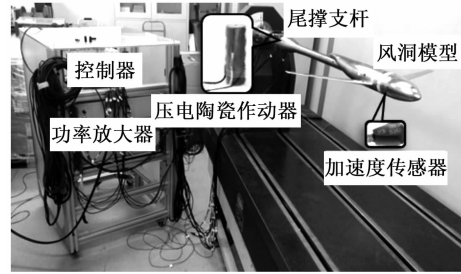


图9 风洞模型系统地面试验图

4.2 锤击试验结果与分析

对风洞模型系统进行锤击试验,锤击位置在风洞模型质心,分别对比了控制器关闭、压电方程线性控制器和压电陶瓷神经网络模型控制器(简称ANN模型控制器)3种情况下风洞模型质心的加速度响应,如图10、11所示。

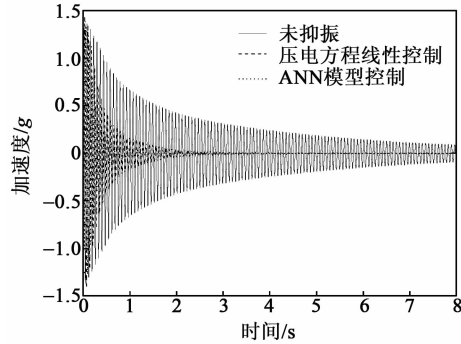


图10 未抑振、压电方程线性控制和压电陶瓷神经网络模型控制下锤击响应对比

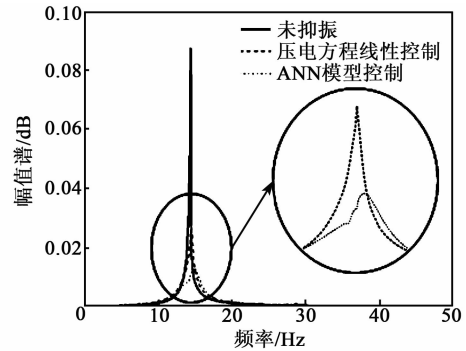


图11 未抑振、压电方程线性控制和压电陶瓷神经网络模型控制下频谱响应对比

由图10、11可知,未抑振、压电方程线性控制和压电陶瓷神经网络模型控制下,振幅衰减到最大值10%的时间分别为4.40 s、1.12 s和0.51 s;半功率法计算阻尼比分别为0.005 2、0.017 1和0.044 2。压电陶瓷神经网络模型控制增大了风洞模型系统的阻尼比,加快振动衰减,与未抑振、压电方程线性控制相比,其衰减时间减小了88.41%与

54.46%, 阻尼比增大了 7.50 倍与 1.58 倍。

5 结束语

本文针对风洞模型系统在脉动气流下的振动问题,分析了风洞模型系统振动特性,建立了内嵌式压电陶瓷作动器的主动振动控制系统,通过模型质心加速度推算出压电陶瓷作动器期望输出抑振力。为了消除压电陶瓷材料迟滞特性的影响,建立了压电陶瓷作动器期望输出抑振力-激励电压的神经网络模型,并根据该模型设计了一种实时解算加速度为激励电压的控制方法,实现了对风洞模型系统俯仰方向振动的抑制。该控制方法减小了因压电陶瓷材料迟滞特性引起的输出信号偏移,相比于压电方程线性控制,其具有良好的实时性和鲁棒性。该方法能够优化压电陶瓷作动器输出性能,对于下一步风洞试验研究有较大参考价值。

参考文献:

- [1] 战培国,赵昕. 风洞试验模型技术新发展[J]. 航空科学技术,2011(5):8-11.
- [2] COLE S R, NOLL T E, PERRY B. Transonic dynamics tunnel aeroelastic testing in support of aircraft development[J]. Journal of Aircraft, 2015, 40(5): 820-831.
- [3] 刘伟国. 支杆式风洞模型主动振动抑制控制方法研究[D]. 大连:大连理工大学,2015.
- [4] RIVERS M B, BALAKRISHNA S. NASA common research model test envelope extension with active sting damping at NTF[J]. AIAA, 2014:3135.
- [5] SHEN Xing, ZHANG Lei, CHEN Yuchen. Development and validation research of an active sting damper in a transonic acoustic wind tunnel[C]//Islamabad; International Bhurban Conference on Applied Sciences and Technology (IBCAST), IEEE, 2018: 172-177.
- [6] 邵敏强,陈卫东,余重禧. 基于 ERA 模型辨识的 H_{∞} 振动主动控制试验研究[J]. 振动与冲击,2017,36(2): 72-76.
SHAO Minqiang, CHEN Weidong, SHE Chongxi. Experiment study on the active vibration control using H_{∞} method based on ERA identification model[J]. Journal of Vibration and Shock, 2017, 36(2):72-76.
- [7] LIU Yanfang, WANG Yan, CHEN Xin. Online hysteresis identification and compensation for piezoelectric actuators[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019,67(7):5595-5603.
- [8] LIU Jiabin, ZHOU Kemin. Active vibration control of a dynamic hysteresis system using μ -synthesis [J]. IEEE Access, 2018,6:76831-76837.
- [9] 范青武,张恒,刘旭东,等. 基于三线性插值法的 preisch 模型及数值实现[J]. 压电与声光,2018,40(5): 811-814.
FAN Qingwu, ZHANG Heng, LIU Xudong, et al. The preisch model based on trilinear interpolation method and its numerical implementation[J]. Piezoelectrics & Acoustooptics, 2018,40(5):811-814.
- [10] 于志亮,刘杨,王岩,等. 基于改进 PI 模型的压电陶瓷迟滞特性补偿控制[J]. 仪器仪表学报,2017,38(1): 129-135.
YU Zhiliang, LIU Yang, WANG Yan, et al. Hysteresis compensation and control of piezoelectric actuator based on an improved PI model[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2017,38(1):129-135.
- [11] 王建红,林健,张建华,等. 压电致动器迟滞特性的多项式拟合建模[J]. 机床与液压,2015,43(19):71-74.
WANG Jianhong, LIN Jian, ZHANG Jianhua, et al. Polynomial fitting modeling of the piezoelectric actuator hysteresis characteristics[J]. Machine Tool & Hydraulics, 2015, 43(19):71-74.
- [12] 范伟,林瑜阳,李钟慎. 遗传算法优化的 BP 神经网络压电陶瓷蠕变预测[J]. 电机与控制学报,2018,22(7): 91-96.
FAN Wei, LIN Yuyang, LI Zhongshen. Prediction model of the creep of piezoceramic based on BP neural network optimized by genetic algorithm[J]. Electric Machines and Control, 2018, 22(7):91-96.
- [13] CAMPANELLI S L, CASALINO G, LUDOVICO A D, et al. An artificial neural network approach for the control of the laser milling process[J]. The International Journal of Advanced Manufacturing Technology, 2013, 66(9/12):1777-1784.

电极设计对 SMR 电学性能的影响

王诗元, 张根, 彭春瑞, 张小德, 秦康宁, 钟慧, 石玉

(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:为了满足射频器件的高频率、高功率和微型化的需求, 该文采用有限元分析软件 COMSOL Multiphysics 设计了一个谐振频率为 3.455 GHz 的牢固安装型谐振器 (SMR) 二维模型, 研究了不同电极面积 ($200\ \mu\text{m}^2$ 、 $150\ \mu\text{m}^2$ 、 $100\ \mu\text{m}^2$ 、 $50\ \mu\text{m}^2$ 、 $25\ \mu\text{m}^2$) 对谐振器横向寄生谐振的影响, 并对比了上电极变化和上、下电极同时变化对器件横向寄生谐振程度的影响。结果表明, 器件在谐振点 (3.455 GHz) 附近的横向寄生谐振随电极面积的减小而增加, 当电极面积为 $25\ \mu\text{m}^2$ 时, 器件的横向寄生谐振现象最显著; 当电极面积的变化量一定时, 同时改变上、下电极面积的横向寄生谐振大于只改变上电极面积产生的横向寄生谐振。

关键词:牢固安装型谐振器; 有限元; 二维模型; 横向寄生谐振; COMSOL

中图分类号: TN64; TN385 **文献标识码:** A **DOI:** 10.11977/j.issn.1004-2474.2020.03.012

Effect of Electrode Design on Electrical Performance of SMR

WANG Shiyuan, ZHANG Gen, PENG Chunrui, ZHANG Xiaode, QIN Kangning, ZHONG Hui, SHI Yu

(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 meet the requirements of high frequency, high power, and miniaturization of RF devices, a two-dimensional model of a solidly mounted resonator (SMR) with a resonance frequency of 3.455 GHz was designed using the finite element analysis software COMSOL Multiphysics. The effects of different electrode area ($200\ \mu\text{m}^2$, $150\ \mu\text{m}^2$, $100\ \mu\text{m}^2$, $50\ \mu\text{m}^2$, $25\ \mu\text{m}^2$) on the lateral parasitic resonance of the resonator are investigated, and the influences of changes in the top electrode and simultaneous changes in the top and bottom electrodes on the lateral parasitic resonance of the device are compared. The lateral parasitic resonance of the device near the resonance point (3.455 GHz) increases with the reduction of the electrode area. The lateral parasitic resonance of the device is most significant when the electrode area is $25\ \mu\text{m}^2$. When the amount of change in the electrode area is constant, the lateral parasitic resonance caused by simultaneously changing the areas of the top and bottom electrodes is greater than that caused by only changing the top electrode area.

Key words: solidly mounted resonator; finite element; 2D model; lateral parasitic resonance; COMSOL

0 引言

近年来,随着 5G 通信技术的发展,射频信号将有两大变化^[1]:一是高频通信,5G 将采用 3 GHz 以上的频段;二是频段的数量增多。这些变化将大幅增加滤波器的需求量,这对射频前端器件的可集成化、微型化、高频化有了更高的要求。体声波薄膜 (FBAR) 滤波器相比于传统介质滤波器、声表面波 (SAW) 滤波器的优势在于能与信号处理电路集成,因此成为其系统微型化发展的重要原因。滤波器可工作在中频段,甚至更高频段内,且品质因数高,

尺寸小,加工工艺与 CMOS 工艺兼容^[2-5]。

FBAR 谐振器有空腔型、背刻蚀型、牢固安装型 (SMR) 3 种结构。与其他结构相比,SMR 型结构适用于 5G 高频率器件的应用,故本文选择 SMR 型结构作为研究对象。根据 2018 年爱立信移动市场报告可知,5G 移动通信终端在中频段的中心频率分别为 2.6 GHz、3.5 GHz 和 4.5 GHz。由于体声波滤波器由多个体声波谐振器级联而成,因此,设计出性能优异的谐振器对将来 5G 体声波滤波器的设计有着重要意义。传统器件设计中常使用 MBVD 和

收稿日期:2019-11-10

基金项目:装备预研重点实验室基金资助项目(6142105030604)

作者简介:王诗元(1995-),男,四川成都人,硕士生,主要从事射频微波器件的设计与研发。E-mail:sewanson@outlook.com。通信作者:钟慧(1978-),女,湖南郴州人,副教授,博士,主要从事微细加工及 MEMS 技术的研究。E-mail:huizhong@uestc.com。

Mason 两种器件等效模型。Seungku Lee 等^[6]使用 MBVD 模型建立了一个中心频率为 1.97 GHz 的 BAW 滤波器,并研究了材料对器件插入损耗的影响;Mansour A A 等使用 MBVD 设计了一个中心频率为 4.67 GHz 的 SMR 型滤波器,并研究了其温度特性;Menghui Zhi 等使用 Mason 模型来研究器件的薄膜材料、薄膜厚度对品质因数(Q)的影响。然而,这些研究均未使用 COMSOL Multiphysics 有限元(FEM)仿真软件讨论多层膜结构中电极的材料、厚度等因素对应用于 5G 通信的 3.5 GHz 的谐振器的影响^[6-10]。

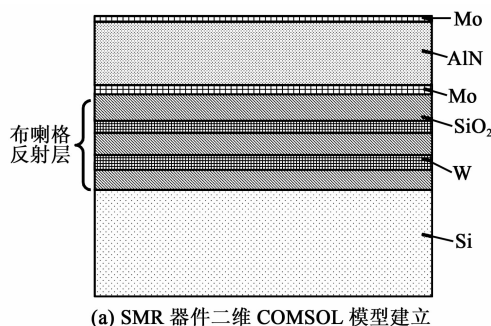
本文将使用 COMSOL Multiphysics 有限元仿真软件,建立串联谐振频率为 3.455 GHz,并联谐振频率为 3.578 GHz 的 SMR 谐振器模型,并着重讨论了电极面积对器件横向寄生杂散的影响。

1 COMSOL Multiphysics 仿真原理

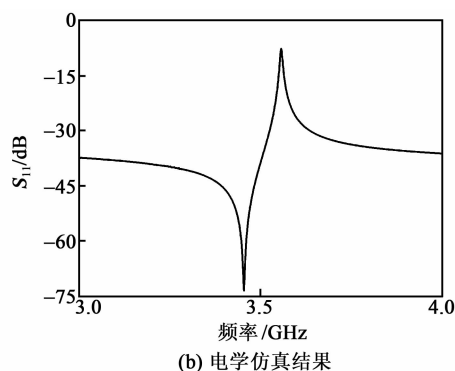
有限元法的基础是变分原理和加权余量法,基本思路是把实际模型离散成互不重叠的单元,每个单元内选择一些合适的节点构造插值点,然后把实际物理问题的未知量改写成依靠这些节点的线性方程组,用适当的数值方法求解结果^[11]。

采用 COMSOL Multiphysics 有限元软件进行二维仿真的基本步骤为:模型定义、网格划分、指定物理模块、求解,最后进行结果的可视化处理^[12]。

在讨论电极对谐振器性能的影响时,采用 Si 作为衬底,其厚为 125 μm 。布喇格反射层选用的材料为 SiO_2 和 W,其厚度分别为 446 nm 和 393 nm。压电层固定为 AlN,厚为 790 nm。上、下电极选 Mo 作为标准组,厚度分别为 100 nm 和 200 nm。器件的纵向面积为 200 μm^2 。本文选择软件中的压电器件模块对器件进行有限元仿真,网格的精度选择为 Normal,求解器为稳态物理场求解。器件最终的二维模型和电学仿真结果如图 1 所示。



(a) SMR 器件二维 COMSOL 模型建立



(b) 电学仿真结果

图 1 固态装配型体声波谐振器的模型建立与仿真结果

2 仿真结果与分析

图 2 为上电极面积变化对 SMR 型器件电学性能影响。由图可见,随着上电极面积的减小,器件的串联谐振点未发生明显变化,但产生了更多的寄生谐振。当上电极面积小于 100 μm^2 时,开始出现显著的寄生谐振。

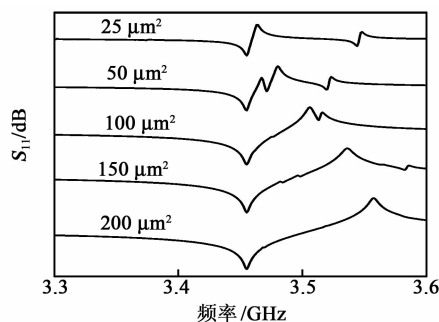


图 2 上电极面积变化对 SMR 型器件电学性能影响

图 3 为上、下电极面积同时变化时,对 SMR 型器件谐振曲线的影响。由图可见,同时改变上、下电极的面积,未影响器件的串联谐振频率。当面积减小到 150 μm^2 时,开始出现显著的寄生谐振。

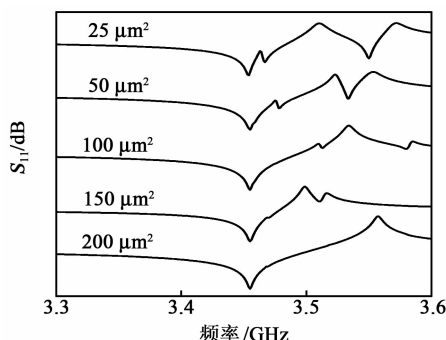


图 3 上、下电极面积同时变化对 SMR 型器件电学性能影响

FBAR 的工作原理是利用了压电材料的逆压电效应,其工作频率是沿压电薄膜 c 轴取向传播的体

声波,而声波被限制在压电体内形成驻波。但由于器件的横向尺寸有限,这会导致 FBAR 产生沿水平方向的剪切波,在频率特性曲线上体现为小的杂散谐振峰。

谐振器串联谐振频率为

$$f_0 = \frac{v_l}{2d} \quad (1)$$

式中: v_l 为声波的纵向传播速度; d 为压电薄膜的厚度。

出现在 f_0 附近的横向寄生谐振频率 f_t 为

$$f_t = \frac{Nv_t}{2L} \quad (N=1,2,3,\dots) \quad (2)$$

式中: v_t 为横向传播声波的速度; L 为谐振器的横向尺寸。

N 阶杂散波出现在 f_0 附近,即 $Nf_t \approx f_0$,杂散强度随着阶数的增加而减小;式(2)中 L 增加时,杂散强度也会相应地降低^[13]。

本文利用图 4 所示来说明其物理原理。

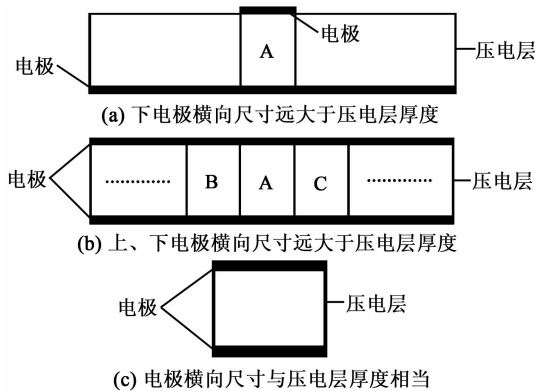


图 4 谐振器的几何形状

图 4(a)为一个简单谐振器,其下电极的横向尺寸远大于压电层厚度,而上电极横向尺寸与压电层厚度相当。谐振器真正的工作区域为上电极、压电层、下电极的重叠区域(A),其余区域非谐振器工作区。当体积元件 A 受到激励时,垂直形变通过自然泊松耦合引起横向形变,从而产生横向寄生谐振。

图 4(b)是一个电极的横向尺寸远大于压电层厚度的简单谐振器。因此,当体积元件 A 受到激励时,其横向变形会被相邻单元 C 和 B 的类似横向变形抵消,结果是局部为一维变形。通常横向尺寸远大于纵向尺寸(100 : 1),器件中激发的横波对电导的影响可忽略^[14]。根据式(2)结论,由于电极横向尺寸的增加,横向杂散信号传播的距离相应地变长,最终降低了横波的杂散强度。

图 4(c)是一个电极的横向尺寸与压电薄膜的厚度相当的简单谐振器。给其一个纵向信号激励,从以上讨论可知,由于器件的横向尺寸过小,产生的横向寄生杂散信号的传播距离过短,这导致其衰减距离过短,从而促进了横向杂散信号对器件的影响。

图 5 为改变上、下电极和仅改变上电极横向面积时,在谐振点附近产生高次谐波的特性曲线。由图可见,电极横向面积减小将增加谐振点附近的寄生谐振,且同时改变上、下电极横向面积与仅改变上电极横向面积的仿真结果相比,仅改变上电极横向面积(上、下电极横向面积差)产生的寄生谐振更剧烈。

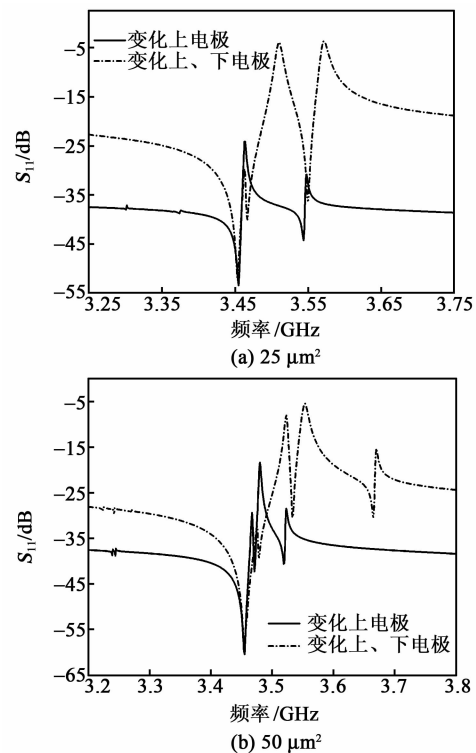


图 5 上电极面积变化与上、下电极面积同时变化时的寄生谐振比较

3 结束语

本文采用有限元法,利用 COMSOL 软件建立了 SMR 二维 FEM 模型,其串联、并联谐振频率分别为 3.455 GHz 和 3.578 GHz。计算得到 SMR 器件的 S_{11} 参数随频率变化的特性曲线,分析了横向杂散波对特性曲线产生寄生谐振的影响。电极面积从 $200 \mu\text{m}^2$ 减少到 $25 \mu\text{m}^2$ 时,器件的横向寄生杂散现象越发明显。在器件横向尺寸一定时,同时改变上、下电极的面积相比于仅改变上电极面积,其在谐振点附近产生的横向杂散信号更显著。

参考文献:

- [1] MAHON S. The 5G effect on RF filter technologies [J]. IEEE Transactions on Semiconductor Manufacturing, 2017, 30(4):494-499.
- [2] BI F Z, BARBER B P. Bulk acoustic wave RF technology[J]. IEEE Microwave Magazine, 2008, 9(5): 65-80.
- [3] 陈鹏光,王瑞,马琨,等. 薄膜体声波谐振器的研究与仿真[J]. 压电与声光, 2019, 41(3):378-382.
CHEN Pengguang, WANG Rui, MA Kun, et al. Study and simulation of film bulk acoustic resonator [J]. Piezoelectrics & Acoustooptics, 2019, 41(3): 378-382.
- [4] 焦向全,张睿,马晋毅,等. 电极对薄膜体声波谐振器性能的影响[J]. 压电与声光, 2015, 37(3):373-376.
JIAO Xiangquan, ZHANG Rui, MA Jingyi, et al. Influence of electrode on the electrical characteristics of films bulk acoustic resonator [J]. Piezoelectrics & Acoustooptics, 2015, 37(3):373-376.
- [5] 董惠娟,王敬轩,李天龙. 声表面波器件及其在微纳领域的应用[J]. 科技导报, 2019, 37(6):114-128.
DONG Huijuan, WANG Jingxuan, LI Tianlong. Device of travelling surface acoustic wave and its application in the field of micro-nano scales [J]. Science & Technology Review, 2019, 37(6):114-128.
- [6] LEE S, MORTAZAWI A. BAW filter design method based on intrinsically switchable ferroelectric BST FBARs[C]//San Francisco: 2016 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS), IEEE, 2016: 1-4.
- [7] YOKOYAMA T, IWAZAKI Y, ONDA Y, et al. Highly piezoelectric co-doped AlN thin films for wide-band FBAR applications [J]. IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, 2015, 62(6):1007-1015.
- [8] ZHANG Z, ZHI M, JU Q, et al. Simulation of high-Q thin film bulk acoustic wave resonator for chip-scale atomic clock [C]//Chengdu: 2016 IEEE International Nanoelectronics Conference(INEC), IEEE, 2016:1-2.
- [9] RUBY R. The ‘how & why’ a deceptively simple acoustic resonator became the basis of a multi-billion dollar industry [C]//Las Vegas: 2017 IEEE 30th International Conference on Micro Electro Mechanical Systems (MEMS), IEEE, 2017:308-313.
- [10] MANSOUR A A, KALKUR T S. High-quality-factor and low-temperature-dependence SMR FBAR based on BST using MOD method [J]. IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, 2016, 64(2):452-462.
- [11] XUAN Weipeng, COLE M, GARDNER J W, et al. A film bulk acoustic resonator oscillator based humidity sensor with graphene oxide as the sensitive layer [J]. Journal of Micromechanics and Microengineering, 2017, 27(5):055017.
- [12] DICKINSON E J F, EKSTRÖM H, FONTES E. COMSOL multiphysics: finite element software for electrochemical analysis a mini-review [J]. Electrochemistry Communications, 2014, 40:71-74.
- [13] 张玲玲,刘梦伟,李鉴,等. 薄膜体声波谐振器横向杂散模式三维仿真分析[J]. 压电与声光, 2017, 39(3): 327-330.
ZHANG Lingling, LIU Mengwei, LI Jian, et al. 3D Simulation of the spurious lateral models of FBAR [J]. Piezoelectrics & Acoustooptics, 2017, 39(3): 327-330.
- [14] LAKIN K M, LAKIN K G. Numerical analysis of thin film BAW resonators [C]//Honolulu, HI, USA: IEEE Symposium on Ultrasonics, 2003:74-79.

BST 铁电薄膜的制备及介电性能研究

黄 歆¹, 樊青青^{2,3}, 翟禹光^{2,3}, 黄 玮¹, 李俊红², 汪承灏²

(1. 北京中科飞鸿科技有限公司, 北京 100095; 2. 中国科学院 声学研究所, 北京 100190; 3. 中国科学院大学, 北京 100049)

摘 要:通过射频磁控溅射法,采用高温溅射、低温溅射高温退火两种不同的工艺制备了钛酸锶钡(BST)薄膜。分析两种不同的工艺对 BST 薄膜的结构、微观形貌及介电性能的影响。采用 X 线衍射(XRD)分析了样品的微观结构。采用扫描电镜(SEM)和台阶仪分别测试了样品的微观形貌和表面轮廓。通过能谱分析(EDS)得到了薄膜均一性的情况。最后通过电容-电压(C-V)曲线测试得到 BST 薄膜的介电常数偏压特性。结果表明,与低温溅射高温退火工艺制备的 BST 薄膜相比,高温溅射制备的 BST 薄膜结晶度好,致密性高,表面光滑,薄膜成分分布较均匀。因此,采用高温溅射得到的 BST 薄膜性能较好。在频率 300 kHz 时,采用高温溅射制备的 BST 薄膜介电常数为 127.5~82.0,可调谐率为 23.86%~27.9%。

关键词:磁控溅射法;钛酸锶钡(BST)薄膜;高温溅射;低温溅射高温退火;介电性能

中图分类号:TN384 **文献标识码:**A **DOI:**10.11977/j.issn.1004-2474.2020.03.013

Preparation and Dielectric Properties of Barium Strontium Titanate(BST) Ferroelectric Thin Films

HUANG Xin¹, FAN Qingqing^{2,3}, ZHAI Yuguang^{2,3}, HUANG Wei¹, LI Junhong², WANG Chenghao²

(1. Beijing Zhongke Feihong Science & Technology Co., LTD, Beijing 100095, China; 2. Institute of Acoustic, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China; 3. University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China)

Abstract: The BST thin films were prepared by RF magnetron sputtering with two different processes of high-temperature sputtering or low-temperature sputtering followed by high-temperature annealing processes. The effects of the two sputtering processes on the structure, micromorphology and dielectric properties were studied. The crystal structures of BST thin films were characterized by X-ray diffraction (XRD). The micromorphology and surface profile of samples were analyzed by scanning electron microscopy (SEM) and surface profilometer. The uniformity of component distribution was showed by energy dispersive spectroscopy (EDS) analysis. Finally, the dielectric constant bias characteristic of the BST film was obtained by measuring the capacitance-voltage (C-V) curve. The results show that, compared with the BST thin film prepared by the low temperature sputtering and high temperature annealing process, the BST thin film prepared by the high temperature sputtering has better crystallinity, higher density, smoother surface, and uniform film composition distribution. Therefore, the BST thin films prepared by the high-temperature sputtering process have better properties. At a frequency of 300 kHz, the dielectric constant of the BST film prepared by high-temperature sputtering is 127.5-82.0, and the tunability is 23.86%-27.9%.

Key words: magnetron sputtering; BST thin film; high-temperature sputtering; low-temperature sputtering followed by high-temperature annealing; dielectric property

0 引言

铁电薄膜材料因其优越的介电、压电、铁电、热电、光电性能,从而在微波调谐器^[1]、动态随机存储器(DRAM)^[2]、声表面波器件^[3]、热释电红外传感器^[4]、移相器^[5]等器件中有广泛的应用。目前典型的铁电薄膜有 $\text{PbZr}_x\text{Ti}_{1-x}\text{O}_3$ (PZT)、 $(\text{Pb}, \text{La}) (\text{Zr}, \text{Ti}) \text{O}_3$ (PLZT)、 $(\text{Pb}, \text{La}) \text{TiO}_3$ (PLT)、 PbTiO_3 、 Ba -

TiO_3 (BT)、钛酸锶钡($(\text{Ba}, \text{Sr}) \text{TiO}_3$, BST)、 $\text{SrBi}_2\text{-Ti}_2\text{O}_9$ (SBT) 等。其中,钙钛矿 ABO_3 型 BST 是由钛酸钡和钛酸锶两种材料混合烧结形成的完全固溶体,它融合了两种材料的优点,是一种具有介电系数高,电压非线性强,损耗小,稳定性高等良好性能^[6-9]的铁电材料,被广泛应用于可调频器件等领域^[10-14]。因此,如何制备出更高性能的 BST 薄膜是

收稿日期:2019-09-30

作者简介:黄歆(1972-),男,广西人,高级工程师,博士,主要从事声表面波器件与系统的研究。通信作者:李俊红,研究员,主要从事声学 MEMS 的研究。E-mail:ljh@mail.ioa.ac.cn。

新材料研究的热点之一。

目前制备 BST 薄膜的常用方法有金属有机物化学气相沉积 (MOCVD) 法^[15]、脉冲激光沉积 (PLD) 法^[16]、溶胶-凝胶 (Sol-Gel) 法^[17] 及磁控溅射法^[18]。MOCVD 法的沉积速率较高, 但不易获得源物质, 设备成本较高。PLD 法制得的薄膜可高度择优生长或直接外延生长, 但薄膜的均匀性较差。Sol-Gel 法工艺简单, 适用于大批量生产, 且在掺杂情况下也适用, 但薄膜致密性差, 易出现龟裂现象。磁控溅射法制得的薄膜结晶性好, 与集成工艺兼容, 且铁电性好, 是目前制备铁电薄膜最成熟的方法。采用磁控溅射法制备 BST 薄膜时, 主要分为高温溅射和低温溅射高温退火两种不同的方法。本文通过射频磁控溅射法在蓝宝石基片上制备了 BST 薄膜, 采用高温溅射和低温溅射高温退火两种工艺分析了其对薄膜性能的影响。

1 实验

1.1 BST 薄膜的制备

在蓝宝石基片上采用射频磁控溅射法制备了 Pt(200 nm)/Ti(50 nm) 的底电极。溅射 BST 采用 $\varnothing 76$ mm 的 $\text{Ba}_{0.7}\text{Sr}_{0.3}\text{TiO}_3$ 作为靶材。高温溅射时, 背景真空度为 3×10^{-4} Pa, 基片温度 600 °C, 溅射气压 0.4 Pa, 溅射气氛 Ar 与 O_2 流量比为 10 : 20, 射频溅射功率 90 W 条件下制备 BST 铁电薄膜。BST 薄膜沉积到基片上后立即进行成核和结晶生长, 溅射完毕得到的薄膜是结晶状态。另一种工艺的基片温度采用 400 °C, 其余溅射参数不变。溅射后得到的 BST 薄膜结晶效果差, 铁电性能低。据文献^[19]报道, 在 700~800 °C 进行退火得到的 BST 薄膜性能较好, 因此, 本文利用马弗炉采用升温程序 (电流 5.5 A, 从 0 升至 750 °C, 并在 750 °C 时保温 30 min 后关闭马弗炉, BST 薄膜的温度随炉降至室温) 对薄膜进行高温退火处理可促使薄膜结晶生长, 得到结晶效果良好的钙钛矿结构, 从而提高 BST 薄膜的铁电性能。

1.2 仪器及测试方法

采用德国 Bruker 公司的 D8 Advance X 线衍射 (XRD) 仪, Cu 靶 $K\alpha$ ($\lambda = 0.154\ 06$ nm) 辐射光源, 对制备的 BST 薄膜做 XRD 测试, 并分析了样品的晶体结构。采用扫描电子显微镜 (SEM) 对样品的微观表面形貌进行了分析。对于 BST 薄膜, 其介电常数-偏压特性是研制高性能可调频器件的重要评价指标。薄膜的相对介电常数为

$$\epsilon_r = \frac{Cd}{\epsilon_0 S} \quad (1)$$

式中: C 为薄膜样品的电容; d 为薄膜的厚度; S 为电容的有效电极面积; $\epsilon_0 = 8.854 \times 10^{-12}$ F/m 为真空介电常数。

本文通过测得样品电容-电压 (C - V) 的关系, 并根据式 (1) 得到其介电常数-偏压特性, 分析了其介电性能。

2 实验结果与讨论

2.1 晶体结构分析

图 1 为 BST 薄膜样品的 XRD 谱图。由图可观察到 BST 的 (110) 峰和 (200) 峰。由图还可看出, 高温溅射的 BST 薄膜峰更尖锐, 即与低温溅射高温退火工艺相比, 采用高温溅射工艺的薄膜生长及结晶度均较好。

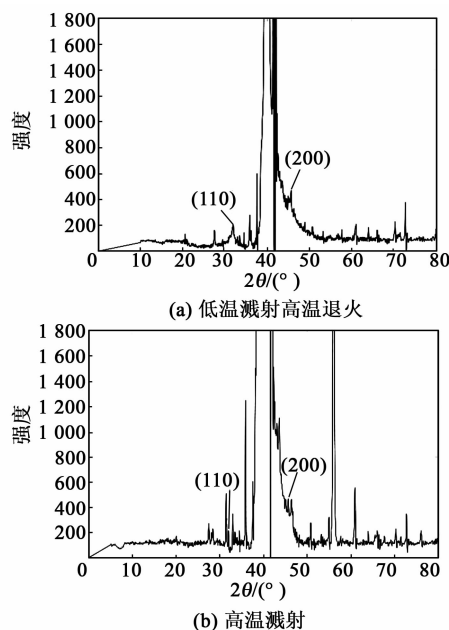
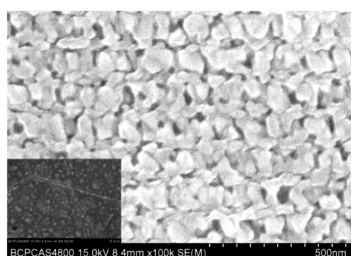


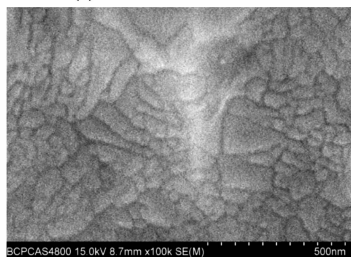
图 1 不同工艺的 BST 薄膜的 XRD 谱

2.2 微观表面形貌

薄膜的致密性及表面粗糙度严重影响其性能。图 2 为样品薄膜的 SEM 图。由图可看出, 低温溅射后再高温退火得到的 BST 薄膜致密性差, 且伴随开裂现象。与低温溅射再高温退火工艺相比, 高温溅射使薄膜的致密性更好, 且薄膜无开裂现象。运用台阶仪测量了样品的表面轮廓如图 3 所示。由图可看出, 低温溅射高温退火得到的 BST 薄膜表面起伏约为膜厚的 1/3, 而高温溅射得到的 BST 薄膜表面起伏仅为膜厚的 1%, 可忽略。因此, 从薄膜致密性和表面光滑度这两方面来看, 高温溅射得到的薄膜性能明显优于低温溅射高温退火得到的薄膜性能。

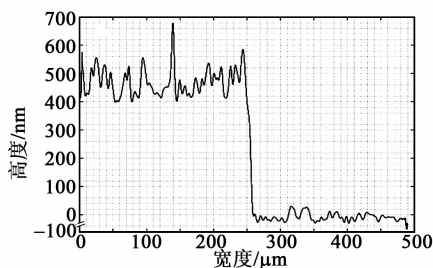


(a) 低温溅射高温退火

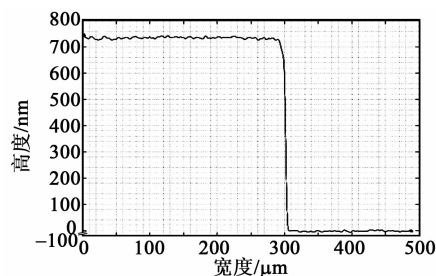


(b) 高温溅射

图 2 不同工艺的 BST 薄膜的 SEM 图



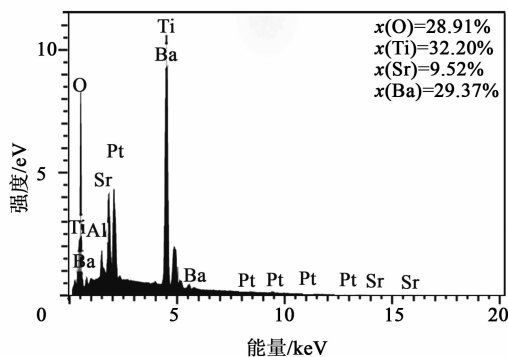
(a) 低温溅射高温退火



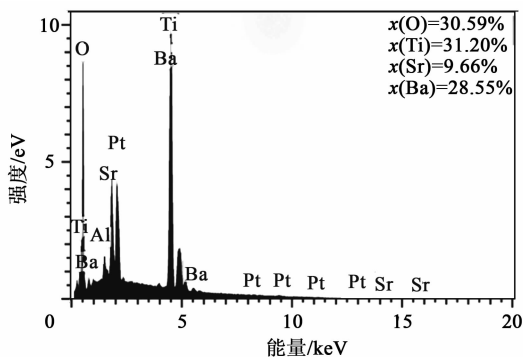
(b) 高温溅射

图 3 不同工艺的 BST 薄膜的表面轮廓图

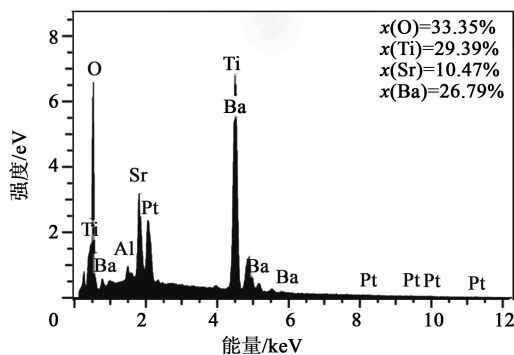
用能谱分析(EDS)仪分别测量了两种不同工艺得到的 BST 样品薄膜且分布相隔较远的 3 个位置所含的元素及其比例,如图 4 所示。由图可看出,除 Ba、Sr、Ti、O 外无其他杂质(Pt、Al 均来自电极),其中低温溅射再高温退火样品中 O 的原子分数 $x(\text{O})=66.34\%\sim 69.18\%$,Ti 与 Ba+Sr 的原子比约为 2.1。高温溅射样品中, $x(\text{O})=63.32\%\sim 64.8\%$,Ti 与 Ba+Sr 的原子比约为 2.6,且高温溅射得到的 BST 薄膜成分分布较均匀。由 EDS 得到的各元素含量与靶材的各元素含量存在误差,这主要由各元素的溅射速率不同导致。由此可见,用本文所述方法制备的 BST 薄膜除 Ba、Sr、Ti、O 元素外并无其他杂质,且采用高温溅射工艺更能满足薄膜均匀性的要求。



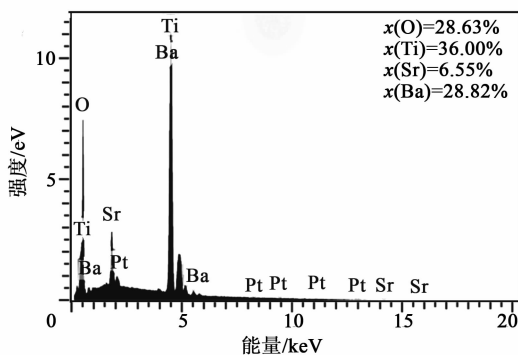
(a) 低温溅射高温退火



(b) 低温溅射高温退火



(c) 低温溅射高温退火



(d) 高温溅射

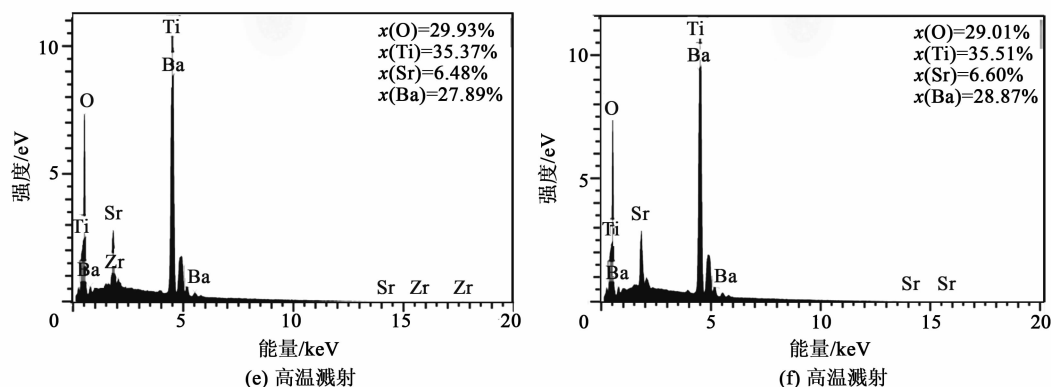


图4 不同工艺的BST薄膜的EDS谱

2.3 介电性能

通过以上分析,高温溅射工艺制备的BST薄膜性能优于低温溅射高温退火得到的BST薄膜。因此,采用高温溅射的工艺,在已有Pt/Ti底电极的蓝宝石基片上沉积厚为650 nm的BST薄膜。将其图形化,并采用剥离技术在薄膜上沉积一层厚200 nm的Al作为顶电极,其结构如图5所示。

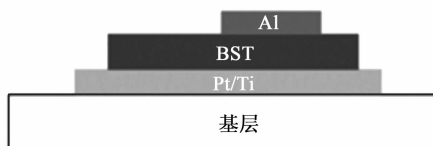


图5 测试样品结构图

通过测试其C-V曲线并利用式(1)得到样品 ϵ_r 的变化如图6所示。在频率300 kHz,随着直流偏压变化时, ϵ_r 在127.5~82.0内呈现非线性减小趋势,可调谐率为23.86%~27.90%。

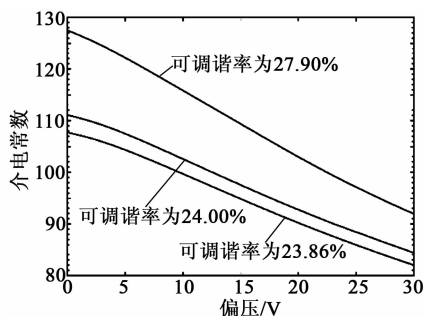


图6 测试样品的介电常数-偏压特性曲线

3 结束语

本文通过磁控溅射法,采用高温溅射和低温溅射高温退火两种不同的工艺制备了BST薄膜。从XRD谱可看出,与低温溅射高温退火工艺相比,采用高温溅射工艺制备的薄膜生长较好,结晶

度也较好。从SEM图可看出,低温溅射高温退火制备的BST薄膜易开裂,且致密性明显较差。高温溅射制备的BST薄膜表面光滑,粗糙度小,而低温溅射高温退火使BST薄膜的粗糙度达到了样品膜厚的1/3。通过磁控溅射(高温溅射)得到的样品不含杂质,且采用高温溅射工艺更能满足薄膜均一性的要求。因此,采用高温溅射得到的薄膜性能明显更优于低温溅射高温退火得到的BST薄膜。通过C-V曲线测试,得到在蓝宝石基片上高温溅射制得的BST薄膜在频率300 kHz时,介电常数在127.5~82.0内呈现非线性减小,可调谐率为23.86%~27.9%。

参考文献:

- [1] ABADEI S. Microwave tunable device based on thin ferroelectric Film [C]//Milan: European Microwave Conference, 2002.
- [2] FLORENT K, LAVIZZARI S, DIPIAZZA L, et al. Reliability study of ferroelectric Al: HfO₂ thin films for DRAM and NAND applications[J]. IEEE Transactions on Electron Devices, 2017, 64(10): 4091-4098.
- [3] ROMANOV M V, KORSKOV I E, KAUL A R, et al. MOCVD of KNbO₃ ferroelectric films and their characterization [J]. Chemical Vapor Deposition, 2010, 10(6): 318-324.
- [4] AKAI D, YOSHITA R, ISHIDA M. (Na, Bi) TiO₃ based lead-free ferroelectric thin films on Si substrate for pyroelectric infrared sensors[C]//Irago: Journal of Physics: Conference Series, 2013.
- [5] WANG P, TAN C Y, MA Y G, et al. Planar tunable high-temperature superconductor microwave broadband phase shifter with patterned ferroelectric thin film[J]. Superconductor Science and Technology, 2006, 20

- (1);77.
- [6] JIANG Y, WANG Y, RAJAMANI K C D, et al. BST and other ferroelectric thin films by CCVD and their properties and applications[M]. Croatia; Ferroelectrics-Material Aspects In Tech, 2011.
- [7] KUMAR M, ROY S, BHATNAGAR M C, et al. Study of dielectric and pyroelectric properties of Sol-Gel derived BST thin films[J]. Ferroelectrics, 2005, 329(1):33-37.
- [8] BIAN Y, WANG H, ZHAI J. Low-dielectric-loss barium strontium titanate thin films with MgO buffer layer for tunable microwave devices[J]. Journal of Electronic Materials, 2013, 42(10):2926-2932.
- [9] LIU S J, ZENG X B, CHU J H. Thermal-sensitive BST thin film capacitors for dielectric bolometer prepared by RF magnetron sputtering[J]. Microelectronics Journal, 2004, 35(7):601-603.
- [10] NODA M, YAMADA T, SEKI K, et al. Comparison of BST film microwave tunable devices based on (100) and (111) MgO substrates[J]. IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, 2010, 57(10):2221-2227.
- [11] 肖斌, 汪家友, 苏祥林, 等. BST 材料在 DRAM 电容中的应用研究[J]. 压电与声光, 2005, 27(3):287-290. XIAO Bin, WANG Jiayou, SU Xianglin, et al. Studies on applications of BST thin film for DRAM capacitors[J]. Piezoelectrics & Acoustooptics, 2005, 27(3):287-290.
- [12] HIRANO H, KIMURA T, KOUTSAROFF I P, et al. Integration of BST varactors with surface acoustic wave device by film transfer technology for tunable RF filters[J]. Journal of Micromechanics and Microengineering, 2013, 23(2):025005.
- [13] 吴传贵. BST 热释电薄膜材料及在红外探测器中的应用基础研究[D]. 成都:电子科技大学, 2009.
- [14] SAZEGARM, MEHMOOD A, ZHENG Y, et al. Compact tunable loaded line phase shifter based on screen printed BST thick film [C]//Darmstadt: Microwave Conference, IEEE, 2011.
- [15] SBROCKEY N M, COLE M W, KALKURT, et al. MOCVD growth of compositionally graded $\text{Ba}_x\text{Sr}_{1-x}\text{TiO}_3$ thin films[J]. Integrated Ferroelectrics, 2011, 126(1):21-27.
- [16] BUNIATYAN V V, WEIL M, MARTIROSYAN N, et al. pH-sensitive properties of barium strontium titanate (BST) thin films prepared by pulsed laser deposition technique[J]. Physica Status Solidi (A) Applications and Materials, 2010, 207(4):824-830.
- [17] KHALFALLAOUI A, VELU G, BURGNIESL, et al. Characterization of doped BST thin films deposited by Sol-Gel for tunable microwave devices [J]. IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, 2010, 57(5):1029-1033.
- [18] GAO F, AN J. BST thin films deposited by RF-magnetron sputtering and dielectric property research[C]//Xi'an: 2016 IEEE Advanced Information Management, Communicates, Electronic and Automation Control Conference (IMCEC), IEEE, 2016.
- [19] 王文君. 基于 BST 薄膜的可调微波滤波器设计[D]. 成都:电子科技大学, 2013.

欢迎订阅《压电与声光》杂志

氮氩流量比对 ErAlN 薄膜及 SAW 滤波器的影响

孙 贤, 谢易微, 许绍俊, 杨成韬

(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 611731)

摘 要: 该文采用射频反应磁控溅射方法在蓝宝石(0001)基底上沉积了不同氮氩流量比下的 ErAlN 薄膜, 并基于 ErAlN 薄膜制备了声表面波(SAW)滤波器。结果表明, 随着氮氩流量比的增加, 薄膜结晶质量和 c 轴取向先变好再变差, 表面粗糙度先减小后增加, 当 $V(\text{N}_2) : V(\text{Ar}) = 12 : 17$ 时, ErAlN 薄膜具有最好的结晶质量和最小的表面粗糙度。基于 ErAlN 薄膜制备的 SAW 滤波器在 273~288 MHz 均有谐振效应, 当 $V(\text{N}_2) : V(\text{Ar}) = 12 : 17$ 时, SAW 滤波器具有最小的插入损耗和最大的传输系数。

关键词: 磁控溅射; 氮氩比; Er 掺杂 AlN 薄膜; c 轴择优取向; SAW 滤波器

中图分类号: TN65 **文献标识码:** A **DOI:** 10.11977/j.issn.1004-2474.2020.03.014

Effect of Nitrogen-Argon Flow Ratio on ErAlN Film and SAW Filter

SUN Xian, XIE Yiwei, XU Shaojun, YANG Chengtao

(State Key Laboratory of Electronic Thin Films and Integrated Devices, University of Electronic Science

and Technology of China, Chengdu 611731, China)

Abstract: In this study, the ErAlN films under different nitrogen-argon flow ratios were deposited on a sapphire (0001) substrate by RF reactive magnetron sputtering, and surface acoustic wave (SAW) filters were fabricated based on the ErAlN films. The results show that as the nitrogen-argon flow ratio increases, the crystalline quality and c -axis orientation of the film become better first and then worse, and the surface roughness decreases first and then increases. When the N_2/Ar ratio is 12 : 17, the ErAlN thin films own best crystal quality and minimal surface roughness. The SAW filter based on ErAlN film has a resonance effect between 273 MHz and 288 MHz, and when the N_2/Ar ratio is 12 : 17, the SAW filter has the smallest insertion loss and the largest transmission coefficient.

Key words: magnetron sputtering; N_2/Ar ratio; Er-doped AlN film; c -axis preferred orientation; SAW filter

0 引言

氮化铝(AlN)是一种六方纤锌矿结构的晶体, 具有高声速、高击穿电压^[1]、良好的导热性^[2]、高硬度^[3]及优异的化学和热稳定性。同时, 它与互补金属氧化物半导体(CMOS)技术兼容, 被认为是高频表面声波(SAW)谐振器^[4]和射频通信系统^[5]的最佳材料之一。然而, 纯 AlN 薄膜的压电系数(d_{33})约为 5.5 pC/N, 机电耦合系数(k_{eff}^2)为 6%~7%, 而相应的 SAW 器件的机电耦合系数为 2%, 相对较低且限制了 SAW 滤波器的带宽^[6-7]。研究发现, 通过稀土金属或过渡金属掺杂 AlN 可以改善纯 AlN 薄膜的压电响应和 k_{eff}^2 ^[8]。随着 Sc 含量的增加, $\text{Sc}_x\text{Al}_{1-x}\text{N}$ 的 k_{eff}^2 从 7% 增加到 10%。实验结果和第

一性原理计算均表明, 这些掺杂元素会导致 AlN 晶体结构软化, 并降低 w-AlN 到 h-AlN 晶体结构的能垒, 从而改善掺 Sc 的纤锌矿型 AlN 的压电响应。Er, Y 和 Mg/Zr 元素^[9-10]等对 AlN 薄膜进行改性掺杂后, 均能有效提高 AlN 薄膜的压电响应。在研究的各种稀土掺杂元素中, Sc 对 AlN 薄膜的压电性能的改善效果最明显^[6, 11]。随着 Sc 掺杂浓度的增加, AlN 薄膜的压电性单调递增, 当 Sc 掺杂浓度为 43% 时, 其 d_{33} 达到最大值, 是纯 AlN 薄膜的 5 倍^[11]。但是, 掺杂大量的 Sc 元素将提高材料的成本。研究还表明, 少量添加 Er 可以增加 AlN 膜的 d_{33} 值, c 轴优选取向和压电响应^[12-13]。目前尚未有基于 Er 掺杂的 AlN 膜的 SAW 器件的报道, 且关

收稿日期: 2019-12-10

基金项目: 中央高校基本科研业务费专项基金资助项目(ZYGX2018J027)

作者简介: 孙贤(1994-), 女, 山西忻州人, 硕士生, 主要从事 AlN 压电薄膜材料及 SAW 器件的研究。通信作者: 杨成韬(1965-), 男, 教授, 博士生导师, 主要从事压电薄膜材料及其在声表面波器件、薄膜体声波器件上的应用等研究。E-mail: ctyang@uestc.edu.cn。

于 Er 掺杂的 AlN 膜的压电性能的研究很少,因此,研究 Er 掺杂 AlN 薄膜以及基于 ErAlN 薄膜的 SAW 器件性能具有重要意义。

本文通过磁控溅射方法沉积了不同氮氩流量比(8:17~14:17)下 ErAlN 薄膜并制备了 SAW 滤波器。探究了 ErAlN 薄膜的结晶质量和基于 ErAlN 薄膜的 SAW 滤波器的声波特性。

1 实验

本文采用射频磁控溅射方法,以蓝宝石(0001)作为衬底,沉积了具有 c 轴取向的 ErAlN 薄膜。靶材纯度为 99.99% 的 Al-Er 合金(Er 含量为 8%),在薄膜沉积前,将蓝宝石衬底依次用丙酮、无水乙醇和去离子水进行超声清洗。靶基距为 6.7 cm,溅射腔室的真空度约为 4×10^{-4} Pa,衬底温度为 230 °C,溅射气压为 0.85 Pa,溅射功率为 230 W,通入氮氩流量比分别为 8:17,9:17,10:17,11:17,12:17,14:17,开始溅射。

基于 ErAlN 薄膜制备了 SAW 滤波器。滤波器由 80 对 IDT 叉指电极(Al)组成,其波长 λ 为 20 μm 。两个 IDT 换能器的间距为 10 λ ,孔径为 $\varnothing 20 \lambda$ 。IDT 与相邻的短反射光栅之间的距离设计为 1λ ,以确保在中心频率处形成驻波。图 1 为 SAW 器件的示意图。

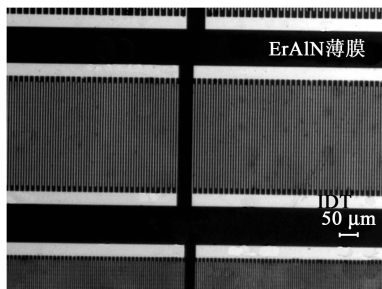


图 1 SAW 滤波器示意图

使用 XRD 晶体衍射仪分析薄膜的结晶取向和质量。使用原子力显微镜(AFM, SPA-300HV)测试表面粗糙度。使用 Agilent E5071C 网络分析仪测量了 SAW 滤波器的声波传输特性。

2 分析和讨论

2.1 晶体结构

图 2 为不同氮氩流量比下 ErAlN 薄膜的 XRD 图。由图可见,所有 ErAlN 薄膜的 XRD 衍射角位于 36° 附近,均表现出 AlN(002) 纤锌矿型的择优取向,在 42° 处的衍射角代表蓝宝石衬底的峰值。

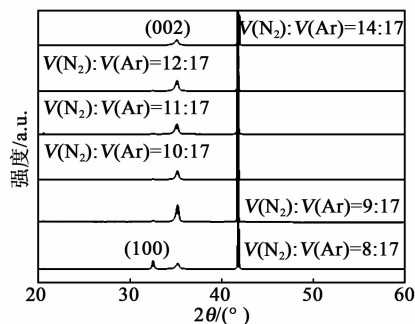


图 2 不同流量比下 ErAlN 薄膜的 XRD 图谱

由图 2 还可见,随着氮氩流量比的增加,(002) 峰强先增加后减小,(100) 晶面逐渐消失,这是因为随着反应气体 N_2 的增加,靶材溅射出的 Al 粒子与 N_2 结合效率增加,薄膜结晶质量得到改善,Ar 含量相对减少,等离子体能量减小。因此,薄膜沉积速率下降,(100) 晶面逐渐消失,利于 (002) 晶面的择优生长。随着 N_2 含量的进一步升高,一方面产生靶中毒现象,溅射效率下降,另一方面 Ar 含量相对不足,故溅射所需能量不足,靶材溅射出的 Al 粒子减少,(002) 晶面的峰强下降。当 $V(\text{N}_2):V(\text{Ar})=12:17$ 时,ErAlN 薄膜具有最纯净的 (002) 取向和最好的结晶质量。

图 3 为不同氮氩流量比下 ErAlN 薄膜的 AFM 图。由图可见,随着氮氩流量比的增加,薄膜表面粗糙度(Ra)先减小后增加,溅射的靶材粒子具有较高的能量,能保证具有 ErAlN 薄膜成分的原子在衬底表面迁移,达到最小能量势垒处,形成较为有序的结构,表面逐渐变得光滑。当氮氩流量比再增加时,靶材会产生中毒现象,溅射均匀性变差,且 Ar 含量相对不足,溅射的离子能量减小,不利于粒子的迁移、重排,因此,其表面粗糙度增大。在 $V(\text{N}_2):V(\text{Ar})=12:17$ 时,表面粗糙度最小(为 4.8 nm)。当 ErAlN 薄膜的表面粗糙度为 4.8~9.85 nm 时,符合 SAW 器件的制作要求。

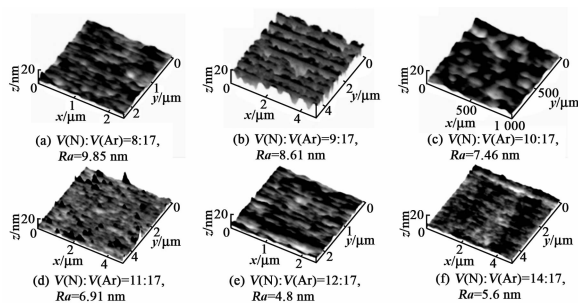


图 3 不同流量比下 ErAlN 薄膜的 AFM 图谱

2.2 SAW 器件的声波性能

图 4 为基于 ErAlN 薄膜制备的 SAW 滤波器,

其波长 λ 为 20 μm 。由图可见, ErAlN 薄膜在 273~288 MHz 均有谐振峰, 这说明 ErAlN 薄膜均具有压电效应, 根据 $\lambda = v/f$, 可得 ErAlN 薄膜声速为 5 460~5620 m/s。当 $V(\text{N}_2) : V(\text{Ar}) = 12 : 17$ 时, 谐振峰的传输系数 S_{21} 最高, 在传输过程中损耗少, 器件的插入损耗越小。这可能是因为 $V(\text{N}_2) : V(\text{Ar}) = 12 : 17$ 时, ErAlN 薄膜结晶质量最好, 表面粗糙度最小。图 5 为 $V(\text{N}_2) : V(\text{Ar}) = 12 : 17$ 时, 基于 ErAlN 薄膜 SAW 滤波器的 S 参数曲线图。

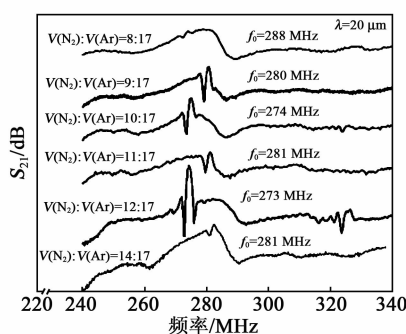


图 4 不同流量比下 SAW 滤波器的 S_{21} 曲线

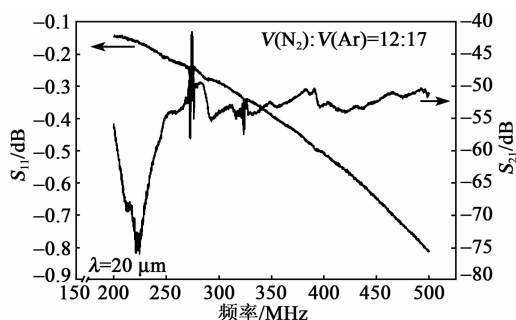


图 5 $V(\text{N}_2) : V(\text{Ar}) = 12 : 17$ 时 SAW 器件的 S 参数

3 结束语

本文利用射频磁控溅射方法制备 ErAlN 薄膜, 并基于 ErAlN 薄膜制备了 SAW 滤波器。研究了不同氮氩流量比对 ErAlN 薄膜结晶质量、表面粗糙度及声波性能的影响。结果表明, 随着氮氩流量比的增加, 薄膜的 c 轴取向增强, (002) 峰强先增强后减弱, 结晶质量先变好再变差。这是因为随着 N_2 含量的增加, 靶材原子与 N_2 反应更充分, 结晶质量增加; N_2 含量再增加会引发靶中毒, 导致结晶质量变差, 当 $V(\text{N}_2) : V(\text{Ar}) = 12 : 17$ 时, ErAlN 薄膜具有最好的结晶质量。基于 ErAlN 薄膜的 SAW 滤波器在 273~288 MHz 均具有谐振效应, 当 $V(\text{N}_2) : V(\text{Ar}) = 12 : 17$ 时, 其具有最大的传输系数和最小的插入损耗。

参考文献:

- [1] BUTCHER K S A, TANSLEY T L. Ultrahigh resistivity aluminum nitride grown on mercury cadmium telluride[J]. J Appl Phys, 2001, 90(12):6217-6221.
- [2] MORTET V, VASIN A, JOUAN P Y, et al. Aluminium nitride films deposition by reactive triode sputtering for surface acoustic wave device applications[J]. Surf Coat Technol, 2003, 176(1):88-92.
- [3] LIMSUNWAN P, UDOMKAN N, MEEJOO S, et al. Surface morphology of submicron crystals in aluminum nitride films grown by dc magnetron sputtering[J]. Int J Mod Phys B, 2005, 19(12):2073-2083.
- [4] LEI W, SHUMING C, JINYING Z, et al. High performance 33.7 GHz surface acoustic wave nanotransducers based on AlScN/diamond/Si layered structures[J]. Appl Phys Lett, 2018, 113(9): 0935.
- [5] MEHADI H Z, KOEL A. Design and optimization of AlN based RF MEMS switches[J]. IOP Conf Ser: Mater Sci Eng, 2018, 362:012002.
- [6] AKIYAMA M, KAMOHARA T, KANO K, et al. Enhancement of piezoelectric response in scandium aluminum nitride alloy thin films prepared by dual reactive cosputtering[J]. ADV MATER, 2009, 21(5):593.
- [7] ZOU J, LIN C M, LAM C S, et al. Transducer design for AlN Lamb wave resonators[J]. J Appl Phys, 2017, 121(15):154502.
- [8] IWAZAKI Y, YOKOYAMA T, NISHIHARA T, et al. Highly enhanced piezoelectric property of co-doped AlN[J]. Appl Phys Express, 2015, 8(6):061501.
- [9] FERENC T, BJORN A, CARINA H, et al. Origin of the anomalous piezoelectric response in wurtzite $\text{Sc}_x\text{Al}_{1-x}\text{N}$ alloys[J]. Phys Rev Lett, 2010, 104(13):137601.
- [10] UEHARA M, SHIGEMOTO H, FUJIO Y, et al. Giant increase in piezoelectric coefficient of AlN by Mg-Nb simultaneous addition and multiple chemical states of Nb [J]. Applied Physics Letters, 2017, 111(11):112901.
- [11] ZYWITZKI O, MODES T, BARTH S, et al. Effect of scandium content on structure and piezoelectric properties of AlScN films deposited by reactive pulse magnetron sputtering [J]. Surf Coat Technol, 2016;S0257897216312129.
- [12] NARANG V, KORAKAKIS D, SEEHRA M S. Electronic state of Er in sputtered AlN : Er films determined by magnetic measurements[J]. J Appl Phys, 2014, 116(21):213911.
- [13] NARANG V, KORAKAKIS D. Effects of Erbium alloying on the structural and piezoelectric properties of Aluminum Nitride thin films annealed under extreme thermal conditions [J]. MRS Proceedings, 2013, 1519;mrsf12-1519-mm03-28.

Bi 掺杂 ZnO 籽晶层生长纳米 ZnO 薄膜性能研究

侯冰阳, 李丽华, 王 航, 黄金亮

(河南科技大学 材料科学与工程学院, 河南 洛阳 471000)

摘 要:采用溶胶-凝胶法制备得到不同浓度 Bi^{3+} 掺杂 ZnO 籽晶层, 又进一步采用水热法合成了六方纤锌矿结构的 ZnO 纳米棒。通过 X 线衍射(XRD)、场发射扫描电子显微镜(FESEM)、光致发光(PL)谱等测试手段对样品结构、形貌和光学性能进行测试和表征。结果表明, 在不同浓度 Bi 掺杂 ZnO 籽晶层上生长纳米 ZnO 薄膜, ZnO 的晶体结构没有改变, 均为六方纤锌矿结构, 且(002)晶面的峰强明显高于其他晶面的峰强值; 在 FESEM 电镜观察下发现, 不同掺杂浓度 Bi 掺杂 ZnO 籽晶层上水热生长的纳米 ZnO 薄膜均为纳米棒状。PL 光谱显示随着 Bi 掺杂量增加, 样品的近紫外发射峰和晶格缺陷峰等峰值明显增大, 且有红移现象产生。其中禁带宽度随着 Bi 掺杂量的增大而减小, 说明 Bi^{3+} 可以有效地调节 ZnO 的禁带宽度。

关键词: Bi^{3+} 掺杂; ZnO 纳米棒; 溶胶-凝胶法; 水热法; 光学性质

中图分类号: TN304.055; O482.31 **文献标识码:** A **DOI:** 10.11977/j.issn.1004-2474.2020.03.015

Study on Properties of Nano ZnO Films Grown by Bi-Doped ZnO Seed Layer

HOU Bingyang, LI Lihua, WANG Hang, HUANG Jinliang

(School of Materials Science and Engineering, Henan University of Science and Technology, Luoyang 471000, China)

Abstract: The ZnO seed layers with different Bi^{3+} -doping concentrations were prepared by Sol-Gel method, and wurtzite structured ZnO nanorods were synthesized by hydrothermal method. The X-ray diffraction (XRD), Field Emission Scanning Electron Microscopy (FESEM) and photoluminescence (PL) spectrum were used to measure and characterize the structure, morphology and optical properties of the samples. The results show that the nano ZnO films grown on the Bi-doped ZnO seed layer with different concentrations has no change in the crystal structure of ZnO, which is hexagonal wurtzite structure, and the peak intensity of (002) crystal surface is significantly higher than that of other crystal surfaces. It was found by FESEM that the hydrothermal growth of nano ZnO films on the seed layer of Bi-doped ZnO with different doping concentration is in the shape of nanorods. The PL spectrum shows that the peak values of near ultraviolet (UV) emission and lattice defect increase obviously with increase of the amount of the Bi-doping, and the red shift phenomenon occurs. The band gap width decreases with the increase of the amount of Bi-doping, which indicates that Bi^{3+} can effectively adjust the band gap width of ZnO.

Key words: Bi^{3+} doping; ZnO nanorods; Sol-Gel method; hydrothermal method; optical property

0 引言

ZnO 被认为是各种光电子、传感器、能源、生物等方面的重要材料^[1-3]。其中,最值得关注的是 ZnO 作为常见的半导体材料,广泛应用于太阳能电池中,其具有较高的激子束缚能(60 meV)和可见光区域下的高透过率,故而拥有较广的用途^[4],如可以在钙钛矿太阳能电池的电子传输层起到产生和传输电子的作用^[5-6]。ZnO 具有最稳定的六方纤锌矿型结构及化学稳定性高、无毒、成本低等优点^[7-8],但纯 ZnO

具有较大的禁带宽度($E_g = 3.37 \text{ eV}$),使其在钙钛矿太阳能电池中的应用受到一定的限制^[9]。对 ZnO 而言,掺杂元素是改变其电子结构,进而影响其电学和光学性质的有效方法,对其应用至关重要。因此,人们希望通过掺杂 ZnO 减小其禁带宽度,进而提高其光电转化效率。常见的掺杂元素有 $\text{Bi}^{[10]}$ 、 $\text{Li}^{[11]}$ 和 $\text{Co}^{[12]}$ 等。陈强等^[13]采用离子束增强沉积(IBED)成功制备了 Li 掺杂 ZnO 薄膜,薄膜表现为 P 型导电,其禁带宽度小于本征 ZnO 的禁带宽度。

收稿日期:2019-11-19

基金项目:河南省自然科学基金资助项目(162300410088);河南科技大学高级别科研项目培育基金资助项目(2015GJB005)

作者简介:侯冰阳(1996-),男,河南省新乡市人,硕士生,主要从事半导体材料的研究。通信作者:黄金亮,男,教授,博士。

刘巧平等^[14]采用水热法制备 Co 掺杂 ZnO 纳米粉体,发现 Co 的掺杂未改变纤锌矿 ZnO 的晶体结构,且其形状为花状纳米棒。

F. C. Correia 等^[15]采用磁控溅射成功制备了 Bi 掺杂 ZnO 薄膜,并与 Ga、Al 元素形成了共掺杂,但未对其 Bi 掺杂浓度做出系统的研究。本文采用溶胶-凝胶法制备不同浓度的 Bi 掺杂 ZnO(Bi-ZnO)籽晶层,然后采用水热法生长得到纳米 ZnO 薄膜,并研究不同浓度 Bi-ZnO 生长纳米 ZnO 薄膜的形貌及光学性能。

1 实验

1.1 实验仪器与试剂

仪器:烧杯、量筒、集热式搅拌器、磁力搅拌器、匀胶机、高压反应釜、鼓风干燥箱、管式炉等。

试剂:六水合硝酸锌、乙二醇甲醚、乙醇胺、五水合硝酸铋等均为分析纯。

1.2 Bi-ZnO 籽晶层的制备

选用六水合硝酸锌作为前驱体溶液,乙二醇甲醚作为溶剂,乙醇胺作为稳定剂。选用 0.25 mol/L 的前驱体溶液配制相对应五水合硝酸铋为 Bi 源的溶液。其摩尔比 $r(\text{Bi}^{3+})$ 分别为 0、1%、2%、5%、10%。

首先量取 0.25 mol/L 硝酸锌溶液(溶剂:乙二醇甲醚)25 mL,并称取与 Zn^{2+} 等物质的量乙醇胺溶液(0.377 mL)作稳定剂加入烧杯中,将烧杯置于集热式搅拌器中于 60 ℃ 搅拌 10 min,再加入不同掺杂量五水合硝酸铋于 60 ℃ 下搅拌 2 h,得到透明均质溶胶。室温冷却、静置 2 h,用胶头吸管吸取中间层溶胶,均匀地旋涂于洁净导电玻璃(FTO)上,匀胶机旋转 15 s(转速约 3 000 r/min),干燥箱 120 ℃ 干燥 10 min,重复 3 次。将所得的样品放置于管式炉中 450 ℃ 煅烧 120 min,即得到 Bi-ZnO 籽晶层。

1.3 Bi-ZnO 籽晶层再次生长纳米 ZnO 薄膜的制备

通过水热法 Bi-ZnO 籽晶层制备纳米 ZnO 薄膜。首先配制 0.05 mol/L 六甲基四胺和 0.05 mol/L 六水硝酸锌各 10 mL。将上述溶液倒入洁净的烧杯中加入磁子,在磁力搅拌器上搅拌 10 min。再放入 50 mL 聚四氟乙烯作内衬的不锈钢反应釜中,此时反应釜的填充度为 60%,同时将制备的 Bi-ZnO 籽晶层放入反应釜中。将反应釜密封,在 95 ℃ 下保

存 5 h,反应结束后自然冷却至室温,用去离子水冲洗、干燥得到 Bi-ZnO 籽晶层,再次生长纳米 ZnO 薄膜。

2 实验结果与讨论

2.1 X 线衍射(XRD)表征

不同浓度 Bi-ZnO 籽晶层生长纳米 ZnO 的 XRD 图谱如图 1 所示。由图可知,通过测量得到的衍射峰对比 ZnO 材料标准卡(JCPDS No. 36-1451)^[16]发现,Bi-ZnO 籽晶层生长纳米 ZnO 薄膜分别在 $2\theta=31.75^\circ$ 、 34.42° 和 36.25° 处出现 3 个主要衍射峰与 ZnO 晶体的(100)、(002)和(101)晶面对应。同时发现,当 Bi 掺杂量为 10% 时,XRD 图谱中有 Bi 元素(JCPDS No. 85-1329)衍射峰(012)晶面的出现,说明合成的 Bi-ZnO 是籽晶层生长纳米 ZnO 为六方纤锌矿型结构, Bi^{3+} 进入 ZnO 晶格内部。当 Bi 的掺杂量过大时,会有 Bi 元素的尖峰出现。表 1 为根据 XRD 数据计算得出的晶格常数。

$$\frac{1}{d^2} = \frac{4}{3} \left(\frac{h^2 + hk + k^2}{a^2} \right) + \frac{l^2}{c^2}$$

(1)

式中: a 、 c 为不同样品的晶格常数; (hkl) 为晶面取向。

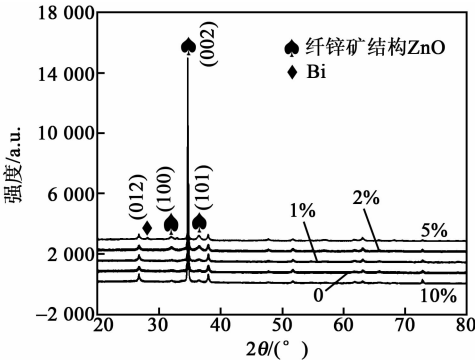


图 1 不同浓度 Bi-ZnO 籽晶层生长纳米 ZnO 薄膜的 XRD 图

表 1 不同浓度 Bi-ZnO 籽晶层生长纳米 ZnO 薄膜晶格间距 a 、 c 值

$r(\text{Bi}^{3+}) /$ %	d/nm			a/nm	c/nm
	(100)面	(002)面	(101)面		
(JPCDS					
card No.36-	0.281 4	0.260 3	0.247 6	0.325 0	0.520 7
1451)					
0	0.297 3	0.258 8	0.246 2	0.343 2	0.517 6
1	0.279 8	0.258 7	0.245 9	0.323 1	0.517 4
2	0.279 2	0.258 7	0.246 4	0.322 4	0.517 4
5	0.279 3	0.258 8	0.246 1	0.322 5	0.517 6
10	0.279 9	0.259 0	0.246 4	0.323 2	0.518 0

由表1发现,不同浓度 Bi-ZnO 籽晶层生长纳米 ZnO 薄膜随着 Bi^{3+} 掺杂量的增大,峰位向低角度轻微偏移。由布喇格衍射方程 $2d\sin\theta=n\lambda$ 分析得知,当在衍射波长 λ 不变的情况下,衍射峰向低角度偏移,从而晶格间距 d 变大^[17]。与表1中计算的 d 一致,从而说明掺杂 Bi 将改变 ZnO 晶格常数等,也证明了 Bi 已进入到 ZnO 晶格内部。

2.2 不同浓度 Bi-ZnO 籽晶层生长纳米 ZnO 薄膜场发射扫描电子显微镜 (FESEM) 分析

图2为不同浓度 Bi-ZnO 籽晶层生长纳米 ZnO 薄膜的 FESEM 图。由图可看出,制备的不同浓度 Bi-ZnO 籽晶层生长纳米 ZnO 薄膜呈均匀的纳米棒状,在其籽晶层掺杂 Bi 离子后未改变 ZnO 纳米棒的微观形貌。

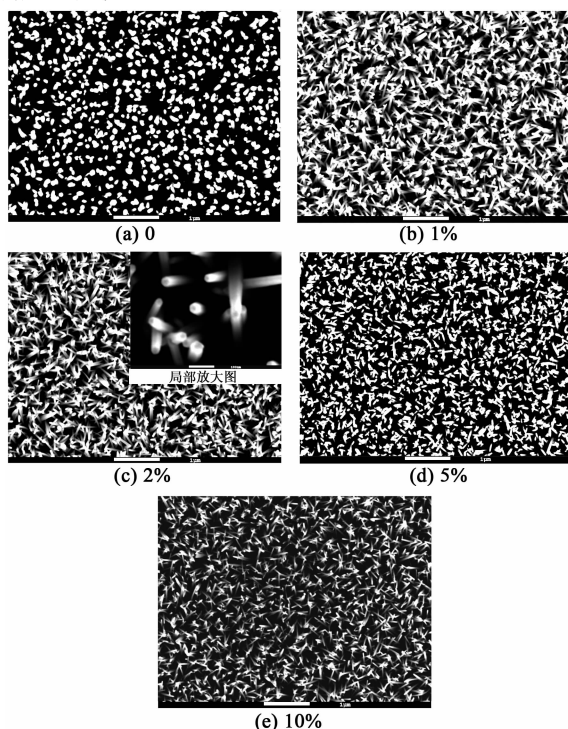


图2 不同浓度 Bi-ZnO 籽晶层生长纳米 ZnO 薄膜 FESEM 图

2.3 不同浓度 Bi-ZnO 籽晶层生长纳米 ZnO 薄膜的光致发光 (PL) 分析

图3为不同浓度 Bi-ZnO 籽晶层生长纳米 ZnO 薄膜的光致发光 (PL) 光谱。由图可知,不同浓度 Bi-ZnO 籽晶层生长纳米 ZnO 在 398.4 nm、452.1 nm 和 468.8 nm 处出现 3 个主要的发光峰。其中,398.4 nm 处为导带与价带引发的近紫外发射峰,可能是由于价带电子被激发到导带后,又跃迁回价带与空穴复合导致发光峰的产生^[18-19];而 452.1 nm 和 468.8 nm 处的发光峰可能是由深能级晶格缺陷(锌间隙和氧空位等)或电子从氧空位浅施主能级/间隙锌到价带

顶或导带底到锌空位的浅受主能级的复合导致^[20]。图3中,Bi-ZnO 籽晶层生长 ZnO 纳米棒峰值与纯 ZnO 籽晶层生长 ZnO 纳米棒峰值相比有一定程度的升高,这些变化可能是由于 Bi^{3+} 提供大量的电子-空穴对,即:电子从导带跃迁到价带成为价带电子,从而在导带中形成空穴。存在大量的价带电子,价带电子跃迁到导带,又跃迁回价带与空穴复合,从而导致 PL 发光峰增大。

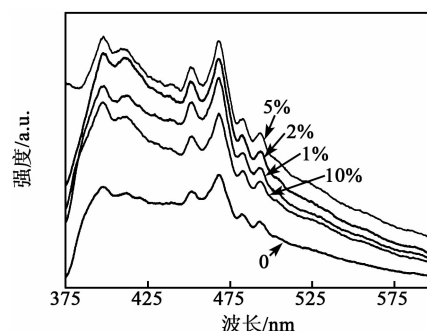
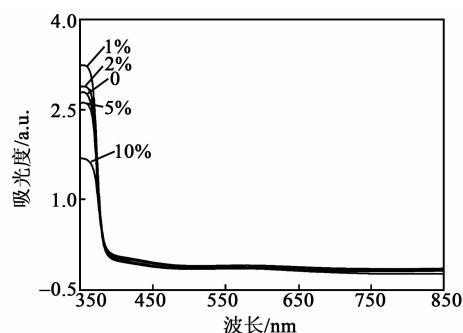


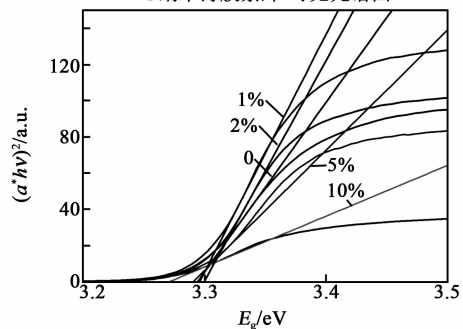
图3 不同浓度 Bi-ZnO 籽晶层生长的 ZnO 纳米薄膜的 PL 光谱图

2.4 不同浓度 Bi-ZnO 籽晶层生长纳米 ZnO 薄膜的紫外-可见光谱 (UV-vis) 分析

图4(a)为不同浓度 Bi-ZnO 籽晶层生长的 ZnO 纳米薄膜 UV-vis 图。由图可见,350~400 nm 处有



(a) 不同浓度 Bi-ZnO 籽晶层生长的 ZnO 纳米薄膜紫外-可见光谱图



(b) 不同浓度 Bi-ZnO 籽晶层生长的 ZnO 纳米薄膜光学带隙能量曲线图

图4 不同浓度 Bi-ZnO 籽晶层生长的 ZnO 纳米薄膜 UV-vis 图和光学带隙能量曲线图

一特征吸收峰(即本征吸收),说明 Bi-ZnO 籽晶层生长 ZnO 纳米棒对紫外光的吸收能力较强。随着 Bi 掺杂浓度的增加,紫外吸收强度先增大后减小,在掺杂浓度为 1% 时吸收峰值最高。掺杂浓度较高时,ZnO 在可见光中呈弱吸收,因为大量 Bi^{3+} 进入到 ZnO 晶格内部,改变了其晶格常数,进而影响能级结构,导致紫外吸收峰强度下降。同时,随着掺杂浓度的增加,Bi-ZnO 籽晶层生长 ZnO 纳米棒发生吸收边缘轻微红移现象。根据直接带隙半导体材料吸收系数公式^[21]可确定带隙能量,有

$$\alpha^* h\nu = A (h\nu - E_g)^{n/2} \quad (2)$$

式中: α^* 为吸收系数; h 为普朗克常数; ν 为光频率; A 为常数; E_g 为带隙能量值;因为 ZnO 直接带隙氧化物材料,故取 $n=1$ 。

由图 4(b)可见,图中样品的禁带宽度值 E_g 可通过 $(\alpha^* h\nu)^2$ 与光子能量 $(h\nu)$ 的关系进行计算,禁带宽度值随着掺杂浓度的升高而减小。在 Bi 掺杂浓度为 10% 时,Bi-ZnO 籽晶层生长 ZnO 纳米棒的带隙能量为 3.27 eV,对于纯 ZnO 纳米棒减少 0.1 eV。由理论分析可知,Bi 掺杂含量很高时,自由载流子的浓度很大,主要受 Burstein-Moss 效应和能带重整化以及产生电子和空穴捕获阱的影响^[22]。Burstein-Moss 效应是由于能带中载流子的充填,导致禁带宽度变宽^[23],从而促使 Bi-ZnO 籽晶层生长 ZnO 纳米棒比纯 ZnO 籽晶层生长 ZnO 纳米棒的禁带宽度变宽。能带重整化是由于电荷载流子的相互作用,由此导致带隙收缩^[24]。 Bi^{3+} 掺杂后产生电子和空穴捕获阱,从而减少电子与空穴复合的概率。在掺杂过后产生电子和空穴捕获阱与能带重整化的共同作用下,当浓度增大时,导致 Bi-ZnO 籽晶层生长 ZnO 纳米棒的禁带宽度减少^[25]。

2.5 禁带宽度机理分析

图 5 为 Bi-ZnO 籽晶层生长 ZnO 纳米棒禁带宽度影响示意图。在太阳光的照射下,当光子能量高于禁带宽度时,ZnO 价带(VB)中的电子被激发至导带(CB)中,而价带中产生相同数量的空穴。当 Bi 离子提供了大量的电子,由于 Bi-ZnO 籽晶层生长 ZnO 纳米棒具有良好的可见光响应,这使其增加了被太阳光激发的概率,从而可能产生更多的光生电子-空穴对。此外, Bi^{3+} 掺杂后产生电子和空穴的捕获阱,从而减少电子与空穴复合的概率以及电荷载流子之间的相互作用,引起能带重整化,减少了禁带

宽度值^[26]。

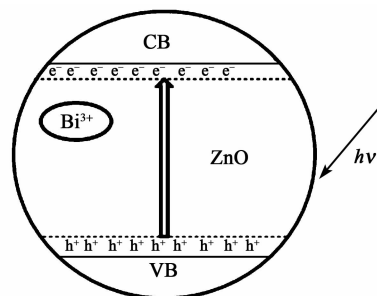


图5 Bi-ZnO 籽晶层生长 ZnO 纳米棒禁带宽度机理示意图

3 结束语

采用溶胶-凝胶法在 FTO 导电玻璃上沉积不同浓度 Bi-ZnO 籽晶层,再次利用水热法生长纳米 ZnO 薄膜,从而得到不同浓度 Bi 掺杂 ZnO 籽晶层生长的纳米 ZnO 薄膜。不同浓度 Bi 掺杂 ZnO 籽晶层生长的纳米 ZnO 薄膜微观形貌具有相似的棒状。在 PL 光谱 350~600 nm 内出现 3 个主要的发光峰,且随着掺杂浓度的升高呈先增大后减少,伴有轻微的红移现象出现。随着 Bi 掺杂量的增加,Bi 掺杂 ZnO 籽晶层生长的纳米 ZnO 薄膜其禁带宽度逐渐减小。当掺杂量为 10% 时,禁带宽度减少到 3.27 eV,这说明 Bi 掺杂可有效调节 ZnO 薄膜禁带宽度。

参考文献:

- [1] GE Lan, JING Xiaoyan, WANG Jun, et al. Trisodium citrate assisted synthesis of ZnO hollow spheres via a facile precipitation route and their application as gas sensor[J]. Journal of Materials Chemistry, 2011, 21 (29):10750.
- [2] WANG Z L, SONG J. Piezoelectric nanogenerators based on zinc oxide nanowire arrays [J]. Science, 2006, 312(5771): 2426.
- [3] LOOK D C. Recent advances in ZnO materials and devices[J]. Materials Science & Engineering B (Solid-State Materials for, Advanced Technology), 2001, 80 (1/3):383-387.
- [4] 魏平. 掺杂氧化锌一维纳米结构的制备及光学性质研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨师范大学, 2011.
- [5] 王传坤, 张星, 唐颖, 等. 钙钛矿太阳能电池中 ZnO 电子传输层应用进展[J]. 人工晶体学报, 2018, 47 (12):252-257.
- [6] DONG J, SHI J, LI D, et al. Controlling the conduction band offset for highly efficient ZnO nanorods based perovskite solar cell[J]. Applied Physics Let-

- ters, 2015, 107(7): 5.
- [7] DECREMPS F, DATCHI F, SAIITA A M, et al. Pressure dependence of wurtzite ZnO structure[J]. High Pressure Research, 2002, 22(2):365-367.
- [8] ZAMFIRESCU M, KAVOKIN A, GIL B, et al. ZnO as a material mostly adapted for the realization of room-temperature polariton lasers[J]. Physical Review B, 2002, 65(16):161205.
- [9] AFANASYEV D A, MIRZOEY K Y, IBRAYEV N K, et al. Influence of defects of nanostructured ZnO films on the photovoltaic characteristics of perovskite solar cells[C]//Bristol: 6th International Conference; Modern Technologies for Non-Destructive Testing, 2018.
- [10] 徐晓虹, 赵娜, 吴建锋, 等. Bi^{3+} 掺杂对纳米 ZnO 形貌及其光催化性能的影响[J]. 中国陶瓷工业, 2009(1):21-25.
- [11] 史秀洋, 苏希玉, 王梅. Li 掺杂 ZnO 系统的电子结构和光学性质[J]. 发光学报, 2014, 35(12):1455-1458.
- [12] MAST R, NEGI N S. Effect of (Fe, Co) Co-doping on the structural, electrical and magnetic properties of ZnO nanocrystals prepared by solution combustion method[J]. Elsevier B V, 2016, 481: 185-191.
- [13] 陈强, 张春渤, 谢建生. 离子束增强沉积制备 Li 掺杂 ZnO 薄膜[J]. 常州大学学报(自然科学版), 2014, 26(1): 6-9.
- [14] 刘巧平, 李琼, 耿雷英, 等. Co 掺杂浓度对 ZnO 纳米棒结构和光学性能影响研究[J]. 人工晶体学报, 2019, 48(6):1007-1011.
- [15] CORREIA F C, SALVADOR P B, RIBEIRO J M, et al. Effect on the electrical and morphological properties of Bi incorporation into ZnO:Ga and ZnO:Al thin films deposited by confocal magnetron sputtering[J]. Vacuum, 2018, 154: 340-340.
- [16] 王航, 师清奎, 李谦, 等. Al 掺杂对 ZnO 薄膜形貌和光学性能的影响[J]. 半导体光电, 2019, 40(2):234-238.
- [17] LIU Y M, WANG T, SUN X, et al. Structural and photoluminescent properties of Ni doped ZnO nanorod arrays prepared by hydrothermal method[J]. Applied Surface Science, 2011, 257(15):6540-6545.
- [18] 师清奎, 李丽华, 李谦, 等. 溶胶-凝胶法合成纳米 ZnO: Al 的表征及光学性能[J]. 压电与声光, 2019, 41(2):88-92.
- SHI Qingkui, LI Lihua, LI Qian, et al. Characterization and optical properties of nano ZnO: Al synthesized by Sol-Gel method[J]. Piezoelectrics & Acousto-optics, 2019, 41(2):88-92.
- [19] ABED C, BOUZIDI C. Mg doping induced high structural quality of Sol-Gel ZnO nanocrystals; application in photocatalysis[J]. Appl Surf Sci, 2015, 349(15): 855-863.
- [20] 李树伟, 孙佳石, 石琳琳, 等. 掺杂浓度对 $\text{BaGd}_2\text{ZnO}_5$: $\text{Er}^{3+}/\text{Yb}^{3+}$ 荧光粉上转换发光的影响[J]. 光子学报, 2015, 44(8):133-138.
- [21] VANLEEUEWEN R A, HUNG C J. Optical and electronic transport properties of electrodeposited thallium (III) oxide films[J]. J Phys Chem, 1995, 99(41): 15347-15252.
- [22] 李静, 郭米艳. 探究掺杂对 ZnO 薄膜禁带宽度的影响因素[J]. 江西化工, 2011(3):10-13.
- [23] 伞海生, 李斌, 冯博学, 等. 由缺陷引起的 Burstein-Moss 和带隙收缩效应对 CdIn_2O_4 透明导电薄膜光带隙的影响[J]. 物理学报, 2005, 54(2):842-847.
- [24] 张曾, 张荣, 谢自力, 等. n 型 GaN 薄膜输运性质与发光研究[J]. 中国科学:G 辑, 2008(9):1221-1227.
- [25] 辛柏福, 井立强, 任志宇, 等. 多价态共存的 Ag-TiO 光催化剂的制备及光催化活性[J]. 化学学报, 2004, 62(12):1110-1114.
- [26] 梁娜. 可见光响应铋基半导体材料的制备及性能研究[D]. 上海:上海交通大学, 2015.

La₂O₃的掺杂对氧化锌压敏陶瓷电性能的影响

万 帅^{1,2}, 许 衡^{1,2}, 曹 伟^{1,2}, 谷山强^{1,2}, 张 瑞^{1,2}, 李桂芳³

(1. 国网电力科学研究院, 江苏 南京 211106; 2. 国网电力科学研究院 武汉南瑞有限责任公司, 湖北 武汉 430074;

3. 西安电子科技大学 先进材料与纳米科技学院, 陕西 西安 710071)

摘 要:采用传统固相法制备稀土氧化物 La₂O₃ 掺杂的 ZnO 压敏陶瓷。采用 X 线衍射(XRD)、扫描电子显微镜(SEM)和压敏电阻直流参数仪对样品的物相、显微组织及电性能进行分析。结果表明,随着 La₂O₃ 掺杂量的增加,ZnO 压敏陶瓷电位梯度单调递增,非线性系数先增加后减小,而漏电流呈现先减小后增大的变化趋势。综合衡量 ZnO 压敏电阻的各项性能指标发现,在 1 000 ℃ 烧结温度下,La₂O₃ 的质量分数为 0.25% 时,ZnO 压敏电阻的综合性能最好,其电位梯度为 532.2 V/mm,非线性系数为 41.6,漏电流为 3.3 μA。

关键词: ZnO 压敏陶瓷; 稀土氧化物 La₂O₃; 电位梯度; 电性能

中图分类号: TN384 **文献标识码:** A **DOI:** 10.11977/j.issn.1004-2474.2020.03.016

Effect of La₂O₃ Doping on Electrical Properties of ZnO Varistor Ceramics

WAN Shuai^{1,2}, XU Heng^{1,2}, CAO Wei^{1,2}, GU Shanqiang^{1,2}, ZHANG Rui^{1,2}, LI Guifang³

(1. State Grid Electric Powder Research Institute, Nanjing 211106, China;

2. Wuhan NARI Limited Company, State Grid Electric Power Research Institute, Wuhan 430074, China;

3. School of Advanced Materials and Nano Technology, Xidian University, Xi'an 710071, China)

Abstract: The ZnO varistor ceramics with rare earth oxide La₂O₃ doping were prepared by conventional solid state reaction method. The phase compositions, microstructure and electrical properties of the as-prepared samples were investigated by X-Ray diffraction (XRD), scanning electron microscope (SEM) and varistor DC parameter tester. The results show that with the increase of La₂O₃ doping content, the potential gradient of ZnO varistor ceramics increases monotonically, the nonlinear coefficient initially increases and then decreases, while the leakage current first decreases and then increases. According to the comprehensive evaluation of the specifications of ZnO varistor, when the doping content of Gd₂O₃ is 0.25% (mass fraction) at the sintering temperature of 1 000 ℃, the comprehensive performance of the ZnO varistor is the best, and the potential gradient, the nonlinear coefficient and the leakage current are 532.2 V/mm, 41.6 and 3.3 μA, respectively.

Key words: ZnO varistor ceramics; rare earth oxide La₂O₃; potential gradient; electric property

0 引言

氧化锌压敏陶瓷是以 ZnO 为主要原料,添加多种氧化物(Bi₂O₃、Sb₂O₃、Co₃O₄等),经传统陶瓷工艺烧结而成的新型多功能半导体陶瓷元件。由于其具有非线性欧姆特性优良、能量吸收能力大、响应时间短等优点,而被应用于保护电力线的避雷器阀芯或保护电子元件不受电压突涌影响的电涌吸收器^[1-2]。随着电子设备向小型化、轻量化的发展趋势,使得压敏电阻的尺寸及质量也随之减小,因此,开发具有高压敏电压梯度和大能量吸收能力的压敏陶瓷具有重要意义。

氧化锌压敏陶瓷的非线性欧姆特性是一种晶界

效应,其晶界的特性,如晶界数量、施主浓度、界面态密度、肖特基势垒高度等对压敏陶瓷的电学参数将产生直接影响。因此,通过掺杂添加剂来调控 ZnO 压敏陶瓷的微观结构及晶界性质成为提高其电学性能的主要手段。研究表明,添加稀土氧化物能有效调控晶界势垒高度和抑制晶粒长大,从而提高 ZnO 压敏陶瓷材料的电位梯度。Chen 等^[3-4]研究稀土氧化物 Sm₂O₃/Dy₂O₃ 的掺入对 ZnO 压敏陶瓷微观结构及电学性能的影响规律,结果表明,Sm₂O₃/Dy₂O₃ 的掺入能有效降低压敏陶瓷的漏电流,提高其非线性系数和电位梯度。Li 等^[5]报道了同时掺杂 Nd₂O₃ 和 Y₂O₃ 对 ZnO 压敏陶瓷微观结构和电性能

收稿日期:2020-01-15

基金项目:国家电网公司科技资助项目(524625190020)

作者简介:万帅(1983-),男,湖北武汉人,博士生,主要从事功能陶瓷材料、避雷器及电力系统雷电防护等技术的研究。通信作者:李桂芳,女,天津人,博士,主要从事功能陶瓷及光电功能材料的研究。E-mail:gfli@mail.xidian.edu.cn。

的影响,结果表明, Nd_2O_3 能显著提高其非线性性能,而 Y_2O_3 可作为 ZnO 晶粒的生长调节剂。Cao等^[6]研究了不同掺杂量的 CeO_2 对 $\text{ZnO-Bi}_2\text{O}_3$ 基压敏陶瓷的电性能的影响,结果表明, CeO_2 作为施主掺杂能提高压敏陶瓷的非线性系数和压敏电压,但同时漏电流也会增加。众多研究均表明,添加稀土氧化物能有效改善晶界特性,从而提高 ZnO 压敏陶瓷材料的电学性能。然而,目前有关稀土氧化物 La_2O_3 掺杂对 ZnO 压敏陶瓷的微观结构、导电机理方面的研究报道较少。

本文采用传统的压敏陶瓷制备工艺制备掺杂不同质量分数 La_2O_3 的 ZnO 压敏陶瓷,研究掺杂不同质量分数 La_2O_3 对 ZnO 压敏陶瓷的晶体结构、微观形貌及电性能的影响规律。探索添加剂 La_2O_3 对 ZnO 压敏陶瓷晶界的作用机理,优化其掺杂量。

1 实验

1.1 样品的制备

按下列组成(质量分数)制备样品: $(93.3-x)\%\text{ZnO}+4\%\text{Bi}_2\text{O}_3+2.7\%[\text{Sb}_2\text{O}_3+\text{Al}(\text{NO}_3)_3\cdot 9\text{H}_2\text{O}+\text{SiO}_2+\text{Ni}_2\text{O}_3+\text{MnCO}_3+\text{Co}_3\text{O}_4+\text{H}_3\text{BO}_3]+x\%\text{La}_2\text{O}_3$ (其中 $x=0, 0.25, 0.5, 0.75, 1.0$)。样品的制备采用电子陶瓷传统制备工艺。首先采用行星磨将混合粉体球磨5 h后烘干。然后在干粉中添加适量的聚乙烯醇(PVA)溶液过筛造粒,用半自动压片机压制成生坯。再将生坯置于马弗炉中,在不同温度下烧结2 h获得直径和厚度分别约为 $\varnothing 8\text{ mm}$ 和1.2 mm的黑片。在黑片陶瓷样品两面涂上银电极,电极直径约 $\varnothing 6\text{ mm}$,并在 $650\text{ }^\circ\text{C}$ 下烧渗,获得最终测试样品。

1.2 样品的表征

采用日本理学公司的D/max-2500型X线衍射仪(XRD)分析样品的物相,X射线为 $\text{CuK}\alpha$ 射线($\lambda=0.154\text{ 18 nm}$)。采用美国FEI公司的Apreo+HiVac场发射型扫描电子显微镜(SEM)对样品的微观形貌及成分进行分析。采用常州毕生公司的BS1001型压敏电阻直流参数测试仪测量样品的压敏电压 $U_{1\text{ mA}}$ 、漏电流 I_L 和非线性系数 α 。样品的电位梯度 $E_{1\text{ mA}}$ 通过公式 $E_{1\text{ mA}}=U_{1\text{ mA}}/d$ 求得,其中 d 为样品厚度。 I_L 为在 $0.75 U_{1\text{ mA}}$ 电压下测得的电流。 $\alpha=1/\lg(U_{1\text{ mA}}/U_{0.1\text{ mA}})$ 。

2 实验结果与讨论

2.1 ZnO 压敏陶瓷的物相及微观形貌

图1为经抛光处理后,1 000 $^\circ\text{C}$ 烧结,掺杂不同质量分数 La_2O_3 的 ZnO 压敏陶瓷样品的XRD图

谱。由图可知,当未掺杂 La_2O_3 时,样品的主晶相为 ZnO ,并含有少量尖晶石 $\text{Zn}_7\text{Sb}_2\text{O}_{12}$ 和 Bi_2O_3 相。随着 La_2O_3 掺杂量的增加,在 32° 附近出现新的衍射峰(见图1中的 $\triangle$),其对应于含La的富Bi相;随着 La_2O_3 掺杂量的增大,其衍射峰的强度增强。尖晶石相和含La的富Bi相聚集在晶界处起“钉扎”作用,抑制 ZnO 主晶粒生长,从而增大了样品的电位梯度^[7]。

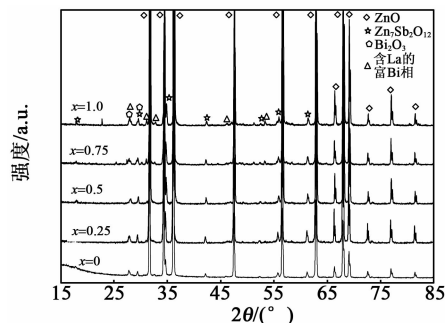


图1 1 000 $^\circ\text{C}$ 烧结 La_2O_3 掺杂 ZnO 压敏陶瓷样品的XRD图

图2为1 000 $^\circ\text{C}$ 烧结的掺杂不同质量分数 La_2O_3 的 ZnO 压敏陶瓷样品的断口SEM图像。由图可见,随着 $w(\text{La}_2\text{O}_3)$ 从0增加到1.0%,样品的晶粒尺寸呈逐渐减小的趋势。这是因为 La_2O_3 与 Bi_2O_3 发生反应,减少了富Bi液相的形成量,削弱了 Bi_2O_3 液相对 ZnO 晶粒生长的促进作用,抑制 ZnO 晶粒长大; La_2O_3 的添加会增大位于晶界处的第二相含量,从而增强晶界的“钉扎”作用,阻碍晶粒长大^[8]。

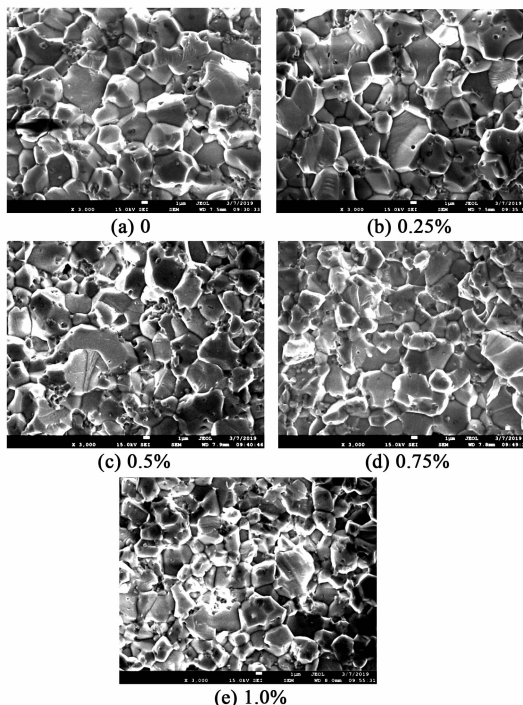


图2 1 000 $^\circ\text{C}$ 烧结掺杂 La_2O_3 的 ZnO 压敏陶瓷样品的断口SEM图

为了进一步分析 ZnO 压敏陶瓷样品表面微观形貌及组成,对 $1\,000\text{ }^\circ\text{C}$ 烧结, $w(\text{La}_2\text{O}_3)=0.25\%$ 的样品进行表面抛光与热处理,并对其进行背散射电子扫描及能谱分析,如图 3 所示。由图 3(b) 可看出,主晶粒内部 Zn 和 O 元素分布较均匀,且几乎不存在 Bi 元素;而在晶界处, Zn 和 O 元素的含量相对减小, Bi 元素的含量相对增加,这是由于晶界处主要由大量的富 Bi 相组成。由图 3(c) 可知, La 、 Sb 等添加剂微量元素在晶粒内部含量很低,但在晶粒间的第二相处相对含量增加,这与 XRD、SEM 测试结果相符。 Bi_2O_3 相主要分布在晶界上形成网状晶界,烧结过程中 Bi_2O_3 相熔化为液相,促进了陶瓷致密化;而 $\text{Zn}_7\text{Sb}_2\text{O}_{12}$ 和含 La 的富 Bi 相等第二相主要分布在 3 个晶粒的交汇处,起到“钉扎”作用,阻碍晶粒长大,提高电位梯度。

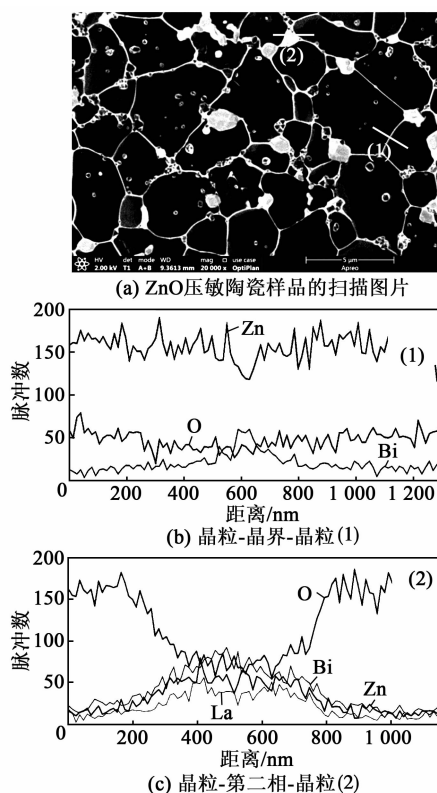


图 3 掺杂 0.25% 的 La_2O_3 的 ZnO 压敏陶瓷样品的扫描图片与 EDS 线分析

2.2 ZnO 压敏陶瓷的电学性能

ZnO 压敏陶瓷的密度随着 La_2O_3 掺杂量的变化关系如图 4 所示。由图可知,随着 La_2O_3 掺杂量的增加, $950\sim 1\,100\text{ }^\circ\text{C}$ 下烧结的压敏陶瓷密度均呈现先增加后减小的趋势。在不同烧结温度下,在 $w(\text{La}_2\text{O}_3)=0.25\%$ 时, ZnO 压敏陶瓷的密度均达

到最大值,分别为 5.36 g/cm^3 ($950\text{ }^\circ\text{C}$)、 5.51 g/cm^3 ($1\,000\text{ }^\circ\text{C}$)、 5.40 g/cm^3 ($1\,050\text{ }^\circ\text{C}$)、 5.39 g/cm^3 ($1\,100\text{ }^\circ\text{C}$),相当于理论密度的 94.8% 、 97.5% 、 95.9% 、 95.3% (ZnO 的理论密度为 5.65 g/cm^3)。这说明较多的 La_2O_3 会抑制 $\text{ZnO-Bi}_2\text{O}_3$ 基压敏陶瓷的致密化过程,这与图 2 的分析结果基本一致。此外,在 La_2O_3 掺杂量不变的情况下, ZnO 压敏陶瓷的密度也随着温度的升高而先增大后减小;当烧结温度为 $1\,000\text{ }^\circ\text{C}$ 时,压敏陶瓷的密度达到最高。这主要是由于烧结温度较低时,烧结不完善,体内气孔较多,陶瓷体密度小,随着烧结温度的升高,气孔被逐渐排出到体外,晶粒长大,陶瓷体微观均匀性及密度也趋于完善,但烧结温度过高会导致 Bi_2O_3 挥发,从而导致陶瓷体密度降低^[9]。

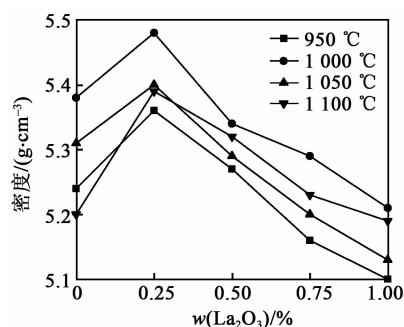


图 4 ZnO 压敏陶瓷密度随 La_2O_3 掺杂量的变化关系

图 5 为 ZnO 压敏陶瓷电位梯度随 La_2O_3 掺杂量的变化关系。由图可见,在不同烧结温度下,随着 La_2O_3 掺杂量的增加,样品的压敏电压梯度均呈现单调递增的变化趋势。当 $w(\text{La}_2\text{O}_3)=1.0\%$ 时,样品的压敏电压梯度达到最大值: 668.3 V/mm ($950\text{ }^\circ\text{C}$)、 553.2 V/mm ($1\,000\text{ }^\circ\text{C}$)、 532.2 V/mm ($1\,050\text{ }^\circ\text{C}$)、 351.2 V/mm ($1\,100\text{ }^\circ\text{C}$),比未掺杂时的电位梯度分别提高了 108% 、 80% 、 84% 、 32% ,表明 La_2O_3 掺杂能提高 ZnO 压敏电阻的电位梯度。这主要是因为 La_2O_3 的添加增大了晶界处第二相的含量,通过“钉扎”效应,抑制了 ZnO 晶粒的生长,进而导致晶界数增多,电位梯度提高。与 Nd_2O_3 、 Sm_2O_3 、 CeO_2 等稀土氧化物掺杂的 ZnBi 系列压敏陶瓷相比^[3,6,10],其电位梯度降低,这可能是因为 La^{3+} 的半径大于 Nd^{3+} 、 Sm^{3+} 和 Ce^{3+} 的半径,而大离子半径阻碍了 La^{3+} 的掺杂。此外,由图还可看出,当 La_2O_3 的掺杂量一定时,随着压敏陶瓷烧结温度的提高,其电位梯度也单调减小。这归于烧结温度升高促进了 ZnO 晶粒生长,从而引起晶界数减小。

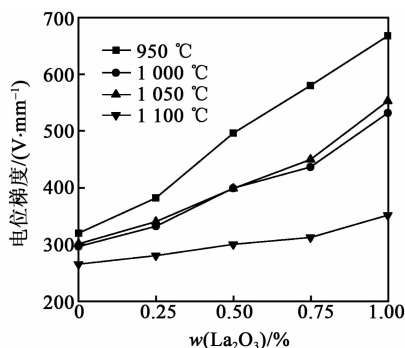


图5 ZnO压敏陶瓷电位梯度随 La_2O_3 掺杂量的变化关系

图6为ZnO压敏陶瓷的非线性系数与 La_2O_3 掺杂量的关系曲线。由图可知,压敏陶瓷的非线性系数随 La_2O_3 掺杂量的增加呈先增加后减小变化,当 $w(\text{La}_2\text{O}_3) = 0.25\%$ 时达到最大,分别为33.2(950 °C)、41.6(1000 °C)、40.9(1050 °C)、40.0(1100 °C)。与不含 La_2O_3 的压敏陶瓷相比, La_2O_3 掺杂可以提高压敏陶瓷的非线性系数,但提高不大。当 $w(\text{La}_2\text{O}_3)$ 较低时,高温烧结过程中稀土 La^{3+} 扩散进入ZnO晶粒内部,并与 Zn^{2+} 发生替代反应,提高了晶界处的受主浓度,降低施主浓度,进而提高晶界的势垒高度^[11-12]。当 $w(\text{La}_2\text{O}_3)$ 较高时,由于 La^{3+} 半径(0.103 2 nm)与 Zn^{2+} 半径(0.074 nm)相差较大,导致替代反应后晶格产生畸变,从而引发ZnO压敏陶瓷微观均匀性变差,非线性系数降低。

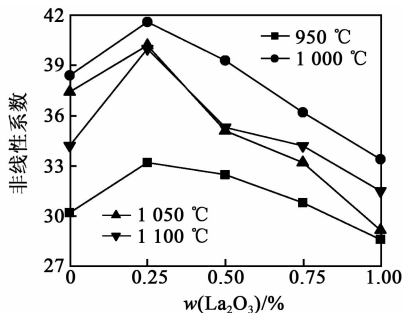


图6 ZnO压敏陶瓷非线性系数随 La_2O_3 掺杂量的变化关系

图7为ZnO压敏陶瓷的漏电流与 La_2O_3 掺杂量的关系曲线。由图可见,随着 La_2O_3 掺杂量的增加,ZnO压敏陶瓷漏电流呈先减小后增大的变化趋势。ZnO压敏陶瓷漏电流的大小是导电载流子穿过晶界上双肖特基势垒的宏观表现,漏电流的减小是导电载流子克服晶界势垒所需活化能增大及压敏添加物在晶界均匀分布的结果^[10]。当 $w(\text{La}_2\text{O}_3) < 0.25\%$ 时,随着 La_2O_3 量的增加,ZnO晶界势垒也增加,载流子穿过晶界势垒所需活化能相应增加,导致漏电流减小;当 $w(\text{La}_2\text{O}_3) > 0.25\%$ 时,富Bi相挥发

加剧,压敏陶瓷的微观均匀性变差,导致漏电流增加。

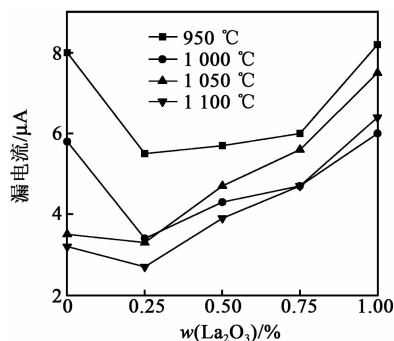


图7 ZnO压敏陶瓷的漏电流随 La_2O_3 掺杂量的变化关系

3 结束语

稀土氧化物 La_2O_3 的掺入能有效改善ZnO压敏陶瓷的显微组织与电性能。掺杂 La_2O_3 的ZnO陶瓷主晶相为ZnO,第二相为 Bi_2O_3 、尖晶石 $\text{Zn}_7\text{Sb}_2\text{O}_{12}$ 及含La富Bi相。随着 La_2O_3 掺杂量的增加,ZnO压敏陶瓷电位梯度呈单调递增的变化关系,非线性系数呈现先增加后减小的变化关系,而漏电流呈先减小后增大的变化趋势。综合衡量ZnO压敏陶瓷的各项性能指标,在1000 °C烧结温度下,掺杂质量分数为0.25%的 La_2O_3 的压敏陶瓷的综合电性能最好,其电位梯度为532.2 V/mm,非线性系数为41.6,漏电流为3.3 μA 。

参考文献:

- [1] 祝志祥,张强,朱思宇,等.脉冲电场下ZnO压敏陶瓷动态击穿过程研究[J].无机材料学报,2019,34(7):715-720.
ZHU ZhiXiang, ZHANG Qiang, ZHU Siyu, et al. Dynamic breakdown of ZnO varistor ceramics under pulsed electric field [J]. Journal of Inorganic Materials, 2019, 34(7): 715-720.
- [2] 李潇,卢振亚,陈奕创,等. Sb_2O_3 、 SiO_2 和 MgO 复合掺杂的高梯度氧化锌压敏陶瓷材料[J].稀有金属材料与工程,2015,44(增1):128-132.
LI Xiao, LU Zhenya, CHEN Yichuang, et al. High voltage ZnO varistor ceramics doped with Sb_2O_3 , SiO_2 and MgO [J]. Rare Metal Materials and Engineering, 2015, 44(Suppl. 1): 128-132.
- [3] CHEN G H, LI J L, YUAN C L, et al. Effect of Sm_2O_3 dopant on microstructure and electrical properties of ZnO-based varistor ceramics [J]. J Mater Sci: Mater Electron, 2013, 24: 3675-3679.

FeGaB 磁性薄膜中涡流损耗抑制方法的仿真

陈 颢¹, 高 杨², 任万春¹, 彭春瑞³, 王 姮¹

(1. 西南科技大学 信息工程学院, 四川 绵阳 621010; 2. 西南科技大学 微系统中心, 四川 绵阳 621010;

3. 电子科技大学 电子科学与工程学院, 四川 成都 610054)

摘 要:在体声波(BAW)磁电天线结构中,磁致伸缩层中的磁性薄膜在高频磁场中产生的感生电流会引起涡流损耗,进而影响天线器件的辐射性能。为了分析和抑制磁性薄膜的涡流损耗,利用有限元仿真法建立了FeGaB磁性薄膜的涡流损耗模型,根据涡流的趋肤效应,同时讨论了磁性薄膜表面和体内的涡流损耗。采用在FeGaB中插入Al₂O₃薄膜的隔离方法抑制涡流损耗,比较并讨论了Al₂O₃薄膜的3种不同隔法,分别得到表面和体内涡流抑制的最优隔法。综合考虑总涡流损耗的影响,提出了一种“交叉隔”方式为抑制总涡流损耗的最优隔法。仿真结果表明,采用该优化方法在磁性薄膜中加入10 nm Al₂O₃薄膜隔离后,总涡流损耗的抑制率高于65%。

关键词:体声波磁电天线;磁致伸缩薄膜;FeGaB;涡流损耗;Al₂O₃

中图分类号:TN384;TN822 **文献标识码:**A **DOI:**10.11977/j.issn.1004-2474.2020.03.017

Simulation of Eddy Current Loss Suppression in FeGaB Magnetic Thin Films

CHEN Si¹, GAO Yang², REN Wanchun¹, PENG Chunrui³, WANG Heng¹

(1. School of Information Engineering, Southwest University of Science and Technology, Mianyang 621010, China;

2. Microsystems Center, Southwest University of Science and Technology, Mianyang 621010, China;

3. School of Electronic Science and Engineering, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 610054, China)

Abstract:In the structure of bulk acoustic wave (BAW) magnetoelectric antenna, the induced current generated by the magnetic film in the magnetostrictive layer in the high frequency magnetic field will cause eddy current loss, which in turn affects the radiation performance of the antenna. To analyze and suppress the eddy current loss of magnetic thin films, the eddy current loss model of FeGaB magnetic thin film is established by using the finite element simulation method. According to the skin effect of eddy current, the surface eddy current and internal eddy current are discussed. And eddy current suppression is carried out by inserting Al₂O₃ thin film to isolate the current. Through the comparative analysis of three kinds of Al₂O₃ film separation methods, the optimal separation methods for the surface eddy current suppression and the internal eddy current suppression are obtained. Considering the influence of the total eddy current, a cross separation method is proposed as the optimal separation method to suppress the eddy current loss. The simulation results show that the total eddy current loss can be suppressed more than 65% by using the proposed method to insert 10 nm Al₂O₃ thin film into the FeGaB magnetic thin film.

Key words:bulk acoustic magnetoelectric antenna; magnetostrictive film; FeGaB; eddy current loss; Al₂O₃

0 引言

随着无线通信系统的飞速发展,目前对天线小型化、集成化的要求不断提升。体声波(BAW)磁电天线利用声波谐振原理和磁电效应^[1-3]来辐射电磁信号,实现了天线器件的小型化,这种技术在便携式无线通信系统中有广阔的应用前景。然而,该天线

结构中的磁性薄膜在高频磁场中由于电导率较大,会在其厚度方向上形成沿磁场方向的感应电流回路,这将引起较大的涡流损耗,进而影响天线器件的辐射性能^[4-6]。针对涡流损耗抑制的研究,文献[7-8]采用了对金属内部进行开槽切缝,尽管可以通过空气间隙对磁性材料的涡流产生抑制,但不适用于高电导率的薄膜磁性材料。文献[9]提出了对超磁

收稿日期:2019-11-28

基金项目:国家自然科学基金资助项目(61574131)

作者简介:陈颢(1996-),女,四川南充人,硕士生,主要从事 RF MEMS 器件的研究。E-mail: 742871054@qq.com。通信作者:任万春(1978-),男,四川绵阳人,博士,主要从事纳米材料与器件的研究。E-mail: rwch_qw@163.com。

致伸缩材料的薄片进行切片隔离处理,同时,文献[1]也提出通过插入 Al_2O_3 薄膜来实现涡流的抑制,但都未涉及磁性薄膜中涡流损耗抑制的具体方法。

本文利用有限元仿真法建立了磁性薄膜的涡流损耗模型,研究了 Al_2O_3 薄膜 3 种不同隔法对涡流损耗的抑制效果。通过改变 Al_2O_3 薄膜的厚度和层数,分析表面和体内涡流损耗密度的变化趋势,从而得出各自的最优隔法。再综合考虑磁性材料中总涡流损耗的抑制效果,提出了一种交叉隔的方式,仿真结果表明交叉隔为总涡流损耗抑制的最优隔法。

1 涡流损耗模型

利用有限元仿真法,在 COMSOL Multiphysics 软件中建立 BAW 磁电天线的磁性薄膜在高频磁场中的涡流损耗模型,如图 1 所示。由图可见,将磁性薄膜横截面方向与通电导线平行放置,感应磁场平行于膜面且沿磁致伸缩层厚度方向线性变化,这与磁电天线的工作原理一致^[1]。在插入 Al_2O_3 薄膜后,磁通穿过薄膜的狭窄截面时,涡流被限制在沿各层中的一些狭小回路流过,回路的长度较大,同时由于绝缘材料的电阻率大,故可减小涡流损耗。以美国东北大学给出的 FeGaB 磁性薄膜的参数为例^[2],其电导率 $\sigma=2\times 10^5\text{ S/m}$,相对磁导率 $\mu_r=1\ 300$,相对介电常数 $\epsilon_r=1$,磁层厚度 $h=0.9\ \mu\text{m}$,通过求解损耗来模拟涡流损耗大小。

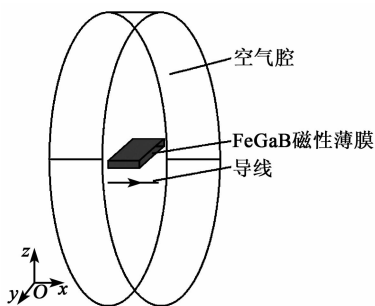


图 1 磁致伸缩层的涡流损耗模型

2 涡流抑制方法

在涡流的趋肤效应中,一个重要的参数是集肤深度 δ ^[10],表示为

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega\mu\sigma}} \quad (1)$$

式中: ω 为角频率; μ 为导体磁导率。由于在 1.2 GHz 的高频下计算可得 δ 约为 $0.9\ \mu\text{m}$,与磁性薄膜厚度

相当。此时,该模型的体内涡流不可忽略,需同时考虑表面涡流和体内涡流。

将 Al_2O_3 薄膜按 3 种不同隔法插入 FeGaB 磁性薄膜中,分别讨论在不同隔法下表面涡流和体内涡流的抑制效果。以平行于导线方向为 x 轴建立坐标系,隔法示意图如图 2 所示。

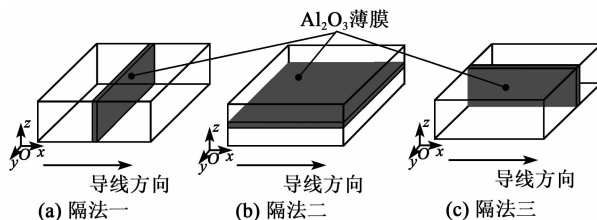


图 2 FeGaB 薄膜隔法示意图

3 结果与讨论

涡流损耗模型在 1.2 GHz 高频下的表面涡流分布和体内涡流分布如图 3 所示。通过仿真得到该条件下表面损耗为 21 564 W,体损耗为 7 399 W。

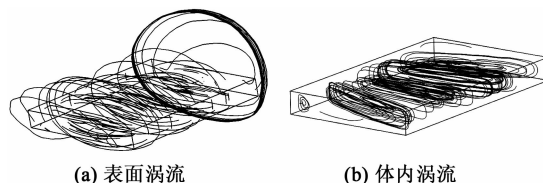


图 3 涡流分布图

3.1 表面涡流

图 4 为不同 Al_2O_3 厚度对应的表面涡流损耗在不同隔法条件下的变化趋势。采用隔法一、二的表面损耗未减小,且随着厚度的增加一直保持缓慢增长的趋势,因此,这两种方法未将涡流隔开,无法起到涡流抑制的效果。采用隔法三时, Al_2O_3 厚度在 5 nm 内的表面损耗明显降低,之后虽有逐渐减小的趋势,但降低速率基本维持在 5% 以内,此法能显著抑制表面涡流损耗。因此,对于表面涡流的抑制,用隔法三的涡流抑制效果最好,为最优隔法。

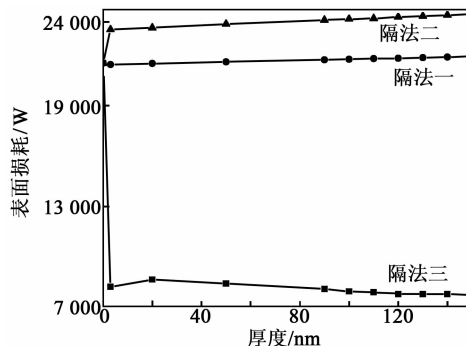


图 4 Al_2O_3 薄膜厚度对表面涡流损耗的影响

采用隔法三,同时考虑 Al_2O_3 隔离层数对表面涡流损耗抑制的影响。如图 5 所示,在保持插入的 Al_2O_3 薄膜总厚度不变的情况下,将其分隔为 2、3、4、5 层,均匀间隔在 FeGaB 层中。当 Al_2O_3 总厚度取 100 nm 时,随着层数的增加,表面损耗明显降低,但 3 层之后降低速率低于 20%,且降低速率逐渐趋于平缓。因此,3 层隔离足以抑制表面涡流损耗。

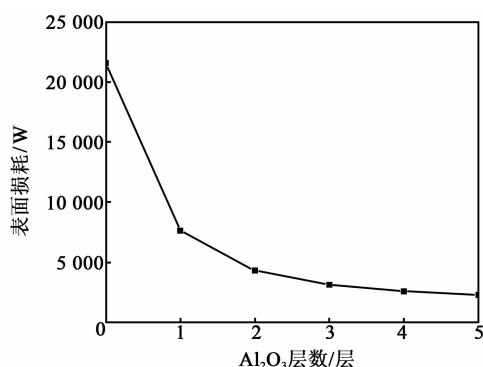


图 5 Al_2O_3 薄膜层数对表面涡流损耗的影响

3.2 体内涡流

图 6 为不同 Al_2O_3 厚度对应的体内涡流损耗在不同隔法条件下的变化趋势。隔法一完全未起到抑制的效果,隔法三的体内损耗虽有持续减小的趋势,但效果不显著。采用隔法二时,在加入厚 5 nm 的 Al_2O_3 后,体内损耗降低了 60% 以上;当 Al_2O_3 厚约为 30 nm 时,涡流损耗最小,尽管之后有微小的增长趋势,但增长速率不到 1%。因此,对于体内涡流的抑制,采用隔法二的涡流损耗抑制效果最好,为最优隔法。

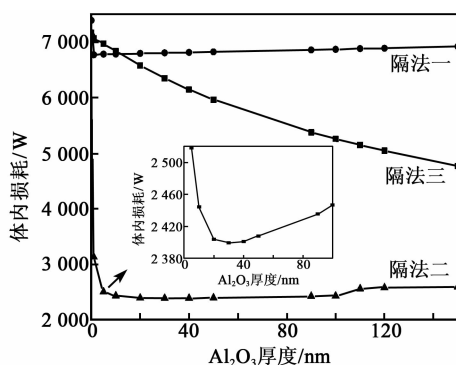


图 6 Al_2O_3 薄膜厚度对体内损耗的影响

采用隔法二,同时考虑 Al_2O_3 隔离层数对体内涡流损耗抑制的影响。如图 7 所示,将 Al_2O_3 层总厚度设定为涡流损耗最小值处的 30 nm,将其分隔为

2、3、4、5 层。随着 Al_2O_3 层数的增加,体内损耗明显降低,同表面损耗一样,其在 3 层之后的降低速率逐渐趋缓。因此,3 层隔离足以抑制体内涡流损耗。

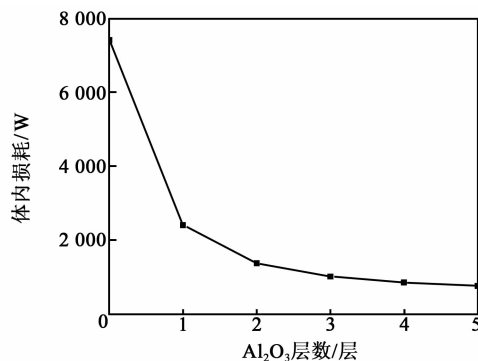


图 7 Al_2O_3 薄膜层数对体内损耗的影响

3.3 总涡流损耗

综合考虑表面涡流和体内涡流各自最优的隔法,采用了如图 8 所示的交叉隔法。分别计算了表面和体内的涡流损耗,其总损耗的仿真结果如图 9 所示。由图 9 可见,采用交叉隔的总涡流损耗最低。当加入的 Al_2O_3 厚度为 10 nm 时,采用隔法二、隔法三,总涡流损耗分别降低了约 10% 和 47%,而采用交叉隔法的效果最好,降低了约 65%。因此,采用交叉隔法是总涡流损耗抑制的最优方法。

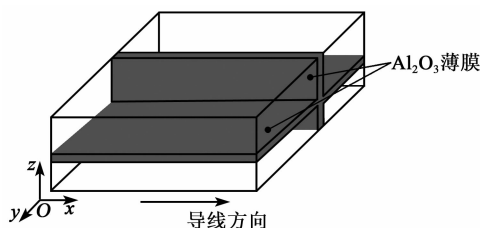


图 8 交叉隔法示意图

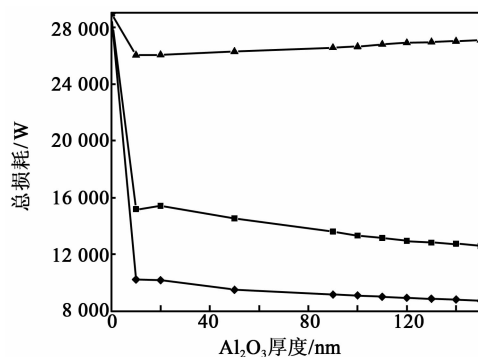


图 9 Al_2O_3 薄膜厚度对涡流损耗的影响

4 结束语

为了提高体声波磁电天线的辐射效率,采用有限元数值仿真法建立了 FeGaB 磁性薄膜在高频磁

场中的涡流损耗模型,分析了涡流损耗的抑制方法。综合考虑表面涡流损耗和体内涡流损耗,得到了一种交叉隔法,对总涡流损耗的抑制高于 65%。该研究成果对体声波磁电天线的器件设计与工艺制备具有重要指导意义。

参考文献:

- [1] YAO Zhi. Dynamic analysis of thin film multiferroic radiation via FDTD methods[D]. Los Angeles: University of California, 2014.
 - [2] NAN Tianxiang, LIN Hwaider, GAO Yuan, et al. Acoustically actuated ultra-compact NEMS magnetoelectric antennas[J]. Nature Communication, 2017, 8(1): 2961-2968.
 - [3] 连建芸. YIG/PZT 基磁电复合材料的制备及其磁电效应研究[D]. 上海: 中国科学院上海硅酸盐研究所, 2018.
 - [4] YAO Z, WANG E, KELLER S, et al. Bulk acoustic wave-mediated multiferroic antennas: architecture and performance bound[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2015, 63(8): 3335-3344.
 - [5] STEM J C E, HUJANEN A, KOIVISTO P K. Quality factor of an electrically small antenna radiating close to a conducting plane[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2001, 49: 829-837.
 - [6] NAN Tianxiang, LIN Hwaider, GAO Yuan, 等. 声波激励的超小型纳机电系统磁电天线[J]. 通信对抗, 2017, 36(4): 1-8.
 - [7] 马国武, 胡林林, 宋睿, 等. 涡流对电真空器件内磁分布的影响及抑制方法[J]. 强激光与粒子束, 2017, 29(11): 1-5.
 - [8] 古亮, 谭清月, 张腾翼, 等. 电子束二极管脉冲磁场的涡流分析及抑制[J]. 强激光与粒子束, 2019, 31(1): 1-7.
 - [9] 谢检生. 超磁致伸缩换能器的损耗分析及其优化设计[D]. 天津: 河北工业大学, 2012.
 - [10] 阙赓彬, 李涛涛, 谢溪凌. 叠堆结构对超磁致伸缩材料涡流损耗影响的研究[J]. 武汉理工大学学报, 2015, 37(9): 1-6.
-
- (上接第 356 页)
- [4] CHEN G H, LI J L, YANG Y, et al. Microstructure and electrical properties of Dy_2O_3 doped $\text{ZnO-Bi}_2\text{O}_3$ based varistor ceramics[J]. Materials Research Bulletin, 2014, 50: 141-147.
 - [5] LI J L, CHEN G H, YUAN C L. Microstructure and electrical properties of rare earth doped ZnO -based varistor ceramics[J]. Ceramics International, 2013, 39(3): 2231-2237.
 - [6] CAO Z C, ZHENG L Y, CHENG L H, et al. Influence of CeO_2 -doping on the electrical properties of $\text{ZnO-Bi}_2\text{O}_3$ -based varistor ceramics[J]. Key Engineering Materials, 2016, 697: 262-266.
 - [7] XU D, WU J T, JIAO L. Highly nonlinear property and threshold voltage of Sc_2O_3 doped $\text{ZnO-Bi}_2\text{O}_3$ -based varistor ceramics[J]. Journal of Rare Earths, 2013, 31(2): 158-163.
 - [8] YANG C, ZHU D C, ZENG T, et al. Microstructure and electrical properties of La_2O_3 and Sm_2O_3 co-doped ZnO -based varistor ceramics prepared from nanosize ZnO powder [J]. Journal of Electronic Materials, 2015, 44(8): 2651-2656.
 - [9] BAI H R, LI S H, ZHAO Y H, et al. Influence of Cr_2O_3 on highly nonlinear properties and low leakage current of $\text{ZnO-Bi}_2\text{O}_3$ varistor ceramics[J]. Ceramics International, 2016 42: 10547-10550.
 - [10] 李吉乐, 陈国华, 袁昌来. 掺杂 Nd_2O_3 和 Sm_2O_3 氧化锌压敏陶瓷显微组织与电性能[J]. 中南大学学报(自然科学版), 2013, 44(6): 2252-2258.
 - LI Jile, CHEN Guohua, YUAN Changlai. Microstructure and electrical properties of Nd_2O_3 and Sm_2O_3 doped ZnO varistor ceramics [J]. Journal of Central South University (Science and Technology), 2013, 44(6): 2252-2258.
 - [11] XU D, CHENG X N, WANG M S, et al. Microstructure and electrical properties of La_2O_3 -doped $\text{ZnO-Bi}_2\text{O}_3$ based varistor ceramics [J]. Advanced Materials Research, 2009, 77/182: 2007-2010.
 - [12] ANTOINE I, SOPHIE G F, CLAUDE E, et al. Microstructure control to reduce leakage current of medium and high voltage ceramics varistors based on doped ZnO [J]. Journal of the European Ceramic Society, 2014, 34: 3707-3714.

声表面波器件晶圆键合工艺研究

卢丹丹, 米佳, 彭兴文, 谭昕怡, 金中

(中国电子科技集团公司第二十六研究所, 重庆 400060)

摘要:声表面波器件向小型化、集成化、更高性能方向发展,需要制作复合单晶薄膜和采用晶圆级封装。该文针对关键工艺中的晶圆键合工艺开展研究,提出工艺要求,简述有关键合工艺要求和设备特点,并进行了金属键合工艺验证。实验证明,设备和工艺能满足产品封装要求。

关键词:声表面波器件;晶圆级封装;复合单晶薄膜;晶圆键合;设备特点

中图分类号:TN384;TN65 **文献标识码:**A **DOI:**10.11977/j.issn.1004-2474.2020.03.018

Study on Wafer Bonding Technology of SAW Devices

LU Dandan, MI Jia, PENG Xingwen, TAN Xinyi, JIN Zhong

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

Abstract: The fabrication of composite single crystal film and the use of wafer-level packaging are needed with the development of surface acoustic wave devices toward miniaturization, integration and higher performance. In this paper, the key process of wafer bonding is studied, and the process requirements are proposed. The key process requirements and equipment characteristics are briefly described, and the metal bonding process is verified. The experiment shows that both the equipment and process can meet the product packaging requirements.

Key words: surface acoustic wave device; wafer level packaging; composite single crystal film; wafer bonding; equipment feature

0 引言

声表面波(SAW)器件是利用在压电晶圆上叉指换能器产生的声波对电信号进行处理的固体器件,可用作滤波器、延迟线、振荡器。声表面波器件广泛应用于通信、雷达等电子信息系统中。随着新一代电子信息系统及5G通信发展,声表面波器件向小型化、可集成化和更高性能方向发展。

为满足SAW器件小型化、可集成化的需求,出现了目前体积最小的晶圆级封装(WLP)SAW器件,这是SAW器件小型化重要的发展方向^[1]。其封装尺寸几乎与芯片相同,典型尺寸为 $0.8\text{ mm} \times 0.6\text{ mm} \times 0.26\text{ mm}$,并可与有源、无源器件集成,形成系统级封装模块。

传统的SAW器件由于具有较大的频率温度系数和低的矩形系数,杂散信号进入通带,导致系统抗干扰能力下降。同时,随着器件频率的升高,SAW会以体波的形式向体单晶内辐射能量,导致SAW

器件的品质因数(Q)值降低,器件性能恶化。为解决以上问题,SAW器件通过在衬底上制作复合单晶薄膜,采用慢声速层和高声速层形成的布喇格反射层将能量集中在单晶薄膜表面,防止能量泄漏,以实现具有高Q值、低频率温度系数、良好散热性的高性能SAW器件。

1 SAW器件晶圆键合技术

SAW器件晶圆级封装和制作复合单晶薄膜均需用到晶圆键合技术,此技术可以将同质或异质材料的晶圆结合在一起,是可靠且高强度的晶圆结合工艺技术。

1.1 晶圆级封装键合工艺

根据产品使用要求,SAW器件晶圆封装分为非气密封装和气密封装,如图1所示。为保障器件的有效工作,器件非气密封装利用光敏的聚合物在声表面波功能区周围形成聚合物框,采用粘接键合的方式将封盖晶圆键合到声表面波晶圆上。气密

性封装利用金属密封层,通过金属键合工艺,将封盖晶圆和 SAW 器件功能晶圆结合在一起。

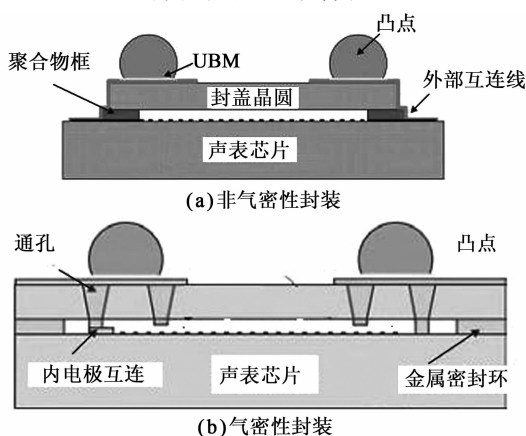


图1 SAW器件WLP结构示意图

1.2 异质晶圆键合工艺

制作高性能 SAW 器件需要使用在衬底上制作压电单晶薄膜的复合晶圆。复合晶圆采用直接键合技术,将压电单晶晶圆与衬底晶圆键合在一起。图2为复合单晶薄膜制作流程图。

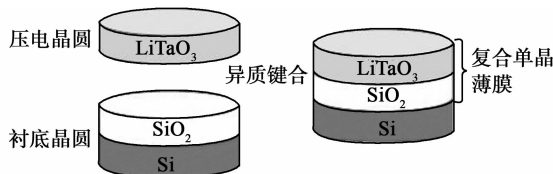


图2 复合单晶薄膜制作流程

由于是异质键合,晶圆之间必然存在着热失配及晶格失配等问题。压电单晶薄膜与衬底存在热膨胀系数差异 (LiNbO_3 为 $15.4 \times 10^{-6}/\text{K}$, LiTaO_3 为 $16.1 \times 10^{-6}/\text{K}$, Si 为 $2.6 \times 10^{-6}/\text{K}$)^[2], 若采用高温键合,晶圆易发生翘曲,导致在后续减薄工艺中单晶薄膜极易破裂,故需采用低温或常温键合工艺。

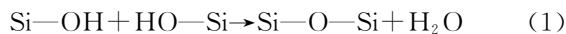
1.3 键合工艺要求

影响晶圆键合质量的因素主要包括晶圆表面的化学吸附状态、平整度、粗糙度,以及键合温度和时间,通常需要加压来克服表面起伏与增加表面原子间的成键密度,提高键合强度。因此,为了达到良好的键合质量,键合工艺过程主要包括晶圆清洗、表面预处理、待键合晶圆精密对准、键合、键合晶圆退火。

1.3.1 晶圆清洗

首先,利用 RCA 溶液(氨水和双氧水的混合水溶液)或 SPM 溶液(浓硫酸和双氧水的混合溶液)

对洁净抛光的晶圆表面进行清洗,去除晶圆表面的颗粒和有机物,防止键合界面产生气泡或空洞,并形成羟基($-\text{OH}$)密度较高的亲水表面^[3]。然后,在室温条件下将具有亲水表面的两片晶圆贴合到一起。



由式(1)可知,在高温退火过程中界面之间较弱的分子间作用力(范德华力和氢键)会转化为较强的 $\text{Si}-\text{O}-\text{Si}$ 共价键,从而获得牢固的键合界面。

1.3.2 表面预处理

表面预处理有助于提高晶圆键合强度。金属键合采用 O_2 等离子体进行处理,可去除表面有机物,增加表面活性。低温直接键合需要使用 Ar 、 O_2 和 N_2 等离子体活化方法^[4],使表面键断裂,产生悬挂键,增加晶圆表面的自由能,当晶圆键合时,可快速形成原子键结,达到所需的键合强度。

1.3.3 精密对准

晶圆级封装工艺中,由于晶圆表面制作有电极和密封环,键合前需要进行精确对准,满足键合后晶圆重合面积大于 90%。通常 SAW 晶圆级封装的通孔直径 $> \varnothing 40 \mu\text{m}$,密封环的宽度 $> 20 \mu\text{m}$,因此,键合后的对准精度需达到 $2 \mu\text{m}$ 。

晶圆直接键合工艺中,由于晶圆表面无图形,采用晶圆基准边进行对准,故对准精度达到 $10 \mu\text{m}$ 即可满足要求。

1.3.4 键合

金属键合包括扩散和共晶两种方法。常用的扩散键合金属材料有 Au 、 Cu 和 Al ,其均有优良的延展性和高扩散率。扩散键合在 $350 \sim 500^\circ\text{C}$ 完成,工艺温度较高,需要相对较大的压力来实现键合金属表面的紧密接触^[5]。金属共晶键合使用由两种及以上的金属按一定比例形成的合金材料,在低温下实现由固相到液相的转变。共晶金属合金在键合过程中会熔解并自动实现界面的平坦化,故对晶圆键合表面的形貌要求不高^[6]。在不同的冶金学系统中,如铜-锡,金-锡或金-硅,共晶合金形成于 $280 \sim 390^\circ\text{C}$,其中 $\text{Au}_{80}\text{Sn}_{20}$ 合金具有良好的浸润性,且对镀金层的侵蚀程度低,具有高耐腐蚀性、高抗蠕变性和良好的导热、导电性,故 $\text{Au}_{80}\text{Sn}_{20}$ 被广泛用于晶圆级气密性封装。在金属共晶键合过程中,液态的界面要求共晶键合

时施加相对较小且一致的压力,以防溢出。为实现良好的键合,针对不同材料和工艺,选择与之匹配的键合温度、键合压力和真空度。金属键合工艺参数如表 1 所示。

表 1 金属键合工艺参数

键合层 金属	键合温 度/℃	键合压 力/kN	键合加压 时间/min	键合 环境
Au	350~450	5~20	20~80	真空/N ₂
Al	400~500	10~40	20~80	真空/N ₂
Cu	380~450	5~30	20~100	真空/N ₂
AuSn (80/20)	280~320	<3	10	真空/N ₂
CuSn (5/95)	235~250	<3	10	真空/N ₂

异质直接键合在室温条件下进行,键合压力要求较低。

为了满足 4、6 英寸(1 in=2.54 cm)晶圆键合需求,一般要求 SAW 器件直接键合设备压力>10 kN,金属键合根据键合金属图形面积则需 5~40 kN。若键合材料采用 Al 或 Cu,由于它们在大气中易氧化,故而需要在键合前去除氧化物。去除氧化铜需配置蚁酸清洗机,而 Al 氧化层较薄,设备配置键合压力>60 kN,即可压破氧化层。

1.3.5 退火

直接键合后需要进行低温退火^[7],提高键合强度,目前的退火工艺及设备较为通用。

直接键合对晶圆表面质量要求较高,键合表面的残留颗粒会对退火后的键合强度造成影响,因此,直接键合需要在洁净度 10 级的净化环境中进行。同时,在制作工艺过程中配置必要的检测手段,如颗粒度检测和键合界面空隙检测等,以控制和提高键合工艺质量。

2 SAW 器件用晶圆键合设备特点

金属键合工艺过程主要包括清洗、表面活化、对准和键合工序。直接键合工艺过程包括表面活化、清洗、对准和晶圆键合工序。晶圆键合类设备价值较高,若应用于研发,各工序可以单台配置,但在键合工艺过程中难免会在晶圆表面产生有机物和颗粒污染,影响键合质量。若用于产业化,全自动一体机具有高产出、高质量的优势,其中,金属键合工艺对准精度要求高,需配置对准和键合一体机,具备加

热、加压和工艺环境可控功能。异质直接键合对晶圆表面质量要求较高,宜选配活化、清洗、对准和键合一体机,具备工艺环境可控功能。

由于等离子体活化对键合晶圆质量影响较大,根据工艺要求,选择多路工艺气体配置(Ar, O₂ 或 N₂/H₂混合气体),采用射频或低频的等离子源,实现离子轰击功能。关于 SAW 器件晶圆级封装,由于金属键合设备可以覆盖光敏聚合物粘接键合工艺要求,故在针对晶圆级封装设备选配时,重点考虑金属键合工艺要求。

目前,SAW 器件主流使用 4、6 英寸压电晶圆,根据市场上各厂家设备应用范围,主要有德国 SUSS MicroTec、奥地利 EV Group(以下简称 EVG)、英国 Applied Microengineering Ltd(以下简称 AML)和日本 Ayumi Industries Company Limited(以下简称 Ayumi)等可提供用于 SAW 器件晶圆级封装使用的金属键合设备。SuSS、EVG、Ayumi 和日本 Mitsubishi Heavy Industries Machine Tool Co., Ltd.(以下简称 MHI)等可提供用于制作单晶复合薄膜使用的晶圆异质室温直接键合设备。各厂家根据不同的结构方式(模块集成或在同一腔室完成不同功能),可将部分功能集成。各厂家在精确对准、加压和加热等设备方案有所区别,例如 SuSS 加强对准精度,采用高精度 ISA 对准系统和自动对准精度校准系统,识别和自动校准误差;采用激光预键合功能固定晶圆片以防止对准精度变动;加压系统采用三柱外置加压柱、分区加压、Active anti-deflection system、高精度的 SiC 加压板和加压加热隔离等措施保证工艺压力的高均匀性。EVG 在对准后采用专用夹持工具拿到键合机里防止对准精度变动;采用自动低压楔形补偿、适应性缓冲软垫和压头压力独立于腔室气压保障压力稳定均匀;快速冷却和加热,键合上、下板,加热质量块设计完全相同,良好热性能匹配,保障温度均匀性,其强制水冷系统没有气流扰动,保证了冷却均匀性。Ayumi 公司全自动低温直接键合,包括对准模块和活化键合模块,活化工艺与键合在同一真空腔室以保障晶圆表面的洁净度。

3 验证

根据上述研究,针对 SAW 器件晶圆级封装的金属扩散键合和共晶键合进行了工艺验证。金属扩

散采用金作为键合材料,在氮气环境下进行键合,键合温度为 350 ℃,键合压力为 7 500 N,键合时间为 70 min。升温过程中缓慢升温和自然降温,避免晶圆碎裂。扩散键合工艺加热曲线如图 3 所示。

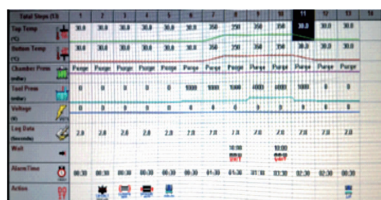


图 3 金属扩散键合加热曲线

金属共晶键合使用由 AuSn20 合金材料,共晶温度为 283 ℃,在充氮环境下进行。根据夹具的热容量设计了分段共晶温度曲线如图 4 所示,其保障了共晶材料的充分融化,同时施加合适的压力。

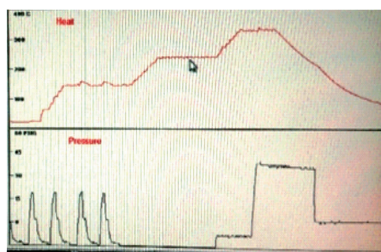


图 4 共晶键合加热曲线

利用砂轮划片刀将键合片切割成 1 mm×1 mm 的小片,其截面图如图 5、6 所示。由图可见,键合面没有崩裂。用粘接剂粘住并进行拉力测试,大于 10 MPa 时,分离面为小片与夹具胶粘接面。工艺参数满足器件封装要求。

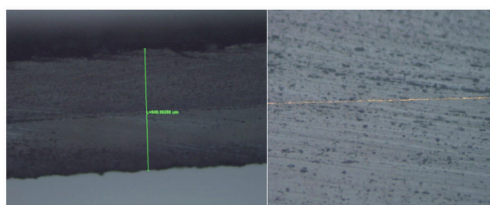


图 5 金属扩散键合截面图

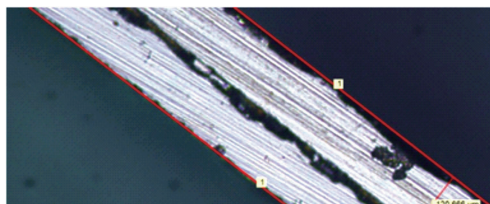


图 6 共晶键合截面图

4 结束语

本文研究了 SAW 器件小型化、集成化、高性能器件研制中涉及的晶圆键合关键工艺,即晶圆级封装键合工艺和异质晶圆键合工艺的特点和要求,并简述了其设备配置特点及参考厂家。对 SAW 器件晶圆级封装的金属扩散键合和共晶键合进行工艺试验验证,验证结果满足产品要求。

参考文献:

- [1] 米佳,李辉. 声表面波器件小型化技术发展概述[J]. 压电与声光,2012,34(1):4-6.
MI Jia, LI Hui. Overview of the development of SAW miniaturization technology [J]. Piezoelectrics and Acoustooptics, 2012,34(1):4-6.
- [2] TAKIGAWA R, UTSUMI J. Direct bonding of LiNbO₃ and SiC wafers at room temperature[J]. Scripta Materialia, 2020:174.
- [3] 王晨曦,王特,许继开,等. 晶圆直接键合及室温键合技术研究进展[J]. 精密成形工程,2018,10(1):67-73.
- [4] 卢学宝. 晶圆级低温合金扩散键合的研究[D]. 北京:北京交通大学,2014.
- [5] RAMM P, LU J J Q, TAKLO M M V. 晶圆键合手册[M]. 安兵,杨兵,译. 北京:国防工业出版社,2016.
- [6] 胥超,徐永青,杨拥军,等. Au/Sn 共晶键合技术在 MEMS 封装中的应用[J]. 微纳电子技术,2014,51(2):131-135.
- [7] 饶潇潇. 晶圆低温直接键合技术研究[D]. 武汉:华中科技大学,2007.

弯曲摆动作用下 MFC 输出开路电压幅值的研究

陈鹏瑜^{1,2}, 常宗旭^{1,2}, 袁祥^{1,2}, 高飞^{1,2}, 廉自生^{1,2}

(1. 太原理工大学 机械工程学院, 山西 太原 030024; 2. 煤矿综采装备山西省重点实验室, 山西 太原 030024)

摘要: 为了对基于柔性压电材料的流致振动俘能装置的设计优化提供技术支持, 对一种压电纤维复合材料(MFC)的压电纤维片在弯曲摆动作用下的压电特性展开研究。首先理论分析了 MFC 压电纤维片的压电输出机理, 并建立了压电模型, 得出影响 MFC 压电纤维片输出开路电压幅值大小的各种因素; 然后设计搭建了一种基于步进电机的 MFC 压电纤维片往复弯曲摆动试验台, 利用该试验台研究了 MFC 压电纤维片在不同弯曲角度、弯曲摆动速度、基板、表面积等因素下的压电特性。研究结果表明, MFC 压电纤维片的输出开路电压幅值随纤维片弯曲角度的增加而增大, 当输出电压幅值达到最大值, 继续增加弯曲角度, 输出开路电压幅值不会产生明显变化; 其输出开路电压幅值随压电片表面积的增加而变大; 弯曲摆动速度及基板对输出开路电压幅值影响较小。

关键词: 压电纤维复合材料; 压电模型; 试验台; 压电特性; 试验研究

中图分类号: TN384 **文献标识码:** A **DOI:** 10.11977/j.issn.1004-2474.2020.03.019

Study on Output Open-circuit Voltage Amplitude of MFC Under Bending and Swinging

CHEN Pengyu^{1,2}, CHANG Zongxu^{1,2}, YUAN Xiang^{1,2}, GAO Fei^{1,2}, LIAN Zisheng^{1,2}

(1. College of Mechanical Engineering, Taiyuan University of Technology, Taiyuan 030024, China;

2. Shanxi Key Laboratory of Fully Mechanized Coal Mining Equipment, Taiyuan 030024, China)

Abstract: In order to provide technical support for the design and optimization of the fluid-induced vibration energy harvesting device based on the flexible piezoelectric materials, the piezoelectric properties of the MFC (Macro-Fiber Composite) under the action of bending and swinging was studied. Firstly, the piezoelectric output mechanism of MFC piezoelectric fiber sheet was analyzed theoretically, the piezoelectric model of MFC piezoelectric fiber sheet was established, and various factors affecting the magnitude of the open circuit voltage output of the MFC piezoelectric fiber sheet are obtained. Then a MFC piezoelectric fiber sheet reciprocating bending and swinging test bench based on stepper motor is designed and built, the piezoelectric properties of MFC piezoelectric fiber under different bending angles, bending and swinging speeds, substrates, surface areas and other factors were studied by using the test bench. The results show that the output open-circuit voltage amplitude of MFC piezoelectric fiber increases with the increase of bending angle. When the output voltage amplitude reaches the maximum and the bending angle continues to increase, the output open-circuit voltage amplitude will not change significantly. The output open-circuit voltage amplitude will increase as the surface area of the piezoelectric sheet increase, and the bending swing speed and substrate have no obvious influence on the output open-circuit voltage amplitude.

Key words: piezoelectric fiber composites; piezoelectric model; test bench; piezoelectric property; experimental study

0 引言

近年来,从运动流体中俘获能量经转化后为微型电子产品供电成为了一种前景广阔的新能源形式。

聚偏氟乙烯(PVDF)和压电纤维复合材料(MFC)等柔性压电材料因其质地柔软、易制作等特点成为研究这种在流体中俘能的主要材料。

收稿日期:2019-12-04

基金项目:国家自然科学基金联合资助项目(U1610251);山西省自然科学基金资助项目(201601D011057)

作者简介:陈鹏瑜(1992-),男,山西长治人,硕士生,主要从事微能量收集及压电俘能的研究。E-mail:cpyxingfu@163.com。通信作者:常宗旭,男,教授,硕士生导师。E-mail:changzongxu@163.com。

柔性压电材料多应用于压电俘能^[1-3]、振动传感测量^[4]及力敏传感器^[5]等领域。谢涛教授采用MFC压电纤维片制作了压电振子,并研究了其在流体卡门涡街场中的俘能规律^[6]。Giacomello等^[7]提出了使用IPMC薄膜材料的水下俘能装置,试验结果表明,使用尺寸为11 mm×33 mm×0.2 mm的IPMC薄膜,在外接最佳负载时,俘能装置可以产生0.1 μW的功率,该装置的适用流速为0.6~1.1 m/s。Zhang等分析了双压电梁、双层压电贴片等组合成的不同连接方式下的圆柱涡致振动式压电俘能器,研究了不同流速及外接电阻等因素对俘能器俘能效率的影响^[8]。袁江波较系统地研究了钹型和鼓型结构的压电俘能装置,通过开槽优化应力分布法提高了俘能装置的俘能效率^[9]。

本研究课题计划开展对基于柔性压电材料的流致振动俘能等研究,故较为关注柔性压电材料在弯曲摆动条件下的压电特性规律。本文建立了MFC压电纤维片的压电模型,设计和搭建了试验台,并利用该试验台对MFC压电纤维片的压电特性规律进行试验研究。

1 基于步进电机的MFC压电纤维片往复弯曲摆动试验台

为了研究MFC压电纤维片在弯曲摆动作用下的压电特性,设计搭建的试验台如图1所示。

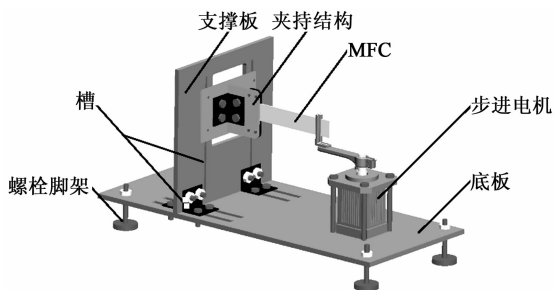


图1 试验台效果图

试验台运行原理如图2所示。MFC压电纤维片依靠试验台的夹持结构实现对其位置的固定。通过在上位机中输入电机运转参数,实现对步进电机的实时控制。试验台通过对步进电机的运行速度、摆动角度、转动方向等运行参数的控制,实现了MFC压电纤维片在不同弯曲摆动条件下的试验研究。

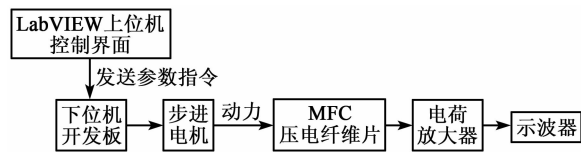


图2 试验台系统工作原理图

2 MFC压电纤维片的压电模型

MFC压电纤维片依据压电材料的正压电效应来俘获振动能,并将其转化为电信号。对MFC压电纤维片不断地施加交变的激励载荷使其振动形变,则MFC压电纤维片将产生交变电荷。MFC压电纤维片满足电学短路、机械自由条件,故采用第一类的压电方程研究其输出信号与各因素间的关系,压电方程为

$$D_m = d_{mi}\sigma_i + \epsilon_{nm}^T E_n \quad (m, n=1, 2, 3; i=1, 2, 3, 4, 5, 6) \quad (1)$$

式中: D_m 为电位移量; d_{mi} 为压电常数; σ_i 为应力值; ϵ_{nm}^T 为介电应变常数的转置矩阵量; E_n 为电场强度。

对于MFC压电纤维片,因其厚度原因,电极无法从侧端引出,外加电场也不存在,当剪切力方向的压电常数都为0时,则压电方程^[10]可简化为

$$D_3 = d_{31}\sigma_1 + d_{32}\sigma_2 + d_{33}\sigma_3 \quad (2)$$

因为MFC压电纤维片主要在长度方向上受力,故式(2)可简化为

$$D_3 = d_{31}\sigma_1 \quad (3)$$

则所产生的电荷量为

$$Q = d_{31}\sigma_1 S = d_{31} E \epsilon S \quad (4)$$

式中: E 为纤维片的弹性模量; ϵ 为应变值; S 为MFC压电纤维片的表面积。

将MFC压电纤维片简化为悬臂梁模型,假设在激励载荷作用下MFC压电纤维片的变形是连续的,则压电纤维片上任意位置处的应变为

$$\epsilon = \frac{Z}{R} = \rho Z \quad (5)$$

式中: Z 为MFC压电纤维片弯曲时在厚度方向上任意位置到中性层的距离; R 为弯曲半径; ρ 为曲率。

将式(5)代入式(4)可得

$$Q = d_{31} E \rho Z S \quad (6)$$

MFC压电纤维片产生的电压即开路电压为

$$V = \frac{Q}{C_{mfc}} = \frac{d_{31} E \rho Z S}{C_{mfc}} \quad (7)$$

式中 C_{mfc} 为MFC压电纤维片的等效电容。

由式(7)可看出,MFC 压电纤维片在外部激励载荷作用下的输出开路电压随着 MFC 纤维片的 E 、 S 、 Z 的增大而增大。

3 MFC 压电纤维片压电特性试验与结果分析

3.1 试验系统

图 3 为所搭建的基于步进电机的 MFC 压电纤维片往复弯曲摆动试验台测试系统。本研究基于此试验系统,对一种 MFC 压电纤维片在弯曲摆动作用下的压电特性展开了试验研究。其中,在 S 对 MFC 压电纤维片压电特性影响试验研究中,选用的 MFC 压电纤维片尺寸分别为 $100\text{ mm} \times 18\text{ mm}$ 、 $73\text{ mm} \times 18\text{ mm}$ 、 $33\text{ mm} \times 18\text{ mm}$ 、 $15\text{ mm} \times 18\text{ mm}$,如图 4 所示的。

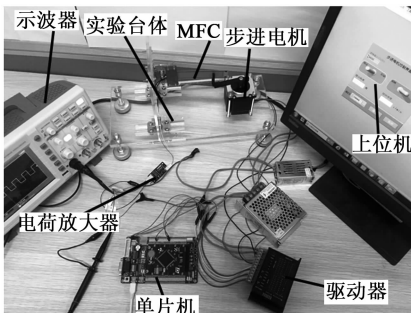


图 3 MFC 压电特性试验系统

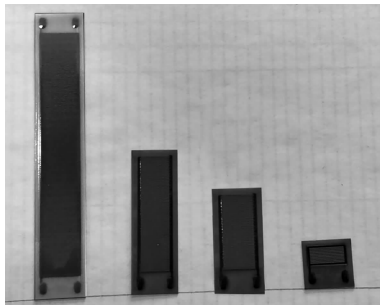


图 4 4 种不同表面积的 MFC 压电纤维片

试验中选用的型号为 M8514-P2 的 MFC 压电纤维片主要性能参数为:极化电压 $U_{\text{pol}} = 15\text{ kV}$, 静电容量 $C = 84.04\text{ nF}$, $d_{33} = 400\text{ pC/N}$, $d_{31} = -170\text{ pC/N}$, 有效机电耦合系数为 $9.1 \times 10^{-5}\text{ N/V}$, 拉伸模量为 30.336 GPa , 最高工作温度 $< 85\text{ }^{\circ}\text{C}$, 厚度为 $300\text{ }\mu\text{m}$ 。

步进电机往复摆动角度 β 随电机摆臂的摆动而实时变化, MFC 的位置也随之发生改变。图 5 为 MFC 压电纤维片弯曲角度 α 、压电片弯曲后端点到中性层距离 z_0 、电机摆臂长 d 、MFC 压电纤维片定点摆动半径 r 、固定圆心距 L 、MFC 压电纤维片长度

l 等参数间的几何关系示意图。

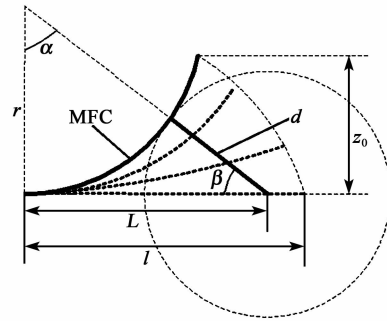


图 5 各参数几何示意图

由几何关系可得:

$$\alpha = \frac{\pi}{2} - \beta \quad (8)$$

$$r = \frac{l}{\cos \beta} - \alpha \quad (9)$$

$$z_0 = r - r \cdot \cos \frac{L}{r} \quad (10)$$

试验中,影响因素 Z 可选用特殊位置值 z_0 进行研究,但 z_0 不易测量。为了便于研究,由上述几何关系可知: $\alpha \propto z_0$ 。因此,本试验可以通过研究 MFC 压电纤维片在其不同 α 下的压电特性来间接研究变量 Z 的影响,试验结果具有可类比性。

3.2 试验结果及分析

弯曲摆动作用下, MFC 压电纤维片的压电特性试验研究结果如图 6~9 所示。

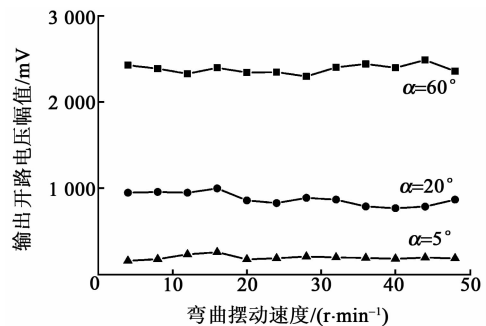


图 6 弯曲摆动速度与输出开路电压幅值的关系

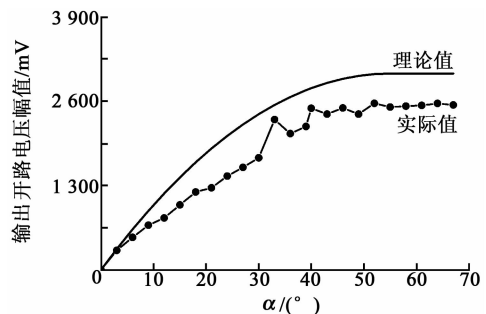


图 7 α 与输出开路电压幅值的关系

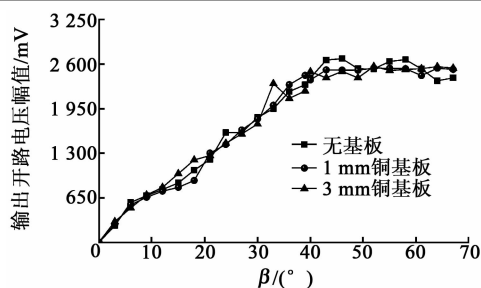


图8 基板与输出开路电压幅值的关系

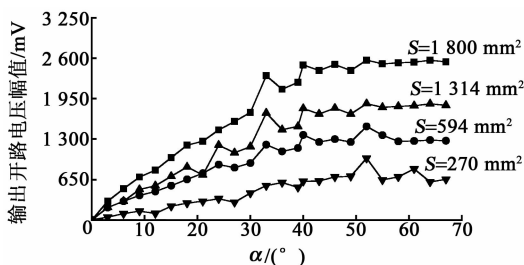


图9 S与输出开路电压幅值的关系

由图6可知,弯曲摆动速度对MFC压电纤维片的输出开路电压幅值影响很小,随着弯曲摆动速度的增加,开路电压幅值基本保持不变。弯曲摆动速度可类比于MFC压电纤维片的摆动频率,即摆动频率对MFC输出开路电压幅值无影响。

由图7可见,设步进电机的弯曲摆动速度为25 r/min。随着 α 的增加,其输出开路电压幅值也随之增加;当输出开路电压幅值达到最大值,继续增加 α ,其输出开路电压幅值不会发生明显变化。所建的理论模型和试验值有一定误差,这主要是因为试验过程中,MFC压电纤维片极化出的电荷难以长久保持,部分电荷在试验过程中被泄漏掉。由图7得出的研究规律可类比于弯曲时MFC上Z对MFC压电纤维片输出开路电压幅值的影响。

由图8可知,设置步进电机的弯曲摆动速度为25 r/min,有无基板及基板厚度变化对MFC压电纤维片输出开路电压幅值无显著影响。

由图9可知,设置步进电机的弯曲摆动速度为25 r/min,MFC压电纤维片的输出开路电压幅值随压电纤维片的表面积S的增大而增大。

4 结束语

本文通过建立MFC压电纤维片的压电模型,利用所搭建的试验平台对型号为M8514-P2的MFC压电纤维片进行了弯曲摆动作用下的压电特性试验研究。

研究表明,MFC压电纤维片的输出开路电压幅

值随压电纤维片弯曲角度的增加而增大,当开路电压幅值达到最大值,纤维片弯曲角度继续增大,但其输出开路电压幅值无明显变化。理论模型和试验结果虽然存在一定误差,但能较准确地反映其输出开路电压幅值与压电片弯曲角度间的变化规律,且Z对压电片输出开路电压幅值的影响规律与纤维片弯曲角度 α 具有一致性。其输出开路电压幅值随S的增大而变大,与压电纤维片的弯曲摆动速度、基板厚度无关。

参考文献:

- [1] 晏伯武. 基于PVDF薄膜传感器及其应用研究[J]. 数字技术与应用, 2014, 12(3): 107.
YAN Bowu. Research on PVDF thin film sensor and its application[J]. Digital Technology and Application, 2014, 12(3): 107.
- [2] 文晟, 张铁民, 杨秀丽, 等. 涡致振动型风力压电俘能器流场数值模拟与试验[J]. 农业机械学报, 2014(2): 269-275.
WEN Sheng, ZHANG Tiemin, YANG Xiuli, et al. Numerical simulation and experiment of the flow field of a piezoelectric energy capture device with vortex induced vibration[J]. Journal of Agricultural Machinery, 2014(2): 269-275.
- [3] 代胡亮. 细长结构的流致振动及其俘能研究[D]. 武汉: 华中科技大学, 2014.
- [4] 王术新, 李以哲. PVDF传感器的设计及在振动测量中的应用[J]. 压电与声光, 2004, 26(5): 374-376.
WANG Shuxin, LI Yizhe. PVDF sensor design and application in vibration measurement[J]. Piezoelectrics & Acoustooptics, 2004, 26(5): 374-376.
- [5] 卢凯. 基于PVDF的柔性压力传感器的制备与性能研究[D]. 成都: 电子科技大学, 2016.
- [6] SHAN X B, SONG R J, LIU B, et al. Novel energy harvesting: a macro fiber composite piezoelectric energy harvester in the water vortex[J]. Ceramics International, 2015, 41: 763-767.
- [7] GIACOMELLO A, PORFIRI M. Underwater energy harvesting from a heavy flag hosting ionic polymer metal composites[J]. Journal of Applied Physics, 2011, 109(8): 084903.
- [8] ZHANG M, LIU Y, CAO Z. Modeling of piezoelectric energy harvesting from freely oscillating cylinders in water flow[J]. Mathematical Problems in Engineering, 2014: 1-13.
- [9] 袁江波. 圆盘式压电发电装置发电性能及其关键技术研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2011.
- [10] 湘滨, 熊飞丽, 张文娜, 等. 传感器与测试技术[M]. 北京: 国防工业出版社, 2007.

基于压电测力仪的模拟加载标定方法研究

张 军,王新蕾,任宗金

(大连理工大学 机械工程学院,辽宁 大连 116024)

摘 要:在航空航天、高端装备制造领域,常伴随着大力值比载荷的产生,为监测其工作状态,需要对大力值比载荷大小、方向进行准确测量。该文以压电式力测试系统为研究对象,提出一种用于测力仪标定的旋转模拟加载方法。首先,基于力分解原理,结合标定装置的实际轴线与理论轴线的偏差原理,得到模拟加载过程中侧向合力随加载方位角变化的几何分布规律。针对侧向力理论波动的特点,提出一种新的模拟加载方法-旋转模拟加载法。最后设计了矢量力模拟加载实验,对测试系统应用非旋转模拟加载方法和旋转加载法进行试验对比。结果表明,应用旋转加载标定法时,测力仪侧向合力输出误差最大降低了 18.7%F. S.,验证了旋转模拟加载方法的可行性和合理性。

关键词:旋转模拟加载法;压电;传感器;测力仪;标定

中图分类号:TN304;TH823 **文献标识码:**A **DOI:**10.11977/j.issn.1004-2474.2020.03.020

Research on Calibration Method of Simulation Loading Based on Piezoelectric Dynamometer

ZHANG Jun, WANG Xinlei, REN Zongjin

(School of Mechanical Engineering, Dalian University of Technology, Dalian 116024, China)

Abstract:In the field of aerospace and high-end equipment manufacturing, it is often accompanied by the occurrence of a large value ratio load. In order to monitor its working status, it is necessary to accurately measure the size and direction of large ratio load. In this paper, a piezoelectric force test system is taken as the research object, and a method of rotating simulation loading for dynamometer calibration is proposed. First, based on the principle of force decomposition, combining the principle of deviation between the actual axis and the theoretical axis of the calibration device, the geometric distribution law of lateral combined force with loading azimuth was obtained during the simulated loading process. Aiming at the characteristics of the lateral force fluctuation, a new simulation loading method-rotation simulation loading method was proposed. Finally, a vector force simulation loading experiment was designed. The experiments of non-rotation simulation loading method and the rotation on the test system was carried out and compared. The results show that the rotation load calibration method reduced the lateral total force output error by 18.7%F. S., which verified the feasibility and rationality of the rotation simulation loading method.

Key words:rotational simulation loading method; piezoelectric; sensor; dynamometer; calibration

0 引言

在高端装备制造和航空航天矢量力测量领域,测试装置被广泛应用于矢量力的精确测量^[1]。对测力仪进行合理的标定是对力值的精确测量的前提,这对直接影响矢量力测试装置测试性能的标定精度提出了要求。

李明显^[2]对标定矩阵进行分析,完成了测力仪

的静态标定,消除向间干扰对于标定精度的影响,奠定了标定矩阵的基础。Danko Ćorić等^[3]对传感器标定过程中传感器与标定装置的相对位置引起的标定误差进行了分析,并通过改进机械结构降低了标定误差。Sheng Lin等^[4]使用正交并联机构作为六轴重力传感器校准装置的加载部件,减少传感器或力源运动的定位误差,使得标定可靠性得到明显改

收稿日期:2019-12-13

基金项目:国家自然科学基金资助项目(51475078,51675084);航空科学基金资助项目(20160163001);中央高校基本科研业务基金资助项目(DUT17GF211)

作者简介:张军(1969-),男,吉林长春人,教授,主要从事传感测控领域的研究。

善。Almassri Ahmed 等^[5]基于神经网络模型对力/力矩传感器进行标定,减小了用最小二乘法标定时带来的较大的非线性误差,提高了传感器的标定精度。大力值比矢量力定义为矢量力分力中主向力高于侧向力 1~2 个数量级,其侧向合力准确测量决定了测力仪对矢量力角度测量的准确性;当前,针对大力值比力值测力仪的标定多采用算法对标定结果的优化处理,不能从根本上降低标定误差。本文从标定装置的加载误差入手,从根本上分析了标定误差和测量误差的影响因素,对大力值比测力仪标定方法进行改进,为提高测力仪的标定精度提供了一种新思路。

压电石英具有高刚度、高固有频率和优良的静态特性等优点,适用于大力值比矢量力测量^[6]。因此,本文以正方形四点布置的压电测力仪为研究对象,针对大力值比测力仪标定中侧向合力波动问题,提出了一种旋转模拟加载的标定方法。

1 模拟加载法结构

基于文献^[7],本文设计了模拟加载标定装置对测力仪进行大力值比模拟加载。模拟加载装置可以产生偏离主向 $\approx 2^\circ$ 的大力值比矢量力,实现推力矢量的模拟加载,原理如图 1 所示。模拟加载装置可以通过 8 个均匀分布的螺纹孔绕 z 轴旋转,实现在同一圆周上 8 个工位的大力值比矢量力加载。

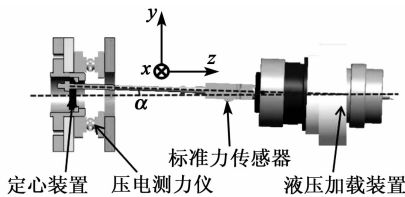


图 1 模拟加载标定结构示意图

本装置中所使用的四点布置式压电测力仪已经过三向正交标定,其 x 、 y 、 z 向非线性误差、重复性误差均低于 0.50%,向间干扰均低于 2%。

2 模拟加载误差模型

该模拟加载标定系统主要由加载装置和作为测量装置压电测力仪组成。在模拟加载的过程中,加载装置和测量装置协同作用,因此,在模拟加载测量的过程中不仅包含测试系统本身的测量固有误差,还包括模拟加载过程中加载误差。

设 F_{xe1} 、 F_{ye1} 为 x 、 y 向力的测量固有误差, F_{xe2} 、 F_{ye2} 为 x 、 y 向力的加载标定误差,故在模拟加载的标定实验中,测试系统 x 、 y 向输出力值总误差 F_{xe} 、

F_{ye} 分别为

$$F_{xe} = F_{xe1} + F_{xe2} \quad (1)$$

$$F_{ye} = F_{ye1} + F_{ye2} \quad (2)$$

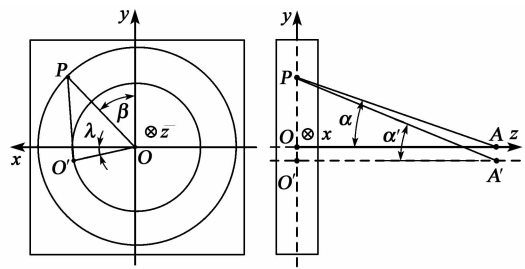
设 F_{xye1} 为侧向合力的测量固有误差, F_{xye2} 为侧向合力加载标定误差,测试系统侧向输出合力值总误差 F_{xye} 为

$$F_{xye} = F_{xye1} + F_{xye2} \quad (3)$$

大力值比矢量力侧向合力的测量直接影响力值角度的测量精度。为了得到侧向合力中测量系统固有误差,必须分离加载过程中的标定误差。

模拟加载实验过程中,加载点相对于测力仪绝对位置不变,加载装置机械结构的加工、装配误差均可简化为加载装置轴线与测力仪轴线间的相对位置误差。

加载装置与测力仪定心装置间的相对位置模型如图 2 所示。图中, P 为加载装置的作用点, OA 为测力仪轴线; $O'A'$ 为加载装置轴线, α 、 α' 分别为理想加载角度与实际加载角度; β 为加载方位角,是加载点与测力仪 y 轴正向所成的角度,在八工位旋转加载时呈 45° 阶梯增长; λ 为加载装置轴线与 x 轴正向所成的角度。



(a) 轴线 $O'A'$ 在 xOy 面投影 (b) 轴线 $O'A'$ 在 yOz 面投影

图 2 模拟加载轴线偏移模型理论分析图

由图 2 可知,加载装置轴线 $O'A'$ 与测力仪轴线 OA 的同轴度误差,导致加载装置产生的加载力的实际作用方向与理想加载方向产生偏差,从而使得加载力值在侧向方向上的分力产生较大变化。

基于力的分解原理,理想状态下施加在测力仪上的侧向合力值 F_{xy} 为

$$F_{xy} = F \times \sin \alpha = F \times \frac{OP}{PA} \quad (4)$$

存在轴线偏移时,侧向合力的实际值 F'_{xy} 为

$$F'_{xy} = F \times \sin \alpha' = F \times \frac{O'P}{PA'} = F \times$$

$$\frac{\sqrt{OP^2 + OO'^2 - 2 \times OP \times OO' \cos(\frac{\pi}{2} - \beta + \lambda)}}{PA'} \quad (5)$$

由式(5)可知,在加载力值不变的情况下,测力仪侧向输出合力 F'_{xy} 与 PA' 和 β 相关。在大量程比测力仪标定过程中, OA 与 $O'A'$ 间差距较小,因此, F'_{xy} 输出值主要受 β 的影响,且随 β 的变化呈周期性变化。取 $PA'=460\text{ mm}$ 、 $OP=17.2\text{ mm}$ 、 $OO'=2\text{ mm}$ 、 $\lambda=30^\circ$, F 分别取 $1\,500\text{ N}$ 、 $3\,000\text{ N}$ 、 $4\,500\text{ N}$ 、 $6\,000\text{ N}$ 、 $7\,500\text{ N}$, F_{xy} 的理论波动曲线如图 3 所示。

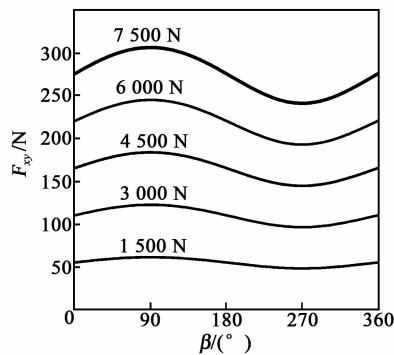


图 3 侧向合力随 β 变化波动图

由图 3 可见,加载装置轴线偏移引起侧向合力 F_{xy} 随推力偏移方位角 β 的变化,理论上其波动趋势符合确定的函数规律,其周期为 360° ,且随着加载力值的增加,其波动幅度也在增加。

3 旋转模拟加载法标定实验

基于以上理论误差分析模型,提出旋转模拟

加载标定法。实验时,将模拟加载装置、定心装置、标准力传感器、连杆整体同步旋转,杜绝各部分间发生相对运动,保证加载装置轴线与测力仪轴线的相对位置不发生变动,使得加载误差中的系统误差随标定工位的旋转规律性展现。为了验证旋转模拟加载法的可靠性,通过两种标定实验方法对测力仪进行模拟加载,一种为旋转模拟加载标定法;一种为非旋转模拟加载标定法,在标定过程中,不限定模拟加载装置、定心装置、标准力传感器、连杆间的相对位置。采用图 4 所示的标定系统,按照两种方法通过模拟加载标定装置对测力仪的 8 个工位施加 $0\sim7\,500\text{ N}$ 的阶梯加载,记录测力仪输出,如表 1~6 所示。

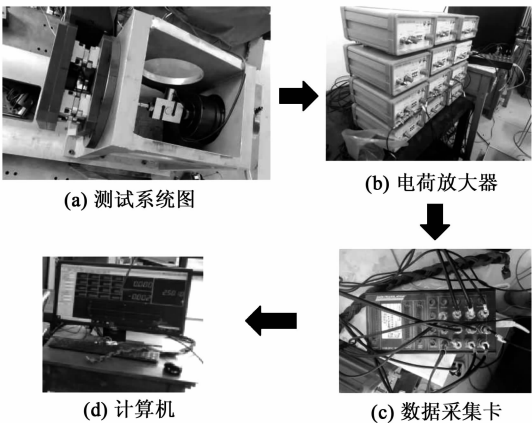


图 4 模拟加载标定系统图

表 1 非旋转标定法 x 向标定数据值

输入力/N	平均输出力值/N							
	工位 0	工位 1	工位 2	工位 3	工位 4	工位 5	工位 6	工位 7
1 500	-22.370	-45.56	-72.26	-71.20	-32.59	19.40	11.00	4.29
3 000	-31.400	-100.78	-142.71	-128.81	-31.11	50.99	54.92	26.66
4 500	-30.090	-157.47	-219.03	-168.61	-31.80	86.77	100.35	57.07
6 000	-30.856	-203.14	-278.57	-207.58	-34.44	124.05	145.84	95.18
7 500	-35.490	-241.02	-329.82	-244.62	-33.12	158.12	193.58	131.45

表 2 非旋转标定法 y 向标定数据值

输入力/N	平均输出力值/N							
	工位 0	工位 1	工位 2	工位 3	工位 4	工位 5	工位 6	工位 7
1 500	-49.323	-67.193	-26.21	19.61	38.71	24.51	-5.70	-18.90
3 000	-99.120	-113.12	-33.58	48.48	82.03	51.41	-13.88	-46.43
4 500	-150.820	-156.44	-36.84	83.44	129.97	82.72	-18.50	-80.20
6 000	-203.210	-197.78	-38.97	118.82	179.27	115.80	-21.89	-115.30
7 500	-255.560	-238.31	-40.86	153.63	228.74	149.11	-25.09	-151.18

表 3 非旋转标定法 z 向标定数据值

输入力/N	平均输出力值/N							
	工位 0	工位 1	工位 2	工位 3	工位 4	工位 5	工位 6	工位 7
1 500	1 502.87	1 496.90	1 495.09	1 496.14	1 501.37	1 505.17	1 504.20	1 503.92
3 000	3 001.20	2 993.91	2 992.24	2 993.01	3 003.39	3 006.71	3 006.07	3 005.19
4 500	4 498.30	4 488.91	4 486.59	4 489.86	4 503.23	4 508.35	4 506.45	4 505.28
6 000	6 000.40	5 988.82	5 986.39	5 992.55	6 009.56	6 014.84	6 012.19	6 009.13
7 500	7 492.28	7 480.60	7 477.01	7 484.57	7 505.14	7 510.65	7 507.96	7 503.84

表 4 旋转标定法 x 向标定数据值

输入力/N	平均输出力值/N							
	工位 0	工位 1	工位 2	工位 3	工位 4	工位 5	工位 6	工位 7
1 500	-5.57	-53.95	-71.20	-62.10	-39.51	28.00	38.84	23.95
3 000	-6.55	-86.55	-136.80	-101.17	-36.85	62.29	85.85	58.89
4 500	-6.89	-123.08	-193.89	-139.69	-36.98	96.74	135.43	94.85
6 000	-7.18	-161.96	-246.71	-179.75	-34.49	131.68	186.21	131.48
7 500	-7.12	-200.50	-301.19	-217.57	-37.19	167.13	235.62	169.03

表 5 旋转标定法 y 向标定数据值

输入力/N	平均输出力值/N							
	工位 0	工位 1	工位 2	工位 3	工位 4	工位 5	工位 6	工位 7
1 500	-48.21	-40.53	-2.57	28.59	42.00	28.22	-3.71	-32.36
3 000	-102.01	-83.26	-5.82	62.66	92.56	62.26	-4.39	-67.77
4 500	-156.40	-124.98	-8.85	96.63	141.85	96.28	-4.93	-103.53
6 000	-211.71	-167.33	-10.94	131.21	191.35	130.44	-5.56	-139.66
7 500	-267.29	-209.48	-13.08	165.54	241.19	163.98	-5.83	-176.00

表 6 旋转标定法 z 向标定数据值

输入力/N	平均输出力值/N							
	工位 0	工位 1	工位 2	工位 3	工位 4	工位 5	工位 6	工位 7
1 500	1 497.60	1 492.81	1 500.77	1 495.54	1 497.13	1 493.07	1 498.91	1 501.40
3 000	2 994.25	2 983.72	2 999.15	2 992.05	2 995.28	2 983.54	2 995.17	3 000.55
4 500	4 492.21	4 473.46	4 495.42	4 487.09	4 491.59	4 475.66	4 490.99	4 497.50
6 000	5 986.14	5 964.58	5 998.09	5 988.12	5 993.50	5 970.65	5 993.20	5 998.92
7 500	7 475.30	7 449.23	7 486.68	7 477.91	7 486.38	7 455.99	7 483.81	7 491.40

由表 1~6 可知,在两种方法的旋转模拟加载的实验中,测力仪三向合力输出的最大误差均低于 0.50%,符合测力仪的性能要求。图 5、6 分别为两种模拟加载法的侧向合力输出的波动曲线。

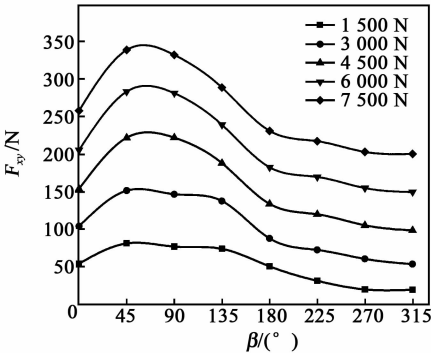


图 5 非旋转模拟加载标定法侧向合力值输出曲线

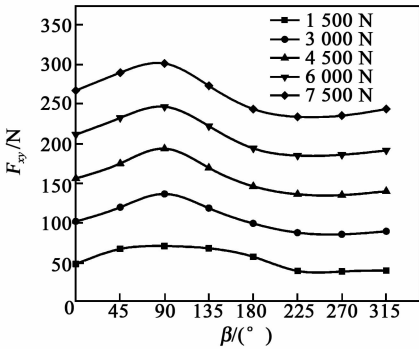


图 6 旋转模拟加载标定法侧向合力值输出曲线

由图 5、6 可见,采用旋转模拟加载标定法时,测力仪侧向合力输出值的波动幅度远低于采用传统模拟加载标定法时的波动幅度;旋转模拟加载标定法侧向合力输出曲线的形状、波动幅度均与理论波动

曲线十分相似,验证了所提误差理论模型与旋转模拟加载标定法的合理性。

图7为不同力值下两种标定方法侧向合力输出误差对比图。

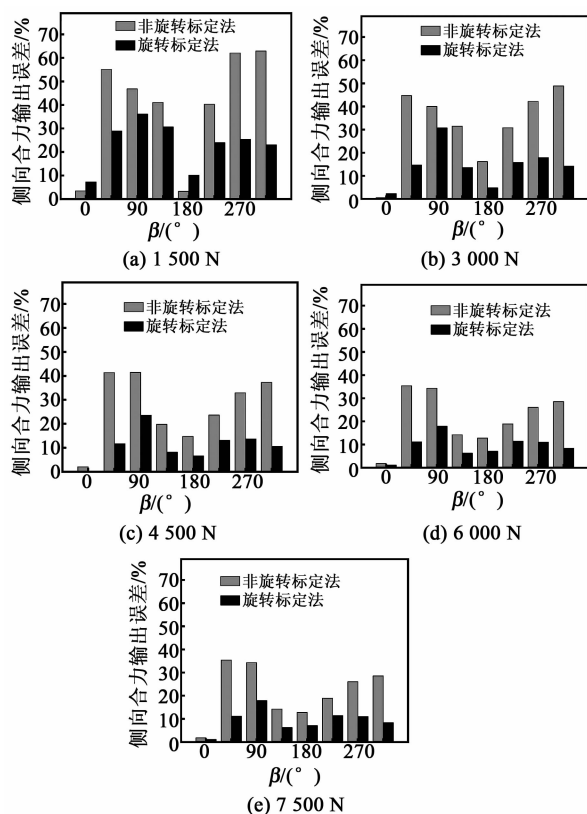


图7 不同力值下两种标定方法侧向合力误差对比图

由图7可见,随着加载力值的增大,两种标定方法的误差均在降低,但旋转模拟加载标定法侧向合力输出误差始终低于非旋转模拟加载标定法,在7 500 N情况下误差最大降低了18.7%F. S.。

综上对比两种标定方法的侧向合力输出曲线及侧向合力输出误差,证明了旋转模拟加载标定法的合理性。

4 结束语

本文以大力值比载荷标定装置的加载误差为研究对象,针对同一力值模拟加载工况下,其侧向输出误差较大且变化不规律的问题,分析了标定误差和测量误差的影响因素。基于测试系统力加载模型,

考虑模拟加载装置轴线与测力仪轴线位置偏差,探求轴线偏差对侧向合力干扰机理,得到了因力源传输路径的几何偏移和偏转产生的接触力是误差过大的主要原因。建立了同轴度误差对于加载装置所产生侧向合力影响的数学模型,得到了偏斜加载的侧向合力输出的理论几何变化曲线。针对力值曲线的特点,基于误差规律表现的思想,提出旋转加载标定法。对测试系统应用两种模拟加载标定法进行实验,发现旋转加载标定法的侧向合力输出曲线波动与理论曲线更接近,且其输出规律性表现明显。旋转加载标定法侧向合力输出误差相对于非旋转模拟加载标定法最大降低了18.7%F. S.,表明了所提旋转模拟加载标定方法的有效性和合理性,为提高测力仪的标定精度提供了一种新思路。

参考文献:

- [1] LIU Chao, DENG Junxiang, SU Sanmai. Design of loading system for thrust reverser ground simulation test[C]// Ordos, China; 2018 2nd International Symposium on Resource Exploration and Environmental Science, 2018.
- [2] 李明显. 立式大推力压电测试系统研究[D]. 大连: 大连理工大学, 2018.
- [3] ĆORIĆ D, ALEKSANDROV T, ALAR Ž. Influence of force transducer position on results of testing machine calibration[J]. Transactions of Famen XXXII-2, 2008; 57-68.
- [4] LIN S, SUN L. Design of a decoupled calibration device for six-axis heavy force sensor based on the orthogonal parallel mechanism[J]. IOP Conference Series: Earth and Environmental Science, 2019, 267: 42166.
- [5] ALMASSRI A, WAN H W, AHMAD S, et al. Self-calibration algorithm for a pressure sensor with a real-time approach based on an artificial neural network[J]. Sensors, 2018, 18(8): 2561.
- [6] 孙宝元, 张贻恭. 压电石英力传感器及动态切削测力仪[M]. 北京: 计量出版社, 1985.
- [7] 陈修平. 月面软着陆火箭发动机推力矢量测试系统研究[D]. 大连: 大连理工大学, 2013.

基于长标距 FBG 应变传感器的筒仓拆除实时监测

张超荣¹, 任亮¹, 张庆¹, 刘月新², 李炳勇³

(1. 大连理工大学 建设工程学部, 辽宁 大连 116024; 2. 大连市建设工程集团有限公司, 辽宁 大连 116000;

3. 大连港资产经营管理公司, 辽宁 大连 116001)

摘 要:为确保大连华能混凝土筒仓在物理开凿拆除过程中施工人员和施工机械的安全, 设计了长标距光纤光栅(FBG)应变传感器进行全过程实时监测。通过对传感器采集的应变数据进行静力和动力分析, 得到筒仓结构表面应变和固有频率随开孔率的变化情况, 进而对结构损伤情况进行识别。在混凝土筒仓监测过程中, 该传感器运行稳定, 获得了整个拆除过程中结构应变响应数据, 并对结构倒塌做出预警, 混凝土筒仓成功按照预定方位倒塌。此研究成果解决了传统拆除作业中的盲目性及安全措施延时被动的问题, 为同类混凝土拆除工作提供了重要的技术参考。

关键词:长标距光纤光栅应变传感器; 应变监测; 固有频率; 损伤程度; 钢筋混凝土筒仓

中图分类号: TN253; TP212.9; TU375 **文献标识码:** A **DOI:** 10.11977/j.issn.1004-2474.2020.03.021

Real-time Monitoring of Silo Demolition Based on Long-gauge FBG Strain Sensor

ZHANG Chaorong¹, REN Liang¹, ZHANG Qing¹, LIU Yuexin², LI Bingyong³

(1. Faculty of Infrastructure Engineering, Dalian University of Technology, Dalian 116024, China;

2. Dalian Construction Engineering Group Co., Ltd, Dalian 116000, China;

3. Dalian Port Asset Management Company, Dalian 116001, China)

Abstract: In order to ensure the safety of constructors and construction machinery in the process of physical excavation and demolition of Dalian Huaneng concrete silo, a long-gauge fiber Bragg grating (FBG) strain sensor was designed to monitor the whole process in real time. Through the static and dynamic analysis of the strain data collected by sensors, the variation of the surface strain and natural frequency of the silo structure with the opening rate was obtained, and then the structural damage was identified. During the monitoring of the concrete silo, the sensor operated steadily, the structural strain response data during the whole demolition process was obtained, and an early warning of structural collapse was given. The concrete silo collapsed successfully according to the predetermined direction. The research results have solved the problems of blindness and passive delay of safety measures in traditional demolition work and provided an important technical reference for similar concrete demolition work.

Key words: long-gauge FBG strain sensor; strain monitoring; natural frequency; degree of damage; reinforced concrete silo

0 引言

目前,我国已有大量的工业建筑进入了服役老年期^[1],随着我国城市规模的扩大及城镇化速度的加快,许多上世纪高耸建筑物需要拆除。大多数构筑物或高耸建筑物首选爆破进行拆除^[2],但有些被拆除的构(建)筑物周围环境复杂,如毗邻易燃易爆的化工厂或石油站,或离居民建筑距离近而不满足爆破条件,故只能进行物理性拆除。物理性拆除过程中不确定因素较多,安全性成为其突出考虑的问题。传统的拆除仅依赖施工人员的经验,其拆除速

度较慢,尤其当结构进入倒塌临界点,只能进行试探性作业,安全系数较低,对结构倒塌的方位也无法进行精准控制,随机性较大,因此,需要引入现代监测手段来解决传统拆除作业中的盲目性及安全措施延时被动的问题。

研究学者早已认识到健康监测(SHM)民用基础设施实施结构的重要性^[3],特别是对于复杂结构或重要的施工过程,如拆除、结构卸载、爆破等。传感器的选取是进行结构健康监测的重要环节,光纤光栅(FBG)传感器因其体积小,灵敏度高,耐腐蚀及抗电磁干扰等优点^[4],是结构施工与长期监测的理

收稿日期:2019-11-04

基金项目:国家自然科学基金资助项目(51678109);十三五国家重点研发基金资助项目(2016YFC0701107)

作者简介:张超荣(1995-),男,山西平遥人,硕士生,主要从事长标距光纤传感器的研制及性能研究。通信作者:任亮,副教授,博士生导师,主要从事结构健康监测的关键技术研究。E-mail: renliang@dlut.edu.cn。

想传感形式。周智等^[5]、任亮等^[6]制作了管式封装 FBG 应变传感器,并对其进行改进设计,取得了很好的测试效果,广泛应用于大坝模型工程^[7]、钢筋混凝土结构施工过程监测^[8]、海底管线的振动台试验^[9]、大连市体育馆屋盖监测^[10]中。因此,FBG 传感器适用于实际工程中的结构安全状态实时在线监测。但目前应用于实际工程的 FBG 传感器多为点式或短标距传感器^[11],一般标距在 100 mm 内,其适用范围主要是跨度和体积相对较小,材料相对均质(如钢材),应力梯度变化较明显的结构。由于其测量范围较小,只能进行局部监测,很难对混凝土这种局部性能离散大的结构进行准确的应变测试,特别是在混凝土出现开裂等破坏后,监测结果受局部裂缝、损伤等影响较大,难以实现大型结构的整体全面监测^[12]。为了对混凝土结构进行准确测试,通过增加传感器标距,使传感器的监测范围增大,得到筒仓结构一定长度的单元平均应变,避免因局部材料劣化或因裂缝引起监测失效,同时也可实现准分布式测量,从而获取结构足够的参数信息,以利于损伤识别^[13-14]。

在拆除过程中,随着开孔程度的增加,钢筋混凝土筒仓损伤程度也逐渐增加;而结构损伤会导致结构的质量或刚度缺失,进而导致结构的动力特性(如固有频率、振型和阻尼比等)发生变化。对于复杂结构而言,其振型和阻尼比的测量误差较大,而固有频率在结构模态参数测试中最易获得,且抗噪声能力强,测量精度高^[15],因此可将固有频率作为损伤特征指标。Cawley 等^[16]最先通过频率对结构进行损伤识别,通过特征值对结构物理参数的灵敏度进行分析,识别出结构的单一损伤。Salawu^[17]讨论了频率变化与结构损伤间的关系发现,基于固有频率的损伤识别技术频率易测量,且与测量位置无关,测量方便快捷,通过结构固有频率的变化确定结构是否处于损伤状态是可行的。孙丽等^[18]通过理论推导及振动台试验证明了 FBG 应变传感器适用于低频振动系统的监测需求。

为保证筒仓拆除过程中施工人员和施工机械的安全,本文首次将长标距 FBG 应变传感器用于混凝土筒仓的拆除工作中,对采集的数据进行动、静态联合分析,根据监测结果实时控制开凿顺序,纠正筒仓的倒塌方位,并在倒塌前夕成功做出动力和静力预警,相关研究成果可为类似工程提供借鉴和参考。

1 长标距 FBG 应变传感器

1.1 传感器设计

针对混凝土筒仓特有的结构类型及破坏形式,

设计了与之相匹配的等效长度比传感器。传感器设计标距为 500 mm,全长为 600 mm。传感器采用夹持封装方式,采用独特的胶粘剂隔离技术,胶粘剂不直接封装光纤光栅区域,仅作用于光纤光栅两端的光纤封装区域,根据材料力学中的等效截面比原理,外界的应力作用将直接作用在光纤光栅区域,有效地消除了胶粘剂导致的多层应变传递损耗,大幅提高了传感器的响应频率。封装后的传感器主要由低温敏光纤光栅构件和两个夹持套管组成,如图 1 所示。

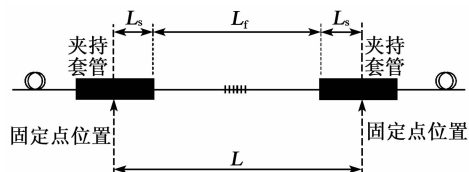


图1 光纤光栅应变传感器原理图

夹持套管为钢管,设两端固定点的距离为 L ,两个夹持套管的内端面间距为 L_f ,夹持套管的内端面至支点的间距为 L_s 。根据文献^[4]推导,其中心波长变化 $\Delta\lambda_{\text{FBG}}$ 与外界应变 ϵ 的关系为

$$\Delta\lambda_{\text{FBG}} = \frac{K_\epsilon L}{L_f} \epsilon \quad (1)$$

式中 K_ϵ 为光纤光栅的应变影响系数。通过调整固定支点的间距和光纤传感区域的长度,则可改变传感器的应变灵敏度。

1.2 传感器标定试验

图2为用万能试验机对定制传感器进行的标定试验,标定棒材直径为 $\varnothing 14$ mm,长为 800 mm,弹性模量为 2.06×10^5 MPa。首先将裸光纤光栅和待标定的光纤光栅应变传感器安装在钢棒两侧,通过万能试验机对钢棒施加拉力,使两侧传感器均匀协调变形,将待测传感器的波长变化与标准裸光纤光栅的波长变化进行拟合,得出其灵敏度系数和线性度系数。图3为 500 mm 长标距光纤光栅应变传感器的标定实验结果。标定实验数据表明传感器应变灵敏度系数为 $1.2599 \text{ pm}/\mu\epsilon$,与理论值 $1.2 \text{ pm}/\mu\epsilon$ 基本一致,且其线性度系数 R^2 高达 0.9999,说明传感器具有良好的线性度。

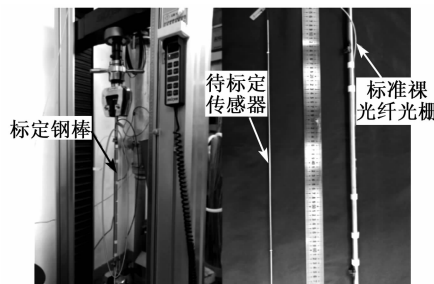


图2 万能试验机标定试验

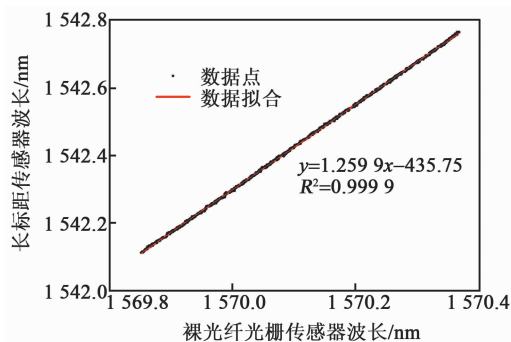


图3 应变标定实验结果

1.3 传感器疲劳试验

光纤光栅与胶粘剂间的结合面、传感器封装材料与粘合剂在长期交变荷载作用下可能会产生疲劳损伤,疲劳损伤积累到一定程度时将会导致传感器失效,因此,需要对长标距光纤光栅应变传感器进行疲劳试验,以检验其长期稳定性和可重复性。

利用 MTS 试验机对钢棒循环施加 11~25 kN 正弦变化的往复荷载,加载频率为 25 Hz。在循环往复荷载作用下,传感器波长最大值、最小值如图 4 所示。在 90 万次的循环往复荷载作用下,其波长最大值和最小值基本处于稳定状态。根据疲劳试验结果可知,长标距光纤光栅应变传感器具备良好的长期工作稳定性和可重复性。

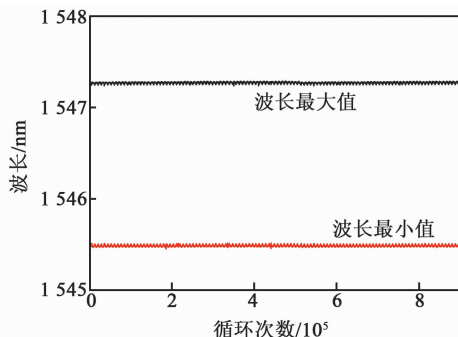


图4 循环荷载作用下传感器最大和最小波长变化

2 监测方案设计

2.1 工程概况

因城市改建规划的要求,需要对大连华能小野田水泥厂 3 个混凝土筒仓进行拆除,由北往南分别是 1 号筒仓、2 号筒仓、3 号筒仓(见图 5)。3 个筒仓的高度均为 30 m,1 号筒仓直径为 $\varnothing 20$ m,2、3 号筒仓直径均为 $\varnothing 23$ m。为满足施工作业面的需求,拆除顺序依次为 2 号筒仓、1 号筒仓、3 号筒仓。本文以 1 号筒仓拆除过程为例进行介绍,预定的倒塌方向是东南方向。



图5 1号混凝土筒仓预定倒塌方向

开凿破碎的过程至倒塌需要精确控制,包括倒塌的方向和倒塌的临界点。为了科学控制挖掘机开凿顺序及何时撤离场地,避免不必要的人员受伤和周围设施的损坏,需要对拆除过程中混凝土应变发展趋势及筒仓的损伤程度进行实时监测分析。

2.2 传感器布置

一个典型的监测系统包括 3 个主要部件:传感器系统、数据处理系统(包括数据采集、传输和存储)及健康评估系统(包括诊断算法和信息管理)^[19]。针对 1 号筒仓的拆除方案和倒塌方向,此次传感器布置分为 3 个区域,如图 6 所示。其中 1 号和 3 号是受压区域,每个区域分别布置 4 个传感器;2 号是受拉区域,布置 3 个传感器,传感器的编号及中心波长如表 1 所示。由图 6 可见,1 号和 3 号区域传感器从距倒塌方向线 18 m 开始安装,左、右间隔 1 m,上、下净距为 1 m;2 号区域传感器间隔为 6 m,均匀布置。每条测线上最底部的传感器位于距筒仓基础底部 5 m 的高度,形成准分布式监测网。传感器支座预先进行钻孔植筋固定,光纤光栅传感器分组串接,形成 3 条测线,通过多芯光缆统一接入到距离筒仓 200 m 外的动态光纤光栅解调仪中。

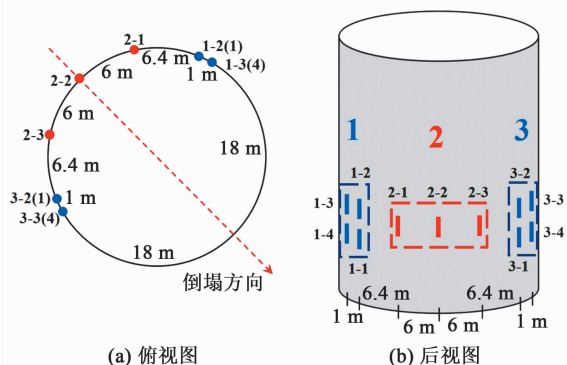


图6 传感器布置示意图

表 1 传感器编号及中心波长

编 号	1-1	1-2	1-3	1-4
波长/nm	1 542.027	1 512.515	1 565.753	1 550.917
编 号	2-1	2-2	2-3	3-1
波长/nm	1 542.063	1 556.765	1 572.693	1 576.432
编 号	3-2	3-3	3-4	
波长/nm	1 563.013	1 552.676	1 580.459	

2.3 数据采集系统与监测平台

为了满足动力和静力联合监测的需求,静力监测的采集系统选用本课题组自行开发的光纤光栅及电类同步采集仪,如图 7(a)所示。整个静力监测过程的采样频率为 5 Hz。动力监测的采集系统采用美国 Micron Optics International(MOI)公司生产的 SM130 型光纤光栅解调仪,其最大采样频率为 1 000 Hz,如图 7(b)所示。随着拆除过程的进行,每隔 20 min 进行高频采集,通过快速傅里叶变换得到频谱图,分析其基频的变化。



图 7 数据采集系统

为了实现拆除过程中监测数据的可视化和实时预警,基于 LabVIEW 开发了可视化实时监测平台,如图 8 所示。在监测软件的人机交互界面中加入筒仓模型显示功能,利用模型中传感器位置的颜色变

化来反应测点部位的变形程度,设计了独特的报警指示灯。图 8 中左、右侧视图对应图 6(b)中 1 号与 3 号受压区域,通过观察两侧数值的大小对筒仓的倒塌方位进行实时校准;图 8 中中间视图对应图 6(b)中 2 号受拉区域,当混凝土筒仓受拉侧最大应变超过 $200\text{ }\mu\epsilon$ 时开始预警,指示灯显示为红色,并进行报警。

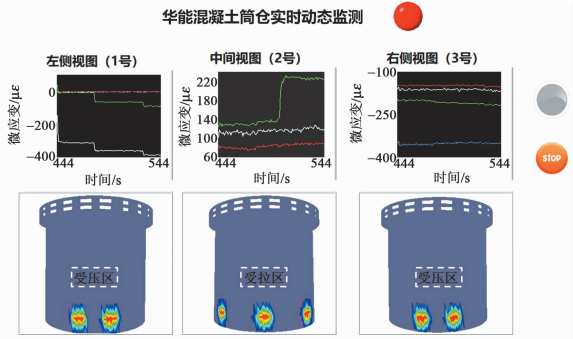


图 8 可视化实时监测平台

3 监测结果与分析

3.1 动力监测结果与分析

基于结构动力特性的变化判断结构的损伤程度是一种简便的方法,在实际工程中,频率是最易获得的结构动力参数,也是能获取的较准确的结构动力参数之一。如图 9 所示,随着施工的进行,混凝土筒仓的开孔率逐渐增大,结构的质量和刚度也随之发生变化。采用 SM130 型光纤光栅解调仪每隔 20 min 进行 1 000 Hz 高频采样,并记录此时筒仓的开孔率。

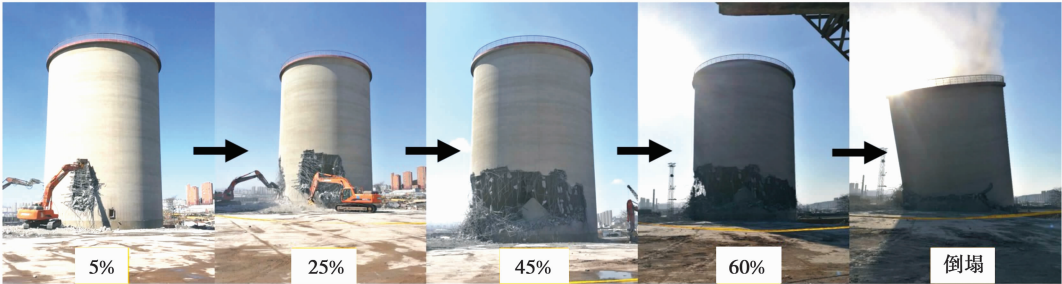
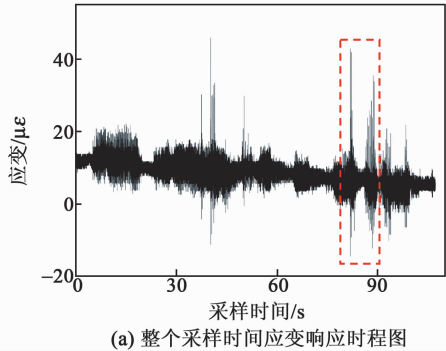


图 9 开孔率变化过程

图 10 是筒仓开孔率为 5% 时采集的 3-3 光纤光栅应变传感器的原始应变时程数据。为了便于分析,截取 80~90 s 应变响应幅值较大的一段时程,对截取的这段信号作快速傅里叶变换,即得到该段信号的频谱图,如图 11 所示。由图 11 可见,其一阶固有频率为 4.123 97 Hz,相对于未开孔时结构的固有频率减小了 8.3%。如此循环进行,在结构倒塌前共记录了 11 次结构频率的变化,绘制的固有频率与开孔率的折线图如图 12 所示。由图 12 可知,其固有频率随着开孔率的增大而逐渐减小,结构倒塌时其固有频率减小为 0.75 Hz,相对于未开孔时

结构的固有频率减少了 83.3%。



(a) 整个采样时间应变响应时程图

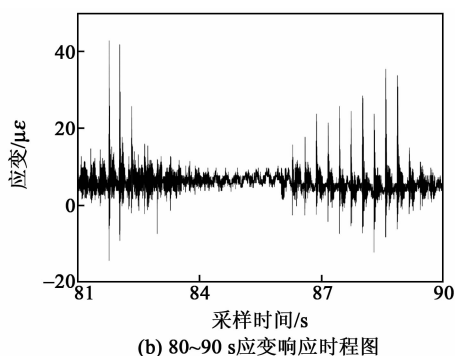


图10 光纤光栅传感器应变响应时程图

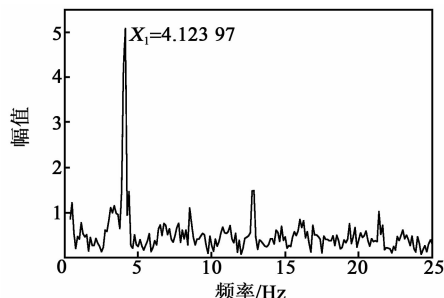


图11 开孔率为5%频谱图

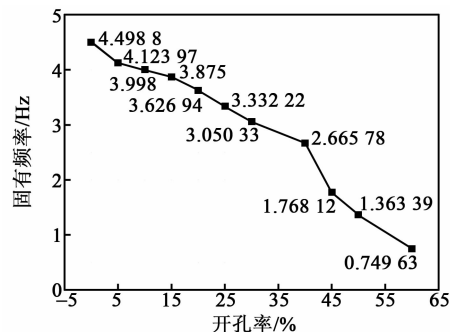
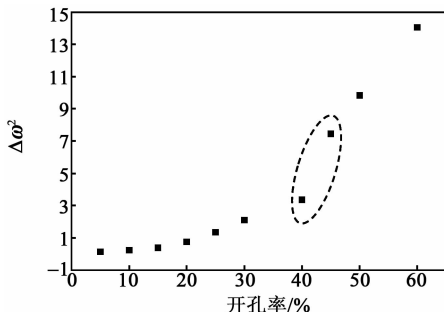


图12 固有频率与开孔率折线图

在本文中,近似地将开孔率作为结构的损伤因子,表示该结构的损伤程度,以固有频率变化的平方($\Delta\omega^2$)为纵坐标进行绘图,得到的相关曲线如图13所示。由图可见,在开孔率 $\leq 40\%$ 时,基本满足线性的关系;当开孔率为 45% 时,出现拐点, $\Delta\omega^2$ 出现陡增,结构损伤开始变大,结构振动的非线性特性更明显。因此,当筒仓结构开孔率为 45% 时做出动力预

图13 $\Delta\omega^2$ 与开孔率的关系图

警,对应的时间为13:50。

3.2 静力监测结果与分析

拆除顺序是先在距3号传感器1 m处开孔,然后由南向北(3号到1号)逐渐开孔。在预警前期,结构受拉侧应变响应值较小,此时重点关注1号和3号受压区传感器数值的大小,通过调整施工顺序使两侧压力值逐渐平衡,纠正筒仓倒塌方向的偏离程度,使主应力方向与倒塌方向一致。

当2号区域传感器最大拉应变变为 $200 \mu\epsilon$ 时,拉应变急速增大,如图14所示。由图可看到这一临界变化,混凝土开始退出工作,主要拉应力由钢筋承担,此时开始静力预警。同时也观察到筒仓背部出现明显的裂缝,如图15所示。当表面应变为 $600 \sim 800 \mu\epsilon$ 时,钢筋进入屈服阶段,结构由介稳状态向失稳状态过渡。静力预警的时间为14:32,施工现场所有人员及机械撤离,静力预警13 min后,结构成功按照预定方位倒塌。

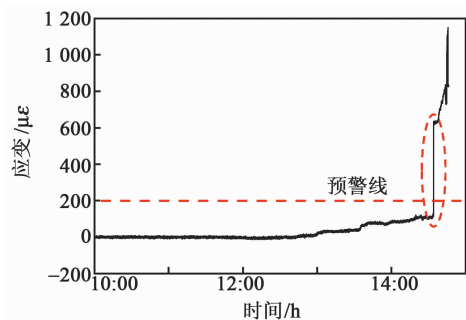


图14 2号区域部分传感器应变时程图



图15 筒仓背部裂缝图

4 结论

为保证大连华能混凝土筒仓拆除过程的安全性,采用长标距光纤光栅传感器对拆除全过程进行

动力和静力联合监测与分析,根据监测结果可得出以下结论:

1) 结构动力特性的变化比静力特性对损伤反应更灵敏。当开孔率为45%时,频率变化的平方出现突变,开始动力预警,此时结构的固有频率相对于未开孔时减小了60%;当受拉侧最大拉应变为 $200\ \mu\epsilon$ 时开始静力预警,从静力预警到结构倒塌持续了13 min。最后混凝土筒仓成功按照预定方位倒塌,倒塌时极限拉应变为 $1\ 200\sim 1\ 500\ \mu\epsilon$,与钢筋屈服破坏理论值基本一致。

2) 监测结果表明,所采用的FBG长标距光纤光栅应变传感器信号稳定,能够抵抗结构由于施工机械锤击引起的巨大振动与冲击,具有良好的耐久性和稳定性。同时能够快速、准确地反映结构的应变变化,精确实测到拆除过程中固有频率的变化,具有很高的灵敏度。

3) 这种实时监测与控制对拆除工作具有前瞻性和科学指导性的作用,使管理人员和施工人员清楚地了解拆除过程中混凝土筒仓的应力应变变化,及时调整施工顺序,确保了施工拆除期间施工人员和施工机械的安全性,同时也加快了施工速度,缩短了施工工期。在构筑物(建筑物)拆除领域联合应用动静监测方式将成为一种趋势。

参考文献:

- [1] 丁丽萍. 钢结构厂房托梁拔柱改造技术与安全管理研究[D]. 武汉:华中科技大学,2011.
- [2] 言志信. 结构拆除及爆破震动效应研究[D]. 重庆:重庆大学,2002.
- [3] LI H N, REN L, JIA Z G, et al. State-of-the-art in structural health monitoring of large and complex civil infrastructures[J]. Journal of Civil Structural Health Monitoring, 2016, 6(1): 3-16.
- [4] 任亮. 光纤光栅传感技术在结构健康监测中的应用[D]. 大连:大连理工大学,2008.
- [5] 周智,赵雪锋,洪湛君,等. 光纤光栅毛细钢管封装工艺及其传感特性研究[J]. 中国激光, 2002, 29(12): 1080-1092.
ZHOU Zhi, ZHAO Xuefeng, WU Zhanjun, et al. Study on FBG sensor's steel capillary encapsulating technique and sensing properties[J]. Chinese Journal of Lasers, 2002, 29(12): 1080-1092.
- [6] 任亮,李宏男,胡志强,等. 一种增敏型光纤光栅应变传感器的开发及应用[J]. 光电子·激光, 2008, 19(11): 1437-1441.
- [7] 任亮,姜涛,李东升,等. 微型FBG应变传感器在大坝模型实验中的应用[J]. 振动、测试与诊断, 2013, 33(2): 277-283.
REN Liang, JIANG Tao, LI Dongsheng, et al. Application of small FBG strain sensors in dam model experiment[J]. Journal of Vibration, Measurement & Diagnosis, 2013, 33(2): 277-283.
- [8] 李宏男,孙丽,梁德志. 光纤布拉格光栅传感器用于混凝土结构施工监测[J]. 建筑材料学报, 2007, 10(3): 342-347.
LI Hongnan, SUN Li, LIANG Dezhi. Monitoring of construction of the concrete structure based an embedded fiber Bragg grating(FBG) sensor system[J]. Journal of Building Materials, 2007, 10(3): 342-347.
- [9] 孙丽. 光纤光栅传感技术与工程应用研究[D]. 大连:大连理工大学,2006.
- [10] 李宏男,杨礼东,任亮,等. 大连市体育馆结构健康监测系统的设计与研发[J]. 建筑结构学报, 2013, 34(11): 40-49.
LI Hongnan, YANG Lidong, REN Liang, et al. Design and development of structural health monitoring system for the Dalian stadium[J]. Journal of Building Structures, 2013, 34(11): 40-49.
- [11] 魏洋,卢海鹏,刘小明,等. 基于长标距光纤光栅传感器的连续梁桥监测技术[J]. 铁道科学与工程学报, 2017, 14(10): 2231-2238.
WEI Yang, LU Haipeng, LIU Xiaoming, et al. Monitoring technology of continuous girder bridge based on long-gauge fiber Bragg grating sensors[J]. Journal of Railway Science and Engineering, 2017, 14(10): 2231-2238.
- [12] 郭宗莲,张宇峰,陈紫妍,等. 分布式长标距FBG传感技术在桥梁结构监测中的应用研究[J]. 世界桥梁, 2015, 43(1): 70-74.
GUO Zonglian, ZHANG Yufeng, CHEN Ziyan, et al. Study of application of distributed long-gauge fiber Bragg grating sensor technique to bridge structural monitoring[J]. World Bridges, 2015, 43(1): 70-74.
- [13] LI S, WU Z. Development of distributed long-gage fiber optic sensing system for structural health monitoring

- [J]. Structural Health Monitoring, 2007, 6(2): 133-143.
- [14] 赵雪峰, 宋钢兵, FERNANDEZ M, 等. 一种预张拉大标距光纤光栅应变传感器的研究[J]. 光电子·激光, 2009, 20(5): 576-579.
- ZHAO Xuefeng, SONG Gangbing, FERNANDEZ M, et al. Research on one kind of long sensing gauge fiber Bragg grating sensor with pretension[J]. Journal of Optoelectronics · Laser, 2009, 20(5): 576-579.
- [15] 郑栋梁, 李中付, 华宏星. 结构早期损伤识别技术的现状和发展趋势[J]. 振动与冲击, 2002, 21(2): 1-6.
- ZHENG Dongliang, LI Zhongfu, HUA Hongxing. A summary review of structural initial damage identification methods[J]. Journal of Vibration and Shock, 2002, 21(2): 1-6.
- [16] CAWLEY P, ADAMS R D. The location of defects in structures from measurements of natural frequencies[J]. The Journal of Strain Analysis for Engineering Design, 1979, 14(2): 49-57.
- [17] SALAWU O S. Detection of structural damage through changes in frequency: a review[J]. Engineering Structures, 1997, 19(9): 718-723.
- [18] 孙丽, 李宏男, 朱彤, 等. FBG 应变传感器的动态特性及其应用范围[J]. 振动与冲击, 2006, 25(3): 29-34.
- SUN Li, LI Hongnan, ZHU Tong, et al. Dynamic characteristics and application range of FBG strain sensor[J]. Journal of Vibration and Shock, 2006, 25(3): 29-34.
- [19] LI H N, LI D S, SONG G B. Recent applications of fiber optic sensors to health monitoring in civil engineering[J]. Engineering Structures, 2004, 26(11): 1647-1657.

《压电与声光》网络投稿流程

1) 登陆网站 www.peaotec.com. 进行作者注册(请牢记账号, 因稿件的所有状态都将在里面查询)。若有意愿自荐成为本刊审稿人或推荐审稿人, 请详细填写审稿人的资料。

2) 查看投稿须知及投稿模版。

3) 下载填写保密回执及著作权转让协议。

4) 填写稿件信息(正确填写如邮箱、电话及单位, 以便联系)。

5) 上传稿件和附件(包括专利、获奖证书及相关回执)。

注意:

1) 带 * 的内容为必填项。

2) 每篇文章都需要有投稿作者和通信作者, 可以由同一人担任。如果是学生, 通信作者应该是指导教师。

3) 为提高稿件的外审效率, 请作者推荐合适的专家供编辑部参考。

4) 需把所有的署名作者一一填写, 因为在打印录用通知时需要把所有的作者姓名全部打印上去。

稿件流程:

1) 稿件上传成功后, 系统自动发送收稿回执到作者注册邮箱。

2) 稿件初审(合格的进入复审, 不合格的退修或直接退稿)。

3) 专家外审(复审)、终审(审稿周期 1 个月)。

4) 通过外审的稿件发录用通知和版面费通知(作者账号登陆-点击版面费管理-点击文章标题-下载)。

5) 稿件定文发表(本阶段责编会通过作者注册或通信作者的电子邮箱发校样稿定稿, 请作者注意查收邮件)。

6) 稿件一经刊出, 即付稿酬。期刊出版后, 还将向国内外文献检索机构报送并上网, 届时不再向各位作者另付稿酬。

高温压电式加速度传感器的温度响应测试评价

杜晓辉¹, 刘 帅¹, 朱敏杰¹, 卢铁林¹, 张祖伟², 袁宇鹏²

(1. 机械工业仪器仪表综合技术经济研究所, 北京 100055; 2. 中电科技集团重庆声光电有限公司, 重庆 401332)

摘 要:针对现有高温加速度传感器需要量化与同类进口产品的温度响应差距的开发需求,提出了一种高温加速度传感器的同步高温振动对比测试方法,并开发了专用测试系统,对比开展了某型号高温压电加速度传感器与同类进口产品的温变响应和高温稳定性测试评价。在 23~400 ℃升温段内,该压电加速度传感器的灵敏度随着温度升高均呈现增大的基本趋势,最大灵敏度温度漂移量为 6.17%,约为 Kistler 传感器的 2.53 倍;在高温稳定性方面,该压电加速度传感器的高温灵敏度稳定度均值约为 Kistler 传感器的 2 倍。

关键词:压电式加速度传感器;高温;温度响应;稳定性;对比测试

中图分类号:TN384;TB934;TH824 **文献标识码:**A **DOI:**10.11977/j.issn.1004-2474.2020.03.022

Test and Evaluation of Temperature Response of High-temperature Piezoelectric Acceleration Sensor

DU Xiaohui¹, LIU Shuai¹, ZHU Minjie¹, LU Tielin¹, ZHANG Zuwei², YUAN Yupeng²

(1. Instrumentation Technology and Economy Institute, Beijing 100055, China;

2. Chongqing Acoustic-Optic-Electronic Co. Ltd., China Electronics Technology Group, Chongqing 401332, China)

Abstract:In view of the development demand that the existing high-temperature acceleration sensor needs to quantify the temperature response gap with similar imported products, a synchronous high-temperature vibration comparative test method of high-temperature acceleration sensor is proposed, and a special test system is developed. The test and evaluation of the temperature response and high-temperature stability of a certain type of high-temperature piezoelectric acceleration sensor and the same kind of imported products are carried out by comparison. The sensitivity of the piezoelectric acceleration sensor increases with the increase of temperature in the temperature range of 23-400 ℃. The maximum sensitivity temperature drift of the piezoelectric accelerometer is 6.17%, which is about 2.53 times of the Kistler accelerometer. In terms of high-temperature stability, the average high-temperature sensitivity stability of the piezoelectric accelerometer is about twice that of the Kistler accelerometer.

Key words:piezoelectric accelerometer; high temperature; temperature response; stability; contrast test

0 引言

振动检测是航空航天和发电等领域重大装备健康监测的重要手段^[1-3],而涡轮发动机、汽轮机、核电主泵等部位的原位振动检测需要能够耐受 250~500 ℃的高温加速度传感器^[4]。目前,国外商品化的加速度传感器的最高工作温度已突破 780 ℃,国内已开发出工作温度可达 482 ℃的商品化压电加速度传感器产品^[5],但是国内市场基本仍被 Brüel&Kjær、Endevco、PCB 和 Kistler 等国外公司垄断。

造成上述技术和市场差距的主要原因是国产高温加速度传感器的温度响应相关研究相对滞后。高温加速度传感器开发的技术难点集中在高温对压电元件稳定性、传感器应变、接插件和线缆可靠性等方面的系统影响,这些方面的研究均需要在高温振动环境中开展。在传感器设计阶段,高温振动环境主要以虚拟设置为主;陈艳香等利用 ANSYS 有限元工具证明了 SiC 加速度传感器在高温环境下的可用性^[6];李建义等仿真研究了压阻式加速度计的高温失效机理并开展了实验验证^[7]。在传感器测试评价阶段,高温振动环境主要以真实构建测试系统为主。

收稿日期:2019-12-16

基金项目:国家重点研发计划基金资助项目(2017YFF0105400);国家自然科学基金资助项目(NO. 61704064)

作者简介:杜晓辉(1987-),男,山东平度人,高级工程师,博士,主要从事传感器及仪器仪表的研究。

孔令枫等利用管式炉和激振台等设备建立了高温振动测试系统,用于获得自研 CTGS 和 YCOB 高温压电加速度计的灵敏度温漂特性^[8];谭祥虎等利用加速度计校准工作站配合恒温箱测试加速度传感器在 25~530 ℃ 的灵敏度温漂特性^[9];石维等利用激振系统和温度控制仪研究了 BGSPT 压电加速度传感器的灵敏度与温度依赖关系^[10];Ji Li 等利用微型跌落系统和电加热炉研究了压电加速度传感器在不同温度下的输出响应^[11]。总体来看,目前国产高温加速度传感器仍处在技术跟跑阶段,配套搭建的高温振动系统主要用于获取自研传感器的灵敏度温漂特性,但是,传感器的技术评价需要量化自研传感器与国外同类先进产品的温度响应性能差异,传感器的推广应用也需要更多的高温稳定性数据作支撑。

针对现有国产高温加速度传感器需要量化与同类进口产品的温度响应差距的开发需求,本文提出一种同步高温振动对比测试的方法,并搭建了基于管式炉和激振台等设备的高温振动综合测试系统,研究了国产高温加速度传感器的灵敏度温漂和高温稳定性等温度响应测试评价技术。该方法的优势在于能够量化测试对比国产传感器和同类进口传感器,并将对比数据反馈给国产厂家,辅助传感器性能优化;另一方面能够为潜在用户提供来自第三方的传感器典型功能和性能测试数据,达到真实反应国产传感器性能的目的。本文以某型号国产高温压电加速度传感器为例,开展测试方法研究、测试系统设计及测试结果讨论。

1 测试方法

比较法是标准规定的压电加速度计测试校准方法之一^[12-13],但在相关文献的测试系统中,作为参考的标准传感器均工作在室温环境下,被测传感器和标准传感器无法实现背靠背安装,自研传感器的温度响应特性评价无对照组可以参照。因此,本文在传统比较法测试基础上,创新地提出了同步高温振动对比测试方法。对被测传感器和标准传感器同时施加高温条件,同步测试两种传感器的功能指标,以及功能指标与实时温度的关系。经过数据量化对比,形成自研传感器与标准传感器的温度响应对比测试评价,进一步找出国产高温加速度传感器与同类进口产品的温度响应差距,指导反馈优化传感器

设计和工艺等。根据 JB/T 6822—2018 压电式加速度传感器,加速度传感器的温度响应主要考核温度变化引入的灵敏度误差,即灵敏度的温度漂移;而传感器高温稳定性主要考核传感器在极限高温环境下的灵敏度稳定度。

加速度传感器正常工作需要与电荷放大器组成传感器系统。传感器输出电荷(或电压)与所承受的加速度值之比即为传感器灵敏度,传感器系统的灵敏度是传感器灵敏度与电荷放大器的电荷转换系数的乘积。传感器系统灵敏度稳定度 ω 为

$$\omega = (S_2 - S_1) / S_1 \times 100\% \quad (1)$$

式中 S_1, S_2 分别为前一次、后一次的灵敏度。

在测试系统中,国产高温压电加速度传感器作为实验组,同类进口传感器作为对照组,两组传感器背靠背刚性连接在激振台上,同步开展温变响应试验和高温稳定性试验。依据压电式加速度传感器技术标准,选定 200 Hz 以下的某一频率和 10g ($g = 9.8 \text{ m/s}^2$) 以下的某一加速度值,采用正弦振动激励开展对比测试。

2 测试系统

为了实施上述对比测试,本文搭建了压电加速度传感器高温性能测试系统,包含环境应力发生装备、传感器和信号测试仪器 3 部分。与传统加速度传感器功能测试系统相比,本系统的环境应力发生装备不仅包括激振力发生装备,还包括高温应力发生装备,以实现温度和机械振动应力的精确实时复合加载。由于现有传感器的供电方式不同,部分传感器系统需要配套直流供电设备,以保证电荷放大器正常工作,因此,本系统配置了 IEPE、PE 和直流电源 3 种供电模式,满足多型号传感器同时测试需求。多传感器同时测试时,需要通用多路压电加速度传感器系统信号检测仪器。测试系统的原理图如图 1 所示,实物图如图 2 所示。

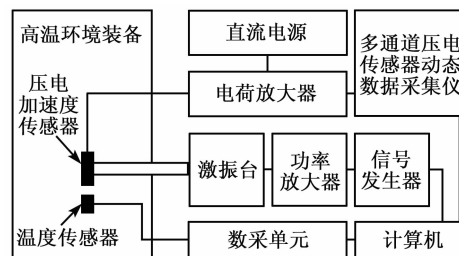


图 1 加速度传感器高温测试系统原理图

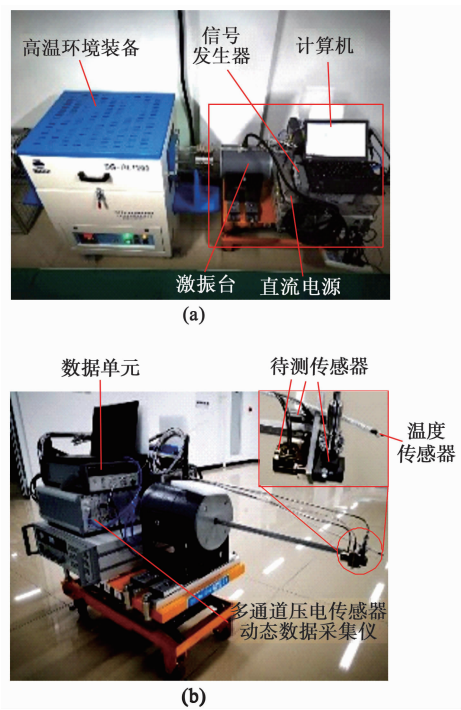


图 2 加速度传感器高温测试系统实物图

本文选用 Kistler 公司 8207A 型和 PCB 公司的 357B69 型高温压电加速度传感器作为对照组,3 只某型号国产高温传感器作为实验组。传感器通过高温线缆与各自公司配套的在线电荷放大器连接,电荷放大器再连接至多通道压电传感器动态数据采集仪,Kistler 公司的电荷放大器需要直流 24 V 供电。传感器系统实物如图 3 所示,传感器系统特性数据如表 1 所示,传感器系统的灵敏度由出厂校准证书查得。Kistler、PCB 和 N1 传感器用于温变响应测试评价,Kistler、N1、N2 和 N3 传感器用于高温稳定性测试评价;同时配置了 K 型热电偶,实时采集传感器工作原位的温度数据;其最高工作温度均为 482 ℃。

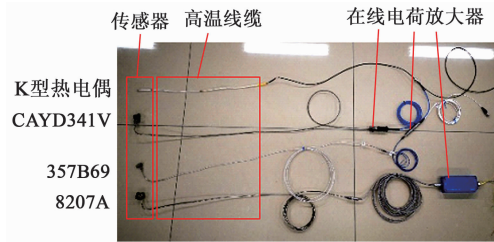


图 3 高温对比试验的传感器系统实物图

表 1 待测试传感器系统特性数据统计

序号	传感器系统品牌,型号规格和产地	系统灵敏度/ (mV · g ⁻¹)	供电和信号采集模式
1	Kistler,8207A,瑞士	94.66	24 V/PE

序号	传感器系统品牌,型号规格和产地	系统灵敏度/ (mV · g ⁻¹)	供电和信号采集模式
2	PCB,357B69,美国	3.18	IEPE
3	N1,CAYD341V,中国	33.30	IEPE
4	N2,CAYD341V,中国	32.03	IEPE
5	N3,CAYD341V,中国	32.08	IEPE

3 测试结果及讨论

3.1 温变响应试验

正弦振动频率设为标准推荐的 160 Hz,系统采集了传感器工作环境的实时温度,以及对照组和实验组传感器测得的加速度示值,采样频率为 1 kHz,采集时间为 9 800 s。实验组(N1)传感器测得的最大加速度约为 3.65 g,对照组(Kistler & PCB)测得的最大加速度分别约为 3.00 g 和 2.50 g,如图 4 所示。国产传感器在 3 000 s 以前出现无规律的输出突变,可能是传感器集中型工艺残余应力在高温膨胀下突然释放导致。

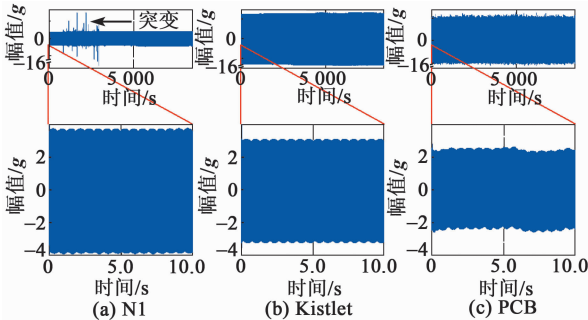


图 4 传感器输出随时间变化的统计曲线

选取时间点分别为 1 500 s、3 500 s、5 500 s、6 500 s、7 500 s、8 500 s、9 500 s 最近的正常最大加速度示值和温度值,评价传感器温变响应情况。将上述 7 个时间点的最大加速度示值和温度随时间变化曲线合并统计,如图 5(a)所示。由图可见,升温速率在 6 300 s 左右开始降低,温度在 7 000 s 左右基本稳定,实测最高温度为(402±2) ℃;根据式(1)可得传感器在前 4 个时间点上相对室温的灵敏度稳定度,绘制传感器灵敏度稳定度与对应温度值的关系曲线,如图 5(b)所示。统计结果表明,在 23~400 ℃升温阶段内,压电式加速度传感器的灵敏度均随着温度升高而增大,说明 400 ℃还未达到试验传感器所用压电材料的居里温度点,且 Kistler 和 PCB 传感器的灵敏度稳定度在 200 ℃后基本稳定,而 N1 传感器的灵敏度稳定度在 300 ℃后才稳定。

在高温稳定阶段内,传感器灵敏度稳定度均有一定程度的波动。在升温阶段内,相对 23 ℃ 时的传感器最大加速度示值,N1、Kistler 和 PCB 传感器的灵敏度稳定度最大变化量分别为 6.17%、2.44% 和 4.63%。因此,在温升对灵敏度影响方面,Kistler 传感器温度漂移最小,灵敏度稳定度实现稳定的温度最低;PCB 传感器次之,国产传感器的温度漂移约为 Kistler 传感器的 2.53 倍,灵敏度稳定度实现稳定的温度最高。造成该差异的主要原因是温度对国产传感器压电元件的压电系数影响更大,国产传感器可从该方面入手优化传感器温变特性。

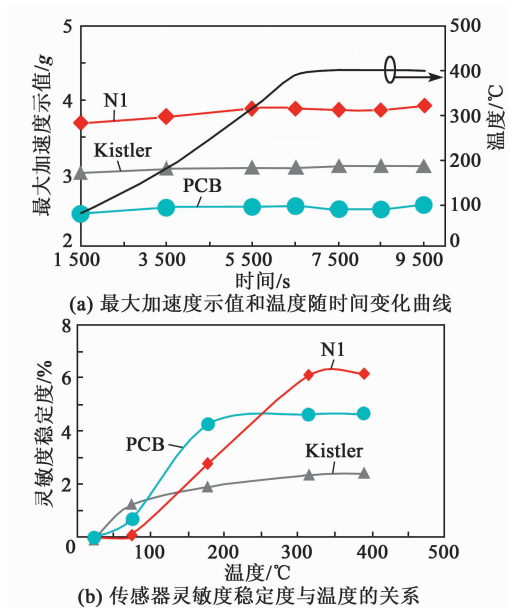


图 5 传感器温变响应试验结果

3.2 高温稳定性试验

高温稳定性试验的对照组是 Kistler 传感器,国产 N1、N2 和 N3 传感器作为实验组,考察实验组传感器在 10 周内的输出稳定性。信号发生器输出频率 160 Hz、峰-峰值 1 V 的正弦信号,调整功率放大器增益,使对照组传感器输出加速度示值稳定在 2 g 左右,并在后续测试中保持不变。为了探究传感器在极限温度环境下的输出稳定性,按照可靠性强化试验的设置,将高温稳定试验的温度设为 487 ℃ (最高工作温度为 +5 ℃)。温度稳定 10 min、传感器上电 5 min 后开始测试,测试时长为 10 min,测试周期为每周 1 次。4 只传感器的第一次测试输出曲线如图 6 所示,与进口传感器相比,3 只国产传感器的极限高温输出均存在随机的示值突变,原因可能是国产传感器压电材料的居里温度点在试验温度附近,

导致传感器的温度漂移随机波动较大,因此,国产传感器可从提高压电材料居里温度点方面优化高温输出波动问题。

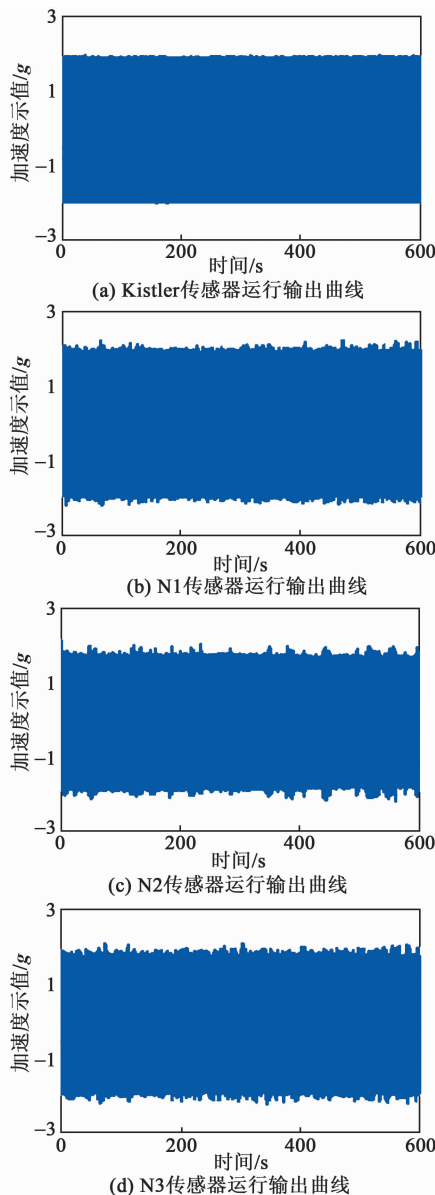


图 6 传感器高温稳定性试验结果

将 10 次测试的温度值和最大加速度示值峰值分别计算平均值,合并统计如图 7 所示。Kistler、N1、N2 和 N3 传感器各自输出的最大值与最小值之差分别为 0.11 g、0.25 g、0.20 g、0.18 g,说明 Kistler 传感器的高温灵敏度稳定度最好,国产传感器的高温灵敏度稳定度是 Kistler 传感器的 2 倍左右,且 3 只国产传感器之间的灵敏度和灵敏度稳定度差异较明显。因此,国产传感器不仅要从材料方面优化高温稳定性,还要从控制工艺一致性方面进行批

生产的质量控制。

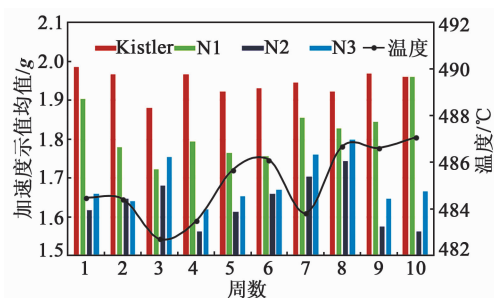


图7 高温稳定性测试的加速度示值峰值和温度均值统计

4 结束语

本文建立了高温加速度传感器的同步高温振动对比测试方法,搭建了专用测试系统,对比开展了某型号国产高温压电加速度传感器与同类进口传感器的温变响应试验和高温稳定性试验。试验结果表明,在23~400℃升温段内,压电式加速度传感器的灵敏度随着温度升高均呈现增大的基本趋势,国产压电加速度传感器的最大灵敏度温度漂移量为6.17%,约为Kistler传感器的2.53倍;在高温稳定性方面,国产压电加速度传感器的高温灵敏度稳定度均值约为Kistler传感器的2倍。因此,国产传感器需从温度响应相关的材料热稳定性、系统噪声抑制和工艺一致性等方面开展性能优化。

参考文献:

- [1] 袁宇鹏,王登攀,李小飞,等. 面向核电状态监测用的压电加速度传感器设计[J]. 压电与声光, 2019, 41(1): 49-52.
YUAN Yupeng, WANG Dengpan, LI Xiaofei, et al. Design of high sensitive piezoelectric accelerometer for nuclear power status monitoring[J]. Piezoelectrics & Acoustooptics, 2019, 41(1): 49-52.
- [2] 王海圣,翁新全,许静玲,等. 应用于高温压电传感器的铋层状无铅压电陶瓷综述[J]. 中国陶瓷, 2019, 55

(2): 1-6.

- [3] 王海圣,谭祥虎,韩哲. 铋层状压电陶瓷及其传感器总剂量辐照效应研究[J]. 山东陶瓷, 2019, 42(2): 3-6.
- [4] KALAISELVI S, SUJATHA L, SUNDAR R. Fabrication of MEMS accelerometer for vibration sensing in gas turbine[J]. Proc IEEE Sensors, 2018:1-4.
- [5] 潘睿. 压缩式高温压电加速度传感器设计与性能研究[D]. 济南: 山东大学, 2019.
- [6] 陈艳香,石云波,智丹,等. SiC 高温高量程 MEMS 加速度传感器的仿真与分析[J]. 传感技术学报, 2015, 28(10):51-55.
- [7] 李建义,朱杰,王静. 高量程压阻式加速度计在高温环境下的失效研究[J]. 仪表技术与传感器, 2015(4): 4-7.
- [8] 孔令枫. 基于 CTGS 和 YCOB 晶体的高温压电加速度计灵敏度和温漂特性研究[D]. 厦门: 厦门大学, 2018.
- [9] 谭祥虎,王海圣,韩哲,等. $(\text{NaBi})_x(\text{LiLa})_y\text{Bi}_2\text{Nb}_2\text{O}_9$ 压电陶瓷及其在传感器上的应用研究[J]. 功能材料与器件学报, 2018, 24(3): 150-154.
- [10] 石维,朱建国,肖定全,等. 基于 BGSPT 压电陶瓷的高温加速度传感器[J]. 压电与声光, 2013, 35(4):92-94.
SHI Wei, ZHU Jianguo, XIAO Dingquan, et al. A high temperature piezoelectric accelerator based on BG-SPT ceramics [J]. Piezoelectrics & Acoustooptics, 2013, 35(4):92-94.
- [11] LI J, TIAN Y, DAN J, et al. Simulation-based design and optimization of accelerometers subject to high-temperature and high-impact loads[J]. Sensors, 2017, 19: 3759.
- [12] 刘志华,蔡晨光,于梅,等. 压电加速度计比较法校准中的相对运动[J]. 计量技术, 2017(12): 3-7.
- [13] 于梅,孙桥. 振动比较法校准技术发展趋势的研究[J]. 中国计量, 2003(9): 55-58.

二维材料异质结增强的硅基太赫兹光调制器

王卓然,文天龙,张怀武

(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:研究了石墨烯/氮化硼二维异质结增强的硅基太赫兹波光调制器。利用太赫兹波时域谱系统和实验室自主搭建的太赫兹波动态测试系统分别测试了 808 nm 激光对太赫兹波的静态和动态调制。当照射在太赫兹波调制器上的激光功率从 0 增加至 500 mW 时,平均太赫兹波透过率从 58% 下降到 13%,静态调制深度最高达到 76% (500 mW)。动态测试获得的最大调制速度为 15 kHz (100 mW)。实验结果表明,与单层石墨烯增强的硅基调制器相比,石墨烯/氮化硼异质结可以更大提高硅对于太赫兹波的调制深度,并提升调制速度。

关键词:太赫兹调制器;氮化硼;石墨烯;光控;硅

中图分类号:TN929;TM23 **文献标识码:**A **DOI:**10.11977/j.issn.1004-2474.2020.03.023

Silicon-based Terahertz Optical Modulator with Enhanced 2D Material Heterostructure

WANG Zhuoran, WEN Tianlong, ZHANG Huaiwu

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

Abstract: An optical terahertz modulator based on graphene/boron nitride 2D heterostructure coated silicon was studied in this paper. The static and dynamic modulation of THz wave were tested respectively with a 808 nm laser by using the terahertz time-domain spectrum system and a terahertz wave dynamic test system independently built by the laboratory. When the laser power is increased from 0 to 500 mW, the average transmittance through the terahertz modulator decreased from 58% to 13% with maximum modulation depth of 76% (500 mW). The maximum modulation speed obtained by the dynamic modulation test is 15 kHz (100 mW). The experimental results show that the modulation depth and speed can be obviously enhanced by graphene/boron nitride 2D heterostructure in contrast to the single-layer graphene coated silicon.

Key words: terahertz modulator; boron nitride; graphene; optically-control; silicon

0 引言

太赫兹波 (THz Wave) 是一种介于微波和红外光之间的电磁波,在安全检查、高速通信、无损成像等领域具有巨大的应用前景^[1-4]。太赫兹波调制器是对太赫兹波的强度或相位进行可控调制的电子器件,在很多太赫兹波技术中具有重要作用。对于低速、宽频和低损耗的太赫兹波调制器应用,如太赫兹压缩感知成像所使用的太赫兹空间调制器,利用半导体(如硅,锗等)光生载流子产生和复合的动态过程对太赫兹波进行调制是一个不错的选择。在激光照射时,大量光生载流子在半导体内部产生;而激光关断后,光生载流子发生快速复合。这个过程中,调

制激光造成载流子浓度随时间的起伏,从而使材料在太赫兹波段的复介电常数随时间的变化发生相应地改变。根据 Drude 模型可以计算出由于半导体载流子浓度变化引起材料的复介电常数的变化,从而导致透射太赫兹波的强度和相位发生变化^[5-6]。在半导体中,激光激发的效率较低,造成对光调制深度较小,影响实际应用。为了提高半导体对太赫兹波的光调制深度和速度,可以对半导体的表面进行修饰。如我们课题组运用自组装的金纳米颗粒对硅的表面进行修饰,让硅近表面的光场强度得到提高,从而提高了近表面的光生载流子浓度,让静态的太赫兹波调制深度提高了 1 个数量级^[7-8]。Weis 等运

收稿日期:2020-02-26

基金项目:国家重点研发计划基金资助项目(2018YFE0115500);国家自然科学基金资助项目(51772045);四川省科技计划基金资助项目(2019YJ0186)

作者简介:王卓然(1995-),男,内蒙古呼和浩特人,硕士生,主要从事太赫波电子器件的研究。通信作者:文天龙(1981-),男,四川绵阳人,副教授,主要从事太赫兹波电子器件的研究。E-mail: halong@uestc.edu.cn.

用石墨烯修饰半导体硅的界面,并使用飞秒激光作为激励信号,不仅提高了太赫兹波的调制深度,而且由于石墨烯的高迁移率,还大幅提升了调制速度^[9]。对于半导体锗,在连续激光作用下石墨烯修饰的锗也获得了相似的增强效果^[10]。本文使用石墨烯薄膜和六方氮化硼薄膜的异质结构对硅衬底进行修饰,制作光控的半导体太赫兹波调制器。本文中提到的氮化硼(BN)即指二维六方氮化硼薄膜。氮化硼的层状结构与石墨烯相似,且两者的晶格常数接近,人们也将氮化硼称为“白石墨烯”,由于氮化硼的禁带宽度达 5.97 eV,绝缘性能良好,且表面平坦度达到原子级^[11],所以不会对石墨烯造成掺杂。氮化硼层对于石墨烯载流子的输运性能影响极小。2010年,Dean 等经实验测得,在氮化硼基底上的石墨烯迁移率高达 $60\,000\text{ cm}^2/(\text{V}\cdot\text{s})$ ^[12]。利用以上特性,本文制作的以石墨烯/氮化硼异质结修饰的硅基光控太赫兹调制器,不仅能进一步提高太赫兹波的光调制深度(以石墨烯修饰的硅为对比),同时还减小了调制器在不同激光功率激励下调制速度的衰减程度,这对于提高相应器件的性能和可能的应用具有一定的积极作用。

1 调制器的结构与制作工艺

太赫兹波调制器如图 1 所示,调制器结构从上至下依次为石墨烯薄膜、氮化硼薄膜、P 型硅基底。将激光作为调制信号照射在调制器表面,使太赫兹波垂直穿过器件。为了让硅能够产生光生载流子,入射激光的光子能量必须大于硅的禁带宽度 E_g (1.12 eV)。因此,只有当入射激光的波长小于 1 100 nm 时,才能激发硅材料产生电子-空穴对,从而改变硅内部的载流子浓度和复介电常数。这里选用波长为 808 nm 的调制激光。

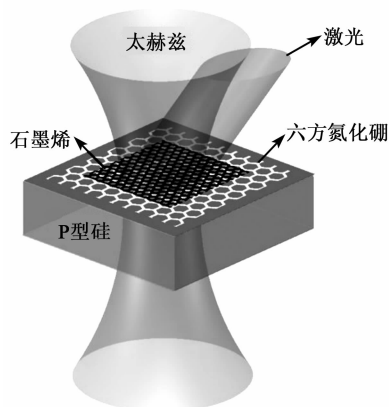


图 1 石墨烯/氮化硼异质结修饰的硅基太赫兹波光调制器示意图

制作调制器的工艺流程如下:

1) 将电阻率介于 $10\sim 30\ \Omega\cdot\text{cm}$ 的(100)P 型硅片切割为 $10\text{ mm}\times 10\text{ mm}$ 的基片。将基片依次放入丙酮、无水乙醇和去离子水中,并分别放置于超声中清洗干净,最后使用氮气将基片吹干备用。

2) 将聚甲基丙烯酸甲酯(PMMA)旋涂在 $9\text{ mm}\times 9\text{ mm}$ 的铜基六方氮化硼上,并置于 $100\text{ }^\circ\text{C}$ 加热台上 5 min,然后将该样品置于浓度为 1 mol/L 的 FeCl_3 溶液表面,静置 3 h 后可观察到铜基片溶解,PMMA 吸附的氮化硼薄膜浮于溶液表面。将样品捞出,置于去离子水中进行 4~5 次清洗,再用准备好的硅基片将氮化硼薄膜捞出,使其刚好位于基片中心。将样品放置于空气中约 1 h 使其自然晾干,再放置于 $110\text{ }^\circ\text{C}$ 加热台上约 30 min,使得氮化硼与硅片表面接触良好,然后将样品取下自然冷却后放入丙酮溶液中约 30 min,表面 PMMA 彻底溶解后用氮气吹干备用^[13]。

3) 用同样的 PMMA 转移法将一块尺寸为 $8\text{ mm}\times 8\text{ mm}$ 的铜基石墨烯转移至氮化硼上,至此样品制作成功。

2 实验结果与讨论

为了降低调制器的插入损耗,需要在无外界激励信号时,太赫兹波具有较高的透射率。使用太赫兹时域光谱系统(THz-TDS),运用太赫兹脉冲得到透射太赫兹波的波谱,并以干燥空气的透射为参考,获得太赫兹透射谱。图 2 为无光照下石墨烯/氮化硼异质结修饰硅片和仅石墨烯修饰硅片的太赫兹透射图谱。在 $0.2\sim 1.0\text{ THz}$ 内,二者的透射率均在 55% 左右。绝缘二维氮化硼薄膜的引入,对透射率的影响极小,不会引入新的插入损耗。

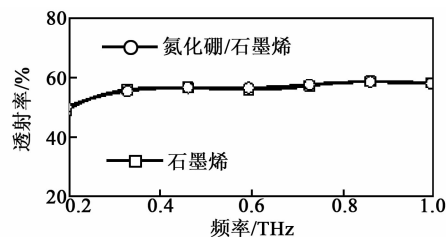


图 2 石墨烯/氮化硼异质结修饰的硅和石墨烯修饰的硅在 $0.2\sim 1.0\text{ THz}$ 的透射图谱

这里定义调制深度(D_M)对调制性能进行比较。设无激光时透射率为 $T(\omega)^{\text{off}}$,当施加激光时透射率为 $T(\omega)^{\text{on}}$,对应的调制深度为

$$D_M(\omega) = | [T(\omega)^{\text{on}} - T(\omega)^{\text{off}}] / T(\omega)^{\text{off}} | \quad (1)$$

为研究和对比静态调制性能,我们将一定功率

的 808 nm 激光聚焦成 10 mm 左右的光斑,并分别照射在 P 型硅、石墨烯修饰的 P 型硅和石墨烯/氮化硼异质结修饰的 P 型硅表面。在恒定功率激光照射下,运用太赫兹时域光谱系统,对透射过样品的太赫兹波脉冲进行测试,分别得到在不同激光功率照射下的太赫兹透射谱,如图 3 所示。由图可见,光照下以石墨烯修饰的硅透射率较无光时的变化较大,因此具有更大的调制深度。在 500 mW 激光照射下,P 型硅的平均透射率为 50%,对应的调制深度为 9%,而石墨烯修饰硅的平均透射率为 25%,对应的调制深度为 55%,调制深度提高了 6 倍。这是由于石墨烯与 P 型硅形成了异质结构,当激光照射时,光生电子和空穴由于界面势能的作用,将向相反的方向漂移和扩散;达到平衡时,大量的光生载流子将被表面电势分离而不能复合,从而造成载流子浓度较 P 型硅的光生载流子浓度高,因此获得更大的调制深度^[9]。

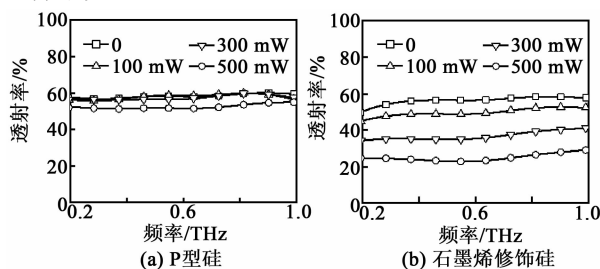


图 3 P 型硅与石墨烯修饰的硅在不同恒定激光的照射下的太赫兹波透射谱

以相同的实验方法,比较了在 100 mW、300 mW 和 500 mW 恒定激光照射下,P 型硅、石墨烯修饰硅及石墨烯/氮化硼异质结修饰硅在 0.2~1.0 THz 的太赫兹波透射谱,测试结果如图 4 所示。由图 4(a)可见,无外界激光照射时,太赫兹波的透射图谱基本重合。微弱的差异来源于石墨烯对太赫兹波较弱的吸收(2.3%左右)。由图 4(b)可见,当激光功率为 100 mW 时,石墨烯修饰硅的太赫兹波平均透射率为 48%,相比于无光照条件下的静态调制深度为 14%。石墨烯/氮化硼异质结修饰硅的太赫兹波平均透射率为 40%,调制深度为 27%。因此,在 100 mW 激光照射下,氮化硼层的引入将比石墨烯修饰硅的太赫兹波静态调制深度提高了约 1 倍。当激光功率为 300 mW (见图 4(c))时,石墨烯修饰硅的太赫兹波平均透射率为 37%,对应于无光照时的调制深度为 32%;而石墨烯/氮化硼异质结修饰硅的太赫兹波平均透射率为 25%,调制深度为 55%,静态调制深度较石墨烯修饰硅提高了约

70%。由图 4(d)可见,经石墨烯修饰硅的太赫兹波平均透射率为 25%,调制深度为 55%;而石墨烯/氮化硼异质结修饰硅的太赫兹波平均透射率为 13%,调制深度为 76%,静态调制深度提高了约 40%。由此可见,氮化硼层的引入将提高石墨烯修饰硅的调制深度,特别是在较小激光功率的作用下,增强效果最明显。氮化硼薄膜由于其较大的禁带宽度和较小的厚度,让氮化硼薄膜的引入将进一步有效分离光生的电子和空穴,阻止他们的复合,从而提高稳态时硅和石墨烯中的载流子浓度,获得比石墨烯修饰硅更大的调制深度^[14]。

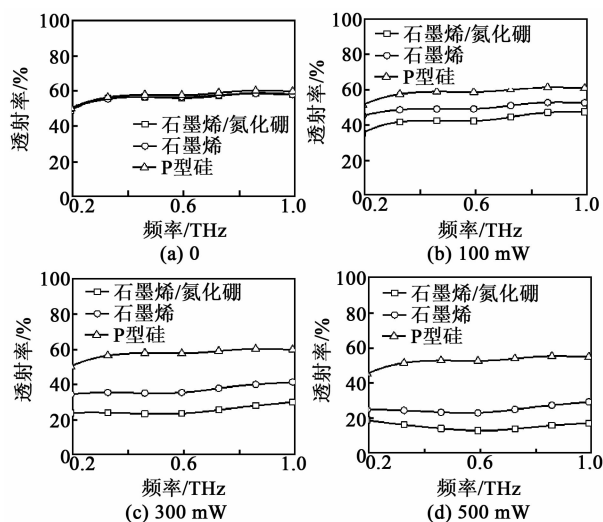


图 4 不同激光功率下调制器对太赫兹的透射谱

为了研究石墨烯/氮化硼异质结修饰硅对太赫兹波的动态调制性能,我们将激光调制成方波信号并照射在样品的表面,光斑的大小和激光峰值与之前的实验条件一致,方波频率逐渐增大。为了获得动态调制性能,我们使用连续的太赫兹波源,其频率为 0.34 THz,太赫兹波的强度由一个肖特基二极管探测器实时测得。我们以频率为 100 Hz 时所调制的载波信号峰-峰值为参考,将其他频率下的幅值做归一化处理,测得的调制太赫兹波的峰-峰值下降到 3 dB 时对应的频率作为调制速度。

图 5 为不同功率激光下调制器调制速度图。由图可见,当激光功率为 100 mW 时,石墨烯/氮化硼异质结修饰硅的调制速度为 15 kHz,且在 6 kHz 以下,调制太赫兹波的幅值衰减较小。而石墨烯修饰硅对太赫兹波的调制速度为 11 kHz,随着频率增加,其幅值一直减小。当激光功率为 300 mW 时,石墨烯/氮化硼异质结修饰硅的调制速度仍为

15 kHz,而石墨烯修饰硅的调制速度降低为9 kHz。当激光功率为500 mW时,石墨烯/氮化硼异质结修饰硅的调制速度降低为13 kHz,而石墨烯修饰硅对太赫兹波的调制速度降低为7 kHz。由此可知,在相同功率激光的激励下,石墨烯/氮化硼异质结修饰硅较石墨烯修饰硅对太赫兹波的调制速度较快,且随着激光功率的增加,石墨烯/氮化硼异质结修饰硅的调制速度衰减程度较小。这里石墨烯/氮化硼异质结修饰硅具有较快的调制速度,可能是由于在氮化硼上,石墨烯具有更大的载流子迁移率。当激光撤去后,在硅中累积的光生载流子可以在石墨烯进行更快的复合。

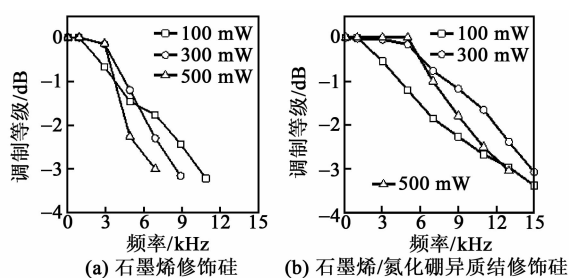


图5 不同功率激光下调制器调制速度图

3 结束语

本文通过将二维的六方氮化硼插入石墨烯和硅之间,在石墨烯与硅之间加入一层薄的绝缘层,从而将石墨烯修饰硅对太赫兹波的光调制性能进一步改善。其静态调制深度在激光功率100 mW的作用下提高了1倍,调制速度最高可达15 kHz(100 mW),且调制速度不会因为激光功率的变大而大幅衰减。

参考文献:

- [1] NAGATSUMA T, DUCOURNAU G, RENAUD C. Advances in terahertz communications accelerated by photonics[J]. *Nature Photonics*, 2016, 10(6): 371-379.
- [2] JEPSEN P U, COOKE D G, KOCH M. Terahertz spectroscopy and imaging-Modern techniques and applications[J]. *Laser & Photonics Reviews*, 2011, 5(1):124-166.
- [3] QI Na, ZHANG Zhouyong, XIANG Yuhong. Application of terahertz technology in medical testing and diagnosis[J]. *Spectroscopy and Spectral Analysis*, 2013, 33(8):2064-2070.
- [4] SENSAL-RODRIGUEZ B, YAN R, KELLY M M, et al. Broadband graphene terahertz modulators ena-

bled by intraband transitions[J]. *Nature Communications*, 2012, 3: 780.

- [5] COCKER T L, TITOVA L V, FOURMAUX S, et al. Terahertz conductivity of the metal-insulator transition in a nanogranular VO_2 film[J]. *Applied Physics Letters*, 2010, 97(22):34.
- [6] LIM M, CHOI S J, LEE G S, et al. Terahertz time-domain spectroscopy of anisotropic complex conductivity tensors in silicon nanowire films[J]. *Applied Physics Letters*, 2012, 100(21):211102.
- [7] WEN Tianlong, ZHANG Dainan, WEN Qiye, et al. Enhanced optical modulation depth of terahertz by self-assembled monolayer of plasmonic gold nanoparticles[J]. *Advanced Optical Materials*, 2016, 4(12):1974-1980.
- [8] LI Yuanpeng, WEN Tianlong, ZHANG Dainan, et al. Comparison study of gold nanorod and nanoparticle monolayer enhanced optical terahertz modulator[J]. *IEEE Transaction on Terahertz Science and Technology*, 2019, 9(5):484-490.
- [9] WEIS P, GARICA-POMAR J L, HOEH M, et al. Spectrally wide-band terahertz wave modulator based on optically tuned graphene[J]. *ACS Nano*, 2012, 6(10): 9118-9124.
- [10] MAO Qi, WEN Qiye, TIAN Wei, et al. High-speed and broadband terahertz wave modulator based on large-area graphene field-effect transistors[J]. *Optics Letters*, 2014, 39(19):5649-5652.
- [11] XUE Jiamin, JAVIER S Y, DANNY B, et al. Scanning tunnelling microscopy and spectroscopy of ultra-flat graphene on hexagonal boron nitride[J]. *Nature Materials*, 2011, 10(4):282-285.
- [12] DEAN C R, YOUNG A F, MERIC I, et al. Boron nitride substrates for high-quality graphene electronics[J]. *Nature Nanotechnology*, 2010, 1038:722-726.
- [13] ZHANG Dainan, JIN Lichuan, WEN Tianlong, et al. Manufacturing and terahertz wave modulation properties of graphene/ $\text{Y}_3\text{Fe}_5\text{O}_{12}$ /Si hybrid nanostructures[J]. *Composites Part B-engineering*, 2017, 111:10-16.
- [14] MENG Junhua, LIU Xin, ZHANG Xingwang, et al. Interface engineering for highly efficient graphene-on-silicon schottky junction solar cells by introducing a hexagonal boron nitride interlayer[J]. *Nano Energy*, 2016, 28:44-50.

一种用于石英音叉光声检测的前置带通滤波器

郭泽岩, 郭 锋, 孟祥翰, 汪润东, 童子洋

(西南科技大学 信息工程学院, 四川 绵阳 621010)

摘 要:针对石英增强光声检测系统中石英音叉共振信号的特征及提取要求,设计了一款六阶切比雪夫有源模拟带通滤波器。根据切比雪夫滤波器理论和 Sallen-Key 拓扑结构模型完成实际电路的设计,并通过石英音叉共振特性测试实验对滤波器的性能做出了验证。实验结果表明,该滤波器能对石英音叉光声信号进行滤波去噪并无失真放大,其性能指标满足:通频带宽 935 Hz,波纹 0.8 dB,带外衰减 51 dB,品质因数(Q)值 35.09,能有效抑制环境噪声,可用于石英增强光声光谱检测领域光声前端信号的处理。

关键词:光声检测;石英音叉;带通滤波器;共振特性;带外衰减

中图分类号: TN713; TM22+9.1 **文献标识码:** A **DOI:** 10.11977/j.issn.1004-2474.2020.03.024

A Pre-bandpass Filter for Photoacoustic Detection of Quartz Tuning Fork

GUO Zeyan, GUO Feng, MENG Xianghan, WANG Rundong, TONG Ziyang

(School of Information Engineering, Southwest University of Science and Technology, Mianyang 621010, China)

Abstract: A sixth-order Chebyshev active analog bandpass filter is designed for the characteristics and extraction requirements of the quartz tuning fork resonance signal in the quartz enhanced photoacoustic detection system. The actual circuit design is completed according to the Chebyshev filter theory and the Sallen-Key topology structure model, and the performance of the filter is verified through a quartz tuning fork resonance characteristic test experiment. The experimental results show that this filter can filter and de-noise the quartz tuning fork photoacoustic signal without distortion amplification. The specifications of the filter are that the passband is 935 Hz, ripple is 0.8 dB, out-of-band attenuation is 51 dB, and Q value is 35.09, which can effectively suppress ambient noise and can be used for processing photoacoustic front-end signals in the field of quartz enhanced photoacoustic spectrum detection.

Key words: photoacoustic detection; quartz tuning fork; bandpass filter; resonance characteristic; out-of-band attenuation

0 引言

在光谱气体检测中,石英增强光声光谱技术(QEPAS)在近几年得到了很大发展,其核心在于将传统光声光谱(PAS)系统中的麦克风微音器替换成频带很窄的石英音叉(QTF),有效地解决了环境噪声对系统的影响,极大地提高了系统的检测灵敏度和信噪比^[1-2]。QEPAS系统工作时,采用前置放大器将音叉共振产生的微安级压电流放大为数毫伏的电压信号^[3-4]。由于输入源十分微弱,前置放大器常采用北欧级的增益电阻,但这种大阻值增益会影响电路稳定性,并会引入较大的噪声干扰,进而影响信号的传输,因此,前置放大器的输出滤波尤为重要。

目前,QEPAS光声前置滤波模块大部分采用MAX274芯片设计的巴特沃斯带通滤波器^[5]。

MAX274芯片集成度高,极大地简化了滤波器设计步骤,且通用性很强。但这种滤波器的衰减带不够陡峭,选频能力不强,尤其对于输入信号十分微弱的场合,其噪声抑制能力较弱,故其对于光声信号的滤波效果并不理想。

针对以上问题,本文采用高精度、低噪声运算放大芯片 OP37 设计了一款用于 QEPAS 光声信号前置放大滤波的带通滤波器。基于切比雪夫滤波器设计理论,结合 QTF 谐振输出信号的特性分析,对该滤波器的幅频特性和去噪能力进行实验测试,通过实验数据验证了设计的可行性。

1 QTF 共振特性概述

QTF 是一种由石英晶体制成的晶体振荡器,通过压电效应产生机械振荡,其可等效为一个串联

收稿日期:2020-01-08

基金项目:国家自然科学基金面上资助项目(No. 61771411)

作者简介:郭泽岩(1994-),男,甘肃平凉人,硕士生,主要从事气体光声光谱检测技术的研究。

RLC 振荡电路^[6-7],如图1所示。图中 R 、 L 、 C 分别为等效阻抗、等效感抗和等效容抗, C_p 为平行寄生电容。

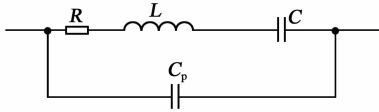


图1 石英音叉等效电路

QTF 共振频率 f 、品质因数 Q 与等效电路参数 R 、 L 和 C 的关系为

$$f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{k}{m}} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{LC}} \quad (1)$$

$$Q = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (2)$$

式中 m 、 k 分别对应为 QTF 的质量和刚度。

光声气体检测实验中,环境噪音对系统的影响显著。由于传统 PAS 采用的麦克风微音器频带很宽,大都为几万赫兹,环境噪音的强度甚至会大于光声信号,因此,传统 PAS 系统信噪比不高。但是, QTF 对噪声有很好的抑制作用,这是因为音叉的压电效应会促使音叉叉臂朝相反方向振动^[8],从而产生压电信号,环境噪音只能使音叉叉臂同向振动。由于 QTF 的响应频带很窄,一般只有几赫兹,故可以免疫大部分环境噪音,大幅增强系统的信噪比。

2 滤波器结构设计

通过低噪声运算放大器 OP37 构建了一种 Sallen-Key 带通滤波器^[9],其拓扑结构如图2所示。Sallen-Key 拓扑结构输入阻抗高、增益精度高,适合做 QTF 后级信号处理电路。

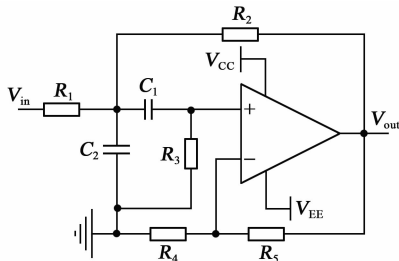


图2 Sallen-Key 带通滤波器拓扑结构

图2中,为了简化滤波器设计,令 $C_1 = C_2 = C$, 根据结点电流方程,得出 Sallen-Key 滤波器传递函数表达式为

$$H(s) = \frac{K}{R_1 C} \frac{s}{s^2 + \frac{2R_1 R_2 + R_2 R_3 + (1-K)R_1 R_3}{R_1 R_2 R_3 C} s + \frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2 R_3 C^2}} \quad (3)$$

式中 K 为放大器增益,有

$$K = 1 + \frac{R_5}{R_4} \quad (4)$$

通带增益 A_u 为

$$A_u = \frac{R_4 + R_5}{R_1 R_4 B C} \quad (5)$$

式中 B 为滤波器通频带宽,有:

$$B = \frac{1}{C} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{2}{R_3} - \frac{R_5}{R_2 R_4} \right) \quad (6)$$

中心频率 f_0 和 Q 分别为

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{R_3 C^2} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right)} \quad (7)$$

$$Q = \frac{f_0}{B} \quad (8)$$

选择衰减带最陡峭、选频特性较好的切比雪夫滤波器模型,其幅度平方函数、通带衰减、滤波器阶数^[10]分别为

$$A^2(j\Omega) = \frac{1}{1 + \epsilon^2 C_N^2 \left(\frac{\Omega}{\Omega_p} \right)} \quad (9)$$

$$L_{AR} = 10 \lg [1 + \epsilon^2 C_N^2(\Omega)] \quad (10)$$

$$N \geq \frac{\text{ch}^{-1} \sqrt{\frac{10^{0.1\gamma} - 1}{10^{0.1\delta} - 1}}}{\text{ch}^{-1}(\lambda_{sp})} \quad (11)$$

式中: Ω 为角频率; Ω_p 为通带截止频率; ϵ 为通带波纹大小; C_N 为切比雪夫多项式^[11],令 $C_N(\Omega) = 1$, 可得到最大通带衰减 δ ; γ 为阻带最小衰减; λ_{sp} 为滤波器归一化系数。

由式(9)~(11)可得到 N , 通过参数归一化和频率变换即可得到带通滤波器传递函数^[12]。

3 系统设计与测试分析

3.1 QTF 共振实验分析及滤波器参数设计

光声检测一般选用标称值为 32.768 kHz 的 QTF。受环境温度、压强及制作工艺的影响,音叉实际共振频率一般会偏离标称值,故须采用图3所示的前置放大器对 QTF 谐振频率进行标定。

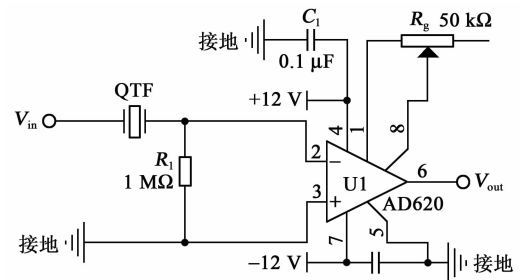


图3 前置放大器电路原理图

实验中,输入峰-峰值为 $100\text{ }\mu\text{V}$ 的正弦信号对音叉进行缓慢扫描,扫描频率为 $32.7\sim 32.8\text{ kHz}$ 。将音叉谐振产生的电流引入到前置放大器的输入端,记录前置放大器输出幅值,不同频率的输出幅值变化即为音叉的幅频响应,如图 4 所示。由图可见,实验所用 QTF 在大气环境中共振频率约为 $32\text{ }752\text{ Hz}$, -3 dB 带宽约为 6.5 Hz , Q 值为 $5\text{ }038$,前置放大器模块增益约为 60.5 dB 。

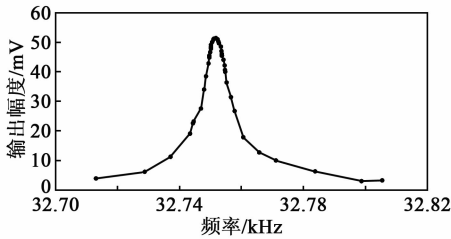


图 4 QTF 幅频响应曲线

通过上述实验可知,音叉只对共振频率附近几赫兹处的信号有较高响应,滤波器的设计应尽量满足窄带宽、高 Q 值特性,系统应尽可能满足以下要求:中心频率为 $32\text{ }752\text{ Hz}$,通频带宽 $<1\text{ kHz}$,通带

波纹 $<1\text{ dB}$, 30 kHz 与 33 kHz 处衰减均大于 40 dB ,通带增益为 10 dB 。

通过滤波器设计理论分析可推出满足设计指标的 $N=6$ 。将电路设计为 3 个二阶带通节级联的结构,其中每个二阶带通节均采用图 2 中的 Sallen-Key 结构,电路参数如表 1 所示。

表 1 滤波器参数值

带通节	$R_1/\text{k}\Omega$	R_2/Ω	R_3/Ω	R_4/Ω	R_5/Ω	$C_1(C_2)/\text{nF}$
1	65.42	488.6	485.0	498.3	1 000	10
2	35.23	498.8	491.8	491.5	1 000	10
3	34.26	485.0	478.3	491.5	1 000	10

表 1 数据为滤波器 RC 元件选取的理论值,实际取值应尽可能接近理论值,以减小系统误差。滤波器整体电路结构图如图 5 所示。通过系统指标和参数综合设计可得到滤波器传递函数为

$$H(s) = (3.552\text{ }8 \times 10^{11}\text{ s}^3)/(s^6 + 6.290 \times 10^3\text{ s}^5 + 1.275\text{ }8 \times 10^{11}\text{ s}^4 + 5.349\text{ }2 \times 10^{14}\text{ s}^3 + 5.423\text{ }6 \times 10^{21}\text{ s}^2 + 1.136\text{ }8 \times 10^{25}\text{ s} + 7.682\text{ }7 \times 10^{31}) \quad (12)$$

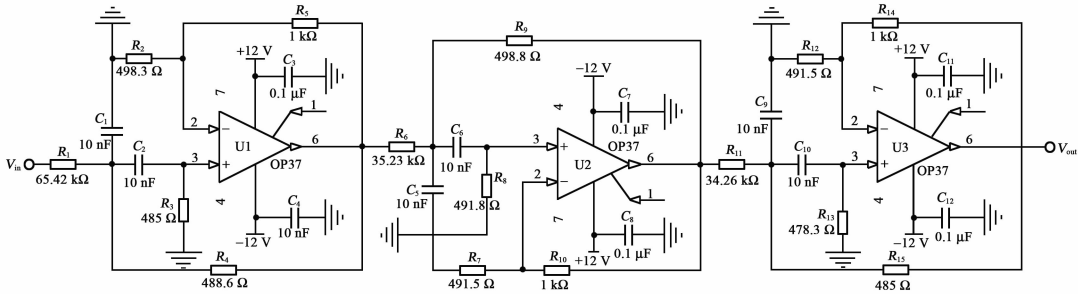


图 5 有源六阶切比雪夫带通滤波器整体电路原理图

实际焊接电路如图 6 所示。

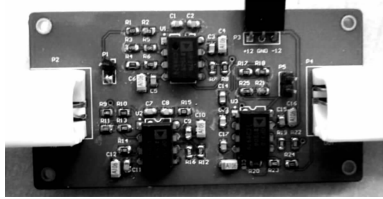


图 6 滤波器实际焊接电路板

3.2 滤波器选频性能测试分析

在音叉测试实验的基础上,引入本文设计的切比雪夫带通滤波器,频率扫描范围为 $20\sim 50\text{ kHz}$ 。对切比雪夫带通滤波器的频率响应进行测试,其结果如图 7 所示。由图可见,滤波器中心频率约为 32.8 kHz ,通带增益约为 9.86 dB ,通频带宽约为 935 Hz ,带内波纹约为 0.8 dB , 30 kHz 、 33 kHz 处信号衰减了约 51 dB , Q 值达到 35.09 。文献[3]

中 MAX274 巴特沃斯带通滤波器中心频率为 32.7 kHz ,通频带宽为 2 kHz ,带外衰减为 24 dB , Q 值约为 16.35 。两者对比发现,六阶切比雪夫带通滤波器选频性能明显优于 MAX274 巴特沃斯带通滤波器。

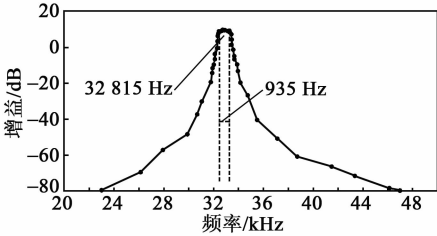


图 7 切比雪夫带通滤波器幅频特性

滤波器性能测试结果与设计指标基本相符,其中心频率和通带增益的微小偏差是由于电路元件值精度不够。在误差允许范围内完全满足设计要求,

且多数指标均优于 MAX274 巴特沃斯带通滤波器。

3.3 滤波器去噪能力测试分析

用幅值为 2 μV 、频率为 32.75 kHz 的激励源激发 QTF,QTF 输出两路信号:第一路只接前置放大器模块,第二路在前置放大器输出后引入滤波器,图 8 为两路输出的波形对比。由图可见,滤波前(第一路)输出幅度约为 2.12 mV,滤波后(第二路)信号幅度约为 6.5 mV,放大增益约为 9.82 dB,滤波后的波形较平滑,滤波效果较好。改变激励源的幅值,记录第二路输出信号幅值变化,测试结果如表 2 所示。

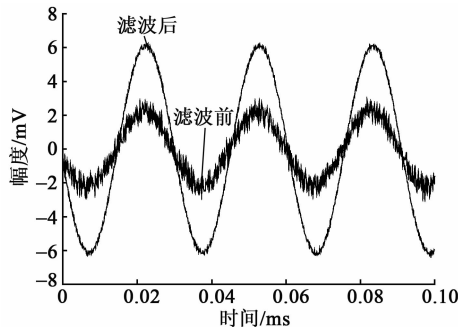


图 8 切比雪夫滤波器输出信号波形

表 2 不同幅值滤波器输出测试结果

输入/ μV	理论输出/mV	实际输出/mV
10	32.98	33.77
20	65.96	66.79
30	98.90	99.93
40	131.92	133.48
50	164.93	166.28
60	197.90	199.23
70	230.85	231.96
80	263.82	264.77
90	296.85	298.29
100	329.84	331.02

由表 2 可见,实验测试结果和理论输出值之间误差很小。测得的几组数据中,输出幅度值最大误差为 2.40%。滤波器在通频带内能完成对 QTF 共振微弱信号的提纯,对噪声的抑制能力较好,满足光声检测的实验要求。

4 结束语

本文根据切比雪夫滤波器与 Sallen-Key 电路拓扑结构的相关理论,结合石英音叉的特性分析,设计了一款有源六阶切比雪夫带通滤波器,用于

QEPAS 音叉共振信号的提取。对滤波器的选频性能及抗噪性能进行实验,结果表明,该滤波器-3 dB 带宽达到 935 Hz,Q 值达到 35.09,带外衰减为 51 dB,选频性能良好,通频带内对噪声的抑制效果明显,满足 QEPAS 音叉前置滤波的要求。

参考文献:

[1] MA Y, LEWICKI R, MANIJEH R, et al. QEPAS based ppb-level detection of CO and N₂O using a high power CW DFB-QCL[J]. Optics Express, 2013, 21 (1):1008.

[2] DONG L, KOSTEREV R A, THOMAZY R, et al. QEPAS spectrophones: design, optimization, and performance[J]. Applied Physics, 2010, 100 (3):627-635.

[3] 许祖稳,朱永,韦玮,等. 全光式 QEPAS 系统光声信号检测方法研究[J]. 光学与光电技术, 2014 (2): 29-34.

[4] 刘小利,武红鹏,邵杰,等. 利用石英增强光声光谱技术在 2.0 μm 处实现高灵敏 CO₂ 检测的实验研究[J]. 光谱学与光谱分析, 2015(8):14-18.

[5] 田莉,朱永,韦玮,等. 全光式石英增强光声光谱系统光纤法珀解调技术研究[J]. 激光与光电子学进展, 2014, 51(6):36-41.

[6] DONG Lei, LIU Yanyan, ZHENG Huadan, et al. Design and optimization of QTF chopper for quartz-enhanced photoacoustic spectroscopy[J]. International Journal of Thermophysics, 2014, 36(5):1-8.

[7] 田文杰,路峻岭,张福学. 石英谐振器力-频特性与结构参数的关系[J]. 传感器与微系统, 2003, 22(1): 9-11.

[8] LI Z, WANG Z, WANG C, et al. Optical fiber tip-based quartz-enhanced photoacoustic sensor for trace gas detection[J]. Applied Physics, 2016, 122(5):1-6.

[9] 李东仓,杨磊,田勇,等. 基于 Sallen-Key 滤波器的核脉冲成形电路研究[J]. 核电子学与探测技术, 2008, 28 (3):563-566.

[10] 刘文楷,赵冉月,董小伟. 串联耦合切比雪夫微环滤波器的设计[J]. 光子学报, 2014,43(3):44-48.

[11] 周国清,贺朝双,岳涛,等. 基于改进的切比雪夫多项式轨道的 SAR 影像正射纠正[J]. 航天返回与遥感, 2019,40(1):83-92.

[12] 陈绍荣,刘郁林,王开,等. 基于切比雪夫 I 型低通滤波器设计 II R 数字带通滤波器[J]. 通信技术, 2019, 52 (1):1-10.

高过载姿态测量中 MEMS 陀螺失效模式与研究进展

青 泽,牟 东,廉 璞,李东杰

(中国工程物理研究院 电子工程研究所,四川 绵阳 621999)

摘 要:高过载条件下姿态测量是一个公认的难题,其原因主要是角速度传感器难以经受高过载的冲击。基于微机电系统(MEMS)技术的陀螺作为解决高过载姿态测量问题的核心器件,其抗高过载能力直接制约着惯性导航系统在高过载环境中的应用。首先,介绍了弹药发射和侵彻两种典型高过载环境的特性,概括了在高过载环境中 MEMS 陀螺的响应类型;其次,总结了高过载条件下 MEMS 陀螺的失效模式,包括完全失效和功能性失效;然后,介绍了国内外在抗高过载 MEMS 陀螺方面的研究进展;最后,分别从器件设计和工程应用角度出发,提出了 MEMS 陀螺抗高过载的设计方法和应用思路。

关键词:惯性传感器;高过载;姿态测量;微机电系统(MEMS)陀螺;失效模式

中图分类号:TP212;TM201 **文献标识码:**A **DOI:**10.11977/j.issn.1004-2474.2020.03.025

Failure Modes and Research Progress of MEMS Gyroscope in High Overload Attitude Measurement

QING Ze, MU Dong, LIAN Pu, LI Dongjie

(Institute of Electronic Engineering, China Academy of Engineering Physics, Mianyang 621999, China)

Abstract: The attitude measurement under the conditions of high overload is a recognized problem, mainly because the angular velocity sensor is difficult to withstand the impact of high overload. The gyroscope based on micro electro mechanical system (MEMS) technology is the core device to solve the problem of attitude measurement of high overload. Its ability to resist high overload directly restricts the application of inertial navigation system in high overload environment. First, the characteristics of two typical high-overload environments for ammunition launch and penetration are introduced, and the response types of MEMS gyroscope in high-overload environments are summarized. Secondly, the failure modes of MEMS gyroscope under the conditions of high overload are summarized, including complete failure and functional failure. Then, the research progress of MEMS gyroscope with high overload resistance at home and abroad is introduced. Finally, from the perspective of device design and engineering applications, the design method and application ideas of MEMS gyroscope with high overload resistance are proposed.

Key words: inertial sensor; high overload; attitude measurement; MEMS gyroscope; failure mode

0 引言

目前,世界各军事强国均在开展常规武器弹药的制导升级工作,其主要目的是实现在弹药发射后实时测量弹药的姿态信息,为弹道修正提供基准,以有效提高弹药的命中精度^[1-2]。同时,为有效打击深埋于地下的高价值目标,各国在侵彻武器的发展中也增加了实时测量弹体姿态的要求,以保证战斗部的作战效能^[3-4]。为满足越来越多的实时姿态测量需求,主要的技术手段是在炮弹中增加惯性制导模

块^[5],利用惯性传感器(加速度计和陀螺仪)实时测量弹药的加速度和角速度信息,进一步得到弹药的姿态信息。

随着微机电系统(MEMS)技术的发展,各类微惯性传感器(MEMS加速度计和MEMS陀螺)的精度不断提高。与传统惯性传感器相比,微惯性传感器具有体积小,质量小,成本低,可批量生产及可靠性高等特点^[6-7],因此,世界各国都将其作为制导炮弹中惯性传感器的首选。但在高过载条件下,各类微惯性测量器

收稿日期:2020-01-18

基金项目:中国工程物理研究院创新发展基金资助项目(No. PY20200067)

作者简介:青泽(1993-),男,四川遂宁人,研究实习员,主要从事导航与制导技术的研究。通信作者:李东杰(1972-),男,河南柘城人,研究员,主要从事新型智能弹药技术和直列式引信技术的研究。

件,尤其是 MEMS 陀螺的性能会随着过载的增加发生显著变化,主要表现为两大问题^[8-9]:

1) 经历高过载过程后, MEMS 陀螺完全失效,无法使用。

2) 高过载过程后, MEMS 陀螺仍能使用,但性能严重退化。

因此,研究在高过载条件下 MEMS 陀螺的失效模式,对利用微惯性传感器实现高过载姿态测量具有重要意义^[10]。

本文以高过载 MEMS 陀螺为中心,充分调研有关高过载条件下 MEMS 陀螺的研究资料,从典型高过载环境及高过载环境下 MEMS 陀螺失效模式等方面进行归纳总结,详细介绍了国内外抗高过载 MEMS 陀螺的研究进展,进一步提出 MEMS 陀螺抗高过载的设计方法和工程应用思路,为利用 MEMS 陀螺实现高过载姿态测量提供参考。

1 高过载环境概述

1.1 典型高过载环境

目前,在高过载姿态测量中, MEMS 陀螺所面临的典型高过载环境包括弹药发射过程产生的高过载冲击和弹药侵彻过程中的高过载碰撞^[11],如图 1 所示。

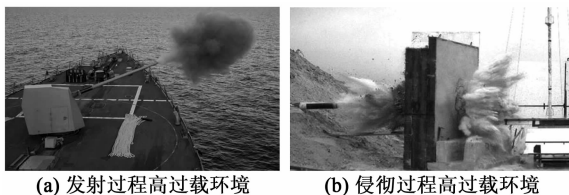


图 1 典型高过载环境

1.1.1 发射过程高过载特性

图 2 为弹药发射过程中典型的过载特性曲线。该过程主要由 3 个峰值点(2 个正方向, 1 个负方向)组成,其过载最大值可达 20 000 g ($g=9.8 \text{ m/s}^2$)^[12]。

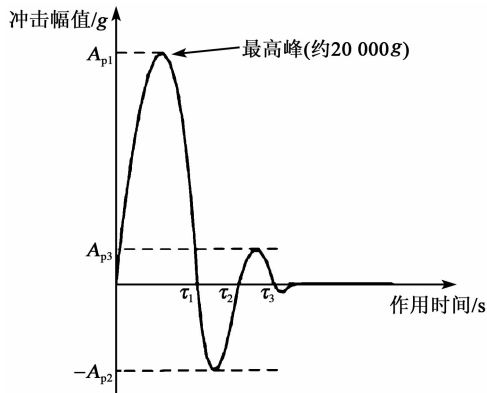


图 2 发射过程高过载特性曲线

由图 2 可见,弹药发射过程中,过载特性可近似分解为 3 个简单的过载脉冲,其过载峰(即高过载环境产生的惯性力)^[13]为

$$a(t) = \begin{cases} A_{p1} \sin(\omega_{a1} t) & 0 \leq t < \tau_1 \\ -A_{p2} \sin(\omega_{a2} t) & \tau_1 \leq t < \tau_2 \\ A_{p3} \sin(\omega_{a3} t) & \tau_2 \leq t < \tau_3 \\ 0 & \tau_3 \leq t \end{cases} \quad (1)$$

式中: A_{pi} ($i=1,2,3$) 为过载峰值; τ_i ($i=1,2,3$) 为过载截止时间; $\omega_{ai} = \pi/\tau_i$ ($i=1,2,3$)。

1.1.2 侵彻过程高过载特性

在弹药侵彻过程中,典型的过载特性曲线如图 3 所示。当弹丸头部刚与靶板接触时,弹丸头部与靶板表面相交处的横截面较小,侵彻阻力不大,因而加速度也不大;随着侵彻深度的增加,弹丸头部与靶板表面相交处的横截面不断增大,当该横截面的直径与弹径相等时,侵彻阻力接近最大值;当侵彻深度继续增加时,侵彻阻力的增加是由弹丸外表面与靶体的接触面积增大而使摩擦力增大,加速度接近于最大加速度;随着侵彻深度的增加,克服侵彻阻力消耗的能量也越大,从而使弹丸的运动速度逐渐降低,当弹丸速度变化为 0 时,侵彻阻力也为 0,加速度也随之变为 0^[14-16]。

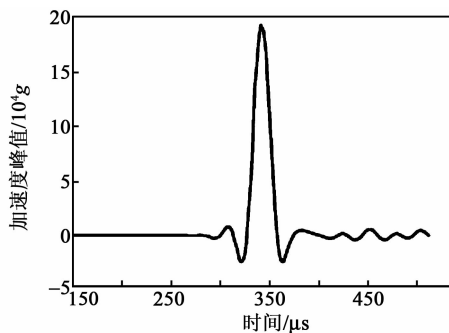


图 3 侵彻过程高过载特性曲线

1.2 高过载环境中 MEMS 陀螺响应类型

在高过载环境中, MEMS 陀螺的响应类型按照过载作用后的时间顺序可分为 3 类^[8,17],如图 4 所示。首先出现弹性波响应,其作用时间 $0 < t \leq t_A$ ($t_A = L/v_{tw}$, L 为过载载荷作用点距离陀螺结构最远自由面的长度, v_{tw} 为弹性波传播速度);然后产生振动响应,其作用时间 $t_A < t \leq T$ (T 为陀螺结构的振动周期);最后是准静态响应,其作用时间 $t > T$ 。

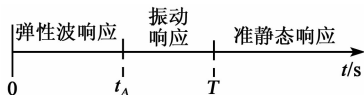


图 4 高过载环境中 MEMS 陀螺响应类型

2 高过载条件下 MEMS 陀螺失效模式

高过载条件下, MEMS 陀螺的破坏途径主要有两条:一是惯性力的直接冲击;二是高过载应力波对 MEMS 陀螺结构的破坏,从而导致 MEMS 陀螺在高过载环境中出现两大典型问题^[8,18]:

1) 陀螺在高过载作用后失去工作能力,无法继续使用,即完全失效。

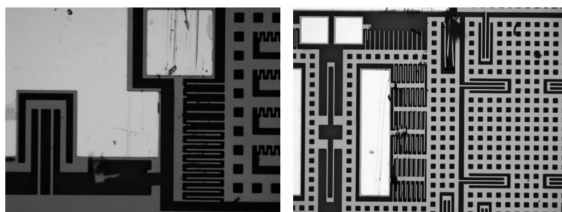
2) 高过载作用后陀螺性能严重退化,虽仍能保持一定的工作能力,但陀螺的各项参数和性能(如零偏、标度因数、稳定性等)发生了变化,即功能性失效。

2.1 完全失效

在高过载条件下, MEMS 陀螺完全失效表现为其结构完全损坏,完全丧失工作能力,输出的信号与角速率无关。其产生的原因来自多方面,如结构-基底键合层破裂引起的失效,结构层结构断裂引起的失效等,总结起来可分为以下几方面。

2.1.1 结构断裂

在高过载环境中,高过载产生的应力超过 MEMS 陀螺材料的屈服强度极限,从而导致材料出现断裂。此外,在交变应力的持续作用下, MEMS 陀螺结构也会产生疲劳断裂,这两种断裂现象均会出现在高过载作用过程中,且常出现在较关键的位置,如梁与锚点连接部分等。如图 5 所示,在某 MEMS 音叉陀螺的抗冲击实验中,当过载载荷超过 17 000 g 时,陀螺的弹簧梁、梳齿电极,甚至电极支撑部分出现的结构断裂情况^[19-20]。



(a) 断裂的弹簧梁和电极 (b) 断裂的电极支撑部分

图 5 高过载条件下 MEMS 音叉陀螺结构断裂

2.1.2 贴合与黏附

贴合失效是指在高过载过程中,陀螺的结构摆动幅度过大,使梁“贴”在驱动电极上导致器件完全失效。图 6 为某 MEMS 陀螺的微悬臂梁在冲击下贴合在电极表面而导致失效^[21]。黏附失效是指高过载导致微机构彼此间的表面吸附力大于机构的弹性恢复力,使两个微机构黏合在一起而失效^[22]。图 7 为某 MEMS 陀螺中的微机构彼此之间黏附在一

起,导致陀螺失效^[23]。

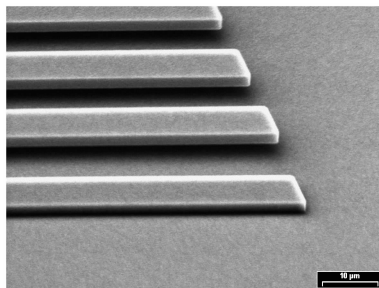


图 6 微悬臂梁贴合失效

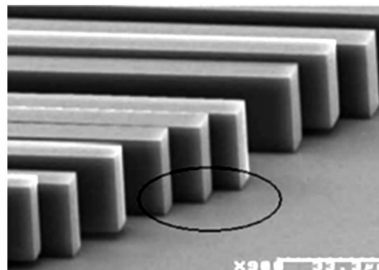
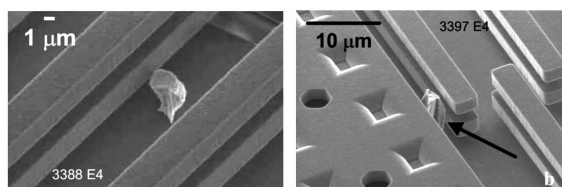


图 7 微机构黏附失效

2.1.3 微粒污染

微粒污染也是 MEMS 陀螺在高过载冲击作用下常见的失效模式之一。MEMS 陀螺在制造生产过程中的刻蚀、表面清理、退火、金属沉积和封装过程中皆可引入微粒污染,且 MEMS 陀螺材料的晶粒生长过程也可引入微粒污染。在高过载冲击载荷的作用下, MEMS 陀螺基底与梳齿间、梳齿与梳齿间及质量块与梳齿间产生微粒,最终导致结构因短路而失效^[24-25],如图 8 所示。



(a) 梳齿与基底短路

(b) 梳齿与质量块短路

图 8 微粒污染引起 MEMS 陀螺短路失效

2.1.4 键合层间脱落

大部分 MEMS 陀螺结构都采用分层键合的加工方法,但各层间材料在高温退火等加工过程中产生的残余应力不同,温度系数不匹配,在高过载冲击时会导致层间脱落而使结构失效^[26]。

2.2 功能性失效

在高过载条件下, MEMS 陀螺功能性失效表现为其结构未完全损坏,仍具有一定的工作能力,输出信号虽然发生变化,但仍能反映角速度信息,导致过载前、后陀螺输出信号差异^[27]。其产生的原因主要

包括机构受损及结构裂缝。

2.2.1 机构受损

在高过载条件下, MEMS 陀螺的驱动机构、检测机构,甚至部分支撑机构因出现不同程度的损伤而导致其输出信号发生变化。如对于电容检测的结构,高过载导致检测电容两极板碰撞而使极板破损,从而导致检测信号发生变化。

2.2.2 结构裂缝

在高过载过程中,由于巨大的应力无法释放而导致部分结构产生裂缝,影响结构质量或产生应力变形,从而使陀螺输出信号发生变化。如高过载应力使 MEMS 陀螺微悬臂梁出现裂缝,导致梁出现微小变形。

3 抗高过载 MEMS 陀螺研究进展

与传统陀螺相比, MEMS 陀螺具有体积小,质量小,成本低,可大批量生产,可靠性高及电路可单片集成等优点,因此, MEMS 陀螺已成为世界各国关于微惯性器件的研究热点。在研制应用于高过载条件下的 MEMS 陀螺方面,国内外众多公司、高校和科研院所均提出了相关方案,出现了许多不同类型的 MEMS 陀螺,其在高过载条件下的性能也各不相同。

3.1 国外研究进展

在抗 20 000 g 及以上量级高过载方面,美国加州大学伯克利分校研制了一款基于碳化硅材料和线性谐振结构的 MEMS 陀螺^[28],如图 9 所示,在过载冲击达 64 000 g 的空气炮试验中,其谐振频率无明显变化。美国 Honeywell 公司基于线振动原理研制的 MEMS 陀螺如图 10 所示,该陀螺在 20 000 g 过载条件下能够存活,但其零偏稳定性退化近 10 倍^[29]。法国 THALES 公司研制的 MEMS 陀螺如图 11 所示^[30],该陀螺经历 20 000 g 的过载冲击后,其零偏稳定性退化 587%,标度因数稳定性退化 218%。

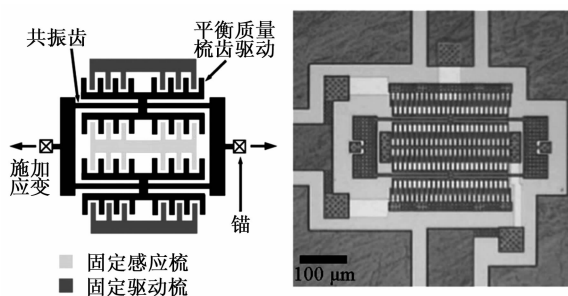


图9 加州大学伯克利分校研制的 MEMS 陀螺

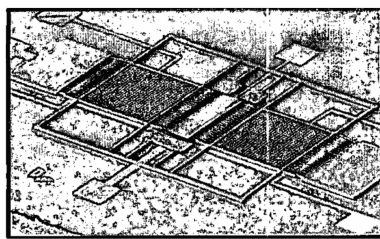


图10 Honeywell 公司研制的 MEMS 陀螺

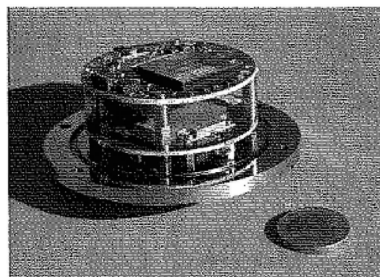


图11 THALES 公司研制的 MEMS 陀螺

此外,英国 BAE 公司基于四波腹振型模态工作原理研制了一款 MEMS 陀螺 SiVSG^[31],如图 12 所示,该陀螺采用电磁驱动方式和环形结构,在经历 20 000 g 过载冲击后,零偏稳定性从 85 (°)/h 退化至 110 (°)/h,其标度因数稳定性从 0.69‰退化至 0.91‰,性能退化近 30%。韩国亚洲大学研制的基于电容驱动和检测的 MEMS 陀螺^[32],采用圆片级真空封装,在过载峰值接近 20 000 g、持续时间 1.2 ms 的空气炮作用下,其标度因数稳定性由 0.027‰变为 0.049‰,零偏稳定性由 0.76 (°)/h 变为 0.83 (°)/h,如图 13 所示。



图12 BAE 公司研制的 MEMS 陀螺

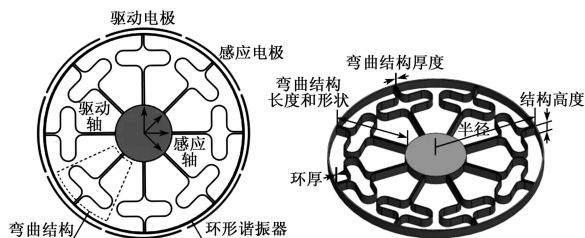


图13 韩国亚洲大学研制的 MEMS 陀螺

在抗 10 000 g 量级高过载方面,美国陆军研究实验室研制的 MEMS 陀螺在经历 10 000 g 过载后,零偏值由 2.414 V 变化至 2.400 V,标度因数由

12.239 mV/[$(^{\circ}) \cdot \text{s}$]变化至 12.177 mV/[$(^{\circ}) \cdot \text{s}$], 其结构如图 14 所示^[33]。美国伍斯特理工学院研制的一款音叉式 MEMS 陀螺能够承受 10 000 g 的过载冲击,其表面形态在过载冲击后无明显变化,如图 15 所示^[34]。土耳其中东科技大学基于线振动原理研制的一款 MEMS 陀螺,采用一种新型的折叠梁结构,仿真显示该陀螺在 10 000 g 过载作用前、后,其结构无明显损坏,其结构示意图如图 16 所示^[35]。

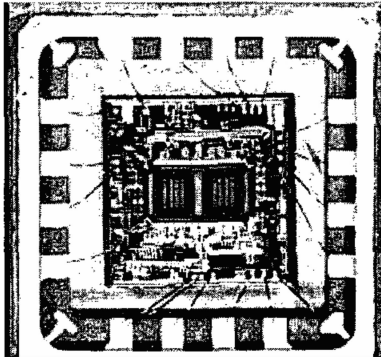


图 14 美国陆军研究实验室研制的 MEMS 陀螺

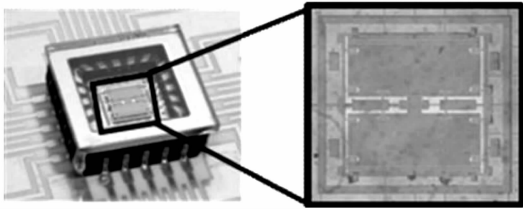


图 15 伍斯特理工学院研制的 MEMS 音叉陀螺

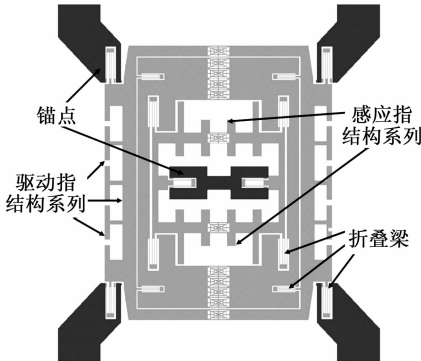


图 16 土耳其中东大学研制的 MEMS 陀螺

美国密歇根大学无线集成微传感与系统中心在美国国防高级研究计划局(DARPA)“稳定型精确惯性制导弹药先进微惯性传感器(PRIGM-AIMS)”项目^[36]的支持下,采用改进的喷灯法工艺制作了一种新型熔融石英精密壳体集成(PSI)微谐振器原型样机(见图 17),用于实现的微半球谐振陀螺具有高抗冲击性^[37-38]。

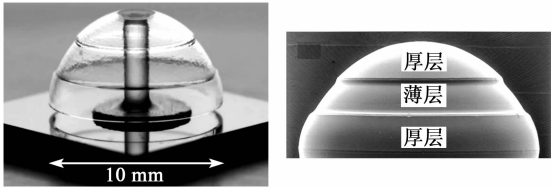


图 17 密歇根大学研制的 PSI 谐振器

MEMS 陀螺在高过载前、后的性能变化如表 1 所示。

表 1 国外抗高过载 MEMS 陀螺研究情况汇总

研究机构	过载/ g	性能变化
加州大学伯克利分校	64 000	谐振频率无明显变化
美国 Honeywell	20 000	零偏稳定性:18 $(^{\circ})/\text{h} \rightarrow 180 (^{\circ})/\text{h}$ ($\downarrow 900\%$)
法国 THALES	20 000	零偏稳定性: $\downarrow 587\%$ 标度因数稳定性: $\downarrow 218\%$
英国 BAE	20 000	零偏稳定性:85 $(^{\circ})/\text{h} \rightarrow 110 (^{\circ})/\text{h}$ ($\downarrow 29\%$) 标度因数稳定性:0.69‰ $\rightarrow$ 0.91‰ ($\downarrow 32\%$)
韩国 亚洲大学	15 900	零偏稳定性:0.76 $(^{\circ})/\text{h} \rightarrow$ 0.83 $(^{\circ})/\text{h}$ ($\downarrow 9\%$) 标度因数稳定性:0.027‰ $\rightarrow$ 0.049‰ ($\downarrow 80\%$)
美国陆军研究实验室	10 000	零偏值:2.414 V $\rightarrow$ 2.400 V 标度因数/[mV $\cdot (^{\circ}) \cdot \text{s}^{-1}$]: 12.239 $\rightarrow$ 12.177

3.2 国内研究进展

在抗 20 000 g 及以上量级高过载方面,中北大学研发了一种高灵敏度的 MEMS 磁阻陀螺^[39-41],如图 18 所示,该陀螺采用电磁驱动和磁阻检测的方式,在仿真条件下,该陀螺可承受 100 000 g 的驱动方向过载冲击和 70 000 g 的检测方向过载冲击,但其实际抗高过载能力还有待试验验证。清华大学和中国科学院通过改进 MEMS 音叉悬挂梁的尺寸结构,提高了冲击振动模式谐振频率,在保证陀螺性能的前提下增强陀螺的抗冲击性,如图 19 所示。测试表明,在驱动方向上该陀螺抗冲击性可达 23 000 g^[20,42]。长沙理工大学和北京大学设计了一种抗冲击保护结构,如图 20 所示。实验结果表明,该结构可使 MEMS 陀螺耐受 20 000 g 以上的加速度冲击^[43]。

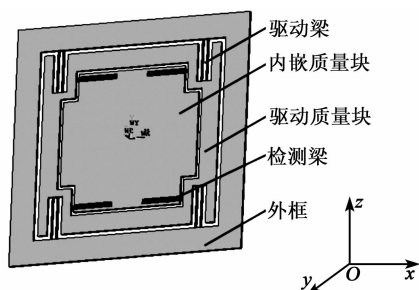


图 18 中北大学研制的磁阻 MEMS 陀螺

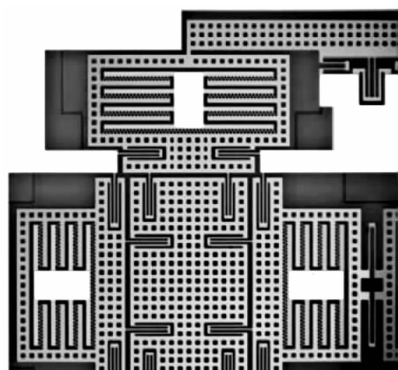


图 19 清华大学和中科院联合研制的 MEMS 陀螺

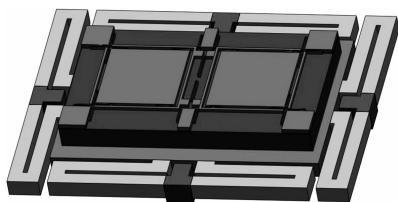


图 20 长沙理工大学和北京大学联合研制的 MEMS 陀螺

此外,国内其他机构在抗高过载 MEMS 陀螺的研究方面,仍主要集中在 $10\,000\,g$ 左右的量级方面。金属锥形陀螺(见图 21)是北京理工大学提出的一种抗高过载陀螺^[44-45],在 $10\,000\,g$ 以上的高过载环境中,其驱动和检测模态的谐振频率仅变化 0.2% 。同济大学在已有环形 MEMS 陀螺的基础上进行了结构优化,优化后的结构能够有效承受达 $11\,000\,g$ 的过载峰值^[46],其优化后的结构如图 22 所示。上海交通大学基于压阻形式设计了一种双轴的抗高过载 MEMS 陀螺^[47-48],其结构如图 23 所示,经仿真测试,该结构具有较好的抗高过载冲击能力。北京邮电大学研制了一种无驱动的“三明治”式 MEMS 陀螺^[49-50],如图 24 所示,该陀螺在角速度输入时被动检测电极的变化,具有一定的抗高过载冲击能力。重庆邮电大学提出了一种谐振梁陀螺^[51],如图 25 所示,该陀螺能够承受 $11\,000\,g$ 的过载冲击。



图 21 北京理工大学研制的金属锥形陀螺

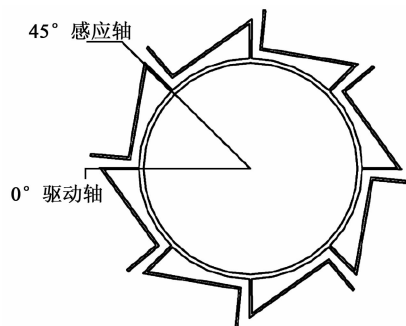


图 22 同济大学研制的环形 MEMS 陀螺

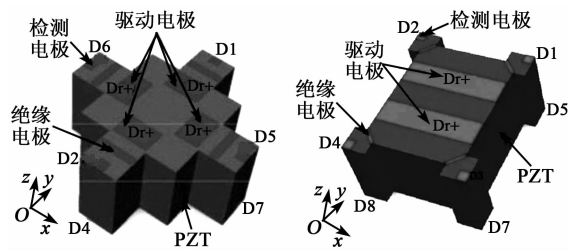


图 23 上海交通大学研制的 MEMS 陀螺

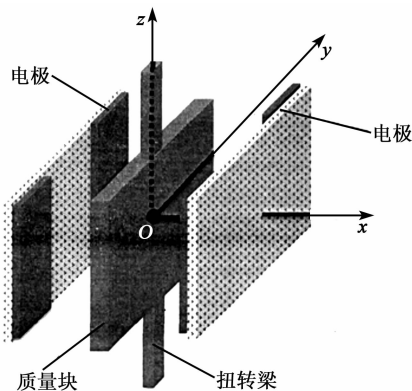


图 24 北京邮电大学研制的“三明治”式 MEMS 陀螺

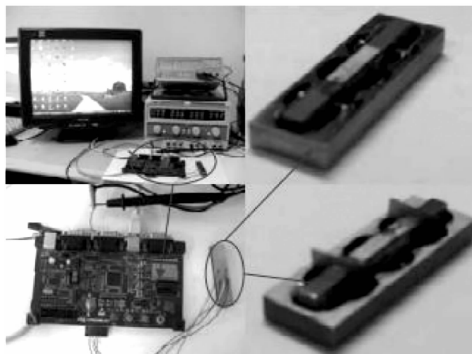


图 25 重庆邮电大学研制的 MEMS 陀螺

在抗高过载 MEMS 陀螺的研制方面,国内除高校外,还有不少研究所也取得了一定的研究成果。中电 26 所在 MEMS 陀螺结构内部应力相对集中部位设计了特殊的圆弧开槽结构^[9](见图 26),用以释放应力。试验表明,增加圆弧开槽结果的 MEMS 陀螺抗高冲击能力可达到 10 000 g,并保持了良好的性能。上海微系统所在线振动结构的基础上添加了质量块的静电力限位机构以提高结构的抗冲击特性^[52],实验表明,该陀螺仪在 x 、 y 、 z 方向上可实现抗最高 15 000 g、最低 11 000 g 的过载冲击,其结构如图 27 所示。中科院电子所基于电磁驱动原理提出了一款 MEMS 陀螺(见图 28),在仿真条件下该陀螺可承受 10 000 g 过载^[53-54]。

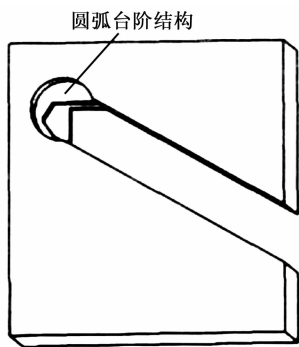


图 26 中电 26 所设计的圆弧台阶结构

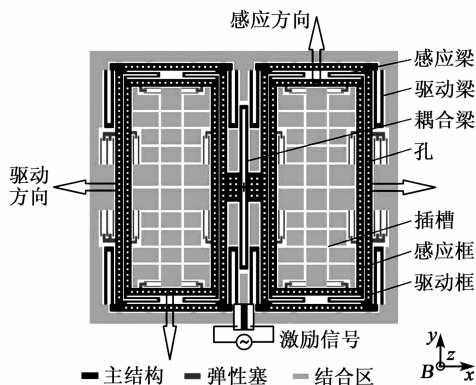


图 27 上海微系统所研制的 MEMS 陀螺

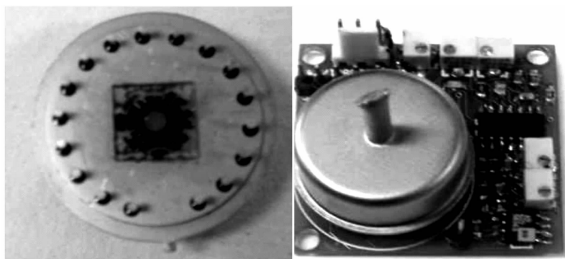


图 28 中科院电子所设计的 MEMS 陀螺

4 MEMS 陀螺抗高过载设计方法与应用思路

综合分析国内外抗高过载 MEMS 陀螺的研究

进展可以发现,目前研制的抗高过载 MEMS 陀螺在高过载环境下性能会出现下降,因此,抗高过载 MEMS 陀螺仍需进一步研究。

4.1 抗高过载设计方法

以目前已有的各类 MEMS 陀螺在高过载条件下的失效模式为突破点,从元器件设计的角度出发,针对性地改进其设计方法,可有效提高 MEMS 陀螺的抗高过载特性^[8]。

4.1.1 改变 MEMS 陀螺的驱动-检测方式

目前大部分 MEMS 陀螺的驱动-检测均采用梳齿电容方式,但梳齿电容在高过载条件下易发生结构断裂和贴合黏附而导致陀螺失效,因此,可采用如电磁、磁阻效应等检测原理的方式替代梳齿电容检测方式^[39]。

4.1.2 改变 MEMS 陀螺的工作模式方式

目前大部分 MEMS 陀螺采用基于线振动的工作方式,而实验数据表明,采用四波腹振型模态工作方式的陀螺在高过载状态下性能退化现象优于采用线振动工作方式的陀螺,尤其是在其全角工作模式下,通过四波腹相位信息反映输入角度,相位信息对冲击造成的线位移几乎不敏感。因此,可采用四波腹振型模态的工作方式代替目前的线振动工作方式^[32,44-55],提高 MEMS 陀螺抗高过载冲击性能。

4.1.3 改变 MEMS 陀螺的结构材料

研究发现,碳化硅等新型材料的抗高过载性能优于传统的硅材料,因此可采用碳化硅等新材料替代硅材料制造 MEMS 陀螺,以达到提升其抗高过载特性的目的。

4.1.4 采用“单元-组件-整机”的多级抗过载防护

技术,并增加合理的吸能和释能结构

在微惯性测量单元(MIMU)、外围电路组件、陀螺整机外壳等层面分别采用一定的抗过载防护技术,并增加适当的结构以吸收和释放由于高过载而产生的能量,从而提高 MEMS 陀螺的抗高过载能力^[55-56]。

4.2 抗高过载应用思路

对于实际工程问题,技术人员更关注如何利用已有的 MEMS 陀螺来实现抗高过载的应用,而不是重新设计制造一款全新的 MEMS 陀螺。因此,从工程应用的角度出发,采用如图 29、30 所示的思路可以实现现有 MEMS 陀螺抗高过载的工程应用。

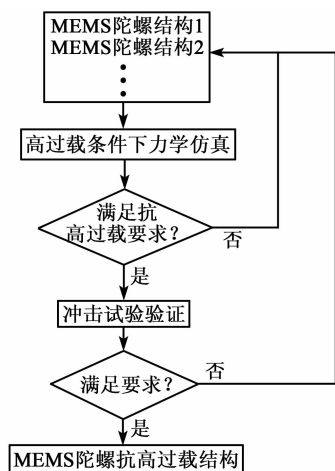


图 29 选择满足要求的 MEMS 陀螺思路

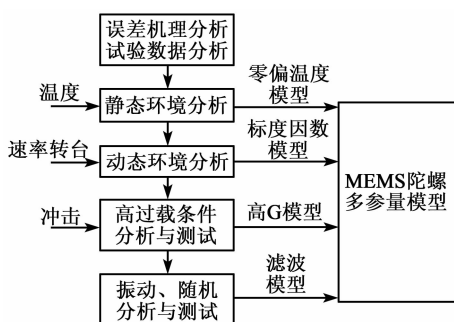


图 30 MEMS 陀螺多参量模型

由图 29 可见,从现有具有一定抗高过载能力的 MEMS 陀螺中,利用高过载条件下的力学仿真初步挑选出满足抗高过载要求的陀螺结构,进行冲击试验验证,最终选择出满足要求的 MEMS 陀螺。基于该 MEMS 陀螺的误差机理和已有试验数据,分别利用温度试验、速率转台试验和冲击试验进行静态环境分析、动态环境测试和高过载条件分析与测试,建立其零偏温度模型、标度因数模型和高 G 模型,并结合振动、随机分析与测试建立其滤波模型,得到该 MEMS 陀螺的多参量模型^[57-58]。在某一具体的高过载环境中,利用 MEMS 陀螺的多参量模型,设计对应的补偿算法,对高过载条件下的数据进行补偿,最终得到满足工程要求的高质量数据(见图 30)。

5 结束语

本文从高过载条件下 MEMS 陀螺角度出发,介绍了典型的高过载环境和 MEMS 陀螺在高过载环境中的响应类型,分析了高过载条件下 MEMS 陀螺的失效模式,归纳了目前国内外抗高过载 MEMS 陀螺的研究进展,进一步凝练出 MEMS 陀螺抗高过载的设计方法和应用思路,为其早日应用提供参考。

参考文献:

- [1] 高丽珍,张晓明,李杰. 旋转制导弹药姿态测试技术研究现状分析[J]. 兵器装备工程学报, 2018, 39(12): 73-77.
GAO Lizhen, ZHANG Xiaoming, LI Jie. Integrated attitude determination technology analysis of rotating guided munitions[J]. Journal of Ordnance Equipment Engineering, 2018, 39(12): 73-77.
- [2] 姚长虹,尹勇,齐建中. 基于卫星导航系统的导弹姿态测量算法研究[J]. 航空兵器, 2017(3): 13-19.
YAO Changhong, YIN Yong, QI Jianzhong. Research on missile attitude measurement algorithm based on satellite navigation system[J]. Aero Weaponry, 2017(3): 13-19.
- [3] 张铭翔,牛少华,唐彬,等. 基于实测过载的弹体侵彻姿态角计算模型[J/OL]. 兵器装备工程学: 1-6[2019-12-30]. <https://kns-cnki-net.e.buaa.edu.cn/kcms/detail/50.1213.tj.20191217.0909.004.html>.
- [4] 李慧. 基于卡尔曼滤波的侵彻弹姿态测试[D]. 太原: 中北大学, 2012.
- [5] SHKEL A M. Precision navigation and timing enabled by microtechnology: Are we there yet? [C]//Kona, HI: Sensors, 2010 IEEE, 2010: 5-9.
- [6] 丁衡高,朱荣,张嵘. 微型惯性器件及系统技术[M]. 北京: 国防工业出版社, 2014.
- [7] 卞玉民,胡英杰,李博,等. MEMS 惯性传感器现状与发展趋势[J]. 计测技术, 2019, 39(4): 50-56.
BIAN Yumin, HU Yingjie, LI Bo, et al. Research status and development trend of MEMS inertial sensor[J]. Metrology & Measurement Technology, 2019, 39(4): 50-56.
- [8] 曹慧亮,张英杰,寇志伟,等. 抗高过载微机械陀螺仪研究综述[J]. 河北科技大学学报, 2018, 39(4): 289-298.
CAO Huiliang, ZHANG Yingjie, KOU Zhiwei, et al. Research overview of anti-high overload MEMS gyroscope[J]. Journal of Hebei University of Science and Technology, 2018, 39(4): 289-298.
- [9] 林日乐,李文蕴,赵建华,等. 石英微机械陀螺抗高冲击能力的优化研究[J]. 压电与声光, 2013, 35(1): 56-58.
LIN Rile, LI Wenyun, ZHAO Jianhua, et al. Optimization research on anti high shock ability of quartz MEMS gyroscope[J]. Piezoelectrics & Acousto-optics, 2013, 35(1): 56-58.
- [10] LUTWAK R. Micro-technology for positioning, navigation, and timing towards PNT everywhere and al-

- ways[C]//Laguna Beach, CA; 2014 International Symposium on Inertial Sensors and Systems (ISISS), 2014: 1-4.
- [11] 李石磊. 弹丸发射和着靶的过载特性及模拟试验方法研究[D]. 南京: 南京理工大学, 2008.
- [12] HABIBI S, COOPER S J, STAUFFER J M, et al. Gun hard inertial measurement unit based on MEMS capacitive accelerometer and rate sensor [C]//Monterey, CA; 2008 IEEE/ION Position, Location and Navigation Symposium, 2008: 232-237.
- [13] 殷勇. 双质量硅微陀螺仪设计理论及方法研究[D]. 南京: 东南大学, 2010.
- [14] 靳鸿, 唐波, 靳书云, 等. 侵入过载曲线特征参量数值模拟研究[J]. 中国测试, 2015, 41(6): 125-128.
- JIN Hong, TANG Bo, JIN Shuyun, et al. Study on numerical simulation of characteristic parameters of penetration overload curves [J]. China Measurement & Test, 2015, 41(6): 125-128.
- [15] 王耀玲, 卢玉斌. 长杆弹低速撞击刚性靶板过程中的过载特性研究[J]. 兵器装备工程学报, 2018, 39(7): 83-88.
- WANG Yaoling, LU Yubin. Overload characteristics of long rod impacting rigid plate at low speed [J]. Journal of Ordnance Equipment Engineering, 2018, 39(7): 83-88.
- [16] 贾森清, 王富生, 虞跨海, 等. 高速火箭弹侵入过程引信过载特性研究[J]. 强度与环境, 2016, 43(3): 23-31.
- JIA Senqing, WANG Fusheng, YU Kuahai, et al. Study on fuze overload characteristic of high speed rocket inpenetration process [J]. Structure & Environment Engineering, 2016, 43(3): 23-31.
- [17] 孙慧. 抗冲击硅微机械陀螺仪结构设计技术研究[D]. 南京: 东南大学, 2017.
- [18] 谷专元. MEMS 陀螺环境应力下退化及失效特性研究[D]. 广州: 华南理工大学, 2017.
- [19] YANG Chunhua, LIU Qin, LI Tao. The reliability model of micro-electromechanical system based on fracture mechanism[C]//Guiyang: The Proceedings of 2011 9th International Conference on Reliability, Maintainability and Safety, 2011: 378-382.
- [20] 司朝伟, 韩国威, 宁瑾, 等. 高性能音叉结构 MEMS 陀螺的抗冲击设计[J]. 微纳电子技术, 2014, 51(5): 302-307.
- SI Chaowei, HAN Guowei, NING Jin, et al. Shock resistance design of a high-performance MEMS tuning-fork gyroscope [J]. Micronanoelectronic Technology, 2014, 51(5): 302-307.
- [21] 李孝涛. 微倾斜悬臂梁在振动冲击载荷下的可靠性分析[D]. 长沙: 国防科学技术大学, 2010.
- [22] 王佩瑶, 唐洁影, 余存江, 等. MEMS 微悬臂梁在冲击下的粘附失效预测[J]. 传感技术学报, 2006, 19(5): 1602-1605.
- WANG Peiyao, TANG Jieying, YU Cunjiang, et al. Stiction reliability prediction for polysilicon micro-cantilevers under shock [J]. Chinese Journal of Sensors and Actuators, 2006, 19(5): 1602-1605.
- [23] MAHOUDIAN R, HOWE R T. Critical review: Adhesion in surface micromechanical structures [J]. Journal of Vacuum Science & Technology B, 1997, 15(1): 1-20.
- [24] HUANG Yunhan, VASAN A S S, DORAISWAMI R, et al. MEMS reliability review [J]. IEEE Transactions on Device & Materials Reliability, 2012, 12(2): 482-493.
- [25] TANNER D M, WALRAVEN J A, HELGESEN K, et al. MEMS reliability in shock environments [J]. Office of Scientific & Technical Information Technical Reports, 2000: 129-138.
- [26] YANG Chen, ZHANG Bin, CHEN Dajing, et al. Drop-shock dynamic analysis of MEMS/package system [C]//Hongkong: 2010 IEEE 23rd International Conference on Micro Electro Mechanical Systems (MEMS), 2010: 520-523.
- [27] LI Jue, BROAS M, MAKKONEN J, et al. Shock impact reliability and failure analysis of a three-axis MEMS gyroscope [J]. Journal of Microelectromechanical Systems, 2014, 23(2): 347-355.
- [28] DAVID R M, KAN B C, BABAK J, et al. Silicon carbide resonant tuning fork for micro sensing applications in high-temperature and high G-shock environments [J]. Engineering Sciences, 2012, 10(5): 36-41.
- [29] KARNICK D, BALLAS G, KOLAND L, et al. Honeywell gun-hard inertial measurement unit (IMU) development [C]//Monterey, CA, USA: PLANS 2004 Position, Location and Navigation Symposium (IEEE Cat No. 04CH37556), 2004: 49-55.
- [30] CHAUMET B, LEVEREIER B, ROUGEOT C, et al. A new silicon tuning fork gyroscope for aerospace applications [C]//Karlsruhe: Symposium Gyro Technology, 2009.

- [31] SHEARD K, SCAYSBROOK I, COX D. MEMS sensor and integrated navigation technology for precision guidance[C]//Monterey, CA; 2008 IEEE/ION Position, Location and Navigation Symposium, 2008; 1145-1151.
- [32] YOON S, PARK U, RHIM J, et al. Tactical grade MEMS vibrating ring gyroscope with high shock reliability[J]. Microelectronic Engineering, 2015, 142: 22-29.
- [33] BROWM T G. Harsh military environments and microelectromechanical (MEMS) devices [C]//Toronto, Ont.; Sensors, 2003 IEEE, 2003; 753-760.
- [34] PRYPUTNIEWICZ R J. Survivability of MEMS packages at high-G loads[J]. International Journal of Optomechanics, 2014, 8(4): 391-399.
- [35] AZGIN K, TEMIZ Y, AKIN T, et al. A novel in-operation high g-survivable MEMS gyroscope[C]//Atlanta, GA; Sensors, 2007 IEEE, 2007; 111-114.
- [36] LUTWAK R. Emerging microsystem technologies for autonomous positioning, navigation and timing (PNT) [R]. USA; DARPA/MTO, 2016.
- [37] NAGOURNEY T, SINGH S, SHIARI B, et al. Fabrication of hemispherical fused silica micro-resonator with tailored stiffness and mass distribution[C]//Belfast, UK; 2018 31st IEEE International Conference on Micro Electro Mechanical Systems (MEMS) IEEE, 2018; 1000-1003.
- [38] 何杰, 卜继军, 朱玲瑞, 等. 先进微陀螺器件及微惯性测量单元最新研究进展[J]. 压电与声光, 2019, 41(3): 410-415.
HE Jie, BU Jijun, ZHU Lingrui, et al. Recent research progress of advanced micro-gyroscope devices and MIMU[J]. Piezoelectrics & Acousto-optics, 2019, 41(3): 410-415.
- [39] 褚伟航, 李孟委, 王宾, 等. 抗过载微陀螺结构的高灵敏度设计与仿真[J]. 压电与声光, 2016, 38(5): 833-836.
CHU Weihang, LI Mengwei, WANG Bin, et al. High-sensitivity design and simulation of a high overload MEMS gyroscope structure [J]. Piezoelectrics & Acousto-optics, 2016, 38(5): 833-836.
- [40] SUNDARAM S, TORMEN M, TIMOTIJEVIC B, et al. Vibration and shock reliability of MEMS: modeling and experimental validation[J]. Micromech Microeng, 2011, 21(4): 1-13.
- [41] 李孟委. 基于砷化镓的介观压阻效应微机械陀螺研究[D]. 太原: 中北大学, 2010.
- [42] ZHONG Weiwei, HAN Guowei, SI Chaowei, et al. Fabrication and characterization of an SOI MEMS gyroscope[J]. Journal of Semiconductors, 2013, 34(6): 58-62.
- [43] 陈婷, 吴康雄, 刘玉县, 等. MEMS陀螺仪抗冲击设计技术[J]. 微纳电子技术, 2019, 56(8): 636-643.
CHEN Ting, WU Kangxiong, LIU Yuxian, et al. Impact design technology of MEMS gyroscopes [J]. Micronanoelectronic Technology, 2019, 56(8): 636-643.
- [44] 刘洪. 抗高过载锥形振子式角速率陀螺关键技术研究[D]. 北京: 北京理工大学, 2015.
- [45] LIU Hong, SU Zhong, LIU Ning, et al. Research on the resonator of bell vibratory gyro under axial impact [C]//Nanjing; Proceeding of the 33rd Chinese Control Conference (CCC), 2014; 598-601.
- [46] 姜涛, 孙林. 环形微机械陀螺抗冲击性能的稳健性模型与优化[J]. 系统仿真学报, 2016(4): 793-799.
JIANG Tao, SUN Lin. Robust model and optimization of anti-impact performance for MEMS ring gyroscope [J]. Journal of System Simulation, 2016, 28(4): 793-799.
- [47] LU Yipeng, WU Xiaosheng, ZHANG Weiping, et al. Optimization and analysis of novel piezoelectric solid micro-gyroscope with high resistance to shock[J]. Microsystem Technologies 2010, 16(4): 571-584.
- [48] LU Yipeng, WU Xiaosheng, ZHANG Weiping, et al. Research on reference vibration for a two-axis piezoelectric micro-machined gyroscope[J]. Journal of Micromechanics and Micro engineering, 2010, 20(7): 075039.
- [49] 严庆文. 多功能微机械陀螺及其应用[D]. 北京: 北京邮电大学, 2012.
- [50] 刘宇. 无驱动结构微机械陀螺仪设计与制作关键技术研究[D]. 北京: 北京邮电大学, 2012.
- [51] LIU Yu, LU Yongle, DU Xiaopeng, et al. Analysis of high shocking resistance of an improved node-plane supporting vibration beam gyroscope[J]. International Journal of Digital Content Technology & Its Applications, 2012, 6(9): 319-328.
- [52] ZHOU Jian, JIANG Tao, JIAO Jiwei, et al. Design and fabrication of a micromachined gyroscope with high shock resistance[J]. Microsystem Technologies, 2014, 20(1): 137-144.

基于平板电极的半球谐振陀螺全角技术研究

蒋春桥, 江黎, 谭品恒, 方海斌, 卜继军

(中国电子科技集团公司第二十六研究所, 重庆 400060)

摘要:全角模式下的半球谐振陀螺是速率积分陀螺, 具有测量范围宽、带宽高和精度高等特点。该文对由谐振子和平板电极组成的两件套半球谐振陀螺的全角模式进行了研究, 介绍了全角模式振型控制与信号解算方法; 通过 FPGA+DSP 的构架, 实现了全角模式半球谐振陀螺振型控制, 并解算了驻波方位角。实验数据证实, 研制的两件套半球谐振陀螺样机能够实现速率积分陀螺的功能, 测量范围达 $\pm 400 (^{\circ})/\text{s}$, 陀螺最大系统漂移 $20 (^{\circ})/\text{h}$ 。相对于力平衡模式半球谐振陀螺, 其拓宽了半球谐振陀螺的测量范围, 为进一步提升全角半球谐振陀螺的精度奠定了基础。

关键词:平板电极; 半球谐振陀螺; 全角技术; 振型控制; 驻波角度解算

中图分类号: TN965.7+4; TB123 **文献标识码:** A **DOI:** 10.11977/j.issn.1004-2474.2020.03.026

Study on Whole Angle Technology of Hemispherical Resonator Gyroscope Based on Surface Electrodes

JIANG Chunqiao, JIANG Li, TAN Pinheng, FANG Haibin, BU Jijun

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

Abstract: The hemispherical resonant gyro in the whole angle mode is a rate integrating gyro, which has the characteristics of wide measurement range, high bandwidth and high accuracy. In this paper, the whole angle mode of a two-piece hemispherical resonator gyro composed of resonators and surface electrodes is studied. The pattern control and the single solution method are introduced and implemented through the FPGA and DSP architecture and the standing wave azimuth is resolved. The experimental data show that the developed two-piece hemispherical resonance gyro prototype can realize the function of rate integrating gyro, with the measurement range of $\pm 400 (^{\circ})/\text{s}$ and the maximum system drift of $20 (^{\circ})/\text{h}$. Compared with the hemispherical resonant gyro in the force balance mode, it broadens the measuring range of the hemispherical resonant gyro, and lays a foundation for further improving the accuracy of the full-angle hemispherical resonant gyro

Key words: surface electrode; hemispherical resonator gyroscope; whole angle technology; pattern control; standing wave angle solution

0 引言

半球谐振陀螺(以下简称:半球陀螺)是一种固态哥氏振动陀螺,具有结构简单、可靠性高等特点。在20世纪80年代,以美国Litton公司的产品为代表的半球陀螺在宇航领域得到成功应用。这种工作在力平衡模式(速率模式)下的半球陀螺具有高精度的优点,但测量范围有限,带宽较低,限制了其更广泛的应用。近年来,法国Sagem公司研制的工作在全角模式(速率积分模式)下的半球陀螺,以其高动态、大带宽、比例因子稳定等特点,而被广泛用于战术武器、舰船等领域。

国内半球陀螺的研究工作始于20世纪80年代,研制的半球陀螺工作在力平衡模式下,相应产品已成功应用于宇航领域^[1],在导弹领域的应用尚处于研究阶段^[2]。近年来,国内一些研究单位也开始了半球陀螺的全角模式研究,尚处于起步阶段。本文对半球陀螺全角工作模式的振型控制和信号解算方法进行了研究。使用8个电极,采用时分复用的方式完成了全角模式振型控制和信号解算,并在FPGA+DSP的系统上进行了实现。实验结果表明,两件套半球陀螺样机的测量范围达 $\pm 400 (^{\circ})/\text{s}$,陀螺最大系统漂移为 $20 (^{\circ})/\text{h}$ 。

收稿日期:2019-12-18

作者简介:蒋春桥(1974-),男,重庆长寿人,高级工程师,硕士,主要从事振动陀螺技术的研究。

1 半球陀螺敏感器件

半球陀螺敏感器件由半球型谐振子和平板电极组成,如图1所示。谐振子和平板电极均由具有高品质因数(Q)值的石英材料通过精密磨削加工成型,并在表面进行金属化处理。在平板电极上切割形成等角度分布的8个电极,用于谐振子的驱动和检测。谐振子和平板电极通过精密微组装工艺装配在一起,保持谐振子唇口平面与平板电极间微小的间隙,由此形成平面电容,通过在谐振子和电极之间施加不同的电压形成静电力驱动谐振子振动。通过检测谐振子与电极之间的间隙电容变化来表征谐振子的微振动。装配好的谐振子和平板电极真空封装在金属壳体中,以隔离空气阻尼的影响,保持谐振子的高 Q 值特性。



图1 敏感器件实物图

$$m \begin{bmatrix} 1 + \Delta mc & \Delta ms \\ \Delta ms & 1 - \Delta mc \end{bmatrix} \ddot{\eta} + c \begin{bmatrix} 1 + \Delta cc & \Delta cs \\ \Delta cs & 1 - \Delta cc \end{bmatrix} \dot{\eta} + k \begin{bmatrix} 1 + \Delta kc & \Delta ks \\ \Delta ks & 1 - \Delta kc \end{bmatrix} \eta + 2m \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \times \left(\alpha \Omega \dot{\eta} + \frac{\alpha \dot{\Omega} \eta}{2} \right) = f \quad (3)$$

$$\eta = a \begin{bmatrix} \cos 2\theta \\ \sin 2\theta \end{bmatrix} \cos \omega t + q \begin{bmatrix} -\sin 2\theta \\ \cos 2\theta \end{bmatrix} \sin \omega t \quad (4)$$

式中: m 为等效质量; c 为等效阻尼; Ω 为输入角速率; f 为外界驱动振子振动的力; Δmc 、 Δms 表示质量分布不均匀; Δcc 、 Δcs 表示阻尼分布不均匀; Δkc 、 Δks 表示刚度分布不均匀。

要使质量分布不均匀和刚度分布不均匀不影响解算出的角度, q 必须控制到0^[5],令

$$f = -2ma\omega_0 [(C_r I + C_q J) \cos \varphi + (C_a I + C_p J) \sin \varphi] \begin{bmatrix} \cos 2\theta \\ \sin 2\theta \end{bmatrix} \quad (5)$$

得到陀螺的传递函数:

$$\dot{\theta} = \frac{\omega_0}{2Q} (-\Delta cc \sin 2\theta + \Delta cs \cos 2\theta) - \alpha \Omega + C_p =$$

2 半球陀螺全角模式原理

当谐振子工作在四波腹模态时,假设外界旋转角度为 θ ,在惯性力的作用下,谐振子的驻波与平板电极的相对位置会反向旋转 $\alpha\theta$ 。其中 α 为半球陀螺的进动因子,该进动因子与谐振子的结构形式有关。当结构形式为理想半球形时, $\alpha \approx 0.277$ 。

理想谐振子的振动方程^[3]为

$$m_0 \ddot{p} - 2\Omega b \dot{q} + c_0 p = 0 \quad (1)$$

$$m_0 \ddot{q} + 2\Omega b \dot{p} + c_0 q = 0 \quad (2)$$

与二维弹簧振子的传递函数一致,可用二维弹簧的简化模型对球壳的振动进行分析,如图2所示。

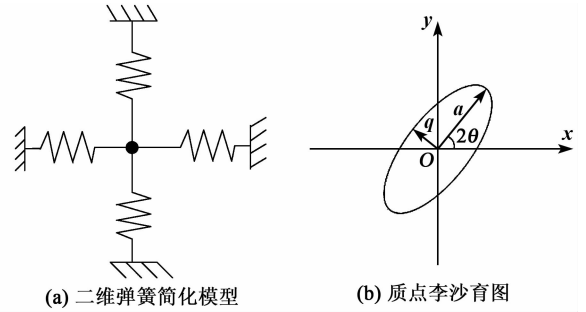


图2 二维弹簧简化模型

图2(b)中坐标 x 和 y 分别代表 0° 激励电极和 45° 检测电极的位置,因此,谐振子的振动方程可简化^[4]为

$$\frac{1}{2} \Delta \left(\frac{1}{\tau} \right) \sin(2(\theta - \theta_t)) - \alpha \Omega + \frac{1}{2} C_p \quad (6)$$

当推动谐振子驻波进动的力 $C_p = 0$ 时,驻波进动角度变化 $\dot{\theta}$ 与 Ω 的传递函数为

$$\dot{\theta} = \frac{1}{2} \Delta \left(\frac{1}{\tau} \right) \sin(2(\theta - \theta_t)) - \alpha \Omega \quad (7)$$

3 振型参数解算与振型控制

3.1 振型参数解算

两路互成 45° 的电极的检测信号^[6]可表示为

$$x = a \cos 2\theta \cos \omega t - q \sin 2\theta \sin \omega t \quad (8)$$

$$y = a \sin 2\theta \cos \omega t + q \cos 2\theta \sin \omega t \quad (9)$$

解算振型参数时,在本地产生参考信号分别为

$$v_{rs} = 2 \sin(\omega t + \delta_\varphi) \quad (10)$$

$$v_{rc} = 2 \cos(\omega t + \delta_\varphi) \quad (11)$$

用 v_{rc} 、 v_{rs} 分别与两路检测信号相乘并通过低通滤波器,滤除 2 倍频信号并完成计算,得到:

$$c_x = v_{rc}x = a\cos 2\theta\cos \delta_\varphi - q\sin 2\theta\sin \delta_\varphi \quad (12)$$

$$s_x = v_{rs}x = a\cos 2\theta\sin \delta_\varphi - q\sin 2\theta\cos \delta_\varphi \quad (13)$$

$$c_y = v_{rc}y = a\sin 2\theta\cos \delta_\varphi - q\cos 2\theta\sin \delta_\varphi \quad (14)$$

$$s_y = v_{rs}y = a\sin 2\theta\sin \delta_\varphi + q\cos 2\theta\cos \delta_\varphi \quad (15)$$

$$E = c_x^2 + s_x^2 + c_y^2 + s_y^2 = a^2 + q^2 \quad (16)$$

$$S = 2(c_x c_y + s_x s_y) = (a^2 - q^2)\sin 4\theta \quad (17)$$

$$Li = 2(c_x s_x + c_y s_y) = (a^2 - q^2)\sin 2\delta\varphi \quad (18)$$

$$Q = 2(c_x s_y + c_y s_x) = 2aq \quad (19)$$

$$R = c_x^2 + s_x^2 - c_y^2 - s_y^2 = (a^2 - q^2)\cos 4\theta \quad (20)$$

得到驻波方位角、主振动幅度、正交振动幅度、相位误差:

$$\theta = \frac{1}{4}\arctan \frac{S}{R} \quad (21)$$

$$a = \sqrt{E - q^2} \quad (22)$$

$$q = \frac{1}{2}(\sqrt{E + Q} - \sqrt{E - Q}) \quad (23)$$

$$\delta\varphi_0 = \arcsin\left[\frac{Li}{2(a^2 - q^2)}\right] \quad (24)$$

3.2 振型控制

由于全角模式下驻波在 360° 内自由进动,因此需要在 360° 内补充谐振子振动的能量,同时抑制正交振动。平板电极上的电极是等角度分离的 8 个电极,需要使用独立电极施力的合力对谐振子的振型进行控制,其施力如图 3 所示,同理可以施力抑制正交振动。

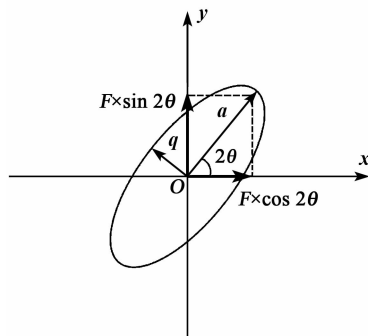


图 3 施力分解示意图

4 全角模式振型控制实现与测试

全角模式振型控制电路采用 FPGA+DSP 的构架实现,其原理框图如图 4 所示。

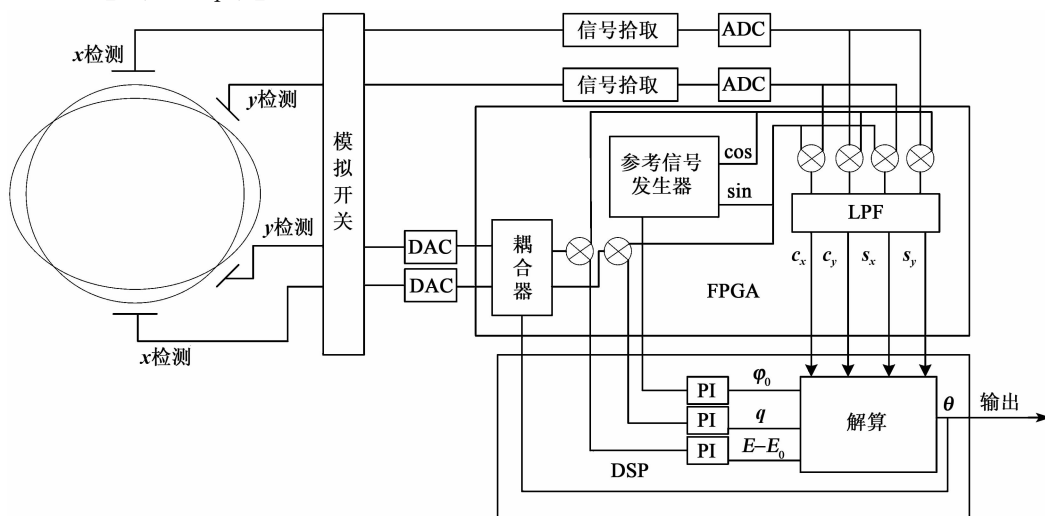


图 4 硬件系统原理框图

在 FPGA 内部完成解调、参考信号生成、控制信号合成,在 DSP 内部完成信号解算和 PI 控制信号生成。FPGA 选用 Xilinx 公司的 xc6slx45, DSP 选用 TI 公司的 TMS320F28335,搭建的陀螺系统如图 5 所示。为了降低驱动信号对读出信号的干扰,采用读出和驱动分时复用的方法,对驱动信号进行隔离,检测信号波形如图 6 所示。为了验证所设计的全角模式下半球陀螺的输出有效性,搭建测试平台对陀螺进行了角度/角速度试验。

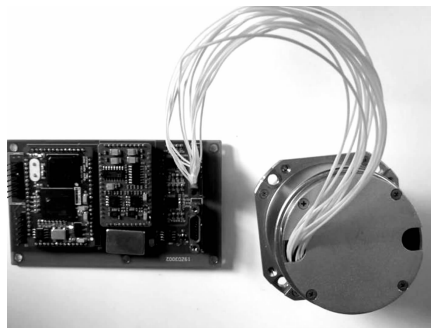


图 5 硬件实物图



图 6 分时复用检测信号波形

在 $1\text{ }(^{\circ})/\text{s}$ 的转速下,分别使陀螺旋转 0° 、 $\pm 30^{\circ}$ 、 $\pm 45^{\circ}$ 和 $\pm 90^{\circ}$,记录测试数据并对其进行数据处理,如表 1 所示。对表中的数据用直线函数拟合,得到的比例因子为 0.279 4,与理论计算值基本相符,线性度为 0.001 4。经分析,线性度较差的原因是陀螺系统存在漂移,导致旋转时间越长,系统漂移对解算角度输出的影响越大。

表 1 陀螺转动角度和解算角度

陀螺转动角度/ $(^{\circ})$	解算进动角度/ $(^{\circ})$
-90	-37.662 20
-45	-25.468 80
-30	-21.280 50
0	-12.859 40
30	-4.409 22
45	-0.218 30
90	12.548 85

分别在 $\pm 0.1\text{ }(^{\circ})/\text{s}$ 、 $\pm 1\text{ }(^{\circ})/\text{s}$ 、 $\pm 5\text{ }(^{\circ})/\text{s}$ 、 $\pm 10\text{ }(^{\circ})/\text{s}$ 、 $\pm 50\text{ }(^{\circ})/\text{s}$ 、 $\pm 100\text{ }(^{\circ})/\text{s}$ 、 $\pm 200\text{ }(^{\circ})/\text{s}$ 、 $\pm 400\text{ }(^{\circ})/\text{s}$ 条件下,测试了全角模式半球陀螺的线性度,如图 7 所示,标度因子为 0.275 3,角速率线性度为 144×10^{-6} 。经分析,引起线性度不理想的因素仍是陀螺系统存在漂移;在 $0.001\text{ }(^{\circ})/\text{s}$ 的条件下,测试了半球谐振陀螺的阈值,其数据如表 2 所示,半球谐振陀螺的阈值小于 $0.001\text{ }(^{\circ})/\text{s}$ 。

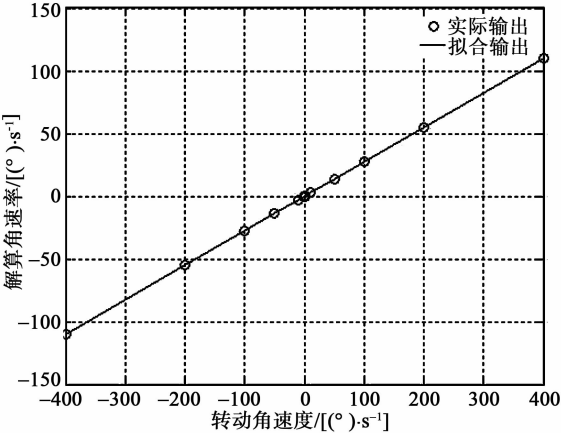


图 7 陀螺角速度输出数据及其线性拟合曲线

表 2 阈值测试数据

输入角速率/ $[(^{\circ})\cdot\text{s}^{-1}]$	解算角速率/ $[(^{\circ})\cdot\text{s}^{-1}]$
-0.001	-0.003 23
0	-0.002 13
0.001	-0.001 12

对半球陀螺进行长期静态测试,让陀螺敏感轴向指向东,陀螺输入角速率为 0,得到驻波角度曲线如图 8 所示。由图可见,驻波在不同角度下的系统漂移不一致,计入标度因子 0.275 3,陀螺指向角度漂移最大值约为 $6.5\text{ }(^{\circ})/\text{h}$ 。

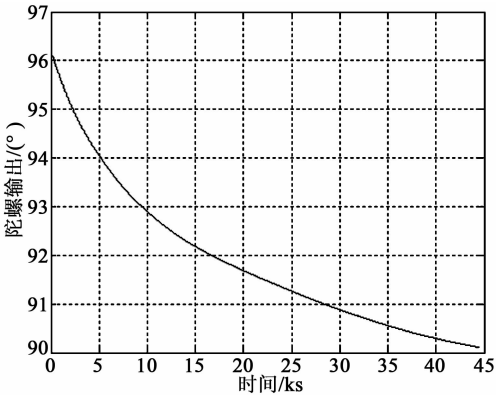


图 8 半球谐振陀螺长时漂移测试

为了获取驻波的最大进动角速率,测试了低速转动下陀螺的输出曲线。当转台输入 $0.1\text{ }(^{\circ})/\text{s}$ 时,测试驻波位置在 $0^{\circ}\sim 90^{\circ}$ 进动时对应的角速率,如图 9 所示。由图可见,陀螺的角速率输出以 90° 为周期成正弦分布,且重复性很好,正弦波的峰值约为 $20\text{ }(^{\circ})/\text{h}$,即陀螺的最大系统漂移为 $20\text{ }(^{\circ})/\text{h}$ 。

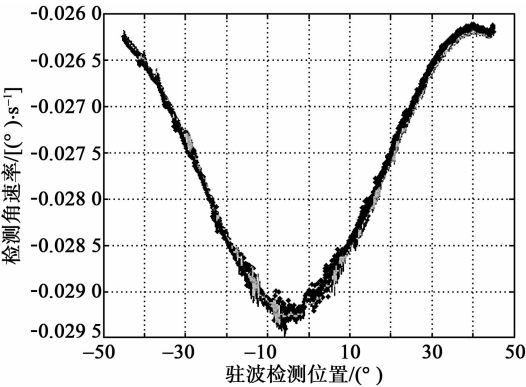


图 9 半球陀螺系统漂移测试曲线

5 结束语

本文对半球陀螺全角模式进行了研究,介绍了全角模式下半球陀螺的振型解算与驱动,并完成了两件套半球陀螺样机的全角模式系统实现。该系统

完成了半球陀螺的稳幅控制和正交抑制,实现了速率积分陀螺的功能;同时,通过微分也能完成速率陀螺的功能。对该系统进行初步测试,得到了该速率积分陀螺的测量范围,零位漂移等指标。相对于力平衡模式,该系统拓宽了测量范围,为进一步提升全角半球陀螺的精度奠定了基础。

参考文献:

- [1] 夏语,李建勋,张明举,等. 基于CORDIC算法的半球谐振陀螺信号相位跟踪和解调[J]. 上海航天,2015,32(5):54-59.
XIA Yu, LI Jianxun, ZHANG Mingju, et al. Phase tracking and demodulation of hemispherical resonator gyro based on CORDIC algorithms [J]. Aerospace Shanghai, 2015, 32(5): 54-59.
 - [2] 周小刚,汪立新,方针,等. 半球谐振陀螺平台调平系统设计及仿真[J]. 宇航学报,2011,3(3):549-553.
ZHOU Xiaogang, WANG Lixin, FANG Zhen, et al. Design of HRG leveling system and simulation experiment [J]. Journal of Astronautics, 2011, 3(3): 549-553.
 - [3] 马特维耶夫. 固态波陀螺仪导航系统[M]. 马菊红,编译. 哈尔滨:哈尔滨工业大学出版社,2013.
 - [4] RAGOT V, REMILLIEUX G. A new control mode greatly improving performance of axisymmetrical vibrating gyroscopes [J]. Gyroscopy and Navigation, 2011, 2(4): 229-238.
 - [5] LYNCH D D. Vibratory gyro analysis by the method of averaging [C]//Saint Petersburg: International Conference on Gyroscopic Technology and Navigation, 1995:26-34.
 - [6] 吕志清. 半球谐振陀螺(HRG)信号处理技术[J]. 中国惯性技术学报,2000,9(3):58-61.
LÜ Zhiqing. Signal processing technique for hemispherical resonant GYRO[J]. Journal of Chinese Inertial Technology, 2000, 9(3): 58-61.
-
- (上接第 403 页)
- [53] CHEN Deyong, ZHANG Ming, WANG Junbo. An electrostatically actuated micromachined vibrating ring gyroscope with highly symmetric support beams[C]//Kona; Sensors, 2010 IEEE, 2010: 860-863.
 - [54] CHEN Li, CHEN Deyong, WANG Junbo. The design and analysis of a robust micro-machined vibrating ring gyroscope[C]//Beijing: Proceedings of SPIE 2008 International Conference on Optical Instruments and Technology, 2008: 71-79.
 - [55] 汪守利,刘海涛,滕纲,等. MEMS 惯组抗高 g 值冲击设计方法 [J]. 中国惯性技术学报, 2014, 22(3): 404-408.
WANG Shouli, LIU Haitao, TENG Gang, et al. Design method of MEMS IMU in high- g shock [J]. Journal of Chinese Inertial Technology, 2014, 22(3): 404-408.
 - [56] 崔九征,孙博,冯强. 强冲击条件下 MEMS 封装可靠性有限元分析[J]. 机械工程学报, 2011, 47(24): 177-185.
CUI Jiuzheng, SUN Bo, FENG Qiang. Finite element analysis of MEMS package under high impact [J]. Journal of Mechanical Engineering, 2011, 47(24): 177-185.
 - [57] 姜海洋,秦丽,李杰,等. 基于FPGA的弹姿测试数字陀螺仪关键技术研究[J]. 兵器装备工程学报, 2019, 40(6): 77-81.
JIANG Haiyang, QIN Li, LI Jie, et al. Research on key technology of digital gyroscope for projectile flight attitude test on FPGA [J]. Journal of Ordnance Equipment Engineering, 2019, 40(6): 77-81.
 - [58] 杨志勇,文丰,赫晓剑. 基于Flash存储器的抗高过载电子记录器关键技术研究[J]. 国外电子测量技术, 2009, 28(7): 27-29.
YANG Zhiyong, WEN Feng, HAO Xiaojian. Study on key technology of resisted high overloading electronic recorder based on Flash memory [J]. Foreign Electronic Measurement Technology, 2009, 28(7): 27-29.

基于 MAA 全温滞后模型的 MEMS 陀螺仪 零偏补偿技术

吴英¹, 蒋博², 邱克², 邹新海², 刘宇²

(1. 重庆科技学院 智能技术与工程学院, 重庆 401331; 2. 重庆邮电大学 智能传感技术与微系统重庆市高校工程研究中心, 重庆 400065)

摘要:微机电系统(MEMS)陀螺仪具有体积小、精度高、应用前景广等优点。由于惯性器件材料的热阻值、热应力差异,对应传感器输出会产生温度滞后效应,严重影响了陀螺仪零偏稳定性。针对传统陀螺仪温度误差补偿法适应性较差的问题,该文利用滑动平均算法(MAA),提出了一种温度滞后零偏补偿模型,在全温范围内对 MEMS 陀螺仪零偏进行补偿。实验结果表明,补偿后陀螺仪工作温度在 $-30\sim+90\text{ }^{\circ}\text{C}$ 变化时,对应的零偏标准偏差从 $0.21\text{ }(^{\circ})/\text{s}$ 降至 $0.02\text{ }(^{\circ})/\text{s}$,零偏稳定性提升了近1个数量级。

关键词:微机电系统陀螺;滑动平均算法;全温滞后模型;零偏补偿

中图分类号:TN384 **文献标识码:**A **DOI:**10.11977/j.issn.1004-2474.2020.03.027

Zero Bias Compensation Technology of MEMS Gyroscope Based on MAA Full Temperature Hysteresis Model

WU Ying¹, JIANG Bo², QIU Ke², ZOU Xinhai², LIU Yu²

(1. School of Intelligent Technology and Engineering, Chongqing University of Science and Technology, Chongqing 401331, China;

2. Chongqing Engineering Research Center of Intelligent Sensing Technology and Microsystem,

Chongqing University of Post and Telecommunications, Chongqing 400065, China)

Abstract: The micro electro mechanical system (MEMS) gyroscope has the advantages of small size, high accuracy and broad application prospect. Due to the different thermal stress and thermal resistance of inertial components, the output of the corresponding sensor will produce temperature hysteresis effect, which seriously affects the zero bias stability of gyroscope. In view of the poor adaptability of the traditional gyroscope temperature error compensation method, this paper proposes a temperature hysteresis zero bias compensation model by using the moving average algorithm (MAA) to compensate the zero deviation of MEMS gyroscope in the full temperature range. The experimental results show that when the working temperature of the gyroscope changes in the range of $-30\text{ }^{\circ}\text{C}$ to $+90\text{ }^{\circ}\text{C}$ after compensation, the absolute error of the corresponding zero bias decreases from $0.21\text{ }(^{\circ})/\text{s}$ to $0.02\text{ }(^{\circ})/\text{s}$, and the stability of the zero deviation increases by nearly one order of magnitude.

Key words: MEMS gyro; moving average algorithm (MAA); full temperature hysteresis model; zero bias compensation

0 引言

随着微机电系统(MEMS)技术的持续发展, MEMS 陀螺仪技术逐渐成为人们的研究热点^[1]。MEMS 陀螺仪具有体积小、精度高、寿命长等优点,被广泛用于惯性导航与定位领域^[2];但也存在初始安装校准时间较长,器件材料对温度较敏感,角度积

分误差随时间累积等缺点^[3-4]。由于 MEMS 陀螺仪内部构造材料膨胀系数的差异会产生相应的热阻值和热应力^[5-7],环境温度的变化对陀螺零偏稳定性影响较大。

研究者从多方面对零偏补偿进行了研究,典型的补偿方法有:恒定参量激励法、滑动平均法及多元

收稿日期:2019-12-06

基金项目:国家重点研发计划基金资助项目(2018YFF01010202,2018YFF01010201);国家自然科学基金资助项目(61705027,11704053,61901069,51902037);省部级人才计划基金资助项目(CSTC-CXLJRC201711);重庆市科学技术委员会基础研究基金资助项目(CSTC-2017csmsA40017, CSTC-2018jcyjx0619);重庆市教委基础研究基金资助项目(KJZH17115, KJQN201800626, KJQN201900615)

作者简介:吴英(1972-),女,重庆人,教授,硕士生导师,主要从事电子科学与技术的研究。E-mail: wuying1992@cqust.edu.cn。通信作者:刘宇(1972-),男,四川宜宾人,教授,博士生导师,主要从事传感器件与系统的研究。E-mail: liuyu@cqupt.edu.cn。

向量回归法等。文献[8]采用一种基于恒定参量激励的驱动控制方案,改善了小范围温度下降时陀螺仪温度敏感性,但缺少在宽温范围内的温度实验结果。文献[9]利用滑动平均法(MAA)对陀螺信号进行趋势项提取,减小了输出信号的时延问题。文献[10]使用一种基于支持向量回归的多元温度补偿方法,建立基于温度梯度的多元补偿模型,但在温度转折处补偿效果较差。

以上研究仅对温度建立一个单一拟合曲线,对复杂温度变化下 MEMS 陀螺的零偏补偿效果较差。当环境温度升降循环变化时,陀螺的零偏误差并不是一条重合的曲线,而是多条有一定滞后偏移距离的曲线。

基于此,针对传统的 MEMS 陀螺仪的温度补偿模型难以解决由温度滞后变化引起零偏误差的问题,本文提出了一种基于 MAA 全温滞后模型的 MEMS 陀螺仪零偏补偿技术。

1 陀螺仪全温滞后模型

1.1 温度滞后原理

温度误差是 MEMS 惯性器件的主要误差之一。当环境温度变化时,材料热扩散速度有差异,引起陀螺结构尺寸、材料弹性模量和振动频率变化,从而引起零偏变化。温度的滞后性主要源于惯性器件的不同组成材料的热阻值和热应力各不相同,如缓冲胶的单位热阻值比陶瓷管的单位热阻值约高 3 个数量级。另外,由于温度传感器在固体上的空间位置不同而引起的测量误差,惯性装置中的金属和陶瓷外壳的温度滞后于传感器装置的输出温度,这也导致了温度滞后现象。

1.2 全温滞后模型

在安全额定温度范围内陀螺仪进行温度实验,温度滞后零偏的变化近似于梭型(或橄榄球型)。全温滞后模型示意图如图 1 所示。由图可见,其形状

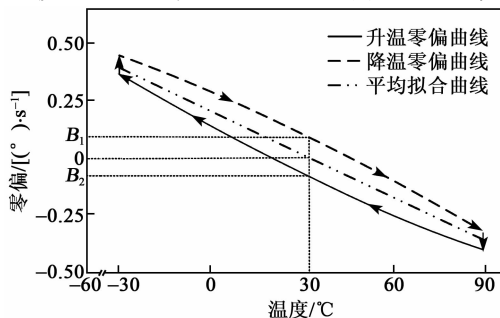


图 1 全温滞后模型示意图

饱满、近似椭圆,反映出该结构的塑性变形能力和吸收震动能量的能力较强,具有良好的延展性。

首先设定 30 °C 时的静态零位角度值作为温度误差基准值;然后温度循环实验测得的零偏值减去温度误差基准值,即为由温度变化引起的温度零偏值。在升降温度循环实验中,当温度回到 30 °C 时,零偏 B_1 、 B_2 并未回到 0 (°)/s,这种情况是由于温度的滞后性导致的现象,它将严重影响系统输出航向精度,因此需要对升温 and 降温分别建立补偿曲线,建立升降温度滞后零偏补偿模型,从而提高陀螺在环境温度循环变化下的零偏稳定性,减小温度滞后对陀螺仪精度的影响。

2 基于 MAA 全温滞后模型的零偏补偿技术

2.1 滑动平均算法

在离散动态实验数据中,利用区间离散点的函数值表示研究对象的真实变化规律。为了消除动态实验数据里的随机噪声波动,对于非平稳的陀螺仪数据,在一定长度的小区间上认为是稳定的。对其做局部求平均值的处理,过滤掉数据中的随机噪声,从而得到较平滑的数据曲线,即滑动平均算法。

在处理陀螺仪零偏数据过程中,对于一个长度为 M 的有序数据集,按顺序滑动选取 r 个相邻数值,对每一个数值乘以一个比例权重系数,并相加求和,得到平滑的数据。

$$g_k = \sum_{i=p}^q \theta_i g_k \quad (k = p+1, p+2, \dots, M-q) \quad (1)$$

式中: p, q 为滑动区间的上下限,满足条件 $p+q+1=r$; θ_i 为权重系数,满足条件 $\sum_{i=q}^p \theta_i = 1$ 。由于选取不同的参数可得到不同的滑动平均算法。如 $p = -q = s$, $\theta_i = 1/(2s+1)$, 得到常用的等权中心平滑法:

$$g_k = \frac{1}{2s+1} \sum_{i=-s}^s g_{k+i} \quad (k = s+1, s+2, \dots, M-s) \quad (2)$$

当 $p = 0, q = r-1, \theta_i = 1/r$, 即左端点等权平滑法:

$$g_k = \frac{1}{r} \sum_{i=0}^{r-1} g_{k+i} \quad (k = 1, 2, \dots, M-r+1) \quad (3)$$

当 $p = -r+1, q = 0, \theta_i = 1/r$, 即右端点等权

平滑法：

$$g_k = \frac{1}{r} \sum_{i=-r+1}^0 g_{k+i} \quad (k = r, r+1, \dots, M) \quad (4)$$

本文对陀螺零偏数据采用右端点等权平滑法,如选取滑动步长 $r=9$,通常用前 9 个零偏数据的均值来等效替换表示右端点,即第 9 个数据的测量结果:

$$g_9 = \frac{1}{9}(g_1 + g_2 + g_3 + g_4 + g_5 + g_6 + g_7 + g_8 + g_9) \quad (5)$$

对于滑动步长为 r 的右端点等权平滑法,它可以得到右端全部的值,但缺少左端头部的平滑滤波值,称为端部效应,即在区间 $[1, r-1]$ 里的 $r-1$ 个测量数据无法按公式(4)直接得到,需要额外补充录入。

2.2 全温滞后模型的零偏补偿技术

分析陀螺仪静态时温度零偏的滞后性,采用滑动平均算法对陀螺仪信号进行数据提取,提出一种升降温度滞后零偏补偿模型。对不同温度下的 MEMS 陀螺仪零偏进行标定,达到在全温变化范围内对陀螺仪零偏的精准补偿目标。MEMS 陀螺仪的 MAA 温度滞后零偏补偿模型 $H_w(T)$ 为

$$H_w(T) = \begin{cases} f_0 + f_1(T) + f_2(dT/dt) & dT/dt \geq 0 \\ f_0 + f_1(T) + f_3(dT/dt) & dT/dt < 0 \end{cases} \quad (6)$$

式中: f_0, f_1, f_2, f_3 为拟合系数函数; T 为 MEMS 陀螺仪温度; dT/dt 为 MEMS 陀螺仪温度变化率。

实验中采样得到的数据都是离散化的,计算 dT 时,利用 ΔT (现在时刻温度值减去前一时刻温度值)近似表示,即 $dT/dt = \Delta T/\Delta t$,其中设定采样频率为 1 Hz, Δt 为定值。因此,MAA 温度滞后零偏补偿模型可近似简化为

$$H_w(T) = \begin{cases} f_0 + f_1(T) + f_2(\Delta T) & \Delta T \geq 0 \\ f_0 + f_1(T) + f_3(\Delta T) & \Delta T < 0 \end{cases} \quad (7)$$

由于升温 and 降温时的零偏值有差异,若用传统单一曲线来拟合升降温度的零偏,得到的零偏误差较大。因此,不仅要采集此刻的温度值,还要考虑前一时刻的温度值,MAA 升降温度补偿模型流程图如图 2 所示。本文以当前陀螺仪温度值 T 和温度变化率 ΔT (此刻温度值减去前一时刻温度值)作为判断条件,分别通过传统补偿模型、升温模型($\Delta T > 0$)和降温模型($\Delta T < 0$)来补偿零偏误差。

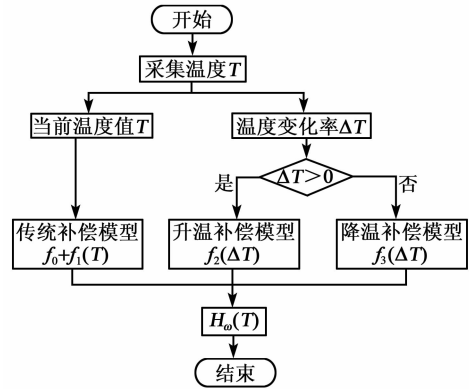


图2 MAA升降温度补偿模型流程图

3 实验与分析

3.1 实验过程

本实验选用 SCR 系列陀螺, ESPEC 系列 SET-A-04 型号温箱, 数据采集频率为 1 Hz, 整体实验流程图如图 3 所示。

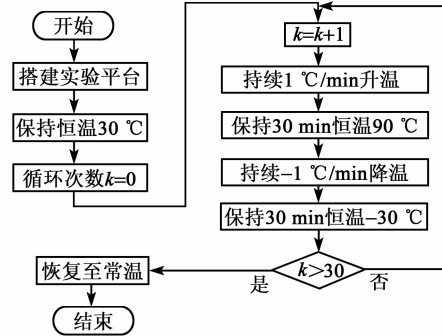


图3 整体实验流程图

实验步骤主要分为 4 步：

- 1) 温箱恒温 30℃, 对陀螺预热 30 min。
- 2) 以 1℃/min 的速度持续升温, 温度上升至 90℃, 保持恒温运行 30 min。
- 3) 以 -1℃/min 的速度持续降温, 温度降至 -30℃, 保持恒温运行 30 min。
- 4) 重复 2)、3) 步实验 30 次。

在安全额定温度 -30~+90℃ 进行实验, 其中实验循环 1 次的时间-温度曲线图如图 4 所示。

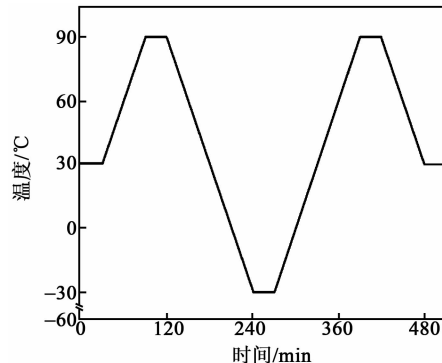


图4 实验循环1次的时间-温度曲线

3.2 零偏补偿实验结果分析

首先选取局部温度变化区间 $-30\sim 0\text{ }^{\circ}\text{C}$ 和时间段 $210\sim 300\text{ min}$ 的零偏变化数据进行分析,对应的局部时间、温度、零偏拟合曲线如图5所示。由图可见,温度从 $0\text{ }^{\circ}\text{C}$ 降温至 $-30\text{ }^{\circ}\text{C}$,保持 $-30\text{ }^{\circ}\text{C}$ 恒温 30 min ,再升温至 $0\text{ }^{\circ}\text{C}$ 。无滞后曲线的零偏随温度呈单一线性变化;有滞后曲线的零偏随温度呈现复杂曲线变化,在温度上升和下降趋势发生变化时,会暂时保持原有状态,从而出现温度滞后零偏的情况。滞后区间对应的时间持续约 5 min ,温度零偏相差约 $0.02\text{ }(^{\circ})/\text{s}$ 。

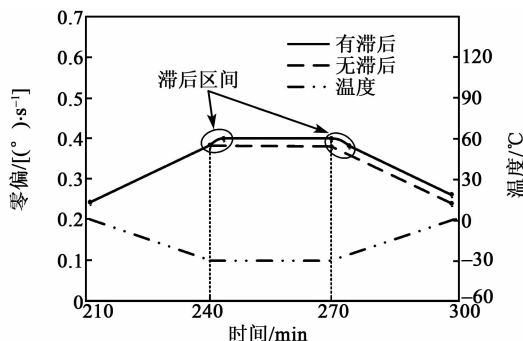


图5 局部时间、温度、零偏拟合曲线图

选取全温变化区间 $-30\sim +90\text{ }^{\circ}\text{C}$ 的零偏数据进行整体分析,先对传统补偿模型进行试验,根据陀螺仪升温与降温时的初始零偏数据计算出平均拟合曲线,接着代入传统补偿模型得到补偿后的升降温度零偏输出值,对应的传统零偏补偿前、后对比图如图6所示。传统补偿前的初始升温、降温曲线是在 $-0.5\sim +0.5\text{ }(^{\circ})/\text{s}$ 波动的倾斜曲线,而通过传统校准拟合曲线补偿后,变成在 $-0.1\sim +0.1\text{ }(^{\circ})/\text{s}$ 波动的近似水平曲线。

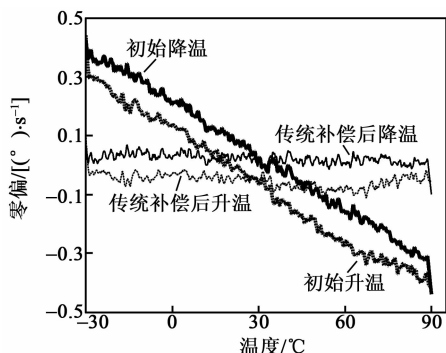


图6 传统零偏补偿前后对比图

对MAA补偿模型进行试验,根据陀螺初始零偏数据计算出校准拟合升、降温曲线,代入MAA升降温度滞后零偏补偿模型得到补偿后的零偏值,对应的MAA零偏补偿前、后的对比曲线如图7所示。

通过MAA校准拟合曲线补偿后,变成在 $-0.04\sim +0.04\text{ }(^{\circ})/\text{s}$ 波动的近似水平曲线。

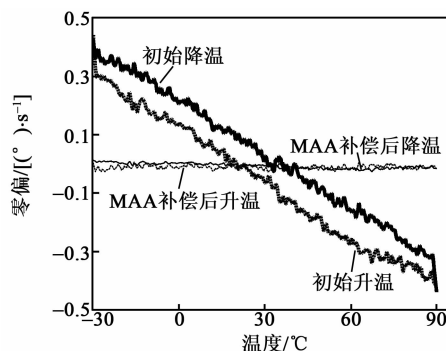


图7 MAA零偏补偿前后对比图

分析对比MAA补偿法与传统补偿法的结果,对应的陀螺仪零偏补偿前、后参数变化情况如表1所示。零偏补偿前的零偏标准偏差为 $0.21\text{ }(^{\circ})/\text{s}$ 。通过传统零偏补偿后的零偏标准偏差为 $0.06\text{ }(^{\circ})/\text{s}$,其减小了近3倍;通过MAA零偏补偿后的零偏标准偏差为 $0.02\text{ }(^{\circ})/\text{s}$,其减小了近10倍。由表可见,在减小温度滞后零偏误差方面,MAA补偿法优于传统补偿法,提高了近3倍。

表1 零偏补偿前、后参数变化表

补偿模型	峰值/ [$(^{\circ}) \cdot \text{s}^{-1}$]	期望/ [$(^{\circ}) \cdot \text{s}^{-1}$]	标准偏差/ [$(^{\circ}) \cdot \text{s}^{-1}$]
初始数据	0.5	0.17	0.21
传统补偿	0.1	0.07	0.06
MAA补偿	0.05	0.03	0.02

4 结束语

本文针对传统的MEMS陀螺仪的温度补偿模型难以适应温度滞后变化的问题,我们利用滑动平均算法建立温度滞后模型,采集升、降温情况下的零偏数据,并做出拟合曲线,对陀螺仪的零偏进行校准补偿。在 $-30\sim +90\text{ }^{\circ}\text{C}$ 全温范围内的实验表明,通过MAA升、降温滞后零偏补偿模型,可将陀螺仪零偏标准偏差从 $0.21\text{ }(^{\circ})/\text{s}$ 降至 $0.02\text{ }(^{\circ})/\text{s}$,零偏稳定性增加了近10倍。通过MAA全温滞后模型的零偏补偿技术,可以适应全温范围的温度变化,有效提高了MEMS陀螺仪的零偏稳定性和测量角度精度。

参考文献:

- [1] GINER J, MAEDA D, ONO K, et al. Mems gyroscope with concentrated springs suspensions demon-

(下转第417页)

一种机载超声波液位传感器的设计

谭昕怡, 曾祥豹, 王登攀, 张毅

(中国电子科技集团公司 重庆声光电有限公司, 重庆 400060)

摘要:该文设计了一种用于机载废水储箱的超声波定点液位监测传感器。该传感器采用全封闭式结构, 有效排除了环境对监测过程的不良影响; 同时提出双重判定算法, 提升了监测的准确度和可靠性。对该传感器的有效性进行了验证, 理论与实践分析表明, 该传感器可以较准确、稳定地实现定点液位监测报警功能。

关键词:机载废水储箱; 超声波; 定点液位监测; 全封闭式结构; 双重判定算法

中图分类号: TN955 **文献标识码:** A **DOI:** 10.11977/j.issn.1004-2474.2020.03.028

Design of an Airborne Ultrasonic Liquid Level Monitoring Sensor

TAN Xinyi, ZENG Xiangbao, WANG Dengpan, ZHANG Yi

(Chongqing Acoustic-Optic-Electronic Co., Ltd. of China Electronics Technology Group Corporation, Chongqing 400060, China)

Abstract: In this paper, an ultrasonic fixed-point liquid level monitoring sensor for airborne wastewater storage tanks is designed. The sensor adopts a fully enclosed structure, which effectively eliminates the adverse effect of the environment on the monitoring process. At the same time, a dual decision algorithm is proposed to improve the accuracy and reliability of the monitoring. The effectiveness of the sensor is verified. The theoretical and practical analysis shows that the sensor can monitor and alarm the fixed-point liquid level more accurately and stably.

Key words: airborne wastewater storage tank; ultrasound; fixed-point liquid level monitoring; fully enclosed structure; dual decision algorithm

0 引言

民用飞机中废水处理系统是不可或缺的部分, 其中废水储箱是处理系统的重要组成部分, 其液位检测对整个系统的正常运转起决定性作用。目前常用的液位测量手段主要有接触式和非接触式。接触式主要有工检尺法、浮子测量装置、伺服式、电容式和磁致伸缩式的液位计, 其共同特点是感应元件与被测液体接触, 存在磨损且易被液体黏住和腐蚀等风险; 非接触式主要有微波雷达、射线、激光及超声液位计, 其共同特点是感应元件不与被测液体接触, 不受介质影响^[1]。与雷达、射线和激光等方式相比, 超声液位计系统相对简单, 不易受电磁干扰, 易于小型化, 适合机载应用场景, 且成本相对较低, 利于民用推广, 在工业生产和科学研究中应用广泛。因此, 本文首选超声波液位计作为废水储箱的液位检测手段。

传统超声波液位计多通过液体与气体界面反射

的回波来判断液位, 通常安装在容器的顶部或底部。飞机的废水储箱多为胶囊形结构, 声波会发生多次反射产生混响, 使噪声变大, 影响信号检测; 此外, 废水箱中的杂质沉积严重影响声波的传播效率, 同样导致液位检测失效。根据调研, 机载废水储箱对液位的检测为定点判断, 即液位达到特定位置时, 检测系统报警。针对上述需求, 本文设计了一种用于定点检测的低功耗超声波液位传感器, 基于超声波透射效率、声衰减、谐振频率等参数随介质的变化, 利用置于全封闭壳体内部的超声波换能器对, 通过检测接收信号幅值的变化, 对换能器对之间的传播介质进行判断, 达到区分液体和气体的目的, 最终实现液位的定点检测。

1 理论分析

1.1 透射系数

平面声波从介质 1 垂直入射到介质 2 时, 在分界面上的声压透射系数 t_p 为

收稿日期: 2020-03-06

基金项目: 重庆市技术创新与应用发展专项重点基金资助项目 (No. cstc2019jscx-fxyd0210)

作者简介: 谭昕怡 (1988-), 女, 陕西汉中, 硕士, 主要从事现代信号处理技术的研究。

$$t_p = \frac{p_{ta}}{p_{ia}} = \frac{2R_2}{R_1 + R_2} \quad (1)$$

声强透射系数 t_I 为

$$t_I = \frac{I_t}{I_i} = \frac{4R_1R_2}{(R_1 + R_2)^2} \quad (2)$$

式中: p_{ta} 和 p_{ia} 分别为透射波和入射波的声压; I_t 和 I_i 分别为透射波和入射波的声强; R_1 和 R_2 分别为介质 1、2 的声阻抗^[2]。

由式(1)、(2)可见,介质分界面两边的阻抗差异将直接决定声压和声强的透射系数。本设计中壳体为铝,表 1 列出了铝、水和空气的声阻抗值。

表 1 不同材料的声阻抗

材料	密度/ ($\text{kg} \cdot \text{m}^{-3}$)	声速/ ($\text{m} \cdot \text{s}^{-1}$)	声阻抗/ ($\text{Pa} \cdot \text{m} \cdot \text{s}^{-1}$)
铝	2 700.0	5 150	13.905×10^7
水	1 000.0	1 500	1.5×10^7
空气	1.2	340	4.08×10^3

由表 1 可见,空气的声阻抗远小于水和铝。根据式(1)、(2),声波在空气和其他介质之间传播时,透射系数接近于 0,这意味着只有极少部分能量可以穿透介质分界面;同时,水的声阻抗与铝更接近。因此,声波在水和铝之间传播时,透射系数更高,大部分能量可以穿透介质分界面,接收到的透射波的振幅也更高。

1.2 声衰减

实际工程中,声波在大多数材料中传播时存在衰减,且可用幂函数^[3]表达为

$$\alpha(\omega) = \alpha_0 \omega^\eta \quad (3)$$

式中: ω 为角频率; α_0 和 η 为非负常数。

水和空气中 $\eta = 2$, 即二次方衰减 $\alpha(\omega) = \alpha_0 \omega^2$ 。在常温、常压下 (25 °C, 101 kPa), 水中的衰减常数 $\alpha_0 = 19.02 \times 10^{-4} [\text{dB}/(\text{cm} \cdot \text{MHz}^2)]$, 空气中的衰减常数为 $\alpha_0 = 15.9 \times 10^{-1} [\text{dB}/(\text{cm} \cdot \text{MHz}^2)]$, 约为水的 1 000 倍。因此,对于固定的传播距离,分别经过空气和水传播的声信号幅值存在较大差异。

1.3 谐振频率

考虑辐射阻抗的情况下,超声换能器的谐振频率^[4]为

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{(m + m_s)C_m}} \quad (4)$$

式中: m 为换能器等效质量; C_m 为换能器等效力顺; m_s 为介质共振质量。

为了便于区分空气和水的幅值,拟选择多个频

段进行分析。选用平面活塞发射器作为当前结构的近似,高频辐射 ($a \gg \lambda$) 时,其辐射阻抗^[4]近似为

$$Z_s \approx \rho_0 cs + j \frac{2\rho_0 c^2 a}{\omega} \quad (5)$$

辐射声功率近似为

$$W_a \approx \frac{1}{2} u_0^2 \rho_0 cs \quad (6)$$

式中: ρ_0 为介质密度; c 为介质声速; s 为辐射面积; a 为辐射面半径; u_0 为辐射面振速。

由式(4)~(6)可见,介质对辐射阻抗和辐射声功率影响显著。介质不同时,结构的谐振频率发生偏移,辐射阻抗随之发生偏移。谐振状态下,其表面振速在特定频段内为最大值,其辐射声功率也最大,此时设备可在较低功耗下工作。

2 传感器设计

2.1 总体设计

传感器整体设计如图 1 所示。主控芯片发出特定频率的脉冲序列,并设定一定的逻辑时序来控制模拟开关,从而控制超声波换能器的发射与接收;模拟开关对接收到的信号进行电流放大,并进行电压比较,再由主控芯片对数据进行采集并判断是否液位到达。

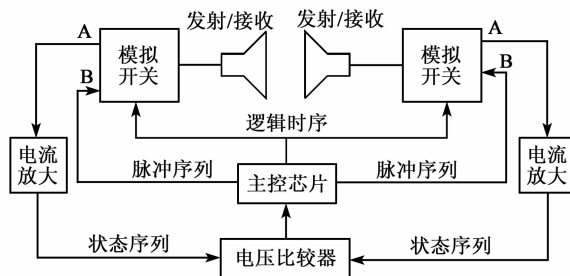


图 1 液位传感器原理图

为了提高监测的准确性,采用双重判断的设计。超声波换能器对的两极既是发射端也是接收端,两极同时发射超声波信号,同时对收到的信号进行分析,当两端的判断结果一致时,才作为最终判断结果。

2.2 结构设计及有限元分析

根据理论分析,对于以液体为主的废水液位定点监测,可通过接收信号幅值来实现。本文设计了一种全封闭式检测结构(见图 2),浸入水中的金属壳体为全封闭,超声换能器部分在壳体内侧,与壳体刚性连接。发射换能器的超声波穿过金属壳体在介质中传播后,再穿过壳体,到达接收换能器,并转换成电信号,通过分析、处理,可判定是液体或空气,从而实现液位定点检测。

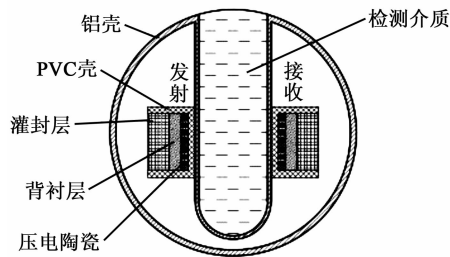


图 2 检测结构示意图

为验证上述结构的有效性,对结构进行有限元分析,建立了结构的轴对称有限元模型。为了简化,仅分析了与换能器连接的壳体部分,未考虑由金属壳体直接传播的超声波,故采用轴对称模型。有限元分析的主要目的是对液体和气体介质的透射效果进行量化对比,因此,模型仅包含了 PVC 壳、铝壳及传输介质部分,在一侧 PVC 上施加位移载荷,在另一侧的圆心位置提取位移量,并绘制频响曲线。有限元模型如图 3 所示。

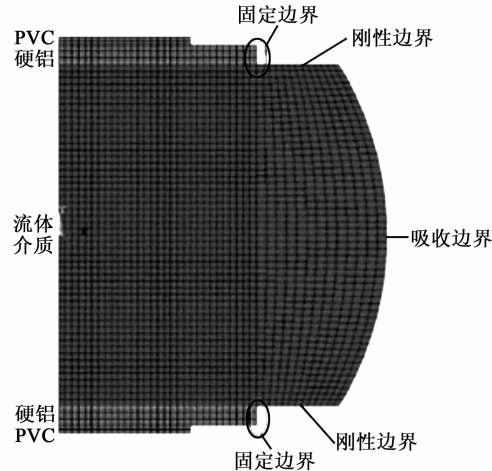


图 3 有限元模型示意图

对上述模型在激励一侧施加了 $1\text{ }\mu\text{m}$ 的驱动位移,在频率 $500\text{ kHz}\sim 2\text{ MHz}$ 进行扫频分析,并提取另一侧圆心处节点的振动位移,绘制了频响曲线如图 4 所示。

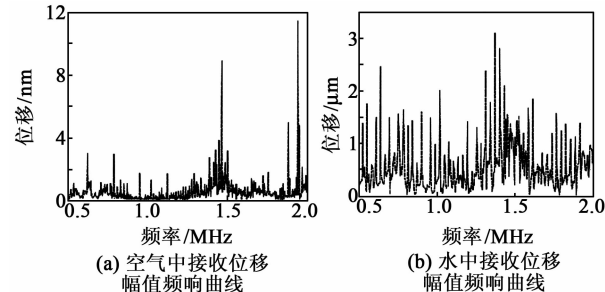


图 4 空气中与水中的接收位移幅值频响曲线

由图 4 可知,在合理选择工作频率的情况下,水介质传输的位移幅值远高于空气,说明本文设计的结构有利于分辨两种介质。

2.3 超声波换能器选型

频率是超声波换能器选型时考虑的重要参数,须综合考虑声场指向性和能量损耗等问题以确定换能器的工作频率^[5]。

根据实际应用场景,液体中可能有许多大小不一的固体悬浮杂质,超声波的传播间距需要越大越好;但由于密封性设计,超声波经过 2 mm 的铝制外壳传播出去,有较大的衰减,传播间距需要越小越好,最终选定传播间距为 20 mm 。同时,考虑到小型化的需求,初步选用 40 kHz 、 200 kHz 、 1 MHz 频率的 3 种换能器,测试其发射信号分别经过水和空气后的幅值变化情况。其中 40 kHz 换能器基于压电陶瓷的弯曲振动, 200 kHz 和 1 MHz 换能器基于厚度振动。测试结果如表 2 所示。

表 2 不同频点信号经过水和空气后的最大幅值

频率	幅值/mV	
	水	空气
40/kHz	19	403
200/kHz	27	24
1/MHz	551	10

由表 2 可见, 40 kHz 的信号在水中幅值远低于空气,这是因为换能器的驱动结构使其在阻力较大的水中时,振动位移减小或者不振动,因此排除该型号换能器; 200 kHz 的信号在水中和在空气中幅值都很低,这是因为其内部结构影响了传递效率,该换能器同样不适用于本文的场景; 1 MHz 的信号在水中的幅值远高于空气,故选用 1 MHz 作为检测频率。

常用的分析接收信号幅频特性的方法包括点频法和扫频法。如果采用点频信号,由于不同的介质条件会导致接收匹配不同,从而导致接收端的信号幅度有较大波动,难以通过幅值正确判断液位计中间是否存在介质。采用扫频信号时,在不同的频率条件下,波长不同,可以有效地避开不同大小的障碍物,且在不同密度介质条件下,根据不同的频率匹配条件可使超声换能器的阻抗匹配达到最佳状态,从而使接收信号幅值维持在一个较稳定的值,实现准确监测。

因此,本文采用以 1 MHz 为中心频率的扫频信号作为超声波换能器的激励信号。

2.4 硬件电路设计

监测系统电路采用 C8051F 系列主控芯片,用以产生 1 MHz 的扫频方波。方波信号经过放大器和跟随器的处理,并进行阻抗匹配后到达超声波换能器,换能器再输出对应频率的声信号;同时,换能器接收到的信号经过电压比较器后又送入主控芯片

进行判断,从而实现液位是否到达的准确判断。

硬件电路可分为四部分:

1) 发射电路:用于超声波换能器信号的激励,使超声波发出特定频率的信号。

2) 分时复用电路:用于实现检测的准确性并满足故障自检功能,采用多路模拟开关来实现。

3) 接收电路与信号解调电路:用于对接收到的信号进行放大处理,并将放大的信号进行解调,送入主控芯片进行处理。由于整个传感器是弱信号检测,因此,解调前要对信号进行电流放大—电压放大—低电压过滤三级处理。

4) 报警与故检电路:由于在实际应用中,检测的很多固液混合物是易燃易爆的危险品,需要将外部的电源与内部进行隔离。这里采用光耦方式进行隔离设计,当液位到达或系统故障时,主控芯片发出控制信号,光耦输出高电平,此时内部是低电压,外部是高电压,满足实际的应用需求。

3 顶层算法设计

在整体设计中,为了实现对液位是否到达的准确判断,采用了两个超声波换能器 A 和 B。首先 A 发射 B 接收,判读 B 接收到的信号是在空气中还是固液混合物中;然后 B 发射 A 接收,判断 A 接收到的信号是在空气中还是固液混合物中。用两者共同的结果进行综合判断,具体设计思路的程序流程图如图 5 所示。

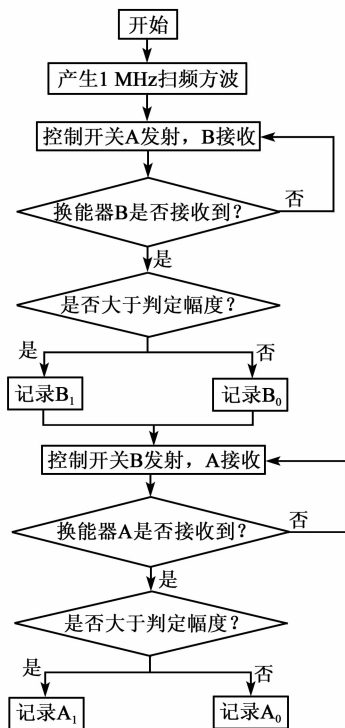


图 5 监测算法流程图

主控芯片(MCU)产生 1 MHz 的扫频方波,并通过控制模拟开关,使换能器 A 发射、换能器 B 接收,接收到的信号进入 MCU,通过幅度判断并对应不同状态分别记录为 B_0 、 B_1 。然后,通过控制模拟开关,切换到换能器 B 发射、换能器 A 接收,接收到的信号进入 MCU,通过幅度判断并对应不同状态分别记录为 A_0 、 A_1 。最终进行综合判断,若结果为 A_1 、 B_1 ,则判断为到达液位;若结果为 A_0 、 B_0 ,则判断为未到达液位;其余判断为故障状态。

4 实验结果与数据分析

为了验证传感器的有效性,分别采用点频和扫频的方法对其进行测试。由于飞机废水箱内液体密度变化较大,故而考虑声波传播介质为空气、清水、有较多悬浮杂质的污水 3 种情况。扫频信号经过 3 种介质传播后到达接收极的信号波形如图 6~8 所示。

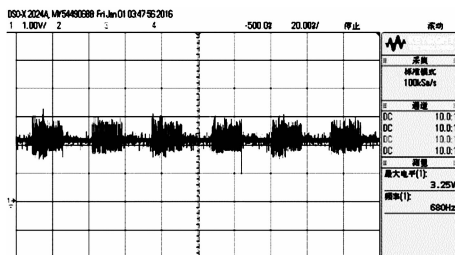


图 6 扫频信号经过空气到达接收极的信号波形

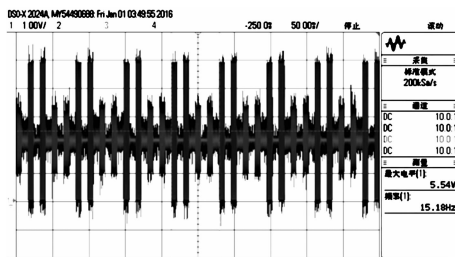


图 7 扫频信号经过清水到达接收极的信号波形

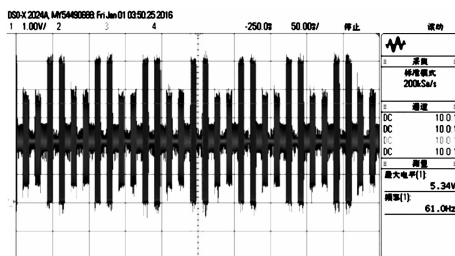


图 8 扫频信号经过污水到达接收极的信号波形

由图 6~8 可见,信号经空气传播后的幅值明显低于经清水和污水传播后的信号幅值,且清水和污水情况下接收信号幅值相近,这说明液体密度和浑浊度的差异对接收信号的幅值影响较小。传感器可

以较准确、稳定地区分空气和液体,不会因液体差异导致误判。

5 结束语

本文基于超声波的基本特性,通过有限元分析设计了合理、有效的封闭式检测结构。采用扫频信号作为激励信号,同时设计了双重判断的算法对接收信号进行分析,以辨别超声波的传输介质是空气还是液体。试验结果表明,本文设计的超声波液位传感器可以较准确、稳定地监测飞机废水箱中的液位,有效实现了定点液位报警功能。

(上接第412页)

strating single digit frequency split and temperature robustness [J]. Journal of Micro Electro Mechanical Systems, 2018(99):1-11.

- [2] 龚大伟, 刘宇, 钟懿, 等. MEMS陀螺混合误差标定方法研究[J]. 压电与声光, 2016, 38(2): 298-303.

GONG Dawei, LIU Yu, ZHONG Yi, et al. Research on the mixing error calibration method of MEMS gyro [J]. Piezoelectrics & Acoustooptics, 2016, 38(2): 298-303.

- [3] 刘宇, 司学迁, 路永乐, 等. 一种用于振动陀螺零偏抑制的复合融合算法[J]. 中国惯性技术学报, 2018, 26(5): 675-679.

LIU Yu, SI Xueqian, LU Yongle, et al. A hybrid fusion algorithm in zero bias suppression of vibration gyroscope [J]. Journal of Chinese Inertial Technology, 2018, 26(5): 675-679.

- [4] CAI Tijing, XU Qimeng, ZHOU Daijin. A low-cost personal navigation unit [J]. Journal of Southeast University (English Edition), 2019, 35(1): 57-63.

- [5] RUPRECHT D, WENSCH J, NAUMANN A. Toward transient finite element simulation of thermal deformation of machine tools in real-time [J]. Computational Mechanics, 2018, 62(5): 929-942.

- [6] OCLON P, TALER J, CEBULA A. Heat flux and temperature determination in a cylindrical element with the use of finite volume finite element method [J]. International Journal of Thermal Sciences, 2018, 127(3): 142-157.

参考文献:

- [1] 董迪晶. 超声波液位传感器的开发[D]. 天津: 天津大学, 2008.
- [2] 杜功焕, 朱哲民, 龚秀芬. 声学基础[M]. 3版. 南京: 南京大学出版社, 2012.
- [3] 李骥, 李力, 邓勇刚. 空气耦合超声换能器的频域声场研究[J]. 机械工程学报, 2019, 55(10): 10-16.
- [4] 何祚镛, 赵玉芳. 声学理论基础[M]. 北京: 国防工业出版社, 1988.
- [5] 赵俊杰, 王彦, 张贤雨. 液位计用压电换能器选型探讨[J]. 自动化与仪器仪表, 2013(4): 106-107.

- [7] BURLAYENKO V, ALTENBACH H, SADOWSKI T, et al. Modelling functionally graded materials in heat transfer and thermal stress analysis by means of graded finite elements [J]. Applied Mathematical Modelling, 2017, 45(1): 422-438.

- [8] 林一羽, 郑旭东, 吴海斌, 等. 采用恒频参量激励的微机械陀螺驱动控制方案[J]. 浙江大学学报(工学版), 2019, 53(9): 1795-1804.

LIN Yiyu, ZHENG Xudong, WU Haibin, et al. MEMS gyroscopes parametric excitation control scheme with constant resonant frequency [J]. Journal of Zhejiang University (Engineering Science), 2019, 53(9): 1795-1804.

- [9] 李征, 房宏才, 柯熙政, 等. 滑动平均法在MEMS陀螺信号趋势项提取中的应用[J]. 电子测量与仪器学报, 2019, 33(7): 43-49.

LI Zheng, FANG Hongcai, KE Xizheng, et al. Application of sliding average method to MEMS gyroscope signal trend extraction [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2019, 33(7): 43-49.

- [10] 韦俊新, 王泽涛, 丛正, 等. 基于支持向量回归的金属谐振陀螺多元温度补偿方法[J]. 中国惯性技术学报, 2019, 27(2): 235-240.

WEI Junxin, WANG Zetao, CONG Zheng, et al. Multi temperature compensation method for metal resonant gyro based on support vector regression [J]. Journal of Chinese Inertial Technology, 2019, 27(2): 235-240.

小型化低剖面 UHF RFID 抗金属标签天线设计

唐旭阳^{1,3}, 张博涵^{2,3}, 张经纬^{1,3}, 何大平^{1,3}, 吴志鹏^{2,3}, 刘成国^{1,3}

(1. 武汉理工大学 理学院, 湖北 武汉 430070; 2. 武汉理工大学 信息工程学院, 湖北 武汉 430070;

3. 湖北省射频微波应用工程技术研究中心, 湖北 武汉 430070)

摘要:针对超高频抗金属射频识别(RFID)标签的小型化和低剖面需求,提出了一种可用于金属表面的超高频 RFID 标签天线,其尺寸为 50 mm×20 mm×0.9 mm。该设计采用 CST MWS 软件进行建模仿真,分析了嵌入式馈电结构尺寸变化和矩形开槽尺寸变化对标签天线输入阻抗的影响,并调整相应参数以达到标签天线输入阻抗与芯片阻抗的共轭匹配。实测结果表明,标签天线输入阻抗与芯片阻抗匹配良好,在 910 MHz 处有最大实测阅读距离为 4.3 m,且具有小尺寸和低剖面,可应用于物流、医疗、零售等多种领域的金属场景。

关键词:射频识别;标签天线;抗金属;小型化;超高频

中图分类号:TN82 **文献标识码:**A **DOI:**10.11977/j.issn.1004-2474.2020.03.029

Design of Miniaturized and Low-profile UHF RFID Metal-mountable Tag Antenna

TANG Xuyang^{1,3}, ZHANG Bohan^{2,3}, ZHANG Jingwei^{1,3}, HE Daping^{1,3}, WU Zhipeng^{2,3}, LIU Chengguo^{1,3}

(1. School of Science, Wuhan University of Technology, Wuhan 430070, China;

2. School of Information Engineering, Wuhan University of Technology, Wuhan 430070, China;

3. Hubei Engineering Research Center of RF-Microwave Technology and Application, Wuhan 430070, China)

Abstract: Aiming at the requirements of miniaturization and low profile of UHF RFID metal-mountable tag, this paper proposes a metal-mountable UHF RFID tag antenna with a size of 50 mm×20 mm×0.9 mm. The design uses CST MWS software for modeling and simulation. The effects of the changes of the size of the inset-feed structure and the size of the rectangular slot on the input impedance of the tag antenna are analyzed, and the corresponding parameters are adjusted to realize conjugate impedance matching between tag antenna and microchip. The measured results show that the input impedance of the tag antenna and the chip impedance are well matched. The tag antenna has a maximum measured read range of 4.3 m at 910 MHz, and has a small size and low profile. It can be applied to metal scenes in various fields such as logistics, medical treatment and retail.

Key words: RFID; tag antenna; metal-mountable; miniaturization; UHF

0 引言

超高频射频识别(UHF RFID)技术是一种通过射频信号对目标进行自动识别的技术,并以其较远的阅读距离、较快的数据传输速率等优点而被广泛用于物流、医疗、零售等领域。随着 RFID 技术的广泛使用,UHF RFID 标签应用于各种金属环境。普通的偶极子 UHF RFID 标签天线在用于金属表面时,镜像电流的存在会极大地影响标签天线的输入阻抗、谐振频率和辐射性能,导致标签天线无法正常工作^[1]。目前主要有 3 种实现抗金属 RFID 标签的

方法^[2]:

- 1) 增大标签与金属之间的距离至 1/4 波长^[3]。
- 2) 在标签天线结构中加入电磁带隙(EBG)或人工磁导体(AMC)^[4-5]。
- 3) 以微带天线或平面倒 F 天线为原型,设计抗金属 RFID 标签天线^[6-7]。

前两种方法会导致天线体积过大或结构复杂,微带天线或平面倒 F 天线结构相对简单,易于实现小型化和低剖面特性,自身的接地板可以将辐射贴片与金属隔开,从而实现抗金属特性。

收稿日期:2020-01-04

基金项目:自然科学基金国际合作重大基金资助项目(6132010600);湖北省技术创新项目重大专项基金资助项目(2016AAA007)

作者简介:唐旭阳(1995-),男,湖北随州人,硕士生,主要从事 RFID 标签天线研究。通信作者:刘成国(1966-),男,河南新乡人,教授,硕士生导师,主要从事天线与电波传播的研究。

本文提出了一种带有嵌入式馈电结构和矩形开槽的贴片天线,调整嵌入式馈电结构的长、宽及矩形开槽的宽可有效地调整标签天线输入阻抗,使天线阻抗与标签芯片阻抗达到共轭匹配,最终实现良好的效果。

1 天线设计与仿真

1.1 天线结构设计

本文提出的抗金属 RFID 标签天线结构如图 1 所示。天线使用金属铝作为辐射体,辐射体由左、右两部分不对称贴片组成,贴片中间连接 RFID 芯片,两侧贴片通过短路壁与金属接地板相连,形成贴片、短路壁与地之间的环形电流回路,使贴片天线形成类磁偶极子天线结构,可以较好地应对复杂环境中的电场变化^[8]。右侧贴片包含嵌入式馈电结构与矩形开槽结构,嵌入式馈电结构便于进行阻抗调节,矩形开槽结构能增大贴片中电流路径,从而使标签天线小型化。标签天线使用相对介电常数为 2.7,损耗角正切为 0.03,厚为 0.9 mm 的尼龙材料作为基板,使标签天线具有低剖面特性。图 1 中, l_0 、 w_0 、 h_0 分别为抗金属标签天线的长、宽和高, l_1 、 w_1 、 l_5 分别为嵌入式馈电结构的长、宽及其相对左侧贴片的距离, l_2 、 w_2 、 l_3 分别对应矩形开槽的长、宽及其距离标签天线右侧边缘的距离, l_4 、 l_6 、 w_3 分别对应右侧贴片长度、左侧贴片长度及左、右两贴片宽度。通过调节嵌入式馈电结构和矩形开槽尺寸参数可以使标签天线输入阻抗与芯片阻抗在目标频点达到近似的共轭匹配,从而使 RFID 标签在金属表面能够正常工作。

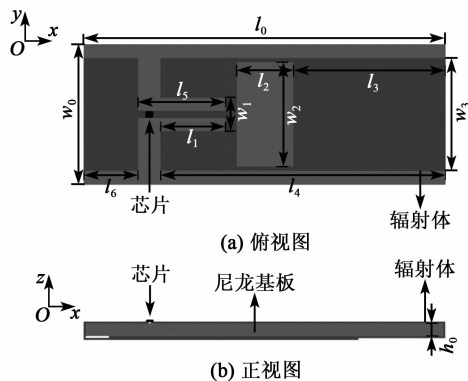


图 1 抗金属 RFID 标签天线结构示意图

1.2 阅读距离和功率传输系数分析

本设计中采用的 RFID 芯片为 Impinj 公司生产的 Monza R6 芯片,915 MHz 时的芯片阻抗为

$Z_c = R_c + jX_c = 12 - j119.6(\Omega)$,其阅读灵敏度为 -20 dBm。对于 RFID 标签而言,阅读距离是其最重要的性能指标之一。RFID 芯片的阈值激活功率为 P_{th} (即芯片的阅读灵敏度),当芯片接收到的功率达到 P_{th} 时,芯片被激活,RFID 标签开始工作。RFID 标签阅读距离(r)可由 Friis 公式^[9]得到:

$$r = \frac{\lambda}{4\pi} \sqrt{\frac{P_{tx} G_{tx} G_{rx} \tau}{P_{th}}} \quad (1)$$

式中: λ 为自由空间特定频率的电磁波波长; P_{tx} 为 RFID 阅读器的发射功率; G_{tx} 、 G_{rx} 分别为阅读器天线和标签天线的增益; τ 为标签天线与芯片之间的功率传输系数,有:

$$\tau = \frac{4R_c R_{in}}{|Z_c + Z_{in}|^2} \quad (2)$$

式中 $Z_{in} = R_{in} + jX_{in}$ 为 RFID 标签天线的输入阻抗。式(1)中, $P_{tx} G_{tx}$ 为 RFID 阅读器的有效全向辐射功率(EIRP),则有:

$$r = \frac{\lambda}{4\pi} \sqrt{\frac{EIRP}{P_{th}} G_{rx} \tau} \quad (3)$$

由式(3)可知,当 EIRP 为固定值时,为了提高阅读距离,应使标签天线增益和功率传输系数尽可能大。由式(2)可知,当标签天线输入阻抗与芯片阻抗共轭匹配时, τ 有理想的最大值($\tau=1$),但实际制作时只能使标签天线输入阻抗尽可能地接近芯片阻抗的共轭值,以达到近似的共轭匹配状态。

1.3 天线优化设计

为了验证本设计的可行性并进行参数调整和优化,首先在 CST MWS 软件中进行天线模型建立和仿真分析。为了模拟实际的金属环境对天线的影响,可以在天线模型一侧放置一块尺寸为 $200 \text{ mm} \times 200 \text{ mm}$ 的薄金属板模型,标签天线与薄金属板在软件中的模型图如图 2 所示。

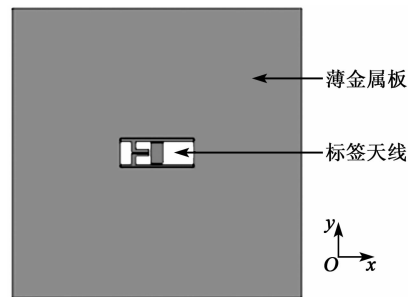
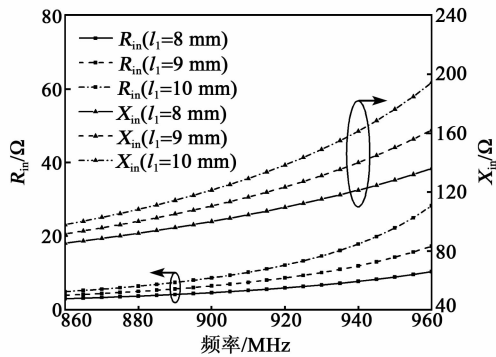


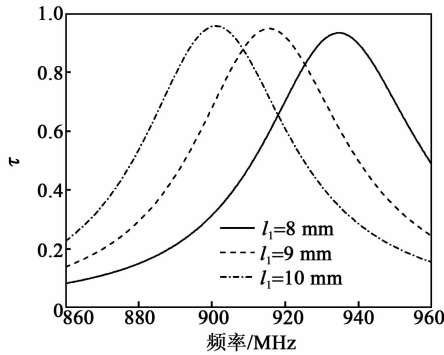
图 2 天线与金属板的仿真模型图

为了探究嵌入式馈电结构的 l_1 和 w_1 的变化对标签天线输入阻抗的影响,在其他参数不变时,对

嵌入式馈电结构的长和宽进行参数扫描分析。天线输入阻抗和天线与芯片之间的功率传输系数随 l_1 的变化如图 3 所示。由图可见,其他参数不变,当 l_1 分别为 8 mm、9 mm 和 10 mm 时,在对应的超高频 RFID 频段范围内,随着 l_1 的增加,天线输入电阻的实部和虚部都增大,RFID 标签天线的谐振频率变小。



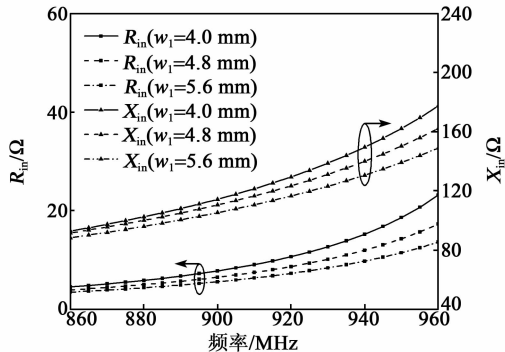
(a) 输入阻抗随 l_1 的变化曲线



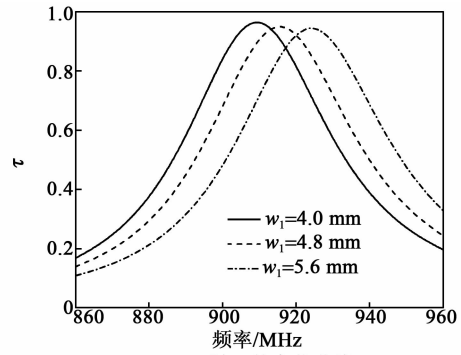
(b) τ 随 l_1 的变化曲线

图 3 天线输入阻抗及 τ 随 l_1 变化曲线

图 4 为天线输入阻抗及 τ 随 w_1 的变化。由图可以看出,保持其他参数不变,当 w_1 依次取 4 mm、4.8 mm 和 5.6 mm 时,天线输入阻抗的实部和虚部会随着 w_1 的增大而减小,标签天线谐振频率也随之升高。



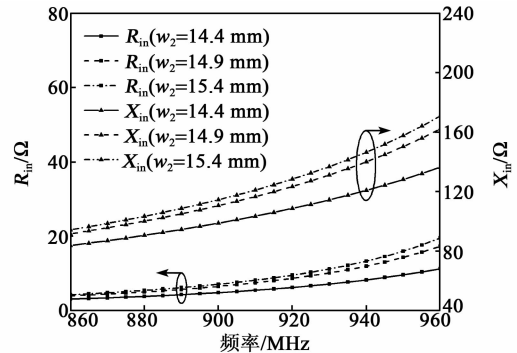
(a) 输入阻抗随 w_1 的变化曲线



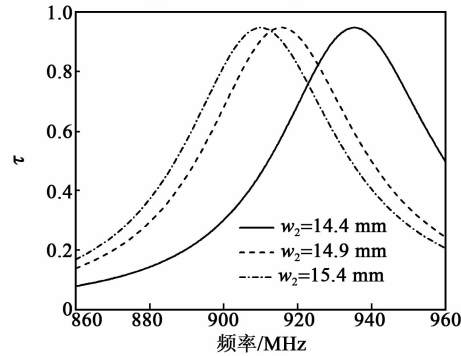
(b) τ 随 w_1 的变化曲线

图 4 天线输入阻抗及 τ 随 w_1 变化曲线

为了研究 w_2 对标签天线输入阻抗和 τ 的影响,其他参数不变时,对 w_2 进行参数扫描,分析其对于输入阻抗和 τ 的影响,如图 5 所示。由图可见, w_2 分别取 14.4 mm、14.9 mm 和 15.4 mm 时,随着 w_2 的增加,标签天线输入电阻的实部和虚部都会增加,标签天线的谐振频率向低频方向移动。



(a) 输入阻抗随 w_2 的变化曲线



(b) τ 随 w_2 的变化曲线

图 5 天线输入阻抗及功率传输系数随 w_2 变化曲线

通过调整几个主要参数,可以将标签天线在 915 MHz 处的输入阻抗调至 $Z_{in} = 8.08 + j120(\Omega)$,与标签芯片阻抗的共轭值较接近。由式(2)可得到在天线结构参数最终确定时的 τ 曲线如图 6 所示。由图可见,915 MHz 处 $\tau = 0.96$,即在 915 MHz 处

标签天线阻抗与芯片阻抗之间有良好的匹配。最终的标签天线尺寸参数如表 1 所示。

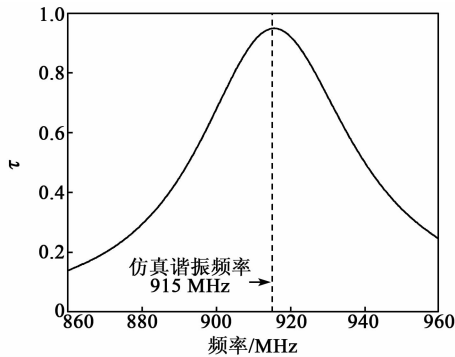


图 6 τ 随频率变化曲线

表 1 标签天线各项尺寸参数 (单位:mm)

l_0	l_1	l_2	l_3	l_4	l_5
50.0	9.0	8.0	21.0	39.5	12.0
l_6	w_0	w_1	w_2	w_3	h_0
7.5	20.0	4.8	14.9	16.0	0.9

最终由 CST MWS 软件仿真得到其增益在 915 MHz 为 -9.88 dBi, 标签天线阻抗与芯片阻抗匹配良好, τ 较高, 可以得到较大的阅读距离。

2 实验结果和分析

根据天线尺寸参数制作出的抗金属 RFID 标签实物和阻抗测试夹具如图 7 所示。为了得到天线实物的输入阻抗, 本文采用文献[10]提出的基于 S 参数的差分探针测试法对标签天线进行阻抗测量。采用图 7 中的半刚性同轴线测试夹具将标签天线与网络分析仪 (Agilent E5072A) 相连并测量其输入阻抗, 最终的标签天线输入阻抗测量值与仿真值如图 8 所示。由图 8 可见, 标签天线输入阻抗测量值与仿真值之间虽有微小差别, 但总体趋势一致。其微小差别是由于测试夹具连接到网络分析仪端口后, 在网络分析仪上进行的端口延伸操作未达到理想状态引起的。

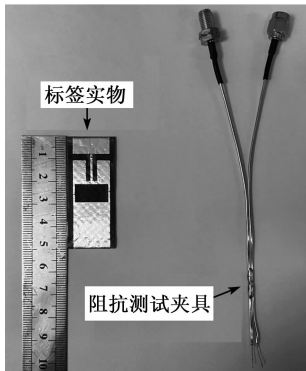


图 7 标签实物与阻抗测试夹具

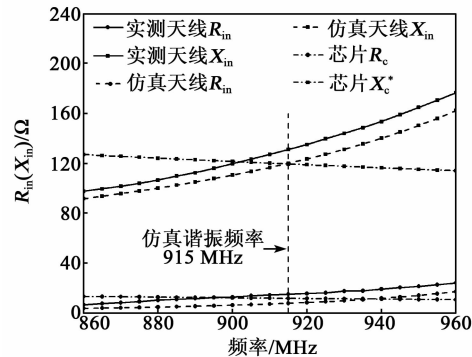


图 8 仿真、实测天线输入阻抗和芯片阻抗随频率变化曲线

为了进一步验证本标签天线的性能, Impinj R6 芯片以倒封装的形式通过导电胶与标签天线相连接, 最终制作出抗金属 RFID 标签。抗金属 RFID 标签被贴装于薄金属板表面进行测试。天线阅读距离、实际增益采用如图 9 所示的 Voyantic Tagformance Pro 测试系统来进行测量, 其阅读器的 EIRP 为 3.28 W。实际增益(G_r)将各项损耗(包括欧姆损耗和阻抗失配损耗等)与天线增益结合在一起, 是表征 RFID 标签天线性能的重要参数之一, 其计算公式为

$$G_r(\text{dBi}) = P_{\text{th}}(\text{dBm}) - P_{\text{tag}}(\text{dBm}) \tag{4}$$

式中 P_{tag} 为某一特定频率下标签从射频信号中获取以开启芯片所需的最小功率, 即标签灵敏度。

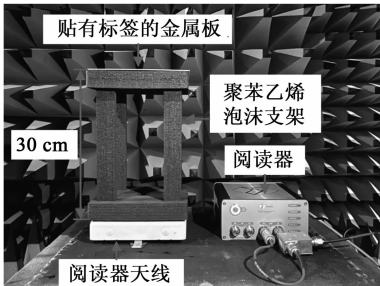


图 9 Voyantic Tagformance Pro 测试系统

仿真和实测的实际增益与实测的标签灵敏度随频率变化曲线如图 10 所示。由图可见, 仿真实际增

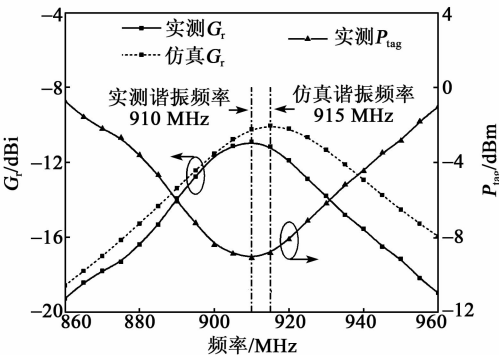


图 10 仿真、实测实际增益和实测标签灵敏度随频率变化曲线

益在 915 MHz 处有最大值为 -10.04 dBi, 实测实际增益在 910 MHz 处有最大值为 -10.9 dBi, 实测实际增益最大值比仿真实测增益最大值小 0.86 dBi, 所在频点低 5 MHz。其差别可能是由标签实物制作过程中的误差引起。

图 11 为标签实测和理论阅读距离随频率变化曲线, 实测阅读距离在 910 MHz 处有最大值 4.3 m。根据 CST MWS 软件得出增益, 代入式(3)可得图中理论阅读距离, 理论阅读距离在 915 MHz 处有最大值 4.7 m, 实测最大阅读距离略低于理论最大阅读距离。实测值与理论值存在一定误差, 这与测试环境和制作精度有关, 但实测结果与理论值较接近, 可以满足物流、医疗、零售等领域对抗金属 RFID 标签的正常使用要求^[11]。

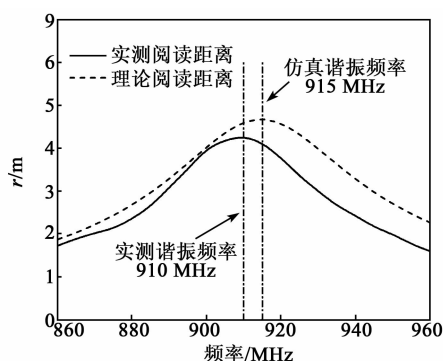


图 11 标签实测阅读距离与理论阅读距离比较

3 结束语

本文提出了一种小型化、低剖面超高频抗金属 RFID 标签天线。该天线通过适当调整嵌入式馈电结构的长、宽和矩形开槽的宽, 可将天线输入阻抗调至与芯片阻抗基本共轭匹配的状态以获得较大的功率传输系数。实测结果表明, 当应用于金属环境时, 该 RFID 标签在 910 MHz 处有最大实际增益, 且最大阅读距离为 4.3 m。该抗金属 RFID 标签天线具有小尺寸、低剖面和较远的阅读距离, 可广泛用于物流、医疗、零售等领域的金属场景。

参考文献:

[1] BONG F L, LIM E H, LO F L. Compact orientation insensitive dipolar patch for metal-mountable UHF RFID tag design[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2018, 66(4):1788-1795.

[2] 章国庆, 蒋开明, 特木尔朝鲁. 无源超高频抗金属标签天线设计方法综述[J]. 电讯技术, 2015, 55(6): 704-712.
ZHANG Guoqing, JIANG Kaiming, TEMUER Chalu. Overview of design methods for passive UHF anti-metal tag antennas[J]. Telecommunication Engineering, 2015, 55(6):704-712.

[3] GENOVESI S, MONORCHIO A. Low-profile three-arm folded dipole antenna for UHF band RFID tags mountable on metallic objects[J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2010, 9:1225-1228.

[4] KIM D, YEO J. Dual-band long-range passive RFID tag antenna using an AMC Ground plane[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2012, 60(6):2620-2626.

[5] GAO B, YUEN M M F. Passive UHF RFID packaging with electromagnetic band gap (EBG) material for metallic objects tracking[J]. IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology, 2011, 1(8):1140-1146.

[6] SON H W, JEONG S H. Wideband RFID tag antenna for metallic surfaces using proximity-coupled feed[J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2011, 10:377-380.

[7] 龙平, 叶明. UHF 频段超小型 RFID 无源抗金属标签天线设计[J]. 微波学报, 2012, 28(2):45-48.
LONG Ping, YE Ming. Design of UHF ultra compact RFID passive metal-mountable tag antenna[J]. Journal of Microwaves, 2012, 28(2):45-48.

[8] JAAKKOLA K. UHF RFID transponder antenna solutions for enhanced performance and producibility[D]. Helsinki: Aalto University, 2019.

[9] RAO K V S, NIKITIN P V, LAM S F. Antenna design for UHF RFID tags: A review and a practical application[J]. IEEE Transactions on antennas and propagation, 2005, 53(12): 3870-3876.

[10] QING X, GOH C K, CHEN Z N. Impedance characterization of RFID tag antennas and application in tag Co-design[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2009, 57(5):1268-1274.

[11] 禹忠, 冯飞妮, 秦婷. 一种双频段 LoRa 紧凑型可穿戴开槽平面天线[J]. 微电子学, 2019, 49(4):534-538.
YU Z, FENG F N, QIN T. A dual-band LoRa compact wearable slotted planar antenna[J]. Microelectronics(Chinese), 2019, 49(4):534-538.

一种陷波可重构的超宽带天线设计与研究

梁青¹,王超¹,苏正东¹,熊伟²

(1. 西安邮电大学 电子工程学院,陕西 西安 710121;2. 西京学院 理学院,陕西 西安 710199)

摘要:该文设计了一种具有四陷波及可重构特性的超宽带天线。通过在天线辐射贴片、微带馈线上刻蚀 U 形槽,以及在改进型地板上添加环形开口寄生单元来实现天线四陷波特性。采用在陷波结构中加入 PIN 二极管开关的方法实现陷波可重构特性,通过开关的断开与闭合,分别实现三陷波和四陷波特性,从而进一步提高了超宽带频段的利用率。分析了天线陷波产生的原理,研究了天线部分尺寸参数对陷波的影响。通过仿真和实物测量结果对比表明,该天线在 3~11.74 GHz 频段内可有效抑制窄带系统的干扰。天线尺寸为 24 mm×16 mm×0.8 mm,结构较紧凑,可广泛用于各种超宽带通信系统。

关键词:四陷波;U 形槽;寄生单元;PIN 二极管;可重构特性

中图分类号:TN823 **文献标识码:**A **DOI:**10.11977/j.issn.1004-2474.2020.03.030

Design and Research of a Band-Notch Reconfigurable UWB Antenna

LIANG Qing¹, WANG Chao¹, SU Zhengdong¹, XIONG Wei²

(1. School of Electronic Engineering, Xi'an University of Posts and Telecommunications, Xi'an 710121, China;

2. School of Science, Xijing University, Xi'an 710199, China)

Abstract: An ultra-wideband antenna with four band-notched and reconfigurable characteristics is designed in this paper. The four notch characteristics of the antenna are realized by etching a U-shaped slot slit on the antenna radiation patch and the microstrip feed line, and adding an annular opening parasitic element on the modified floor. The trapping reconfigurable characteristic is realized by adding a PIN diode switch in the band-notch structure, and the three band-notch and four band-notch characteristics are respectively realized by the opening and closing of the switch, thereby the utilization ratio of the ultra-wideband frequency band are further improved. The principle of antenna band-notch generation is analyzed, and the influence of antenna size parameters on the notch is studied. The comparison between the simulation and measurement results shows that the antenna can effectively suppress the interference of narrow-band systems in the 3-11.74 GHz. The size of the antenna is 24 mm×16 mm×0.8 mm, and the structure is compact. It can be widely used in various UWB communication systems.

Key words: four band-notch; U-shaped slot; parasitic unit; PIN diode; reconfigurable characteristic

0 引言

自美国联邦通信委员会(FCC)于2002年发布了将3.1~10.6 GHz频段用于超宽带通信,并将其用于商业应用中的超宽带(UWB)通信频段以来^[1],由于其数据传输的高速性和多径干扰的良好抗干扰能力,使得UWB通信的研究领域倍受关注。至此,UWB通信技术被认为是最有研究价值的技术之一^[2]。然而,由于窄带通信频段的存在,使得UWB系统在工作时,窄带通信频段可能会对UWB通信系统产生干扰。为了避免这种干扰,起初研究人员

通过将天线和带阻滤波器连接在一起,天线工作时能产生陷波功能,但随着通信技术和微波器件朝着集成化方面的发展,该方法渐渐被人们忽视。后来,研究人员发现,在天线上刻蚀几何形状的缝隙^[3-5]、添加寄生单元^[6-8]、引入谐振枝节^[9-10]等也能产生陷波功能。引入谐振枝节,在低频时,枝节过长不利于天线小型化;添加寄生单元导致天线辐射面积增大,且添加的寄生单元较多时,寄生单元之间产生耦合,影响天线工作性能,因此不易多引入寄生单元结构;在天线上刻蚀缝隙,不仅易实现陷波功能,且天线辐

收稿日期:2019-11-27

基金项目:国家自然科学基金资助项目(61674122)

作者简介:梁青(1966-),女,陕西西安人,教授,硕士,主要从事无人机自组网的研究。

射面积不变,对天线匹配效果影响较小,因此,目前研究设计陷波时,多采用刻蚀缝隙的方式。文献[11]通过在天线辐射贴片上刻蚀弧形槽和在微带馈线上刻蚀 U 型槽,实现天线的双陷波特特性。文献[12]设计了一款双陷波超宽带天线,通过在贴片上刻蚀 H 形圆弧缝隙和在地板上刻蚀 L 形缝隙,实现双陷波特特性。

本文设计了一款具有可重构特性的四陷波 UWB 天线。在地板上添加开口寄生单元实现 4.5~5.7 GHz 的陷波,在微带馈线上刻蚀 U 形缝隙实现了 6.75~7.6 GHz 的陷波,在辐射贴片表面刻蚀两个大小不等的 U 形缝隙分别实现了 7.9~9.4 GHz 和 10.3~11.2 GHz 的陷波功能。使用高等电磁仿真软件 HFSS 15.0 对天线进行了仿真优化,且对加工的天线实物进行了测试,结果表明,该天线在 3~11.74 GHz 频段内,可有效避免多窄带信号的干扰,具有很好的实用价值。

1 天线结构设计

天线正反面几何结构如图 1 所示,主要由辐射贴片、螺旋寄生单元和改进型地板组成。改进型地板在起地板作用的同时,不仅拓宽了天线的工作带宽,且对后面在地板上加载枝节产生陷波有帮助。通过在地板中加入窄带寄生单元以及在辐射贴片和微带馈线刻蚀缝隙,设计出完整的四陷波天线。对于刻蚀的几何缝隙和添加的谐振枝节尺寸进行计算^[13]:

$$L = \frac{c}{2f_x \sqrt{\epsilon_e}} \quad (1)$$

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} \quad (2)$$

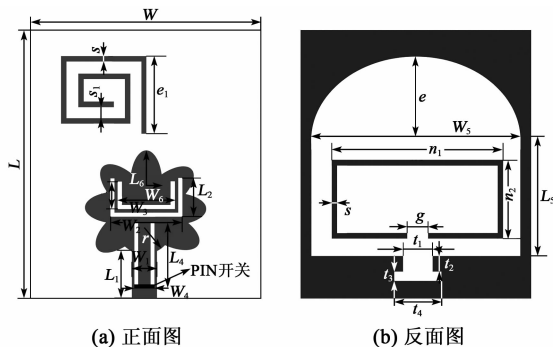


图 1 天线结构示意图

式中: c 为自由空间中的光速; L 为刻蚀缝隙的长度或添加枝节的长度; f_x 为陷波处的中心频率; ϵ_e 为介

质基板的等效介电常数; ϵ_r 为介质基板的相对介电常数。通过仿真软件对尺寸进行优化,选择最佳的尺寸参数。

天线和微带馈线印制在厚度为 0.8 mm,介电常数为 4.4 的 FR4 介质基板上,总体尺寸为 24 mm×16 mm,天线主要参数如表 1 所示。

表 1 天线结构的主要参数(单位:mm)

参数	数值	参数	数值	参数	数值
W	16.0	L_2	3.0	g	1.5
L	24.0	L_3	2.5	t_1	2.0
W_1	1.5	L_4	5.8	t_2	1.5
W_2	6.0	L_5	8.5	t_3	0.5
W_3	4.3	s	0.2	t_4	3.2
W_4	1.0	s_1	1.0	n_1	12.0
W_5	15.0	e	5.6	n_2	5.0
L_1	8.0	e_1	6.0	r	1.4

2 陷波原理与分析

2.1 陷波产生的原理

天线中实现陷波特特性方式有:在辐射单元或馈电中刻蚀缝隙、在天线表面引入窄带谐振结构和在地板上引入谐振结构。

在天线中引入谐振结构,调整谐振结构与天线辐射贴片的距离,从而使两者产生耦合。利用耦合谐振单元法来改变辐射片上的表面电流流向,从而达到频带抑制的作用。由于添加的窄带谐振单元通常是陷波中心频率对应波长的 1/2,故也可说是串联了半波长的谐振器。刻蚀几何槽的原理与添加谐振枝节实现陷波功能相似,通过在辐射贴片适当位置刻蚀几何槽线,使几何槽线两边电流的方向相反,从而实现频带抑制;而被抑制的频带带宽及中心频率值由槽孔的尺寸决定,改变槽孔的长度和宽度可改变被抑制频带的带宽和中心频率值。长度等效为其谐振频率的半波长,通过调节长度可获得特定频率的陷波,实现带阻效果。由式(1)、(2)可得,陷波中心频率与缝隙或谐振枝节的尺寸成反比。下面通过调节缝隙和谐振枝节尺寸验证陷波中心频率与尺寸的关系。

2.2 陷波特特性分析

为了更深刻了解刻蚀缝隙和寄生单元尺寸对天线陷波频率的影响,选取部分尺寸进行仿真分析。

由于 4.5~5.7 GHz 和 6.75~7.6 GHz 频段处的陷波是分别由添加寄生单元和刻蚀缝隙产生的,因此,对 n_1 和 L_4 进行仿真分析,结果如图 2、3 所示。

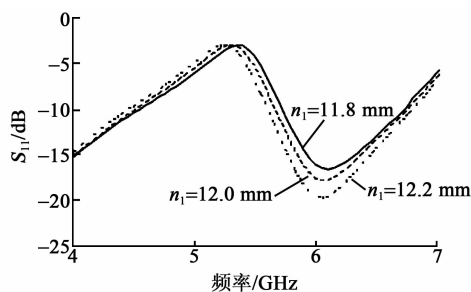


图2 n_1 不同长度对陷波频率的影响

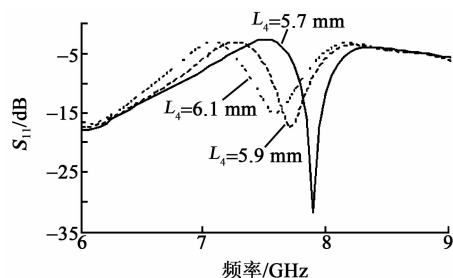


图3 L_4 对陷波频率的影响

由图 2 可见,寄生单元使天线在 4.5~5.7 GHz 波段产生陷波,且陷波中心频率随着 n_1 的增大而降低。当 $n_1 = 11.8$ mm 时,陷波中心频率在 5.6 GHz 左右;当 n_1 增大到 12.2 mm 时,陷波中心频率降低到 5.4 GHz 左右。由图 3 可见,刻蚀的 U 形缝隙使天线在 6.75~7.6 GHz 波段产生陷波,且陷波中心频率随着 L_4 的增大而降低。当 $L_4 = 5.7$ mm 时,陷波中心频率在 7.5 GHz 左右;当 L_4 增大到 6.1 mm 时,陷波中心频率降低到 7.1 GHz 左右。由此可见,陷波中心频率随着缝隙和谐振枝节的尺寸变化而变化。当尺寸增大时,陷波中心频率降低;当尺寸减小时,陷波中心频率升高。陷波中心频率与缝隙和谐振枝节尺寸成反比关系,满足式(1)的物理关系。

3 仿真结果和分析

3.1 天线仿真分析

利用电磁仿真软件 HFSS15.0 对天线仿真分析,仿真结果如图 4、5 所示。由图 4、5 可见,在 4.5~5.7 GHz、6.75~7.6 GHz、7.9~9.4 GHz 和 10.3~11.2 GHz 频段内电压驻波比 > 2 ,回波损耗 $S_{11} > -10$ dB,天线实现了四陷波特性的相

对带宽达到 118%。图 6 为天线分别在 3 GHz、5 GHz、9 GHz 的增益方向图。方向图在低频时呈“8”字形,增益良好;高频时,由于天线和微带馈线之间不完全匹配,以至天线的增益方向图发生变化。该天线在其通带内辐射基本良好,具有较好的全向性。图 7 为天线增益随频率变化曲线图。

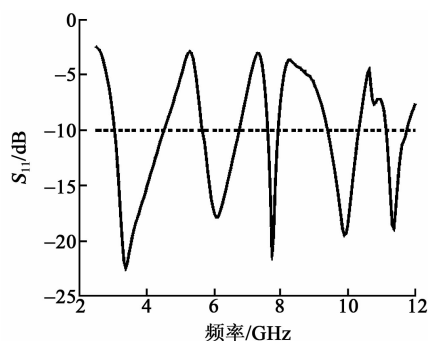


图4 天线回波损耗仿真曲线

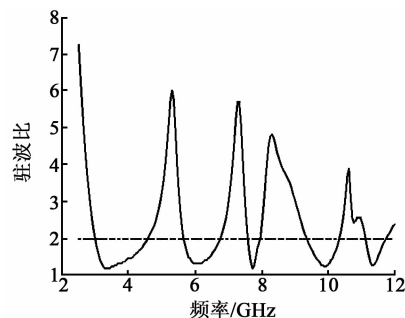
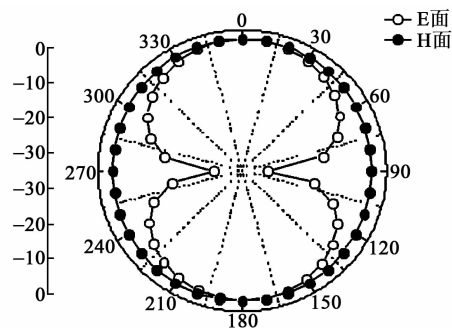
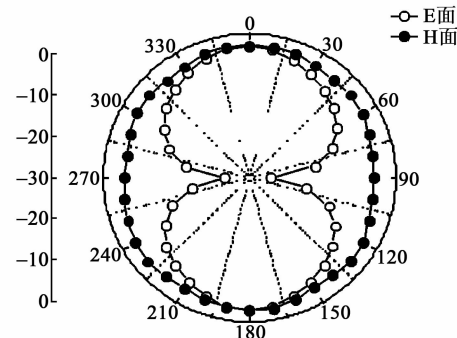


图5 天线驻波比仿真曲线



(a) 3 GHz增益方向图



(b) 5 GHz增益方向图

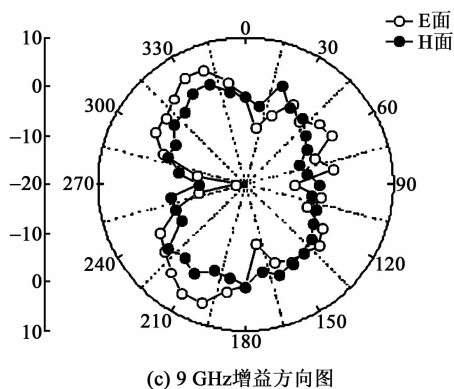


图6 天线在3 GHz、5 GHz和9 GHz的增益方向图

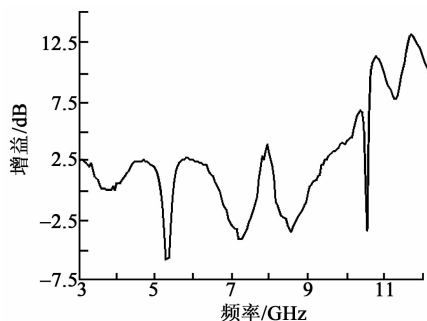


图7 天线增益曲线图

3.2 螺旋寄生结构对陷波影响分析

在最初设计的天线结构中,通过仿真发现,在10.3~11.2 GHz频带内陷波特特性较差,陷波深度较浅。为解决上述问题,文中在辐射贴片上方引入一种螺旋寄生结构。当天线工作在10.3~11.2 GHz频带内,螺旋寄生结构表面产生与主辐射贴片相反的电流,使10.3~11.2 GHz频带内陷波深度上升了约50%,如图8所示,基本不影响天线其他性能。

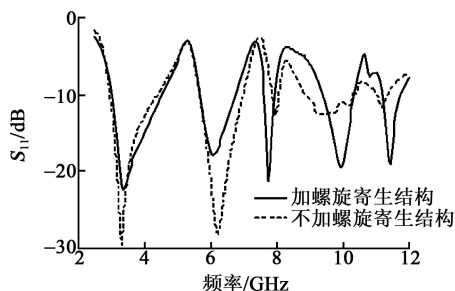


图8 加螺旋寄生结构前、后对陷波影响

3.3 陷波可重构特性研究

陷波可重构特性是指在陷波适当位置添加射频频开关,使天线陷波可在有/无或不同陷波个数之间变化的状态。本文采用PIN二极管开关元件,由于HFSS软件中没有该元件,因此,本文用金属铜片代替PIN二极管开关。有铜片相当于开关断开,反之相当于开关闭合。图9是在天线微带馈线中U形缝隙底部引入PIN开关前、后的电压驻波比。由图

可知,加PIN开关后,6.75~7.6 GHz频段内陷波消失,实现了四陷波到三陷波的转换。

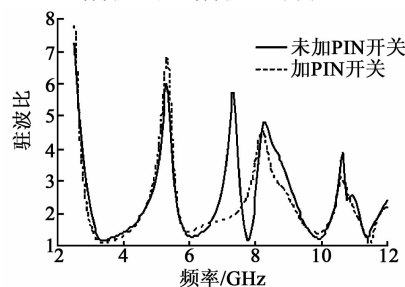


图9 加入PIN开关前、后的电压驻波比

4 实物测试结果

本文对所设计天线进行了实物加工和测试。天线实物如图10所示。

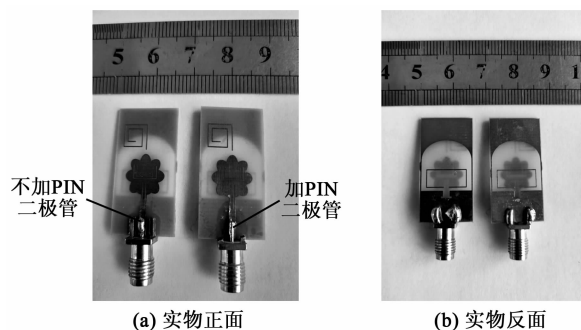


图10 天线实物图

使用Agilent E5071C矢量网络分析仪为两款天线的驻波比进行实际测量,结果如图11、12所示。实物测试与仿真结果存在一定误差,这可能由天线加工和微波高频连接器(SMA)接口焊接处造成的。总之,实测与仿真结果基本吻合。

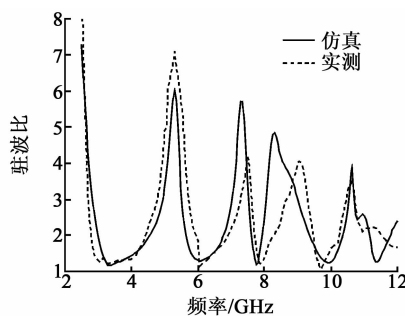


图11 未加PIN开关天线电压驻波比对比图

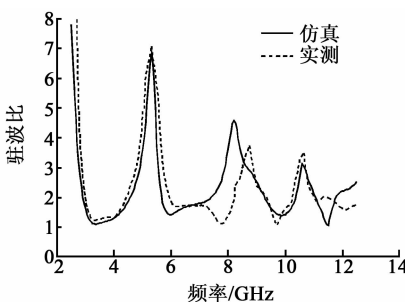


图12 添加PIN开关天线电压驻波比对比图

5 结束语

本文设计了一种具有四陷波及可重构特性的超宽带天线,通过在天线辐射贴片、微带馈线上刻蚀U形槽,以及在改进型地板上添加环形开口寄生单元实现天线四陷波特性的。添加PIN二极管开关元件,实现了天线从四陷波到三陷波的可重构特性。对天线进行实物加工及测量,结果表明,天线在3~11.74 GHz满足超宽带频段要求,且具有良好的增益方向图,该天线具有良好应用前景和使用价值。

参考文献:

- [1] 娄树勇,高海涛,许会芳. 共面波导馈电的三陷波超宽带天线的设计[J]. 压电与声光, 2019, 41(1): 161-164.
LOU Shuyong, GAO Haitao, XU Huifang. Design of a CPW fed UWB antenna with triple-band notch[J]. Piezoelectrics & Acoustooptics, 2019, 41(1): 161-164.
- [2] 郁剑,张丹萍,白拴明,等. 一种新型超宽带陷波天线的设计[J]. 压电与声光, 2017, 39(2): 312-315.
YU Jian, ZHANG Danping, BAI Shuanming, et al. Design of a novel UWB band-notched antenna[J]. Piezoelectrics & Acoustooptics, 2017, 39(2): 312-315.
- [3] OJAROUDI N, OJAROUDI M. Novel design of dual band-notched monopole antenna with bandwidth enhancement for UWB applications[J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2013, 12: 698-701.
- [4] IBRAHIM A A, ABDALLA M A, BOUTEJDAR A. Resonator switching techniques for notched ultra-wideband antenna in wireless applications[J]. IET Microwaves, Antennas & Propagation, 2015, 9(13): 1468-1477.
- [5] NOURI A, DADASHZADEH G R. A compact UWB band-notched printed monopole antenna with defected ground structure[J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2011, 10(1536/1225): 1178-1181.
- [6] AZIMR, ISLAM M T, MOBASHSHER A T. Dual band-notched UWB antenna with single triarm resonator[J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2014(13): 670-673.
- [7] SUNG Y. Tripple band-notch UWB plannar monopole antennas using a modified H-shaped resonator[J]. IEEE Transactions on Antennas Wireless Propagation, 2013, 61(2): 953-967.
- [8] HAMID M R, GARDNER P, HALL P S, et al. Vivaldi antenna with integrated switchable band pass resonator[J]. IEEE Transactions on Antennas Wireless Propagation, 2011, 59(11): 4008-4015.
- [9] WANG C, YANF Z H, LI B. A dual band-notched UWB printed antenna with C-shaped and a U-shaped slot[J]. Microwave and Optical Technology Letters, 2012, 54(6): 1450-1452.
- [10] HOSSEINI H, HASSANI H R, AMINI M H. Miniaturised multiple notched omnidirectional UWB monopole antenna[J]. Electronics Letters, 2018, 54(8): 472-474.
- [11] 师娅楠,张斌珍,段俊萍,等. 基于径向贴片和U形槽的新型双陷波超宽带天线[J]. 固体电子学研究与进展, 2018, 38(4): 268-273.
SHI Yanan, ZHANG Binzhen, DUAN Junping, et al. A novel dual band-notched ultra-wideband antenna based on radial patch and U slot[J]. Research & Progress of SSE Solid State Electronics, 2018, 38(4): 268-273.
- [12] 施荣华,徐曦,董健. 一种双陷波超宽带天线设计与研究[J]. 电子与信息学报, 2014, 36(2): 482-487.
SHI Ronghua, XU Xi, DONG Jian. Design and analysis of a dual band-notched UWB antenna[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2014, 36(2): 482-487.
- [13] REDDY G S, KAMMA A, MISHRA S K, et al. Compact bluetooth/UWB dual-band planar antenna with quadruple band-notch characteristics[J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2014, 13: 872-875.

基于均匀同心圆阵列的近场宽带波束形成

孟子健¹,王沛墨¹,陈海华^{1,2}

(1. 南开大学 电子信息与光学工程学院, 天津 300350; 2. 天津市光电传感器与传感网络技术重点实验室, 天津 300350)

摘 要: 该文提出了一种频率不变近场宽带波束形成的方法。该方法将均匀同心圆阵列的输出经傅里叶逆变换转换成相位模式信号, 并经过近场矫正和频率补偿网络, 可达到频率响应不变的远场阵列响应效果。在此基础上, 该文将传统远场窄带波束形成法推广到近场宽带阵列中。仿真结果表明, 该文提出的近场宽带阵列响应具有近似频率响应不变的效果, 其波束图也接近远场窄带阵列波束图。另外, 与其他几种波束形成方法相比, 基于该文提出的频率不变近场宽带阵列提升了波束形成性能, 且具有较低的计算复杂度。

关键词: 均匀同心圆阵列; 近场; 相位模式; 频率响应不变; 自适应波束形成

中图分类号: TN929.5 **文献标识码:** A **DOI:** 10.11977/j.issn.1004-2474.2020.03.031

Near-field Broadband Beamforming Based on Uniform Concentric Circular Array

MENG Zijian¹, WANG Peizhao¹, CHEN Haihua^{1,2}

(1. College of Electronic Information and Optical Engineering, Nankai University, Tianjin 300350, China;

2. Tianjin Key Laboratory of Optoelectronic Sensor and Sensing Network Technology, Tianjin 300350, China)

Abstract: A method of frequency invariant near-field broadband beamforming is proposed in this paper. The output signals of a uniform concentric circular array (UCCA) are converted into phase mode signals by using inverse discrete Fourier transform (IDFT), and a far-field array with frequency invariant response is then approximately achieved by using the near-field correction and frequency compensation network. Therefore, the traditional far-field narrow-band beamforming methods can be extended to the proposed near-field broadband array. The simulation results show that the array response of the near-field broadband array is approximately frequency invariant, and its beam pattern is also similar to that of the far-field narrow-band array. In addition, compared with other beamforming methods, the performance of the proposed frequency invariant near-field broadband array is significantly improved with even lower computational complexity.

Key words: UCCA; near-field; phase mode; frequency invariant response; adaptive beamforming

0 引言

自适应波束形成技术通过改变波束形成权重系数来抑制干扰信号并提高期望信号的接收增益。近年来,随着移动通信的发展和数字信号处理技术的广泛应用,自适应波束形成技术除了在雷达、声纳、空间滤波和定位等领域发挥重要作用外,同时也在麦克风阵列语音处理、无线通信等方向有了长足发展^[1]。

传统波束形成法一般假设信号源与阵列中心的距离远大于阵列尺寸,即满足信号处于阵列远场的假设,因而可用平面波来近似到达信号^[2]。在雷达

和无线通信等应用系统中,上述假设较合理,其近似误差较小。然而,在许多其他场合中,如麦克风阵列语音处理、医学成像等领域,信号源与阵列的距离通常较短。在这种情况下,把到达阵列的信号近似为平面波所带来的误差较大,这将使波束形成的性能急剧降低。因此,国内外学者提出了多种近场波束形成方法,如用时延来弥补传感器之间的信号延迟差异,或通过近似曲率来弥补近场误差。文献[3]提出了一种可使波束聚焦于任意径向距离的方法,极大地扩展了传统波束形成方法的应用范围。

此外,设计宽带信号的波束形成还存在一个问题,即阵列响应会随着频率的变化而变化。在近场

收稿日期:2019-12-02

基金项目:国家自然科学基金资助项目(61841108)

作者简介:孟子健(1996-),男,天津市人,硕士生,主要从事阵列信号处理的研究。通信作者:陈海华(1978-),女,副教授,博士,主要从事通信与信号处理、智能天线技术的研究。

宽带阵列中,情形更复杂。在某些情况下,阵列响应在信号的高频段呈现远场信号的特点,而在信号的低频段则呈现近场信号的特点^[4]。传统宽带阵列信号处理采用带自适应系数的抽头延迟线(TDL)滤波器,TDL抽头个数与信号带宽成正比,因而其计算复杂度和硬件复杂度随着带宽的增加而急剧升高^[5]。相较于TDL法,子带分解技术、部分自适应波束形成法和频率响应不变波束形成器(FIB)^[6]等方法的计算复杂度均有降低。传统的FIB法以均匀线性阵列为基础,由于均匀圆阵(UCA)的空间对称性,基于其设计的FIB具有电子可旋转特性,即波束形成的聚焦方向可通过改变阵列权重来旋转。此外,基于其对称特性,UCA-FIB的频率补偿网络与波束形成权重可以分开设计,故可预先离线设计以补偿网络,仅剩波束形成权重系数由自适应算法在线设计。因此,与其他宽带Beamforming算法相比,UCA-FIB在线运算复杂度较低^[7]。在此基础上改进得到的均匀同心圆阵列(UCCA)FIB可缓解UCA-FIB中带宽受限的问题^[8]。

本文提出了一种新的频率不变近场宽带波束形成的方法。该方法采用UCCA,借助多个阵列圆环间的相互补偿作用,可在更宽的频带上实现频率响应不变的近场宽带波束形成。该方法首先将同一个阵列环上各天线接收到的信号转化为相位模式,再将多个阵列环上对应的相位模式信号叠加。每路叠加后的相位模式信号通过近场修正因子和频率补偿网络进行补偿,以消除近场效应和宽带信号的频率依赖性,最后使用波束形成权重向量系数对所有相位模式信号进行加权求和,得到阵列的输出信号。鉴于UCCA的对称性,近场修正系数和频率补偿网络与波束形成权重向量可分开设计,因而前两者可预先离线完成,而波束形成系数可根据信号到达角进行自适应调整,极大地降低了系统的计算复杂度。仿真结果表明,该方法能够获得理想的具有频率不变特性的波束图。与其他自适应波束形成法相比,UCCA-FIB可大幅提高波束形成的性能。

1 近场 UCCA-FIB 原理

本文研究的近场UCCA如图1所示,该阵列由 P 个同心圆环组成,每个圆环上均匀分布着 K 个全方位传感器。以同心圆圆心为笛卡尔坐标系的坐标原点,用 (k, p) 表示第 $p(p=1, 2, \dots, P)$ 个圆环上的第 $k(k=0, 1, \dots, K-1)$ 个传感器,其坐标可以表示为 $(r_p \cos \phi_k, r_p \sin \phi_k)$,其中 r_p 为第 p 个圆环的半径, $\phi_k = \frac{2\pi k}{K}$ 。

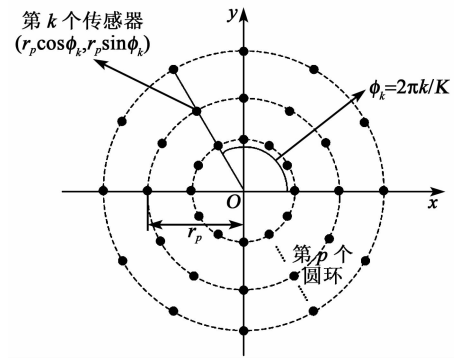


图1 UCCA 结构图

现假设信号与阵列处于同一平面,则第 (k, p) 个传感器的输出信号为

$$X_{k,p}(f, \phi, \rho) = \frac{S(f)}{\sqrt{r_p^2 + \rho^2 - 2\rho r_p \cos(\phi - \phi_k)}} \cdot e^{-j\frac{2\pi f}{c} \sqrt{r_p^2 + \rho^2 - 2\rho r_p \cos(\phi - \phi_k)}} \quad (1)$$

式中: f 为信号的频率; ϕ 为近场宽带信号 $s(t)$ 的方位角; ρ 为信源与阵列中心的距离; $S(f)$ 为 $s(t)$ 的频率响应; c 为信号波的传输速度。

为了简便起见,式(1)中暂未考虑天线的接收噪声。利用球面波的非涅尔近似可将式(1)展开,且当 ρ 足够大时,展开式中的 $\frac{1}{\rho^2}$ 的更高阶项可忽略。这里考虑信源足够远,却还处于近场范围内的情况,则式(1)可近似为

$$X_{k,p}(f, \phi, \rho) = X_0(f, \rho) \cdot \left[1 - \frac{1}{2} \left(\frac{r_p^2}{\rho^2} - \frac{2r_p \cos(\phi - \phi_k)}{\rho} \right) \right] \cdot e^{-j\frac{2\pi f}{c} \frac{r_p^2}{2\rho}} e^{j\frac{2\pi f}{c} \left[\frac{r_p \cos(\phi - \phi_k)}{\rho} \right]} \quad (2)$$

式中 $X_0(f, \rho) \triangleq \frac{S(f)}{\rho} e^{-j\frac{2\pi f \rho}{c}}$ 为圆阵中心接收到的信号。现将上述连续时间信号转换为离散时间信号,设采样频率为 f_s ,对应于 f_s 的波长为 λ ,原信号的最高频率用 f_h 表示,根据采样定理,取 $f_s \geq 2f_h$ 。由式(2)可得采样信号的离散时间傅里叶变换(DTFT)为

$$X_{k,p}(\omega, \phi, \hat{\rho}) = X_0(\omega, \hat{\rho}) \cdot \left[1 - \frac{1}{2} \left(\frac{\hat{r}_p^2}{\hat{\rho}^2} - \frac{2\hat{r}_p \cos(\phi - \phi_k)}{\hat{\rho}} \right) \right] \cdot e^{-j\frac{\omega \hat{r}_p^2}{2\hat{\rho}}} e^{j\omega \hat{r}_p \cos(\phi - \phi_k)} \quad (3)$$

式中: $\omega = 2\pi f/f_s$; $\hat{r}_p = r_p/\lambda$; $\hat{\rho} = \rho/\lambda$ 。

每个圆环上的输出信号经离散傅里叶逆变换

(IDFT)转换成相位模式信号,第 p 个圆环上的第 m 路相位模式信号为

$$V_{m,p}(\omega, \phi, \hat{\rho}) = \sum_{k=0}^{K-1} X_{k,p}(\omega) e^{j\frac{2\pi km}{K}} \quad (4)$$

式中 $m = -M, -M+1, \dots, M, M = (L-1)/2, L \leq K$ 是每个环上的相位模式总数,本文取 L 为奇数。 L 为偶数时与文中方法类似。

为了修正近场畸变,本文在每个相位模式信号上采用一个矫正系数 $g_{m,p}$ 对其进行矫正。如图 2 所示,各圆环上经矫正后具有相同阶数 m 的相位模式信号相加后,通过频率补偿网络 $H_m(\omega)$ 来消除宽带阵列响应的频率依赖性。最后,经过近场矫正和频率响应补偿的信号乘上波束形成权系数 w_m 并求和,即可得到波束形成器的输出信号。综上,波束形成器输出的频率响应为

$$Y(\omega, \phi, \hat{\rho}) = \sum_{m=-M}^M w_m H_m(\omega) \sum_{p=1}^P g_{m,p} V_{m,p}(\omega, \phi, \hat{\rho}) \quad (5)$$

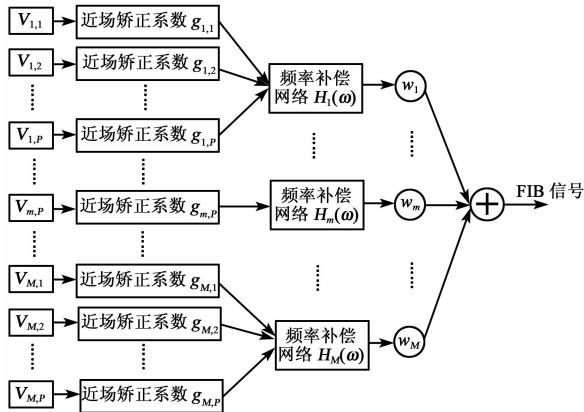


图 2 FIB 原理图

将式(3)、(4)代入式(5),得到阵列输出为

$$Y(\omega, \phi, \hat{\rho}) = X_0(\omega, \hat{\rho}) \cdot \sum_{m=-M}^M w_m H_m(\omega) \sum_{p=1}^P g_{m,p} \cdot \sum_{k=0}^{K-1} \chi_{k,p}(\phi, \hat{\rho}) e^{-j\frac{\omega \hat{\rho}^2}{2\rho}} e^{j\omega \hat{\rho} \cos(\phi - \phi_k)} e^{j\frac{2\pi km}{K}} \quad (6)$$

式中 $\chi_{k,p}(\phi, \hat{\rho}) = 1 - \frac{1}{2} \left[\frac{\hat{\rho}_p^2}{\hat{\rho}^2} - \frac{2\hat{\rho}_p}{\hat{\rho}} \cos(\phi - \phi_k) \right]$ 。由式(6)可见,本文提出的 UCCA-FIB 时空响应可写作:

$$B(\omega, \phi, \hat{\rho}) = \sum_{m=-M}^M w_m H_m(\omega) \sum_{p=1}^P g_{m,p} \cdot \sum_{k=0}^{K-1} \chi_{k,p}(\phi, \hat{\rho}) e^{-j\frac{\omega \hat{\rho}^2}{2\rho}} e^{j\omega \hat{\rho} \cos(\phi - \phi_k)} e^{j\frac{2\pi km}{K}} \quad (7)$$

为了设计近场矫正系数和频率响应补偿滤波器,利用 Jacobi-Anger 展开 $e^{j\beta \cos \gamma} = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} j^n J_n(\beta) \cdot e^{jn\gamma}$ [9] 和正交定理

$$\sum_{k=0}^{K-1} e^{j\frac{2\pi k(m-n)}{K}} = \begin{cases} K, m-n = Kq, q \in Z. \\ 0, \text{其他} \end{cases}$$

式(7)可近似为

$$B(\omega, \phi, \hat{\rho}) \approx \sum_{m=-M}^M j^m w_m H_m(\omega) \sum_{p=1}^P g_{m,p} e^{-j\frac{\omega \hat{\rho}^2}{2\rho}} \cdot \left[\left(1 - \frac{\hat{\rho}_p^2}{2\hat{\rho}^2}\right) J_m(\omega \hat{r}_p) - j \frac{\hat{\rho}_p}{2\hat{\rho}} J_{m-1}(\omega \hat{r}_p) + j \frac{\hat{\rho}_p}{2\hat{\rho}} J_{m+1}(\omega \hat{r}_p) \right] e^{jm\phi} \quad (8)$$

由式(8)可看出,通过选择合适的 $g_{m,p}$ 和 $H_m(\omega)$, 可使

$$j^m H_m(\omega) \sum_{p=1}^P g_{m,p} e^{-j\frac{\omega \hat{\rho}^2}{2\rho}} \left[\left(1 - \frac{\hat{\rho}_p^2}{2\hat{\rho}^2}\right) J_m(\omega \hat{r}_p) - j \frac{\hat{\rho}_p}{2\hat{\rho}} J_{m-1}(\omega \hat{r}_p) + j \frac{\hat{\rho}_p}{2\hat{\rho}} J_{m+1}(\omega \hat{r}_p) \right] \approx 1 \quad (9)$$

则式(8)可等价于

$$B(\omega, \phi, \hat{\rho}) \approx \sum_{m=-M}^M w_m e^{jm\phi} \quad (10)$$

由式(10)可知,本文设计的 UCCA 时空响应可达到近似频率不变。此外,该阵列的波束图仅由波束形成加权系数 w_m 决定。因此,该阵列中的补偿网络可以离线设计,而波束模式可进行自适应调整,故算法复杂度大幅降低。

$g_{m,p}$ 和 $H_m(\omega)$ 可通过凸优化理论设计。假设补偿滤波器在频率 ω_0 处有 $H_m(\omega_0) = 1$ 。此时,由式(8)可知,设计近场矫正系数即是找到 $g_{m,p}$, 使

$$\min_{g_{m,p}} \left| \sum_{p=1}^P g_{m,p} G_m(\omega_0, \hat{\rho}_i) - 1 \right| \quad i = 1, 2, \dots, N_r \quad (11)$$

其中:

$$G_m(\omega_0, \hat{\rho}_i) \triangleq j^m e^{-j\frac{\omega_0 \hat{\rho}_i^2}{2\rho_i}} \left[\left(1 - \frac{\hat{\rho}_i^2}{2\hat{\rho}_i^2}\right) J_m(\omega_0 \hat{r}_p) - j \frac{\hat{\rho}_i}{2\hat{\rho}_i} J_{m-1}(\omega_0 \hat{r}_p) + j \frac{\hat{\rho}_i}{2\hat{\rho}_i} J_{m+1}(\omega_0 \hat{r}_p) \right] \quad (12)$$

式中: $\hat{\rho} \in [\hat{\rho}_L, \hat{\rho}_U]$; N_r 为 $\hat{\rho}$ 的离散个数。

频率补偿网络主要由一个长度为 L_F 的滤波器组成。第 m 个相位模式滤波器的冲激响应记为 $h_m \triangleq [h_{m_1}, h_{m_2}, \dots, h_{m_{L_F-1}}]$, 则滤波器的频率响应为

$$H_m(\omega_i) = \mathbf{h}_m^H \mathbf{e}_i \quad (13)$$

式中 $\mathbf{e}_i \triangleq [1, e^{-j\omega_i}, \dots, e^{-j(L_F-1)\omega_i}]^T$ 。频率补偿网络的设计思路就是找到 $\mathbf{h}_m$ 满足:

$$\min_{\mathbf{h}_m} |\mathbf{h}_m^H \mathbf{e} \mathcal{H}_m(\omega_i, \hat{\rho}_s) - 1| \quad (i = 1, 2, \dots, N_\omega) \quad (14)$$

其中:

$$\mathcal{H}_m(\omega_i, \hat{\rho}_s) \triangleq \sum_{p=1}^P j^m g_{m,p} e^{-j \frac{\omega_i \hat{r}_p^2}{2\hat{\rho}_s}} \left[\left(1 - \frac{\hat{r}_p^2}{2\hat{\rho}_s^2} \right) J_m(\omega_i \hat{r}_p) - j \frac{\hat{r}_p^2}{2\hat{\rho}_s} J_{m-1}(\omega_i \hat{r}_p) + j \frac{\hat{r}_p^2}{2\hat{\rho}_s} J_{m+1}(\omega_i \hat{r}_p) \right] \quad (15)$$

式中: $\omega_i \in (\omega_L, \omega_U)$; N_ω 为频率取样个数。

式(11)、(14)均可以转换成二阶锥规划(SOCP)问题,因而可以通过凸优化工具快速求解^[10]。

2 近场 UCCA-FIB 的自适应波束形成

利用第1节提出的近场 UCCA-FIB,本节研究其自适应波束形成方法,即 ω_m 的设计。假设期望信号 $S(\omega)$ 以方位角 ϕ_s 到达阵列,同时有干扰信号 $I(\omega)$ 以方位角 ϕ_1 到达阵列,利用式(1),阵列第 p 个圆环上的输出可写成

$$\mathbf{X}_p(\omega, \phi) = \mathbf{a}_p(\omega, \phi_s, \hat{\rho}_s) S(\omega) + \mathbf{a}_p(\omega, \phi_1, \hat{\rho}_1) I(\omega) + \mathbf{N}_p(\omega) \quad (16)$$

式中: $\mathbf{a}_p(\omega, \phi_i, \hat{\rho}_i)$ 为阵列第 p 个圆环的方向向量, i 取 s 或 1 ; 第 k 个元素为 $a_{p,k}(\omega, \phi_i, \hat{\rho}_i) \triangleq e^{-j\omega \tau_{p,k}(\omega, \phi_i, \hat{\rho}_i)} / c\tau_{p,k}(\omega, \phi_i, \hat{\rho}_i)$; $\tau_{p,k}(\phi_i, \hat{\rho}_i) \triangleq \sqrt{\hat{r}_p^2 + \hat{\rho}_i^2 - 2\hat{r}_p \hat{\rho}_i \cos(\phi_i - \phi_{k,p})}$; $\hat{\rho}_i$ 为期望信号或干扰信号源与阵列中心的归一化距离; $\mathbf{N}_p(\omega)$ 为第 p 个圆环上的噪声频率响应向量。虽然本文只考虑了一个干扰信号的情况,但多个干扰的情形可以由本文方法直接推广应用。由第1节可知,阵列输出信号将转换成相位模式信号,并经由近场矫正和频率响应补偿网络,因而补偿后的相位模式信号可写成向量形式:

$$\tilde{\mathbf{V}}(\omega, \phi, \hat{\rho}) = \mathbf{H}(\omega, \rho) \odot \sum_{p=1}^P \mathbf{g}_p \odot \mathbf{W} \mathbf{X}_p(\omega, \phi, \hat{\rho}) \quad (17)$$

式中: $\mathbf{H}(\omega, \hat{\rho}) \triangleq [H_{-M}(\omega, \hat{\rho}), H_{-M+1}(\omega, \hat{\rho}), \dots, H_M(\omega, \hat{\rho})]^T$; $\odot$ 为逐元素积; $\mathbf{g}_p \triangleq [g_{-M,p}, g_{-M+1,p}, \dots, g_{M,p}]^T$; $\mathbf{W} = L \times K$ 为傅里叶逆变换矩阵,其第 (m, k) 个元素为 $W_{m,k} = e^{\frac{2\pi k(m-M-1)}{K}}$ 。将式(16)代入式(17)可得

$$\tilde{\mathbf{V}}(\omega, \phi, \hat{\rho}) = \mathbf{H}(\omega, \hat{\rho}_s) \odot \sum_{p=1}^P \mathbf{g}_p \mathbf{W} \mathbf{a}_p(\omega, \phi, \hat{\rho}_s) S(\omega) +$$

$$\mathbf{H}(\omega, \hat{\rho}_s) \odot \sum_{p=1}^P \mathbf{g}_p \mathbf{W} \mathbf{a}_p(\omega, \phi, \hat{\rho}_1) I(\omega) + \mathbf{H}(\omega, \rho) \odot \sum_{p=1}^P \mathbf{g}_p \mathbf{W} \mathbf{N}_p(\omega) \quad (18)$$

令 $\mathbf{a}_s \triangleq \mathbf{H}(\omega, \hat{\rho}_s) \odot \sum_{p=1}^P \mathbf{g}_p \mathbf{W} \mathbf{a}_p(\omega, \phi, \hat{\rho}_s)$ 和 $\mathbf{a}_1 \triangleq \mathbf{H}(\omega, \hat{\rho}_s) \odot \sum_{p=1}^P \mathbf{g}_p \mathbf{W} \mathbf{a}_p(\omega, \phi, \hat{\rho}_1)$ 分别代表期望信号和干扰的等价方向向量。由第1节中的推导和设计可知,经频率补偿后, $\mathbf{a}_s$ 和 $\mathbf{a}_1$ 近似与频率无关,因对式(18)进行逆傅里叶变换可得到相位模式输出信号的时域表达式为

$$\tilde{\mathbf{v}}(n) = \mathbf{a}_s s(n) + \mathbf{a}_1 i(n) + \tilde{\mathbf{n}}(n) \quad (19)$$

式中: $s(n)$ 和 $i(n)$ 分别为期望信号和干扰信号的时域表达式; $\tilde{\mathbf{n}}(n)$ 为经补偿网络后的等价噪声分量。

由式(19)可知,本文提出的近场 UCCA-FIB 的输出相当于一个远场均匀线性阵列。因此,传统的自适应波束形成算法可以推广到该阵列中。根据式(19),对每路相位模式信号进行波束形成加权并求和,则可得到波束形成的输出信号

$$y(n) = \mathbf{w}^H \mathbf{a}_s s(n) + \mathbf{w}^H \mathbf{a}_1 i(n) + \mathbf{w}^H \tilde{\mathbf{n}}(n) \quad (20)$$

式中 $\mathbf{w} \triangleq [\omega_{-M}, \omega_{-M+1}, \dots, \omega_M]^T$ 为波束形成权重向量。该向量可通过最优化输出信号的信干噪比(SINR)得到,其优化模型为

$$\min_{\mathbf{w}} \mathbf{w}^H \mathbf{R}_{i+n} \mathbf{w} \quad \text{s. t.} \quad \mathbf{w}^H \mathbf{a}_s = 1 \quad (21)$$

式中: $\mathbf{R}_{i+n} \triangleq E\{(\mathbf{a}_1 i(n) + \tilde{\mathbf{n}}(n))(\mathbf{a}_1 i(n) + \tilde{\mathbf{n}}(n))^H\}$ 为干扰和噪声的协方差矩阵; $E\{\cdot\}$ 为数学期望。优化式(21)的最优解^[9]为

$$\mathbf{w}_{\text{opt}} = \frac{\mathbf{R}_{i+n}^{-1} \mathbf{a}_s}{\mathbf{a}_s^H \mathbf{R}_{i+n}^{-1} \mathbf{a}_s} \quad (22)$$

在实际计算过程中,一般使用样本协方差矩阵代替干扰噪声协方差矩阵计算,即

$$\mathbf{w} = \frac{\hat{\mathbf{R}}^{-1} \mathbf{a}_s}{\mathbf{a}_s^H \hat{\mathbf{R}}^{-1} \mathbf{a}_s} \quad (23)$$

式中 $\hat{\mathbf{R}} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \tilde{\mathbf{v}}(n) \tilde{\mathbf{v}}^H(n)$, N 为取样点数。式(23)

中的波束形成方法称为样本矩阵求逆法(SMI)^[11]。由式(23)可知,自适应波束形成的计算复杂度为 $O(L^3)$ 。已知 TDL 的计算复杂度为 $O((P \times K \times T)^3)$, 其中 T 为 TDL 的长度。经对比可见,本文提出的算法极大地降低了系统的计算复杂度。

3 仿真结果

为了验证本文提出的近场宽带阵列的性能,本节设计了一个 UCCA-FIB 以及基于此而设计的

SMI 波束形成方法。在本文的设计例子中,阵列由两个圆环组成,即 $P=2$,每个圆环上有 12 个天线或传感器,即 $K=12$ 。相位模式的个数 $L=9$,研究的频段为 $\omega \in [0.35\pi, 0.5\pi]$, $\rho=20\lambda$ 。在第一个例子中,考察 UCCA-FIB 的频率响应不变特性和近场矫正效果,为简单起见,取波束形成权向量为 $\mathbf{w}=[1, 1, \dots, 1]^T$ 。根据第 1 节中的设计方法得到近场矫正系数和频率补偿网络,阵列的波束图如图 3 所示。由图可看出,本文提出的宽带近场 UCCA-FIB 在目标频段近似频率不变。

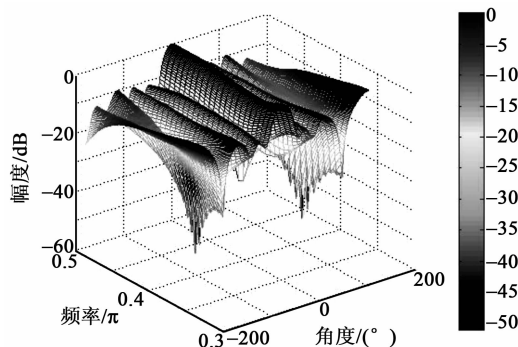


图3 近场 FI-UCCA 的波束方向图与 ω 的关系

图 4 为有无近场矫正时的波束图。由图可见,经近场矫正后的阵列响应具有更低的旁瓣,实现了近场矫正。

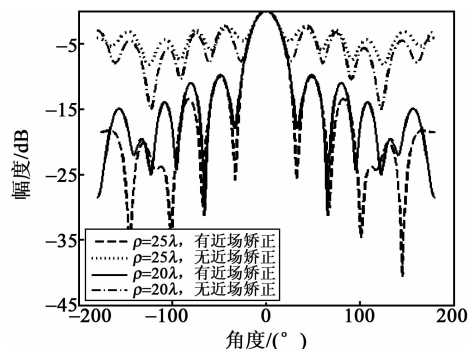


图4 有无近场矫正的波束图对比

在本文第二个例子中,使用第一个例子中设计的近场 UCCA-FIB 来评估波束形成的性能。设期望宽带信号以 $\phi_s=0^\circ$ 到达阵列,与同心圆阵中心的距离 $\rho_s=20\lambda$ 。同时假设干扰信号的入场方位角 $\phi_i=80^\circ$,与同心圆阵中心的距离 $\rho_i=25\lambda$ 。假设输入信噪比为 0,干噪比(INR)为 20 dB。使用近场 UCCA-FIB 进行波束形成的输出 SINR 随着输入信噪比(SNR)的变化情况如图 5 所示。同时,图 5 还给出了无近场矫正 UCCA-FIB 和 TDL 的波束形成性能。由图可见,使用近场 UCCA-FIB 进行波束形成后,与其他两种方法相比,输出 SINR 有明显改善。

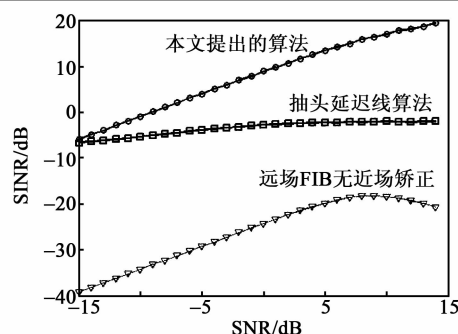


图5 波束形成性能比较

4 结束语

本文介绍了一种均匀同心圆阵频率响应不变的近场宽带波束形成器设计方法。该方法利用近场矫正系数修正了近场效应,采用频率补偿网络消除了阵列响应的频率依赖性,将近场宽带阵列的波束形成问题转化为远场窄带阵列波束形成问题。因此,绝大部分传统窄带波束形成方法可以应用到本文提出的近场宽带阵列中。仿真结果表明,本文提出的近场同心圆阵列算法可行,做到了频率响应不变的要求。与其他近场宽带波束形成方法相比,同心圆阵列在波束形成方面具有更好的性能。

参考文献:

- [1] 李想. 智能天线自适应波束形成算法的研究[D]. 沈阳:东北大学,2011.
- [2] 张小飞,陈华伟,仇小锋,等. 阵列信号处理[M]. 北京:电子工业出版社,2015:35-37
- [3] ABHAYAPALA T D, WARD D B. Wideband beamspace processing using orthogonal modal beamformers[J]. Journal of Signal Processing Systems, 2011, 63(3): 277-286.
- [4] 张小飞,汪飞,徐大专. 阵列信号处理的理论和应用[M]. 北京:国防工业出版社,2010.
- [5] 李毓铃. 宽带自适应波束形成技术的研究和实现[D]. 南京:南京理工大学,2017.
- [6] 王梦南,王壮,程翥. 宽带阵列接收信号波束形成算法综述[J]. 现代电子技术, 2013(21): 66-71.
- [7] ZHANG F C, FAN W, GERT F P. Frequency-invariant uniform circular array for wideband mm-wave channel characterization [J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2016, 16: 641-644.
- [8] LIAO B, TSUI K M, CHAN S C. Frequency invariant uniform concentric circular arrays with directional elements[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2013, 49(2): 871-884.
- [9] HUANG G P, CHEN J D, JACOB B. Insights into frequency-invariant beamforming with concentric circular microphone arrays[J]. IEEE/ACM Transactions on Audio, Speech, and Language Processing, 2018, 26(12): 2305-2318.
- [10] 张勇,何培宇,罗胡琴. 二维束宽恒定的二阶锥规划波束形成方法[J]. 电讯技术, 2016, 56(4): 383-388.
- [11] SAXENA P, KOTHARI A G. Performance analysis of adaptive beamforming algorithms for smart antennas [J]. IERI Procedia, 2014, 10: 131-137.

2020 年《压电与声光》征订通知

《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。

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。

读者对象: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。

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

编辑部电话:(023)65860283 65860260

传真:(023)62805284

电子信箱:ydsgsipat@163.com

编辑部网址:www.peaotec.com

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:许 昕
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: XU Xin
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:ydsgsipat@163.com

E-mail: ydsgsipat@163.com

中国标准连续物出版号:ISSN 1004—2474
CN 50—1091/TN

定价:20.00 元