



ISSN 1004-2474
CODEN YASHE7

压电与声光

PIEZOELECTRICS & ACOUSTOOPTICS

5

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

10>

目 次

小型化双通带声表滤波器设计研究	彭 雄,彭 霄,杜雪松,唐小龙,陈婷婷,蒋平英,马晋毅,唐 蜜(583)
声表面波免疫传感器高频检测系统设计	李晓雨,殷嘉伟,石幸圆,刘玉琪,孙科学(589)
数控可选通微带滤波器组的设计与仿真	曹良足,符先敏,蔡兵兵,李子敬(593)
基于 PVDF 压电薄膜阵列的多频声源设计	胡 明,孔德义,谢东岳,唐晓宁,徐 贺(598)
基于悬臂梁结构的惯性冲击直线压电马达	贺提喜,杨振中,程子阳,汤玉竹,郝 赛(603)
热冲击对石英晶体谐振器稳定性的影响研究	尹小三,徐俊俊(607)
一种质量块-弹簧自参数共振压电俘能器研究	陈忠成,解小东,谢 进(611)
高性能声学滤波器技术研究进展	李 晖,米 佳,胡少勤,李左翰,邱海莲(617)
基于六端口的声表面波谐振器查询系统研究	何 红,赵 佐(623)
复合氮化铝压电薄膜研制及其应用	陈运祥,赵雪梅,郑泽渔,陶 毅,伍 平,田亚睿,张永川,许东辉(628)
捷联式重力无源导航系统	蔡体菁,黄俊翔(631)
速率偏频激光捷联惯组加速度计分析	徐兵华,朱战霞,谢 波,袁建平(635)
多向复合超声换能器有限元分析与试验	高昌彬,薛进学,马文举,隆志力,赵 恒(640)
新型声表面波三轴加速度传感器的设计仿真	郭欣榕,张永威,谭秋林,张文栋(644)
光纤陀螺温变效应误差抑制方法研究	李 阳,黄 鑫,路彬彬,张登伟(649)
TGG 法制备 $\text{Sr}_2\text{Nb}_2\text{O}_7$ 织构陶瓷及其性能研究	石钰琳,吴 超,王 丹,王鸿亮,吴肖骏,陈 强(655)
TWUSM 振动模态鲁棒滑模观测器研究	荆 锴,林夏萍,董 砚(659)
压电泵驱动闭式水冷回路实验研究	卫铃佼,赵雅楠,梁惊涛(663)
超声相控阵系统提高延时分辨率的研究进展	徐皓胜,曾 伟,杨绍辉,曾德平(668)
离子注入剥离铈酸锂单晶薄膜的 Ar^+ 刻蚀研究	方远革,罗文博,郝 昕,白晓园,曾慧中,帅 垚,张万里(674)
强脉冲 γ 线辐射对压电陶瓷材料性能的影响	毛世平,杨 靖,张祖伟,陈清华,王登攀,赵德锋,冯 波(678)
基于压电传感器的木材轴压损伤监测	刘孝禹,饶玉龙,张继承,肖家浩(681)
悬臂梁基底对压电俘能器输出响应的影响分析	吴新哲,闫守阳,高志强,韩 晶,焦国太(686)
圆环形压电振子疲劳仿真分析与实验研究	田晓超,王海刚,王 虎,吴 越,张思达,杨志刚(692)
压电执行器及其在液压阀中的应用	华顺明,张 宇,彭 宇,刘立君,许少锋(697)
压电能量回收的自适应机械开关电路	黄 瑶,秦 刚,刘伟群(704)
基于 H-like 模型的压电陶瓷作动器内模控制	尚爱鹏,王贞艳,贺一丹(708)
位移载荷下折叠式压电振子的疲劳分析	赵春明,龚立娇,周天烁,张 新,张鹏飞(713)
稳定提拉法晶体生长界面的装置和方法研究	周益民,何 晔,岑 伟,陈川贵,邓江涛(718)
安装误差对单轴旋转对准精度影响分析	刘 鑫,贾继超,黎 坤,赵瑞星,董树冰(721)
基于 IMU/视觉融合的导航定位算法研究	董伯麟,柴 旭(724)
基于耦合电感的压电能量采集电路设计与仿真	周天烁,龚立娇,赵春明,杨建欣(729)

小型化双通带声表滤波器设计研究

彭 雄, 彭 霄, 杜雪松, 唐小龙, 陈婷婷, 蒋平英, 马晋毅, 唐 蜜

(中国电子科技集团公司第二十六研究所, 重庆 400060)

摘 要:针对小型化双通带声表面波(SAW)滤波器的需求背景,对两端口、两通带的 SAW 滤波器的设计技术展开研究。通过搭建包含两组耦合模(COM)参数的双通带 SAW 滤波器声电协同仿真平台,分析优化滤波器性能,成功研制出 CSP2520 封装的双通带 SAW 滤波器,其中心频率分别为 1 995 MHz 和 2 185 MHz,通带带宽均为 40 MHz,插入损耗小于 3 dB,通带间隔离度大于 30 dB。测试与仿真结果基本一致。

关键词:双通带滤波器;声表面波(SAW)滤波器;芯片级封装;耦合模

中图分类号:TN384 **文献标志码:**A **DOI:**10.11977/j.issn.1004-2474.2020.05.001

Study on the Design of Miniaturized Dual Band SAW Filter

PENG Xiong, PENG Xiao, DU Xuesong, TANG Xiaolong, CHEN Tingting,
JIANG Pingying, MA Jinyi, TANG Mi

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

Abstract: In view of the demand of the miniaturized dual band SAW filter, the design technology of SAW filter with two ports and two passbands is studied. By building a dual band SAW filter acoustic-electric co-simulation platform including two groups of coupled mode (COM) parameters, the performance of the filter is analyzed and optimized. A dual-passband SAW filter packaged in CSP2520 has been successfully developed. The center frequency of the filter is 1 995 MHz and 2 185 MHz respectively, the passband bandwidths are both 40 MHz, the insertion loss is less than 3 dB, and the isolation between passbands is greater than 30 dB. The test results are consistent with that of the simulation.

Key words: dualband filter; SAW filter; CSP package; the coupled mode

0 引言

随着通信技术的不断发展,传输数据的容量和速率都在提升,因而在通讯设备的射频前端中都会使用多通道的信号组件来实现这一目的。

在多通道组件发展的第一阶段,多通道是由多个窄带低速的 A/D 转换器与多个单通带滤波器组成的,这样往往使通讯设备体积庞大。而通讯技术的提升也要求通信系统的体积向小型化方向发展,进而推动多通道组件发展到第二阶段:采用一个高速宽带 A/D 转换器与多个单通带滤波器组成信道。这样在一定程度上减小了通信系统体积,但由于其采用开关进行信道切换,信号有可能丢失。发展到第三阶段,则是采用双通带滤波器与单个高速宽带 A/D 转换器组成信道,不仅能同时处理两个频段的信号且信号无丢失,还能进一步减小系统体积,能够

满足未来通信设备的小型化、轻量化和集成化发展。

常用的滤波器有低温共烧陶瓷(LTCC)滤波器、LC 滤波器、介质滤波器和微声滤波器(声表面波(SAW)滤波器和声体波(BAW)滤波器)。其中,SAW 滤波器以其低插损、高矩形度、高幅相一致性和小体积的综合优势占据 60 MHz~3 GHz 高性能滤波器市场,大量装备于各类平台的通信系统中。国外 Qorvo 和 TDK 公司均已推出双通带声表滤波器产品(Qorvo 产品的工作频率为 1 900 MHz 和 2 017 MHz,工作带宽为 40 MHz 和 15 MHz,插损小于 2.5 dB,通带间隔离度大于 35 dB),而国内目前在这一领域尚属空白。基于目前研究现状,本文介绍了一种双通带声表滤波器的设计方法,其通带频率分别为 1 995 MHz 和 2 185 MHz,带宽均大于 30 MHz、插损小于 3 dB,且通带间隔离度大于 30 dB。

1 设计方案

1.1 材料方案

常用的射频声表滤波器基材有 $112^\circ\text{Y-X LiTaO}_3$ 、 $64^\circ\text{Y-X LiNbO}_3$ 、 $41^\circ\text{Y-X LiNbO}_3$ 、 $42^\circ\text{Y-X LiTaO}_3$ 等,分别满足滤波器不同相对带宽的要求。由于本次滤波器指标的相对带宽为 $(30/1\ 995) \times 100\% \approx 1.5\%$ 及 $(30/2\ 185) \times 100\% \approx 1.37\%$,在 $42^\circ\text{Y-X LiTaO}_3$ 的性能范围内。因此本研究选择 $42^\circ\text{Y-X LiTaO}_3$ 作为基片材料。

1.2 选择滤波器的单元结构方案

常用射频滤波器结构有纵向耦合结构和阻抗元结构,如图 1 所示。图中, R_s 、 R_p 分别为串、并联谐振器。

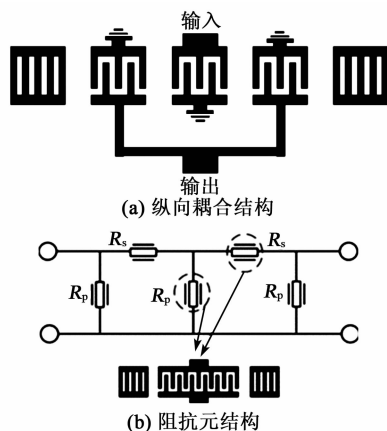


图 1 常用的射频滤波器结构

由于本次滤波器工作频率较高(约 2 GHz),且要求插损小,因此适用于选择高频、低损耗的阻抗元结构作为滤波器的单元结构。

1.3 选择合适的芯片结构

为了适应未来通讯设备小型化、轻量化的发展,滤波器的体积也要求越来越小。双通带滤波器芯片结构可采用方式有:

1) 采用指条变迹实现双通带的单芯片封装,但这种常应用于中频滤波器里,且损耗大。

2) 采用 2 个独立滤波器的组合,但滤波器总体积大。

3) 多芯片系统级封装(SIP),有效减小芯片体积。

4) 并联两个阻抗元结构滤波器的单芯片封装。

其中,第 4) 种方式的芯片体积最小,并能同时满足滤波器高频、低损耗的性能要求。

综上所述,所研究的双通带 SAW 滤波器衬底材料采用 $42^\circ\text{Y-X LiTaO}_3$ 、滤波器单元结构采用阻

抗元结构,并采用并联 2 个阻抗元滤波器的方式构成最终的滤波器芯片。

2 设计方法

双通带 SAW 滤波器的仿真技术仍基于常用的耦合模(COM)模型,通过对不同工作频段滤波器 COM 参数的精确提取^[1-2],搭建声电协同仿真平台,以实现双通带 SAW 滤波器的仿真与设计。

2.1 COM 模型

低损耗 SAW 滤波器的设计主要采用 COM 分析方法。COM 模型的基本思想是假设在金属栅格阵内同时存在着 2 个传播声波模式,通过栅格阵内的指间反射效应相互耦合,同时外加电压通过栅格的换能作用又激发出向 2 个方向传播的声波模式(见图 2)。由于反射效应和换能作用较小,可以认为这些作用都处于线性范围内,满足线性叠加原理。因此,可以认为这 2 个声波模式间存在一定的线性关系,用 COM 方程来表征这种线性关系。

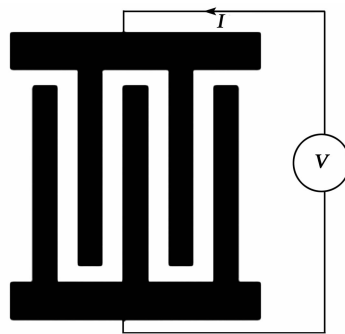


图 2 电压驱动的叉指换能器(IDT)模型

通常 IDT 的 COM 方程为

$$\begin{cases} \frac{dR(x)}{dx} = -i\delta R(x) + i\kappa S(x) + i\alpha V \\ \frac{dS(x)}{dx} = -i\kappa^* R(x) + i\delta S(x) - i\alpha^* V \\ \frac{dI(x)}{dx} = -2i\alpha^* R(x) - 2i\alpha S(x) + i\omega CV \end{cases} \quad (1)$$

式中: δ 为失谐系数; κ 为反射系数; α 为激励系数; C 为静电容; R 为入射波; S 为反射波; V 为电压; I 为电流; ω 为角频率。这些量与膜厚、金属化比例等器件结构相关,对其精确的确定是求解耦合方程模拟器件的关键。

2.2 COM 参数提取技术

精确获取 COM 参数是获得精确仿真的前提。目前提取 COM 参数的方法有准确理论计算提取法和导纳电测试试验提取法。

2.2.1 准确理论计算提取法

理论提取 COM 参数需要精确的周期性有限元/边界元模型,我们在 COMSOL 平台上建立了无限周期的 SAW 振子理论计算模型^[3-5],实现了基于 42°Y-X LiTaO₃ 衬底的 IDT 结构的能量分布模拟及无限周期振子的频率响应理论计算,如图 3 所示。

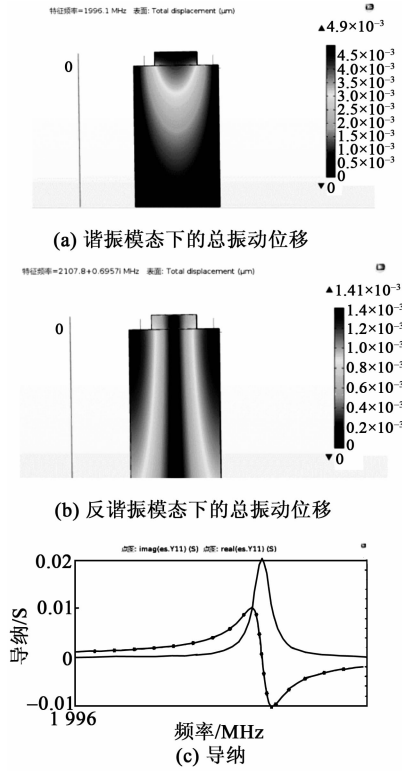


图3 无限周期振子理论计算

声速 v 为

$$v = p(f_{M-} + f_{M+}) \quad (2)$$

式中: f_{M-} 为反谐振频率点; f_{M+} 为谐振频率点; p 为半周期。

每周期长度栅格阵反射系数 κ_p 为

$$\kappa_p = \pi \frac{f_{M+} - f_{M-}}{f_{M+} + f_{M-}} \quad (3)$$

每周期长度栅格阵静电容 C_p 为

$$C_p = \frac{Y_{r \max}}{2\pi f_{AR}} \times \frac{2Q(f_{AR}/f_R - 1)}{4Q^2(f_{AR}/f_R - 1)^2 + 1} \quad (4)$$

式中: $Y_{r \max}$ 为导纳实部最大值; f_{AR} 为导纳虚部的过零频点; Q 为谐振峰处品质因数; f_R 为导纳实部的频点,且

$$f_R = f_0 [1 - \kappa_p / (2\pi)] \quad (5)$$

$$\Delta f = f_0 \gamma_p / \pi \quad (6)$$

式中: γ_p 为衰减系数; Δf 为导纳实部的半高宽。

$$Y_{r \max} \equiv Y_R(f_R) = 4\alpha_p^2 / \gamma_p \quad (7)$$

式中 α_p 为传导系数。

联合式(5)~(7)可得换能系数。计算了 IDT 膜厚 170 nm(Al)的 COM 参数,如表 1 所示。

表1 COM 参数理论提取结果

COM 参数	提取值 (1 995 MHz)	提取值 (2 185 Hz)
声换能系数/ $\Omega^{0.5}$	8.10×10^{-4}	8.12×10^{-4}
声损耗/dB	15.63×10^{-3}	16.50×10^{-3}
声反射系数	0.180	0.193
声速/ $(m \cdot s^{-1})$	4 015	4 021
周期栅格阵长度	20.7×10^{-5}	18.6×10^{-5}
静电容/ $(pF \cdot \mu m^{-1})$		

利用提取的 COM 参数,在 ADS 中搭建了振子仿真设计模型,进行了同步振子的仿真设计(振子孔径为 $\varnothing 39 \mu m$, IDT 指条数为 300 根,反射器数为 30 根,半周期为 $0.98 \mu m$),谐振器传输系数(s_{12} 或 s_{21})计算结果如图 4 所示。

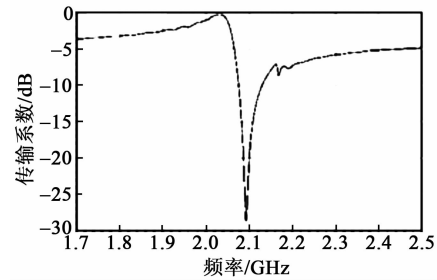


图4 谐振器传输系数仿真设计结果

2.2.2 COM 参数的试验修正

根据仿真采用的振子参数,设计了谐振器版图进行电性能测试。图 5(a)为提取 COM 参数的一个电测试系统,利用探针测试系统测试了单电极的导纳曲线(见图 5(b))。

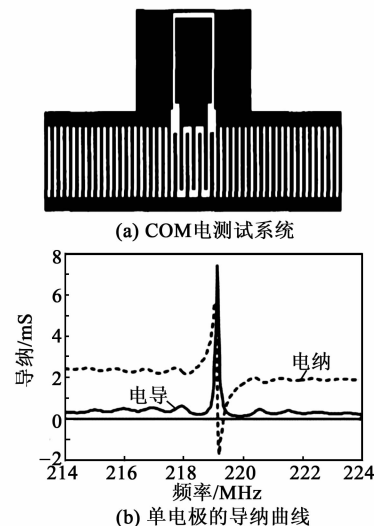


图5 COM 电测试系统及导纳曲线

图 6 为仿真与实测振子响应对比。由图可见, 仿真与实测响应曲线存在偏差, 需进行 COM 参数修正。

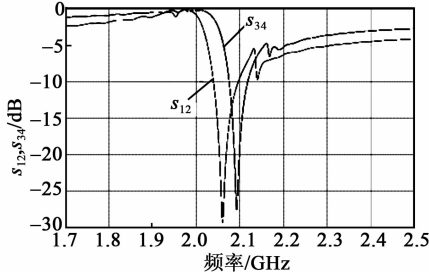


图 6 谐振器传输系数仿真与实测对比

利用振子仿真模型对 COM 参数进行拟合修正, 使仿真曲线与实测曲线尽可能重合(见图 7), 最终得到了修正的 COM 参数(见表 2)。

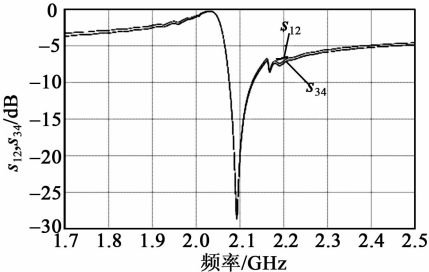
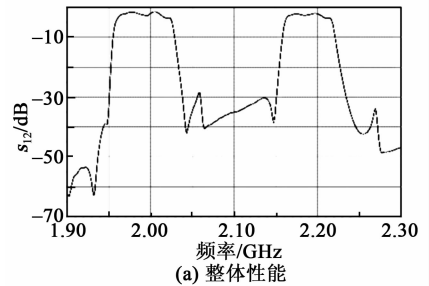


图 7 修正 COM 参数后的谐振器传输系数仿真与实测对比

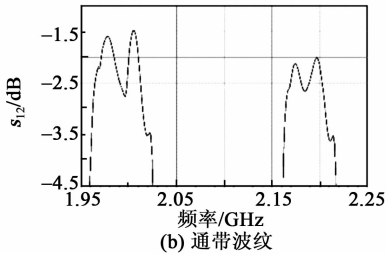
表 2 COM 参数测试提取结果

COM 参数	提取值 (1 995 MHz)	提取值 (2 185 MHz)
声换能系数/ $\Omega^{0.5}$	85.6×10^{-5}	84.2×10^{-5}
声损耗/dB	18.07×10^{-3}	18.76×10^{-3}
声反射系数	0.205 3	0.223 0
声速/($\text{m} \cdot \text{s}^{-1}$)	4 042.0	4 023.9
周期栅格阵长度		
静电容/($\text{pF} \cdot \mu\text{m}^{-1}$)	21.7×10^{-5}	23.7×10^{-5}

利用最终提取的 COM 参数, 在 ADS 平台中对双通带 SAW 滤波器进行了仿真, 计算结果如图 8 所示。由图可见, 直接电学并联 2 个单通带滤波器形成的双通带滤波器, 其通带波纹、带外抑制及通带间的阻带隔离度均不满足指标要求, 需要采用相应的针对技术来改善。



(a) 整体性能



(b) 通带波纹

图 8 用 ADS 实现的双通带 SAW 滤波器仿真

2.3 通带间阻带隔离设计

由于 SAW 滤波器是采用阻抗元结构为基本单元, 其工作原理为: 将 SAW 单端谐振器采用串、并联的方式进行电连接, 通过调整各 SAW 谐振器频率, 对零极点进行设计, 实现带通滤波的目的, 如图 9 所示, 图中, R_1 、 R_2 分别为串、并联 SAW 谐振器, Z_s 为谐振器阻抗, X_s 为谐振器电抗, Y_p 为谐振器导纳, B_p 为谐振器电纳, f_{rs} 、 f_{rp} 分别为串、并联谐振器的谐振频率, f_{as} 、 f_{ap} 分别为串、并联谐振器的反谐振频率。

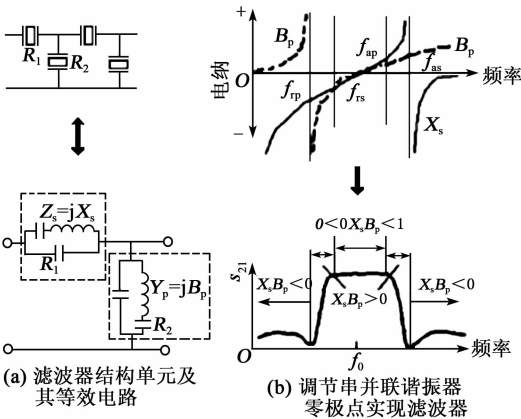


图 9 阻抗元型 SAW 滤波器工作原理

因此, 在双通带滤波器的设计过程中, 同样可通过优化谐振器结构参数的方法来调整单通带滤波器谐振器的谐振频率与反谐振频率, 使低频滤波器串联谐振器的反谐振频率尽量接近高频滤波器并联谐振器的谐振器频率。通过两者带外抑制的叠加, 使滤波器通带间的阻带抑制得到加强, 从而实现高隔离度。

在采用该办法前, 双通带滤波器的 2 个单通带波形(见图 10(a)、(b))由于在 1 995 MHz 滤波器高端处有一谐振器频率偏低, 导致凸起处与 2 185 MHz 低端叠加后的总隔离度为 28 dB, 而 2 185 MHz 的低端隔离度可达 30 dB(见图 10(c)), 整体隔离度小

于 30 dB, 不满足指标。

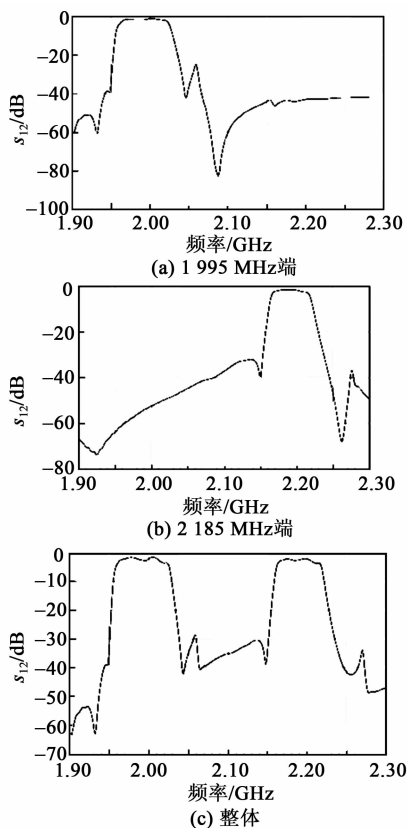


图 10 优化前双通带滤波器

调整 1 995 MHz 高端谐振器的结构, 使得“小凸起”靠近 2 185 MHz 的低端, 如图 11(a)所示。采用零极点重构方法后的波形如图 11(c)所示。可见此时, 不仅 1 995 MHz 的高端隔离度提高到 31 dB, 且 2 185 MHz 的低端隔离度也增大到 33 dB, 通带隔离度整体水平超过了要求的 30 dB。

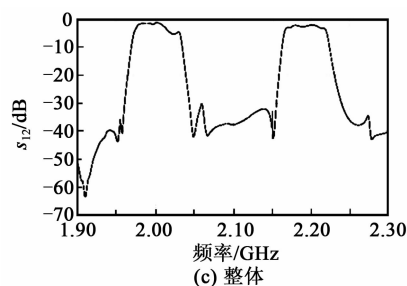
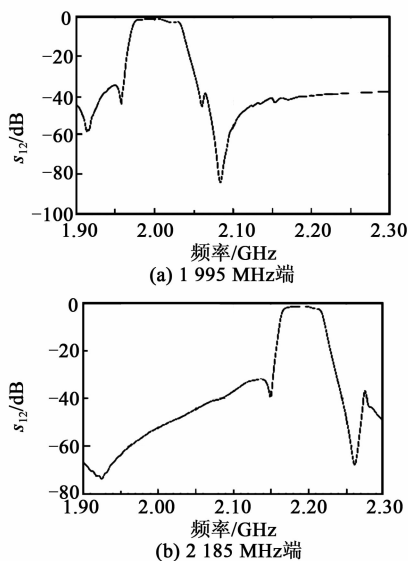


图 11 优化后的双通带滤波器

2.4 通带平坦化设计

由于单个 SAW 滤波器在电学上近似等效为 1 个电容, 而将 2 个 SAW 滤波器并联可等效为 2 个电容并联, 阻抗不匹配, 彼此影响造成了通带凹陷。

解决该问题, 可通过建模和仿真设计选取适当的 SAW 滤波器结构参数(金属化率、金属膜厚度、指对数、声孔径、反射栅与换能器周期比、输入输出换能器与耦合换能器间距等)后, 在 SAW 芯片上设计和制作恰当的匹配网络来进行阻抗变换, 使双通带的波纹均减小。双通带 SAW 滤波器等效为 2 个电容并联, 以此匹配网络可设计成并联电感的方式, 通过设计合适的匹配网络可实现滤波器通带平坦化, 使设计的器件性能达到指标要求。

当 2 个不同频率的滤波器直接并联时, 两者间的阻抗不匹配必然造成通带的恶化; 由于单个 SAW 滤波器在电学上等效为 1 个电容, 2 个 SAW 滤波器的并联可等效为 2 个电容并联, 彼此影响会造成通带凹陷, 如图 12 所示。

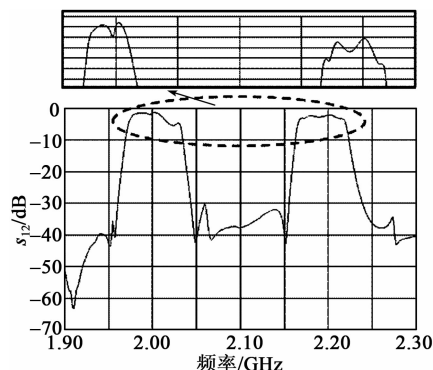


图 12 优化前的双通带滤波器通带表现

考虑到 2 个 SAW 滤波器的并联可等效为 2 个电容并联, 因此, 在 ADS 电路中, 电路两端各并 1 个电感来实现阻抗匹配, 当两端电感值调到适中数值时, 通带波纹得到合适的修正, 满足波纹小于 1 dB 的要求, 如图 13 所示。

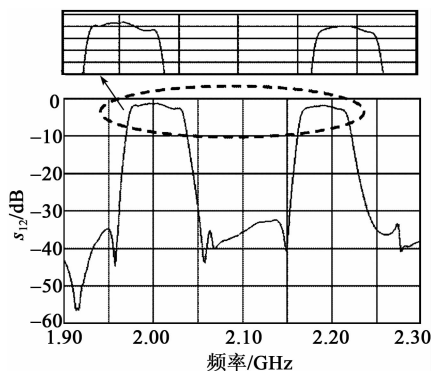


图 13 两端匹配达到合理值时的波纹表现

3 结果与讨论

根据所设计的滤波器结构进行了加工流片,针对双通带 SAW 滤波器 2 个频带叉指指条宽度不同的特点,特别采用了分步曝光和剥离的工艺进行了不同换能器指条的制作,总体工艺流程图如图 14 所示。

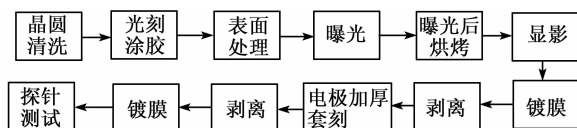


图 14 工艺流程图

制备出的滤波器版图如图 15 所示。采用 CSP2520 封装的滤波器如图 16 所示。

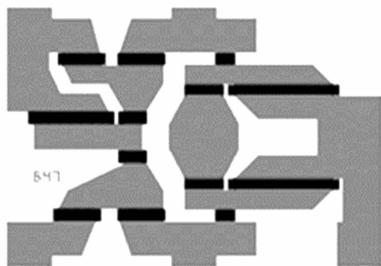


图 15 滤波器版图

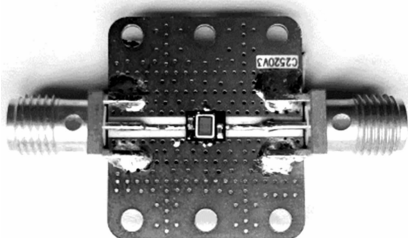


图 16 采用 CSP2520 封装的滤波器样品

在滤波器两端各并联 1 个 8 nH 的电感进行调整后,最终的电性能如图 17 所示。其中 1 dB 带宽为 40 MHz,插损为 2.3 dB、隔离度为 31 dB,均达到

使用要求。

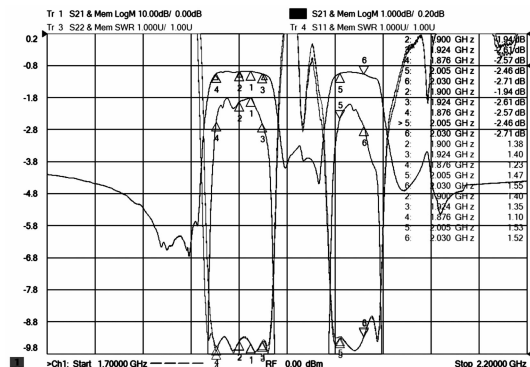


图 17 双通带滤波器测试结果

4 结束语

本文提出了一种双端口的双通带 SAW 滤波器,通过对双通带 SAW 滤波器声电协同仿真设计,突破了双通带 SAW 滤波器通带间阻带隔离设计和通带平坦化设计等关键技术。采用分步曝光和剥离工艺技术制备的双通带 SAW 滤波器样品,其工作频率分别为 1 995 MHz 和 2 185 MHz,插入损耗分别为 2.3 dB 和 2.4 dB,通带波动为 0.5 dB,通带间阻带抑制可达 31 dB,达到使用需求。该器件的实现有助于未来通讯设备向高性能、小型化方向发展。

参考文献:

- [1] 聂广琳,程红亚,汤劲松. 基于 COM 参数提取技术设计 SAW 梯形滤波器[J]. 压电与声光,2008,30(1): 3-5.
NIE Guanglin, CHENG Hongya, TANG Jinsong. Design SAW ladder type filters based on COM parameter extracting[J]. Piezoelectrics & Acoustooptics, 2008, 30(1): 3-5.
- [2] HASHIMOTO K. 声表面波器件模拟与仿真[M]. 王景山,刘天飞,孙玮,译. 北京:国防工业出版社,2002.
- [3] 阮鹏,陈智军,付大丰,等. 基于 COMSOL 的声表面波器件仿真[J]. 测试技术学报,2012(5):60-66.
- [4] KADOTA M, OGAMI T, YAMAMOTO K, et al. High-frequency Lamb wave device composed of MEMS structure using LiNbO₃ thin film and air gap[J]. Ultrasonics Ferroelectrics & Frequency Control IEEE Transactions on, 2010, 57(11): 2564-2571.
- [5] LOSEU A S, RAO J J. P5I-3 Improvement of balance performance in LSAW filters based on 5IDT multimode structure[J]. Proceedings of the IEEE Ultrasonics Symposium, 2007: 2363-2366.

声表面波免疫传感器高频检测系统设计

李晓雨¹,殷嘉伟¹,石幸圆¹,刘玉琪¹,孙科学^{1,2}

(1. 南京邮电大学 电子与光学工程学院, 江苏 南京 210023; 2. 射频集成与微组装技术国家地方联合工程实验室, 江苏 南京 210023)

摘要:声表面波(SAW)免疫传感器是一种新型生物传感器, 该文设计并实现了一个高频的 SAW 免疫传感器检测系统。该系统利用锁相环控制输出信号频率对输入信号频率跟踪锁定, 通过测量频率变化量即能完成对免疫传感器的检测, 通过液晶屏显示结果。测试结果表明, 该检测系统能准确测量频率 156~162 MHz 内的传感信号, 系统的最大测量误差仅 0.85%, 满足 SAW 免疫传感器高频检测领域的工程实际需要。

关键词:锁相环(PLL); 声表面波免疫传感器; 直接数字式频率合成器(DDS); 高频

中图分类号:TN79 **文献标志码:**A **DOI:**10.11977/j.issn.1004-2474.2020.05.002

Design of High-frequency Detection System for SAW Immunosensor

LI Xiaoyu¹, YIN Jiawei¹, SHI Xingyuan¹, LIU Yuqi¹, SUN Kexue^{1,2}

(1. College of Electronic and Optical Engineering, Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing 210023, China;

2. Nation-Local Joint Project Engineering Lab. of RF Integration & Micropackage, Nanjing 210023, China)

Abstract: The surface acoustic wave(SAW) immunosensor is a new kind of biosensor. A high-frequency detection system for SAW immune sensor is designed in this work. The system uses the phase-locked loop(PLL) to control the output signal frequency and the input signal frequency tracking lock. By measuring the frequency change, the system can complete the detection of the acoustic surface wave immunosensor, and the results are displayed on the LCD screen. The test results show that the detection system can accurately measure the sensing signal within the frequency range of 156~162 MHz, and the maximum measurement error of the system is only 0.85%, which meets the actual engineering needs and can be widely used in the high-frequency detection field of surface acoustic wave immunosensor.

Key words: phase locked loop(PLL); surface acoustic wave immunosensor; direct digital synthesizer(DDS); high frequency

0 引言

声表面波(SAW)免疫传感器属于压电传感器, 其基于压电元件对质量敏感的性质, 结合免疫反应的特异性, 可用于快速定量检测多种抗体或抗原^[1-3]。免疫反应前、后声波传播路径上的待测物理量的特性变化, 可通过叉指换能器(IDT)转变为晶体前、后振荡频率的变化。SAW 信号频率检测, 特别是高频信号的检测对传感器系统至关重要。矢量网络分析仪可对免疫传感器电路中的网络参数做出精确测量, 但其体积较大且价格高, 适用于实验室科研测试。因此, 有必要设计和研发低成本、小体积且

实用的 SAW 免疫传感器测量方法。

SAW 传感器的测量方法包括选频法、谐振法及跟踪法等。2013 年, 鄢芬等^[4]提出了一种利用频率扫描的 SAW 信号检测法, 其系统误差约为 1%。2015 年, 文常保等^[5]提出了一种基于 WIFI 的无线 SAW 传感器信号采集系统, 但该系统仅能处理频率在 100 kHz 的低频传感信号, 且预估工作在高频条件下系统误差约 2.6%。2018 年, 李济同等^[6]针对 500 kHz 的传感信号, 采用混频检测法, 基于反馈原理设计了 SAW 振荡检测电路, 但采用混频方式增加系统功耗, 检测成本较高。同年, 邵勤等^[7]针对 50 MHz 的传感信号设计了一类 SAW 调理电路,

收稿日期: 2020-03-10

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(11304160); 江苏省大学生创新创业训练计划基金资助项目(SYB2019008); 江苏省研究生实践创新计划基金资助项目(SJCX19_0271); 南京邮电大学国家自孵化基金资助项目(NY220013)

作者简介: 李晓雨(1999-), 男, 河南平顶山人, 主要从事电路与系统设计的研究。孙科学(1981-), 男, 安徽界首人, 副教授, 硕士生导师, 博士, 主要从事电子电路、嵌入式系统与通信软件设计的研究。E-mail: sunkx@njupt.edu.cn。

其采用谐振选频方式,但电路品质因数(Q)值较大,稳定性较差。以上方法均不能满足工作于高频中心频率的 SAW 免疫传感器的检测需求。

锁相环(PLL)在检测信号频率方面具有独特的优势^[8],其工作频率可达吉赫兹。2013 年,张亦居等^[9]设计了一种利用 PLL 的延迟线型 SAW 传感器测试电路,测试频点约 500 MHz,但由于测试电路中阻抗不匹配等原因,测试电路存在一定误差,文中未对频率测量结果做对比分析。

本文在已有研究基础上,利用包含直接数字式频率合成器(DDS)的 PLL 电路设计了一种工作于中心频率 160 MHz 的 SAW 传感器检测系统,用于对免疫反应的定量检测,并满足对高频、低功耗、低成本的检测需求。检测得到的信号频率变化量可进而转换为待测的物理、化学信息。该测量系统能处理高频传感信号,符合传感器的高频测量要求,对其应用领域的拓展具备一定意义。

1 检测原理

图 1 为双通道型 SAW 免疫传感器结构,其由测量、参考两个通道构成。每个通道由 SAW 延迟线、增益放大器和生物敏感膜 3 部分组成^[10-11]。在此免疫传感器结构中,两路通道同时受外界的影响,而仅在测量通道进行免疫反应检测。这样可补偿由于环境、温度等变化带来的频率漂移。

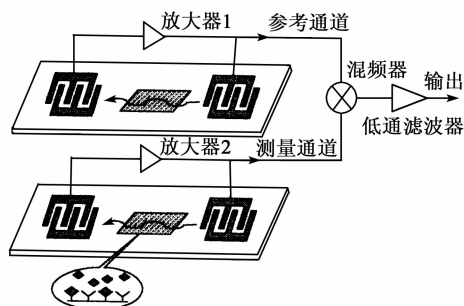


图 1 双通道型 SAW 免疫传感器结构

SAW 免疫传感器的工作原理为:当有微小的质量(如抗体或抗原)吸附在 SAW 波延迟线敏感区域表面上时,会致使传播 SAW 媒质的某些物理量(如电导率、介电常数、劲度系数等)发生变化,因而使声波的传播速度和幅度发生变化,从而改变传感器电路的振荡频率和插入损耗^[11-12],即

$$\Delta f = (k_1 + k_2) f_0^2 \Delta m / A \quad (1)$$

式中: Δf 为相应的频率变化量; k_1, k_2 为与介质材料有关的常数; A 为传感器质量附着区域的面积; f_0

为 SAW 的中心频率(受干扰前); Δm 为附着的质量。

由式(1)可看出,只要检测出传感器电路的频率变化量,通过计算可得检测的微小质量,实现对免疫反应的定量检测。

2 系统设计

2.1 系统组成

检测系统主要由 DDS、鉴相器等模块构成的 PLL 电路和其他信号处理电路组成。在检测系统中,将 SAW 免疫传感器嵌于检测环路,DDS 用于产生两路高频信号,其中一路信号用于传感器检测通道,另一路作为标准信号送入鉴相器;传感器的输出信号经功率补偿电路后进入鉴相器,与标准信号比较得出调谐电压;单片机驱动 A/D 模块采集调谐电压不断刷新 DDS 的输出信号频率,当环路中的频率差和相位差都趋于稳定时,DDS 的输出不再刷新,此时整个环路锁定。而免疫反应将引起传感器信号相位、幅度的改变,PLL 调整 DDS 的输出,再次跟踪传感器信号,使环路重新锁定,通过检测免疫反应前、后信号频率变化量,即可完成对 SAW 免疫传感器的检测。

系统采用 STM32F103RCT6 型号单片机开发板,其用于驱动 A/D 模块、调整 DDS 信号输出和处理数据,并将结果传输至 LCD 屏幕显示。图 2 为本文 SAW 检测系统组成。

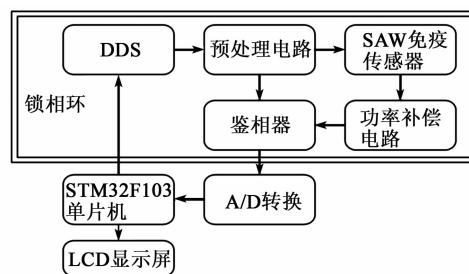


图 2 SAW 检测系统组成

2.2 DDS 模块

该模块选用 ADI 公司的 AD9959 作为主控芯片,外部搭配驱动电路和输出级低通滤波器,图 3 为 DDS 模块工作原理。DDS 通过编程数字频率控制字以分频系统时钟,从而产生所需频率^[13]。AD9959 拥有四通道频率、相位、幅度可调输出^[14],其最高 500 MHz 的更新速度、可达 250 MHz 的频率输出性能,适用于 SAW 免疫传感器的高频检测,且其频率调谐分辨率大于 0.12 Hz,这为检测系统的精度和灵敏度提供了保证。

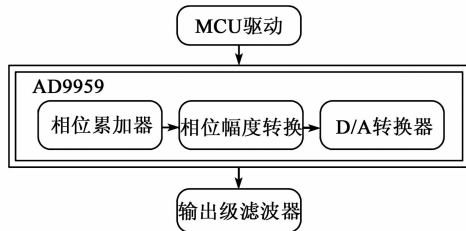


图3 DDS模块工作原理

DDS模块可代替传统模拟锁相环中的压控振荡器(VCO)产生信号。与VCO相比,其频率响应快,频率分辨率高,相位变化连续,相位噪声和漂移低。AD9959的输出频率为

$$f_{\text{OUT}} = \frac{D_f \times f_s}{2^{32}} \quad (2)$$

式中: f_s 为系统时钟更新速率; D_f 为频率数字调谐字; 2^{32} 为相位累加容量。

免疫反应检测过程中,微控制器(MCU)采样环路中调谐电压的变化,通过不断更改频率调谐字,刷新DDS输出频率,使整个环路重新锁定,达到跟踪传感器频率的目的。

2.3 鉴相器模块

鉴相器(又称相位比较器)是锁相环中很重要的部分。鉴相器锁相原理如图4所示。由图可知,两路输入信号+IN和-IN进入鉴相器后收敛到相同频率和相位,OUT信号即为鉴相器锁定时输出。

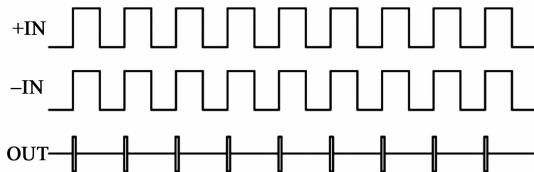


图4 鉴相器锁相原理

AD8302芯片可用于中频、射频的幅度相位检测,其由2个60 dB增益宽带对数检波器、1个相位检波器和输出放大器组等共同构成^[15-16]。AD8302以内部电平为基准,将输入信号变换为对数形式;并配置内部增益寄存器,实现对微小信号检测的目的,适合于免疫反应检测对鉴相器的要求。

根据对数压缩原理,AD8302可将大范围输出信号电平转换为紧凑的分贝级输出,即

$$V_{\text{OUT}} = V_{\text{SLP}} \log(V_{\text{IN}}/V_z) \quad (3)$$

式中: V_{SLP} 为电压斜率; V_z 为电压截距; V_{IN} 、 V_{OUT} 分别为输入、输出信号。

AD8302基于该原理利用芯片内部的高精密宽带对数解调器实现检测两路输入信号(A、B两路)的相位差与幅度差,其测量方程为

$$V_{\text{MAG}} = V_{\text{SLP}} \log(V_{\text{IN A}}/V_{\text{IN B}}) \quad (4)$$

$$V_{\text{PHS}} = V_{\varphi} [\Phi(V_{\text{IN A}}) - \Phi(V_{\text{IN B}})] \quad (5)$$

式中: V_{MAG} 、 V_{PHS} 分别为幅度比较输出和相位比较输出; V_{φ} 为相位斜率; $\Phi(V_{\text{IN A}})$ 、 $\Phi(V_{\text{IN B}})$ 分别为A、B两通道的输入信号相位; Φ 为每个通道信号的相对相位度。

通过配置该芯片不同的外围电路,可使其工作于测量、控制器、电平比较器等模式^[16]。本文运用其测量模式,图5为该模式下的电原理图。

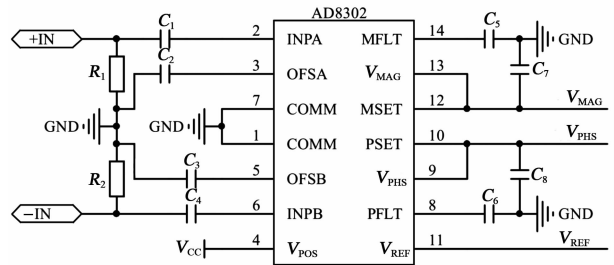


图5 AD8302测量模式电原理图

通过设置MSET和PSET引脚分别与 V_{MAG} 、 V_{PHS} 引脚相连接,可保证芯片的工作点位于默认响应曲线的斜率和中心点上^[16]。此时相位测量为

$$V_{\text{PHS}} = -R_F I_{\phi} (|\Phi(V_{\text{IN A}}) - \Phi(V_{\text{IN B}})| - 90^\circ) + V_{\text{CP}} \quad (6)$$

式中: $R_F I_{\phi} = 10 \text{ mV}/(^{\circ})$ 为相位函数斜率; $V_{\text{CP}} = 900 \text{ mV}$ 为0增益中心点,对应于 90° 的相位差, $0^\circ \sim 180^\circ$ 的相位差对应 $0 \sim 1.8 \text{ V}$ 的电压输出摆动,与A/D转换器的量程吻合,便于后续模块的工作。

2.4 信号处理模块

SAW免疫传感器的插入损耗至少为25 dBm,在免疫反应进行的液体环境中甚至更大;同时DDS输出幅度和功率较小,不适合直接送入鉴相器。为了提高标准信号功率,充分利用AD9959四通道输出的优势及保证检测的高精度,设计了信号处理模块。图6为信号处理模块工作原理。

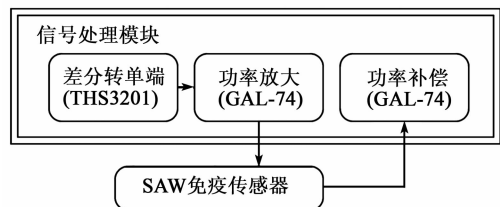


图6 信号处理模块工作原理

THS3201是一款增益带宽积达到1.8 GHz、低失真、高压摆率的电流反馈型运算放大器芯片,其将DDS输出的两路差分信号转为单端输出给后续电路,保证了标准信号的功率;功率补偿电路则选用美国Mini-Circuits公司的低噪声放大器GAL-74芯片,其工作频率可达1 GHz,在SAW免疫传感器的

中心工作频率(约 160 MHz)可提供 19.2 dBm 的功率补偿和 25.1 dB 的幅度增益,且噪声系数仅为 2.7 dB。很适合于传感器的前后级放大。

3 实验设计与验证

实验验证环节中,根据 SAW 免疫传感器的中心工作频率,设置扫频范围为 155~165 MHz,并使用矢量网络分析仪对同一免疫传感器电路进行测试。部分测试数据如表 1 所示。对实测数据进行拟合得到的关系曲线如图 7 所示。

表 1 矢量网络分析仪和本文方法频率偏移

中心频率/ MHz	频率偏移/Hz		误差/%
	网络分析仪	本文方法	
155.0	217	222	2.304
156.0	164	165	0.610
157.0	235	237	0.851
158.0	318	320	0.629
159.0	339	339	0
160.0	329	330	0.304
161.0	268	270	0.746
162.0	157	158	0.637
163.0	199	201	1.005
164.0	195	199	2.051
165.0	147	150	2.041

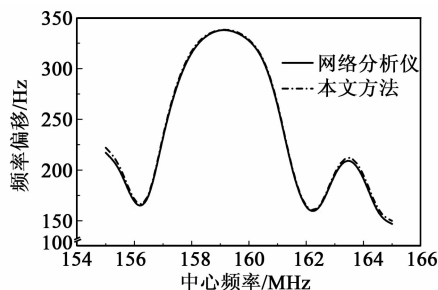


图 7 网络分析仪和本文方法测量结果拟合曲线

由表 1 及图 7 可知,当频率扫描测试范围为 156~162 MHz 时,即在 SAW 免疫传感器中心工作频率附近。本文方法的测量结果与网络分析仪的结果基本一致,误差小于 1%。在实际工程应用中,我们只关心传感器中心频率附近的信号,因此,本文方法适用于 SAW 免疫传感器的高频检测。

4 结束语

本文设计的基于 PLL 的 SAW 免疫传感器高频检测系统可准确检测频率范围为 156~162 MHz 的传感信号,其检测到的频率变化量快速、准确地反应了免疫反应中微小质量的变化。测试数据表明,检测系统在 SAW 免疫传感器中心频率附近最大测量误差仅 0.85%,精度较高。本文方法与通过网络

分析仪检测方式相比,测量结果周期短,灵敏度高,检测系统便携,功耗小,成本低,适合于 SAW 免疫传感器高频检测领域的工程实际需要。

参考文献:

- [1] 陈昕,周康源,陶进绪. 声表面波免疫传感器的设计及应用[J]. 应用声学, 2003(2): 8-11.
CHEN Xin, ZHOU Kangyuan, TAO Jinxu. The design and application of surface acoustic wave immunosensor[J]. Journal of Applied Acoustics, 2003(2): 8-11.
- [2] 陈昕,周康源,顾宇. 用于甲胎蛋白检测的表面波免疫传感器的研制[J]. 声学技术, 2003(4): 255-257.
CHEN Xin, ZHOU Kangyuan, GU Yu. Surface acoustic wave immunosensor for detection of AFP[J]. Technical Acoustics, 2003(4): 255-257.
- [3] 宋明太,周凤梅,范理,等. ZnO/36°YX-LiTaO₃ 结构的 Love 波免疫传感器灵敏度研究[J]. 南京大学学报(自然科学版), 2011, 47(2): 182-188.
SONG Mingtai, ZHOU Fengmei, FAN Li, et al. A study of sensitivities of Love-wave immunosensors based on ZnO/36°YX-LiTaO₃ structures[J]. Journal of Nanjing University(Natural Science), 2011, 47(2): 182-188.
- [4] 鄢芬,崔新友,余菲,等. 声表面波温度传感器的信号检测方法与实践[J]. 测控技术, 2013, 32(6): 9-12.
YAN Fen, CUI Xinyou, YU Fei, et al. Methods and implementation of signal detection for surface acoustic wave temperature sensor[J]. Measurement & Control Technology, 2013, 32(6): 9-12.
- [5] 文常保,党双欢,朱博,等. 基于 WIFI 的无线声表面波传感器信号采集系统[J]. 传感技术学报, 2015, 28(10): 1552-1557.
WEN Changbao, DANG Shuanghuan, ZHU Bo, et al. Wireless SAW sensor signal acquisition system based on the WIFI[J]. Chinese Journal of Sensors and Actuators, 2015, 28(10): 1552-1557.
- [6] 李济同,李媛媛,卢文科. 声表面波微力传感器信号处理电路的设计与仿真[J]. 传感技术学报, 2018, 31(7): 1054-1060.
LI Jitong, LI Yuanyuan, LU Wenke. Design and simulation of signal processing circuit for SAW micro-force sensor[J]. Chinese Journal of Sensors and Actuators, 2018, 31(7): 1054-1060.
- [7] 邵勤,李媛媛,刘烨. 声表面波微压力传感器的信号调理电路设计[J]. 压电与声光, 2018, 40(6): 884-887.
SHAO Meng, LI Yuanyuan, LIU Ye. Design of signal conditioning circuit of SAW micro pressure sensor[J]. Piezoelectrics & Acoustooptics, 2018, 40(6): 884-887.

数控可选通微带滤波器组的设计与仿真

曹良足,符先敏,蔡兵兵,李子敬

(景德镇陶瓷大学 机电学院,江西 景德镇 333403)

摘要:设计了宽频带数控可选通微带滤波器组,采用微波开关实现滤波器组的单个选通。分析了电容加载谐振器的谐波特性,每个带通滤波器被设计成梳状线结构,并用先进的设计系统(ADS)优化其结构参数。数控滤波器组由两片带译码器的微波开关芯片和4个微带滤波器构成。仿真结果表明,三位二进制编码控制每个滤波器的通断,可实现500~2 000 MHz频段滤波器的选通。

关键词:开关滤波器组;带通滤波器;谐波特性;梳状线结构;开关芯片;ADS仿真软件

中图分类号:TN713.5 **文献标志码:**A **DOI:**10.11977/j.issn.1004-2474.2020.05.003

Design and Simulation of Digital-control Selectable Microstrip Filter Bank

CAO Liangzu, FU Xianmin, CAI Bingbing, LI Zijing

(School of Mechanical and Electrical Engineering, Jingdezhen Ceramic Institute, Jingdezhen 333403, China)

Abstract: A digital-control selectable microstrip filter bank with a wide frequency range has been designed, and the single gating of the filter bank is realized by using the microwave switch. The harmonic characteristic of a resonator loaded with a capacitor is analyzed. Each bandpass filter is designed as a comb line structure and its structural parameters are optimized by using an advanced design system (ADS). The proposed digital-control filter bank is composed of two microwave switches chips with decoders and four microstrip filters. The simulation results show that the on-off state of each filter is controlled by three-bit binary codes which can realize the gating of each filter with a frequency range from 500 MHz to 2 000 MHz.

Key words: switchable filter bank; bandpass filters; harmonic characteristic; comb line structure; switch chips; ADS simulation software

0 引言

随着通信技术的飞速发展,滤波器的应用越来越广泛。常用电调滤波器的调频范围有限,数控可选通微带滤波器可设计更宽的调频范围,更方便的调频方式。张宇平等^[1]研究了五路开关滤波器组,每个开关由1只梁式PIN二极管和3个并联的PIN二极管管芯组成,单个开关的插入损耗达1.5 dB。谭笑等^[2]分析了两波段开关滤波器的功率容量、散热和高低波段间的隔离度问题,每个开关由2只串联的PIN管构成的。侯芳等^[3]研制了小型化微机电系统(MEMS)开关滤波器,由4个MEMS滤波器和2个PIN单刀四掷开关构成,开关滤波器的插入损耗最大约为4.7 dB。王玲等^[4]研制了8路开关窄带滤波器,每个开关由1个串联PIN管和1

个并联PIN管组成的Γ型结构,但开关滤波器的插入损耗高达18~25 dB。杨晓东等^[5]设计并制作了基于低温共烧陶瓷(LTCC)工艺技术的8通道选频开关滤波器组,采用单刀八掷的开关芯片来选通2 700~3 050 MHz频段的8个滤波器。曹良足等^[6]研制了L波段选频器,通过2位晶体管-晶体管逻辑(TTL)信号选通4路介质滤波器,开关控制由PIN管和译码器构成,但滤波器间的隔离度较低。S. Bendikt等^[7]采用MEMS开关改变微带谐振器的电长度的方法,设计了一种可选频(537~728 MHz)滤波器,插入损耗为2.5~5.5 dB。H. Inoue等^[8]采用MEMS开关调节谐振器电长度的方法,设计选频范围为1.4~2.7 GHz,插入损耗小于3 dB的可选通滤波器。上述开关滤波器组所

收稿日期:2020-06-25

基金项目:国家自然科学基金资助项目(61661023);大学生创新创业训练计划基金资助项目(国家级)

作者简介:曹良足(1966-),男,江西都昌人,教授,博士,主要从事微波介质材料与器件的研究。

用的开关有 PIN 管、开关芯片和 MEMS 开关 3 种。由 PIN 管设计的多路开关滤波器,其偏置电路较复杂,滤波器间的隔离度较低;MEMS 开关构成开关滤波器的插入损耗较低,但 MEMS 开关的驱动电压较高,开关芯片是设计开关滤波器的理想开关。由此可看出,选频范围都较窄,上、下限频率之比未超过 2。本文设计的可选通滤波器组的频率范围为 500~2 000 MHz,上、下限频率之比高达 4。为了使设计简单,采用两片开关集成芯片作为单刀四掷开关,选择梳状线结构设计 4 个滤波器。

1 微带线滤波器的设计

1.1 谐振器的谐波特性

本文需设计 4 个不同中心频率(0.5 GHz、1.0 GHz、1.5 GHz 和 2.0 GHz)的带通滤波器,相对带宽为 20%,级数为 2,插入损耗小于 1 dB。由于 4 个滤波器的中心频率间存在倍数关系,因此,设计时必须考虑滤波器的谐波频率。

对于 $\lambda/2$ (λ 为波长)谐振器,其谐波频率为基波频率(f_0)的整数倍,即 $2f_0, 3f_0, \dots$;对于 $\lambda/4$ 谐振器,其谐波频率为 f_0 的奇数倍,即 $3f_0, 5f_0, \dots$ 。由此可知,0.5 GHz 和 1.0 GHz 滤波器不能用 $\lambda/2$ 的谐振器来实现,因为其谐波频率为另外 2 个滤波器的中心频率。因此,选择 $\lambda/4$ 的微带线来实现这 4 个滤波器,但 0.5 GHz 滤波器的第一个谐波频率为 1.5 GHz。本文选择终端加载电容的办法使滤波器的谐波频率远离其他滤波器的中心频率,同时也使滤波器小型化,等效原理图如图 1 所示。图中, Z_0 、 θ 和 C_L 分别为谐振器的特性阻抗、电长度及加载电容。

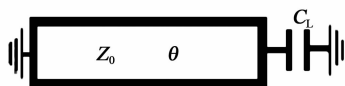


图1 加载电容的微带谐振器
加载电容谐振器的谐振条件为

$$\frac{1}{Z_0} \cot \theta = 2\pi f_0 \cdot C_L \quad (1)$$

取 $Z_0 = 70 \Omega$, $f_0 = 0.5 \text{ GHz}$, 由式(1)可知, C_L 随 θ 变化,谐波频率(f_s)也随 θ 而变。图 2 为仿真波形。图中 S_{21} 为插入损耗。由图可看出, θ 越小, f_s 越高, 当 $\theta = 45^\circ$ 时, $f_s = 2.14 \text{ GHz}$, 靠近第 4 个

滤波器的通带(1.8~2.2 GHz)。因此,要想谐波频率远离其他滤波器的中心频率,则需 0.5 GHz 滤波器的电长度 $\theta < 45^\circ$ 。

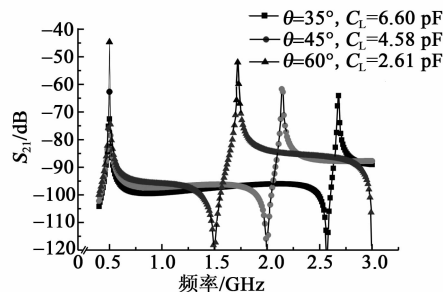


图2 谐波频率随电长度变化

1.2 梳状微带线带通滤波器设计

选取 0.5 dB 的切比雪夫低通原型进行两级带通滤波器的设计,低通原型归一化元件参数^[9]为 $g_0 = 1.0000$, $g_1 = 1.4029$, $g_2 = 0.7071$ 和 $g_3 = 1.9841$, 滤波器的耦合系数 k_{12} 和外部品质因数 Q_e 值^[9]分别为

$$k_{12} = \frac{BW}{f_0 \sqrt{g_1 g_2}} \quad (2)$$

$$Q_e = \frac{f_0}{BW} g_0 g_1 \quad (3)$$

式中 BW 为带通滤波器的通带带宽。

以中心频率 $f_0 = 0.5 \text{ GHz}$ 的微带线滤波器的设计为例。由式(2)、(3)可得 $k_{12} = 0.2$, $Q_e = 7.01$ 。设置介质基板厚为 0.787 mm, 相对介电常数为 2.65, 相对磁导率为 1.0。

图 3 为两级梳状线带通滤波器的等效原理图。图中, C_1 和 C_2 为加载电容, 容量用 C_v 表示, $CLin1$ 和 $CLin2$ 为耦合微带线, 其总长度为 l_0 , 间距为 s_{12} , $Tee1$ 与 $TL1$, $Tee2$ 与 $TL2$ 构成抽头式输入/输出结构, 其位置用 t 表示, 即耦合线 $CLin1$ 的长度, f_{c3} 为按 3 dB 带宽来计算滤波器的中心频率。采用 ADS 软件进行仿真^[10], 将上述变量加入 VAR 中, 并用 ADS 自带的调谐和优化功能调节和优化各个变量, 以得到最优的频响曲线, 如图 4(a) 所示。由图可知, 滤波器的中心频率 $f_0 = 0.5 \text{ GHz}$, 3 dB 带宽 $BW_{3dB} = 109.7 \text{ MHz}$, 滤波器在 2 GHz (光标 m_1) 附近的衰减大于 20 dB, 达到了设计要求。按这个方法可得到其他 3 个滤波器的最优参数值, 滤波器的波形如图 4(b)~(d) 所示。图中, $S_{1,1}$ 为反射

系数的幅值, $S_{2,1}$ 为传输系数的幅值。由图可知, 各滤波器的性能达到了设计要求。

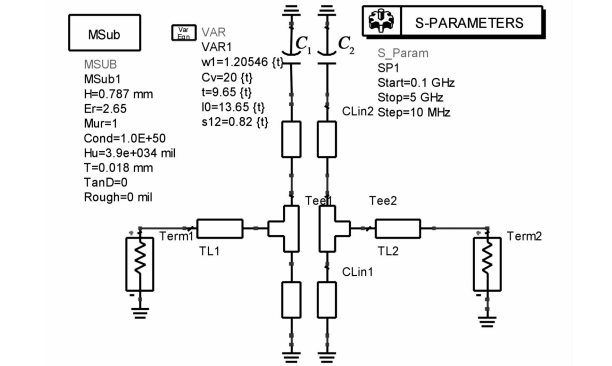


图 3 两级梳状线带通滤波器的原理图

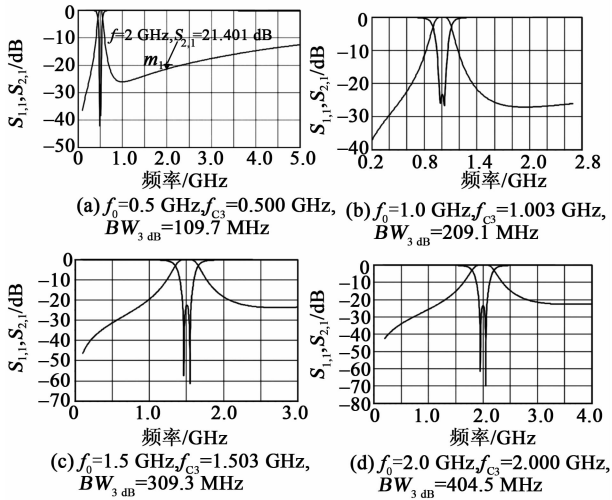


图 4 滤波器的频率响应曲线

2 数控滤波器组设计

2.1 微波开关的选择

本文选用 ADI 公司生产的开关芯片, 其中 HMC244AG16 是单刀四掷开关芯片 (SP4T), 但该产品价格高 (1 376 元/片), 而单刀六掷开关芯片 (SP6T) HMC252AQS24E 的价格较适宜 (126 元/片), 该微波开关插入损耗较低 (小于 0.9 dB (DC~2.0 GHz)), 隔离度高 (大于 35 dB (DC~2.0 GHz)), 非反射设计, 集成式 3:6 TTL 解码器, 单正电源, $V_{dd}=+5\text{ V}$ 或 $+3.3\text{ V}$ 。

本文应选用四通道的微波开关, 但考虑做实物的成本问题, 且四通道和六通道各项参数都相同, 因此选取价格适中的六通道开关芯片 HMC252AQS24E, 其真值表如表 1 所示。

表 1 HMC252AQS24E 真值表

控制输入端				信号通路状态	控制输出端				信号通路状态
A	B	C		通路	A	B	C		通路
0	0	0		RF1	1	0	1		RF6
1	0	0		RF2	0	0	1		RF5
0	1	0		RF3	1	1	0		RF4
1	1	0		RF4	0	1	0		RF3
0	0	1		RF5					
1	0	1		RF6					
0	1	1		全关					
1	1	1		全关					

选择 2 个 HMC252AQS24E 微波开关控制滤波器组的输入、输出端口, 实现滤波器组各通道的选通, 考虑到线路板上布线不能交叉, 两开关芯片的位置反向排列, 这样导致同一滤波器的输入、输出端与两芯片的连接端不同, 按照该芯片的引脚分布图^[11] 布线, 输入端芯片的 RF1、RF2、RF3、RF4 分别与输出端芯片的 RF6、RF5、RF4、RF3 相对应 (见表 1)。

由表 1 可知, 输入、输出开关的 A、C 两个控制端口的电平互反。因此, 只需以输入开关为标准, 在输出开关的 A、C 两个端口分别加上一个逻辑非门。

2.2 开关的等效电路

由于 ADS 元件库中没有 HMC252 模型, 本文根据 HMC252AQS24E 的插入损耗和隔离度, 将每路开关等效为集总元件, 导通时等效为电阻 (R), 关断时等效为电容 (C)。图 5 为开关的特性曲线。图 5(a) 是开关导通时, 插入损耗与等效电阻的关系曲线, 图 5(b) 是开关关断时, 隔离度与等效电容的关系曲线。由图可知, 导通时, 取 $R=10\ \Omega$, 插入损耗小于 0.9 dB; 关断时, 取 $C=0.01\text{ pF}$, 隔离度大于 35 dB (DC~2.0 GHz)。

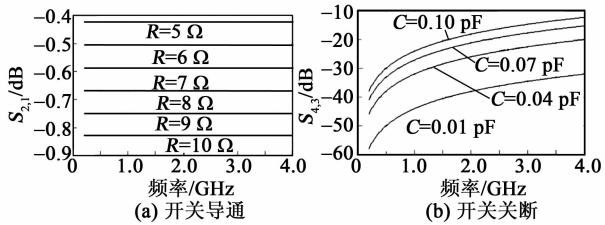


图 5 开关的特性

2.3 仿真和结果分析

将开关的等效电路和 4 个滤波器连在一起组成开关滤波器组, 并用 ADS 进行仿真, 仿真电路图如图 6 所示。图中, 4 个两端口元件是基于 4 个滤波器的 S 参数文件 (* . s2p), 这样可使原理图清晰, 输入、输出端口的电阻和电容是开关 ($K_1 \sim K_4$) 的等效电路, 开关导通时, 等效为电阻; 开关关断时, 等效为电容。图中 K_1 导通, $K_2 \sim K_4$ 关闭, 即中心频

率为 0.5 GHz 时处于选通状态。

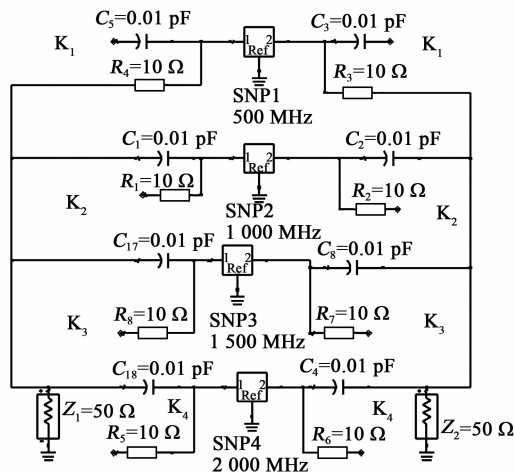


图6 可选通微带线滤波器的仿真电路图

当开关 K_1 导通, 开关 $K_2 \sim K_4$ 均断开时, 对应开关芯片的数字信号 $ABC = 000$, 中心频率为 0.5 GHz 的带通滤波器导通。当开关 K_2 导通, 开关 K_1 、 K_3 和 K_4 断开时, 对应开关芯片的数字信号 $ABC = 100$, $f_0 = 1.0$ GHz 的带通滤波器导通。当开关 K_3 导通, 开关 K_1 、 K_2 和 K_4 断开时, 对应开关芯片的数字信号 $ABC = 010$, 中心频率为 1.5 GHz 的带通滤波器导通。当开关 K_4 导通, 开关 $K_1 \sim K_3$ 均断开时, 对应开关芯片的数字信号 $ABC = 110$, 中心频率为 2.0 GHz 的带通滤波器导通。

图7为开关滤波器的仿真波形。第1路滤波器的中心频率为 498.9 MHz, 3 dB 带宽为 104.4 MHz, 插入损耗为 1.84 dB。第2路滤波器的中心频率为

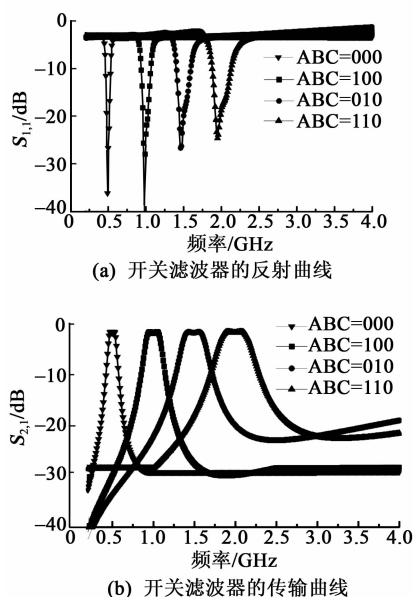


图7 数控可选通带通滤波器仿真波形

998.5 MHz, 3 dB 带宽为 198.2 MHz, 插入损耗为 1.83 dB。第3路滤波器的中心频率为 1.492 GHz, 3 dB 带宽为 294.8 MHz, 插入损耗为 1.78 dB。第4路滤波器的中心频率为 1.991 GHz, 3 dB 带宽为 393 MHz, 插入损耗为 1.77 dB。

由图7可看出, 通过数字信号控制开关的导通, 可选通滤波器组的某一个滤波器, 与单个滤波器相比, 开关滤波器的 3 dB 带宽减小, 插入损耗增大大约 1.7 dB, 滤波器插入损耗增大由滤波器两边的开关引起。由图7还可看出, 0.5 GHz 滤波器在 1~4 GHz 内未出现谐波, 满足本文设计要求。

图8为采用 Altium Designer 画出电路板图。电路板尺寸为 65.9 mm × 58.2 mm, 背面敷铜接地。

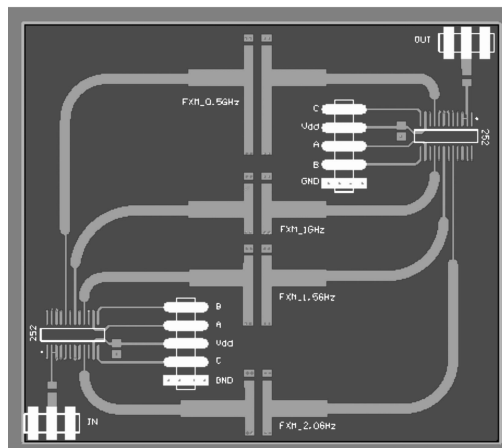


图8 PCB板图

用电烙铁将开关芯片、集总元件、逻辑非门芯片和 SMA 接头焊接在电路板上, 采用矢量网络分析仪 E5071 进行测试。实物照片如图9所示。

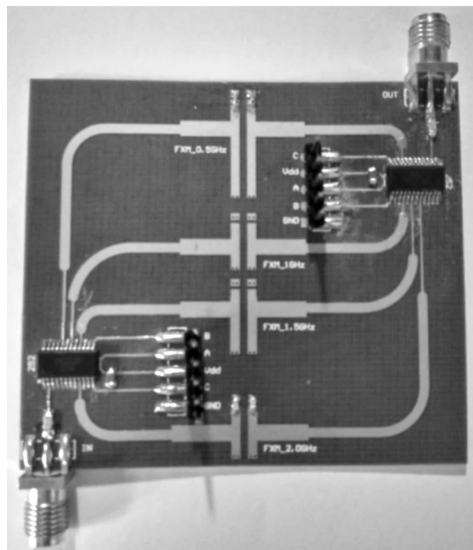


图9 实物照片

测量结果表明,测量的数据与理论上的相差很大,经过检测发现,带电焊接产生静电和高温,从而导致 HMC252 芯片被击穿。经过咨询得知应使用载流焊工艺焊接开关芯片。由于本单位无载流焊设备,所以未得到满意的实测数据。

3 结论

数控可选通滤波器组由 2 片开关芯片和 4 个梳状线滤波器构成。

1) 电容加载的 $\lambda/4$ 谐振器不仅使滤波器小型化,且使谐波频率大于 8 倍基波频率,从而实现宽频带滤波器组的各路滤波器选通。

2) 根据开关芯片的特性可通过 ADS 仿真得到开关的等效电路。

3) 梳状线滤波器的输入、输出端加上开关芯片后,各个滤波器除通带插入损耗增大约 1.7 dB 外,其他性能参数基本保持不变。

4) 滤波器的装配过程中应避免带电焊装半导体集成开关芯片,否则导致芯片击穿。

参考文献:

- [1] 张宇平,高翠琢. 开关滤波器组的研制[J]. 半导体技术,2009,34(6):598-601.
- [2] 谭笑,宋波,陈江. RF 宽带功放中开关滤波器组件的设计[J]. 军事通信技术,2007,28(4):108-111.
- [3] 侯芳,王文岩,刘梓枫,等. 片上集成三通道 MEMS 开

关滤波技术[C]//成都:2018 年全国微波毫米波会议论文集(下册),2018:876-879.

- [4] 王玲,周朝华. 开关—滤波器组件[C]//成都:2001 年全国微波毫米波会议论文集,2011.
- [5] 杨晓东,邢孟江,代传相,等. 一种 S 波段单片集成化开关滤波器组[J]. 固体电子学研究进展,2017,37(4):251-256.
- [6] 曹良足,林程,周光海,等. L 波段选频器的设计与制作[J]. 压电与声光,2008,30(5):558-560.
CAO Liangzu, LIN Cheng, ZHOU Guanghai, et al. Design and manufacture of frequency selector in L band[J]. Piezoelectrics & Acoustooptics, 2008, 30(5):558-560.
- [7] BENEDIKT S, VOLKER Z. RF-MEMS tunable evanescent mode cavity filter in LTCC technology at Ku-band[C]//Manchester, UK:2011 European Microwave Integrated Circuits Conference, 2011:514-517.
- [8] INOUE H, MI X, FUJIWARA T, et al. Novel tunable filter enabling both center frequency and bandwidth tunability[J]. Microwave Conference, 2013, 8273(1):269-272.
- [9] 甘本拔,吴万春. 现代微波滤波器的结构与设[M]. 北京:科学出版社,1973.
- [10] 陈艳华,李朝晖,夏玮. ADS 应用详解——射频电路设计与仿真[M]. 北京:人民邮电出版社,2008.
- [11] <http://file.elecfans.com/web1/M00/00/50/o4YBAFnMWsqAXpEGAAWjXX014U4968.pdf>.

(上接第 592 页)

- [8] 闫珺,王淑红,赵荣理,等. 一种基于软件锁相环的电网频率动态检测方法[J]. 电测与仪表,2015,52(24):56-59.
YAN Jun, WANG Shuhong, ZHAO Rongli, et al. Method of frequency dynamic detection based on software phase-locked loop[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2015, 52(24):56-59.
- [9] 张亦居,陈智军,阮鹏,等. 延迟线型声表面波传感器测试电路设计[C]//甘肃 敦煌:2013 中国西部声学学术交流会,2013:223-227.
- [10] 赵博. 基于 SAW 原理的传感器技术研究[D]. 哈尔滨:哈尔滨工业大学,2006.
- [11] 宋明太. Love 波免疫传感器的灵敏度分析[D]. 南京:南京大学,2012.
- [12] 徐波. 延迟线型 SAW 传感器的相位提取算法研究[D]. 重庆:重庆大学,2014.
- [13] 亢凯,阎渊海,胡泽民,等. 基于 DDS 技术的杂散抑制和正弦信号源的实现[J]. 电子技术应用,2017,43(12):9-12.
KANG Kai, YAN Yuanhai, HU Zemin, et al. Spuri-

ous suppression and realization of sine signal source based on DDS technology[J]. Application of Electronic Technology, 2017, 43(12):9-12.

- [14] 黄家成,董庆洋,黄国庆. 基于 AD9959 的无线电罗盘天线信号产生器设计[J]. 测控技术,2016,35(9):138-141.
HUANG Jiacheng, DONG Qingyang, HUANG Guoqing. Design of signal generator for radio compass antenna based on AD9959[J]. Measurement & Control Technology, 2016, 35(9):138-141.
- [15] 沈毅鸿,张元良. 基于 AD8302 的阻抗谱自动测量系统设计[J]. 中国测试,2018,44(9):90-95.
SHEN Yihong, ZHANG Yuanliang. Design of an automatic impedance spectrum measuring system based on AD8302[J]. China Measurement & Test, 2018, 44(9):90-95.
- [16] 乐林株,汪敏,董亮. 基于 AD8302 的甚高频天线阵电缆相位差检测[J]. 现代电子技术,2017,40(9):104-107.
YUE Linzhu, WANG Min, DONG Liang. AD8302-based cable phase difference detection of VHF antenna array[J]. Modern Electronics Technique, 2017, 40(9):104-107.

基于 PVDF 压电薄膜阵列的多频声源设计

胡明¹, 孔德义², 谢东岳¹, 唐晓宁³, 徐贺²

(1. 合肥工业大学 电子科学与应用物理学院, 安徽 合肥 230601;

2. 中国科学院 合肥物质科学研究院, 传感技术联合国家重点实验室, 安徽省仿生感知与先进机器人技术重点实验室, 安徽 合肥 230031;

3. 武汉纺织大学 纺织科学与工程学院, 纺织新材料与先进加工技术国家重点实验室培育基地, 湖北 武汉 430200)

摘要:设计一种由聚偏氟乙烯(PVDF)薄膜和树脂基座构成的多频声源装置, PVDF 压电薄膜由幅值 0~2 000 V、频率 100~2 000 Hz 内可调四路激励电路驱动。通过调节激励 PVDF 薄膜的信号频率和幅值, 达到对声源频谱的控制。频谱分析仪的测量结果表明, 根据输入信号可动态调节声源频谱, 产生具有多频峰值的混合模拟噪声。随着激励电压的升高, 噪声源声压级明显增加。该多频声源装置可以应用于吸声材料性能检测等研究中。

关键词:压电薄膜; 模拟声源; 驱动电路; 交变激励; 幅频特性

中图分类号: TN912; TP212 **文献标志码:** A **DOI:** 10.11977/j.issn.1004-2474.2020.05.004

Design of Multi-frequency Acoustic Source with Piezoelectric PVDF Film Array

HU Ming¹, KONG Deyi², XIE Dongyue¹, TANG Xiaoning³, XU He²

(1. School of Electronic Science & Applied Physics, Hefei University of Technology, Hefei 230601, China; 2. Hefei Institutes of Physical

Science of CAS, State Key Laboratory of Transducer Technology, Key Laboratory of Biomimetic Sensing and Advanced Robot

Technology of Anhui Province, Hefei 230031, China; 3. State Key Laboratory Cultivation Base for New Textile Materials and

Advanced Processing Technology, School of Textile Science and Engineering, Wuhan Textile University, Wuhan 430200, China)

Abstract: A multi-frequency acoustic source device composed of PVDF and resin matrix is designed in this work. The PVDF piezoelectric thin film is driven by a four-line excitation circuit with the adjustable amplitude ranged from 0 to 2 000 V, and the frequency ranged from 100 Hz to 2 000 Hz. By adjusting the frequency and amplitude of the signal that excites the PVDF film, the frequency spectrum of the sound source can be controlled. The measurement results of spectrum analyzer show that the spectrum of sound source can be adjusted dynamically according to the input signal and the mixed analog noise with multi-frequency peaks can be generated. With the increase of excitation voltage, the sound pressure level of noise source increases obviously. The multi-frequency acoustic source device is promising to be applied to the measurement of the property detection of sound-absorbing materials.

Key words: piezoelectric film; simulated acoustic source; drive circuit; alternating excitation; amplitude frequency characteristic

0 引言

吸声系数是衡量吸声材料性能高低的一项重要指标,传统的检测方式通常是在单一频率噪声的条件下对吸声材料进行测量,常见的测量方法有驻波管法^[1]、传递函数法^[2]及混响室法^[3],但实际环境噪声频率复杂,实验测试吸声材料的吸声性能与实际应用中吸声效果存在差异^[4],而设计

一种能模拟实际应用噪声环境的多频声源信号,可进一步提高吸声材料的吸声系数精确度,对吸声材料的检测具有重要意义。1997年,ISO3382标准表明,全向声源是室内测量的一种理想声源,而十二面体扬声器最受大众接受。Timothy W. Leishman等^[5]实验结果表明,十二面体扬声器在测试频带上具有很好的辐射均匀性,但十二面体

收稿日期:2020-03-26

基金项目:国家自然科学基金资助项目(11774355)

作者简介:胡明(1995-),男,安徽芜湖人,硕士生,主要从事电路设计与主动降噪控制等的研究。通信作者:孔德义(1966-),男,安徽合肥人,研究员,主要从事 MEMS 技术及减振降噪的研究。

扬声器成本高, 体积大, 运输难, 因此常采用其他声源代替, 如 Nikolaos M. Papadakis 等^[6]通过 12 个定向扬声器模拟十二面体扬声器的声场, 证明了该方法的有效性。文献[7-9]将便携、低成本的气球、木板等作为一种脉冲源, 但可操作性差, 脉冲源频率无法控制。本文提出一种聚偏氟乙烯(PVDF)薄膜和树脂基座的复合结构, 通过外部激励电路驱动, 产生噪声频率、声压级可调控的多频声源信号, 为吸声降噪等实验过程中检测吸声降噪性能提供便利。

PVDF 薄膜具有材质柔韧, 化学性质稳定, 机电耦合效应明显等特点, 常作为致动器和传感器应用于降噪、减振领域。本文将 PVDF 薄膜作为多频声源结构中的声信号产生元件, 代替传统声源结构中的扬声器, 通过电压驱动压电薄膜产生可控声源信号。该结构中, PVDF 压电薄膜阵列由多路输出信号电路控制, 选用单片机程控 AD 模块实现四路输出, 通过 LCD 和按键矩阵实现人机交互界面, 经升压模块实现波形信号放大, 得到幅值(峰-峰值)高达 2 000 V 的正弦信号激励压电薄膜阵列, 改变激励电压频率、幅值, 可得到指定频率、声压级的多频声源。

1 声源结构与驱动电路

1.1 声源结构

声源装置由 PVDF 薄膜、树脂基座组成, 如图 1 所示。图中, 1#、2#、3#、4# 表示不同编号的 PVDF 薄膜。基座左、右设置两块挡板, 中间每隔 2 cm 设置一个半圆状凹槽, 用来放置 PVDF 薄膜, 共 4 个压电薄膜组成阵列。表 1 为 PVDF 的材料参数。表中, d_{33} 为压电应变常数, g_{33} 为压电电压常数, ϵ/ϵ_0 为相对介电常数, k_{33} 为机电耦合系数。PVDF 薄膜结构参数如表 2 所示。表中, t 为 PVDF 薄膜厚度。

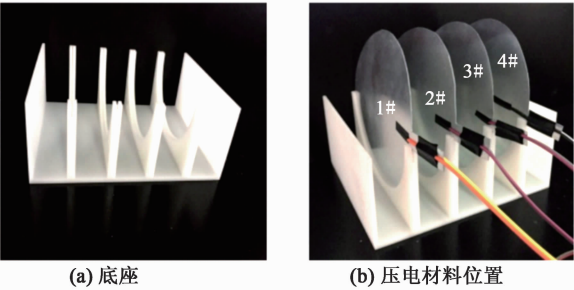


图 1 压电阵列底座

表 1 PVDF 材料参数

$d_{33}/(\text{pC} \cdot \text{N}^{-1})$	$g_{33}/(\text{V} \cdot \text{m} \cdot \text{N}^{-1})$	$\frac{\epsilon}{\epsilon_0} (1 \text{ kHz})$	$k_{33}/\%$
21	0.2	9.5 ± 1.0	10~14

表 2 PVDF 薄膜结构参数

	1#	2#	3#	4#
$t/\mu\text{m}$	200	200	500	500

多频声源实验测量在静音室中进行, 实验装置如图 2 所示, 在压电阵列装置的正上方和正前方距离阵列装置 20 cm 处分别放置传声器, 用于检测 PVDF 薄膜在外电路激励条件下产生的声源频谱变化。

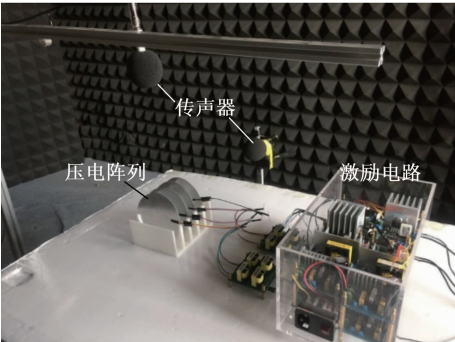


图 2 实验装置

1.2 驱动电路

本文设计的高压多路信号发生器选用 STC-12C5A60S2 芯片作为 51 单片机的主控芯片, 4 个 AD9833 模块并联输出 4 路信号, 通过按键与旋钮控制频率和幅值。同时, 相应的波形参数值显示在 LCD 屏幕上。波形发生器生成的波形峰-峰值难以达到 PVDF 薄膜的驱动电压。因此, 输出电压为峰-峰值 0~2 000 V、频率 100~2 000 Hz 的正弦信号, 将功率放大器和音频升压变压器作为驱动电路的升压模块链接到信号发生器。整体的硬件结构如图 3 所示。

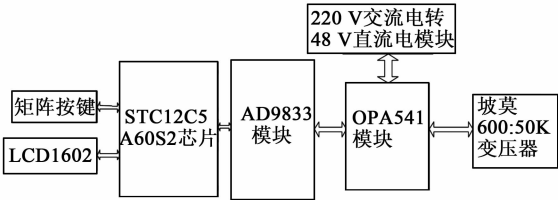


图 3 硬件电路结构框图

AD9833 芯片具有 28 位加法累加器, 即频率寄存器的位数 $N=28$, 频率控制字值为

$$M = 2^N \cdot \frac{f_{\text{out}}}{f_{\text{clk}}}$$

(1)

式中： f_{out} 为输出信号频率； f_{clk} 为时钟频率，在此 STC 控制芯片中 $f_{\text{clk}}=25\text{ MHz}$ 。

AD9833 数据端口 SDATA 采用 16 位串行读入，将 28 位控制字分成 2 个 14 位进行处理，通过单片机不同的端口控制每个 AD9833 的 FSYNC、MOSI、SCLK 端口，在 V1 端口输出波形幅值为 0~5 V。读入数据时，将控制端 FSYNC 清 0，在 SCLK 的脉冲信号下，MOSI 串行读入 28 位频率控制字后，FSYNC 置 1，完成相应的波形频率，幅值则通过设置的旋钮键，可实时调节。系统初始化时，输出固定频率、幅值的波形，实时判断是否有按键按下，通过单片机修改相应的频率值再传送回 AD9833 模块中，同时 4 个 AD 模块是由单片机的不同 P 端口控制，实现多路输出波形信号。软件设计流程如图 4 所示。

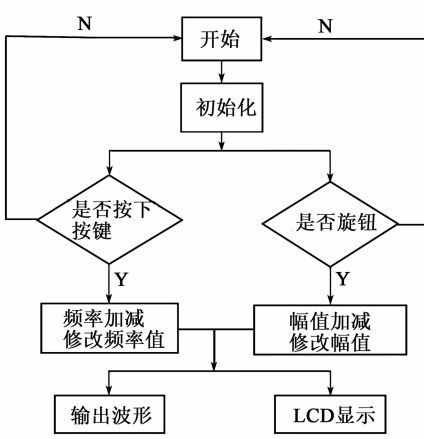


图 4 软件设计流程

2 结果与分析

为了验证 PVDF 压电阵列可产生多频声源信号，采取 4 种实验方案进行实验频谱对比，如表 3 所示。

表 3 PVDF 薄膜实验激励方案

	1#	2#	3#	4#
1	200 V,500 Hz;200 V,600 Hz	/	/	200 V,500 Hz;200 V,600 Hz
2	350 V,300 Hz;350 V,500 Hz; 350 V,700 Hz; 350 V,900 Hz	/	/	/
3	250 V,500 Hz;400 V,500 Hz	/	/	/
4	300 V,300 Hz	300 V,500 Hz	300 V,700 Hz	300 V,900 Hz

2.1 方案 1

对 1#、4# 的单个 PVDF 薄膜施加 200 V 的激励电压进行测试，观察单个 PVDF 薄膜在电压激励的条件下，PVDF 薄膜厚度对声源频率的影响。图 5 为

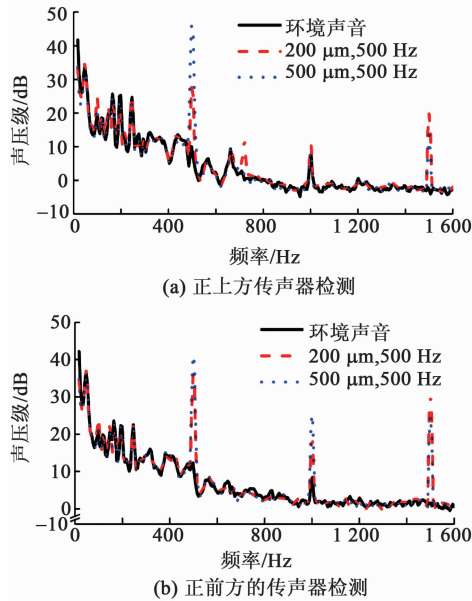


图 5 在外电场激励条件下不同厚度的 PVDF 薄膜频谱图

不同厚度 PVDF 薄膜在外电场激励条件下的频谱图。

由图 5(a)可以看出，对厚 200 μm 、500 μm 的 PVDF 薄膜施加 500 Hz 激励电压，在实验测量点 500 Hz、1 000 Hz、1 500 Hz 处，厚 200 μm 的 PVDF 薄膜的声压级分别为 27.81 dB、10.23 dB、19.95 dB，厚 500 μm 的 PVDF 薄膜的声压级分别为 46 dB、8.39 dB、13.34 dB。由图 5(b)可知，在电压频率 500 Hz 的激励条件下，在实验测量点 500 Hz、1 000 Hz、1 500 Hz 处，厚 200 μm 的 PVDF 薄膜的声压级分别为 35.94 dB、18.66 dB、30.46 dB，厚 500 μm 的 PVDF 薄膜的声压级分别为 41.06 dB、25.22 dB、24.86 dB。

对厚 200 μm 、500 μm 的 PVDF 薄膜施加激励电压。在相同激励条件下，厚 500 μm 的 PVDF 薄膜在激励频率点产生的声压级高于厚 200 μm 的 PVDF 薄膜所产生的效果，但在高频率点处，厚 200 μm 的 PVDF 薄膜激励产生的效果较优。

2.2 方案 2

对 1# 单个 PVDF 薄膜施加 350 V 激励电压，改变激励电压频率，其余 PVDF 薄膜无激励，观察

单个PVDF薄膜在不同的激励频率条件下,激励频率对声源频率的影响。图6为单个PVDF薄膜在不同频率激励条件下的频谱图。

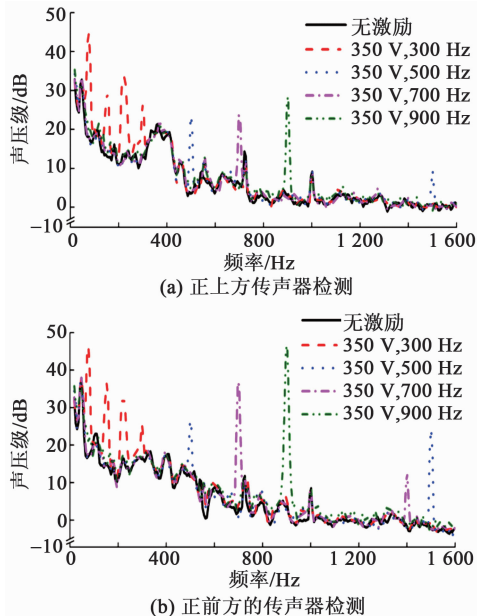


图6 单个PVDF薄膜在不同频率激励条件下的频谱图

由图6可知,对于单个PVDF薄膜施加不同的激励频率,在激励频率点产生声压级峰值,且在激励频率点的倍数频率点也会产生较小的声压级峰值。在不同的频率点施加相同的激励电压,在高频率点产生的效果更佳,声压级更高。

正上方传声器检测到在激励频率点300 Hz、500 Hz、700 Hz、900 Hz产生的声压级峰值分别为26.41 dB、23.47 dB、23.53 dB、28.37 dB,而正前方传声器检测到在激励频率点300 Hz、500 Hz、700 Hz、900 Hz产生的声压级峰值分别是25.65 dB、26.62 dB、36.48 dB、46.55 dB,相对于正上方传声器检测到的声压级,除300 Hz处略微降低,正前方传声器检测到的声压级明显较高。

2个不同方位的传声器检测到PVDF薄膜的厚度、激励频率对声源影响规律基本相同,且正前方的传声器检测到的数据效果较佳。

2.3 方案3

通过改变单个PVDF薄膜激励电压幅值,固定激励频率500 Hz不变,其余PVDF薄膜无激励,观察单个PVDF薄膜激励电压幅值对声源声压级的影响。图7为单个PVDF薄膜在不同电压激励条件下的频谱图。

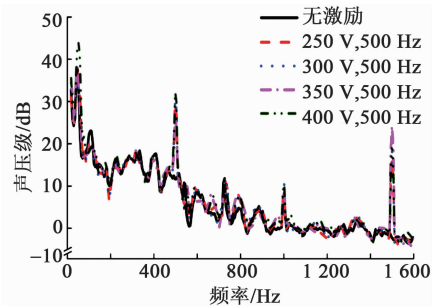


图7 单个PVDF薄膜在不同电压激励条件下的频谱图

由图7可知,当1#单个PVDF薄膜施加250 V激励电压,在500 Hz、1 000 Hz、1 500 Hz处声压级分别为29.75 dB、8.5 dB、16.66 dB,增加激励电压至400 V时,声压级分别为32.14 dB、10.4 dB、19.67 dB。而350 V激励电压在500 Hz激励频率点声压级为26.62 dB,小于250 V激励电压在500 Hz处声压级;在1 500 Hz处,声压级为24.25 dB,高于400 V激励电压在1 500 Hz处的声压级。总之,提高激励频率点的激励电压,激励频率点的声压级随着电压的升高逐渐增大,同时在高频、低频段均有不同程度的拉升声压级的效果。但当施加350 V激励电压时,在倍数频率点明显提升了声压级,在激励频率点声压级略微降低。

由单个压电薄膜激励的实验结果可看出,产生的峰声级频率有限,如900 Hz单独激励PVDF薄膜仅在激励点产生声压级峰值,而300 Hz、500 Hz和700 Hz处激励,也仅在激励点和激励频率的倍频处产生两个声压级峰值。

2.4 方案4

为实现多频声源信号,对多个型号的压电薄膜同时施加不同频率的激励电压,分析声压级的频谱特性。

图8为PVDF压电阵列在外电场激励条件下的频谱图。由图可知,当对1#PVDF薄膜施加300 Hz激励电压时,在300 Hz处从21.1 dB提升至26.51 dB,在1 500 Hz处从1.89 dB提升至7.86 dB;当同时用300 Hz和500 Hz激励电压分别激励1#、2#PVDF薄膜时,300 Hz处的峰声级升至27.49 dB,500 Hz、1 500 Hz处声压级分别升至41.7 dB、25.75 dB;当增加700 Hz激励3#PVDF薄膜时,300 Hz、500 Hz、1 500 Hz处声压级分别为25.86 dB、41.68 dB、27.09 dB,同时增加了700 Hz、1 000 Hz、1 200 Hz、1 400 Hz 4个声压级峰值,分别为45.65 dB、14.95 dB、20.2 dB、16.5 dB;当增加900 Hz激励4#PVDF薄膜时,300 Hz、500 Hz、700 Hz、1 000 Hz、1 200 Hz、1 400 Hz、1 500 Hz处

声压级分别为 26.93 dB、42.31 dB、45.43 dB、10.47 dB、18.35 dB、16.92 dB、29.36 dB,额外新增

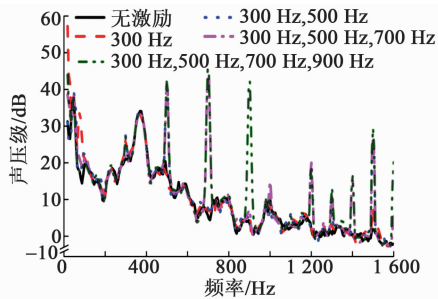


图 8 PVDF 压电阵列在外电场激励条件下的频谱图

表 4 外电场驱动不同数量 PVDF 薄膜对声源峰声级和频率的变化规律

激励产生的声源峰声级		PVDF 压电阵列激励电压频率/Hz				
对应的响应频率/Hz		无激励	300	300,500	300,500,700	300,500,700,900
声源响 应频率 处声压 级/dB	300	21.10	26.51	27.49	25.86	26.93
	500	17.07	16.94	41.70	41.68	42.31
	700	5.83	7.00	7.75	45.65	45.43
	900	4.32	6.33	5.94	7.12	42.10
	1 000	9.68	9.28	7.57	14.95	10.47
	1 200	3.70	3.72	2.77	20.20	18.35
	1 400	0.51	2.00	1.19	16.50	16.92
	1 500	1.89	7.86	25.75	27.09	29.36

3 结束语

本文提出了一种基于 PVDF 压电阵列的多频声源产生方式,并且设计了激励 PVDF 压电阵列的 4 路输出电路,将 4 个 PVDF 薄膜放置在间隔 2 cm 的半圆弧树脂基座上,通过对 PVDF 薄膜的激励电压幅值和频率的控制,产生多频声源信号。通过对该声源的频谱特性分析发现,该压电阵列能产生指定频率、声压级的单频或多频声源信号,可作为具有多频率峰值的混合声源应用于吸声材料性能检测等实验研究。

参考文献:

[1] 张振国,张秀丽,张娜,等. 传递矩阵-驻波管法研究材料隔声性能[J]. 材料导报,2010,24(5):118-121.
ZHANG Zhenguo,ZHANG Xiuli,ZHANG Na,et al. Study on acoustic transmission loss of materials with transfermatrix-impedance tube methods[J]. Materials Review,2010,24(5):118-121.

[2] 庞业珍. 基于传递函数的吸声隔声测量方法与应用研究[D]. 大连:大连理工大学,2006.

[3] SCHLOSSE R,MARTI N. Measurement of sound absorption coefficient at low frequencies in reverberation chamber[A]. In: Inter-Noise and Noise-Con congress and conference proceedings[C]//Hamburg Germany: Institute of Noise Control Engineering, 2016: 5322-

加了 900 Hz 声压级峰值 40.99 dB。

由此可见,保持激励电压不变,当增加压电材料的激励数目,且以不同的频率施加激励,压电阵列可显著增加峰声级频率,当对 4 个型号的 PVDF 薄膜分别施加 300 Hz、500 Hz、700 Hz、900 Hz 激励时,在 300~1 600 Hz 频率段可产生多达 8 个频率点的峰声级,优于单个 PVDF 薄膜激励效果,可满足吸声性能检测等实验所需的多频率峰值的模拟噪声源。表 4 为外加电场驱动不同数量的 PVDF 薄膜时,声源峰声级和频率的变化规律。

5326.

[4] DONG L,WANG Y S,GUO H,et al. Errors in the measurement of transmission loss in a standing wave tube[J]. Noise Control Engineering Journal,2017,65 (3):174-182.

[5] LEISHMAN T W,ROLLINS S,SMITH H M. An experimental evaluation of regular polyhedron loud speakers as omni directional sources of sound[J]. Journal of the Acoustical Society of America,2006,120 (3):1411-1422.

[6] PAPADAKIS N M,SERRAS A,STAVROULAKIS G E. Mimicking the sound field of a dodecahedralloud-speaker by a common direction aloud speaker for reverberation time measurements [C]//Greece: Eurnoise 2018-Conference Proceedings,2018:765-770.

[7] SZLAPA P,BORON M,ZACHARA J,et al. A comparison of handgun shots, balloon bursts, and a compressor nozzle hiss as sound sources for reverberation time assessment[J]. Archives of Acoustics,2016,41 (4):683-690.

[8] PATYNEN J,KATZ B F G,LOKKI T. Investigations on the balloon as an impulse source[J]. Journal of the Acoustical Society of America,2011,129(1):27-33.

[9] PAVLOVIC D S,MIJIC M, KURTOVIC H. A simple impulse sound source for measurements in room acoustics[J]. Applied Acoustics,2008,69:378-383.

基于悬臂梁结构的惯性冲击直线压电马达

贺提喜¹, 杨振中¹, 程子阳², 汤玉竹², 郝 赛²

(1. 华北水利水电大学 机械学院, 河南 郑州 450045; 2. 合肥工业大学 机械工程学院, 安徽 合肥 230009)

摘 要:针对大天区面积多目标光纤光谱天文望远镜(LAMOST)观测光纤扫描定位的需求,设计了一种基于悬臂梁结构的惯性冲击直线压电马达,分析了该压电马达的驱动机理。为避免共振,采用有限元仿真法获得了振动座的一阶共振频率。设计加工了马达样机,搭建了实验平台,并进行了马达性能测试与分析。结果表明,在预紧力为0.2 N,驱动信号为锯齿波偏置一半,当电压峰-峰值为60 V(600 Hz)时,马达无负载速度为1.83 mm/s,当电压峰-峰值是15 V时,马达的位移分辨率为0.8 μm ;当预紧力为0.4 N,驱动信号峰-峰值为60 V(600 Hz)时,马达最大负载为0.18 N,行程为40.5 mm。马达的性能参数符合光纤定位器扫描需求。

关键词:压电马达;悬臂梁;惯性冲击;锯齿波;有限元仿真

中图分类号:TM359.4;TH113.1 **文献标志码:**A **DOI:**10.11977/j.issn.1004-2474.2020.05.005

Inertia Impact Linear Piezoelectric Motor Based on Cantilever Structure

HE Tixi¹, YANG Zhenzhong¹, CHENG Ziyang², TANG Yuzhu², HAO Sai²

(1. School of Mechanical Engineering, North China University of Water Resources and Electric Power, Zhengzhou 450045, China;

2. School of Mechanical Engineering, Hefei University of Technology, Hefei 230009, China)

Abstract: An inertial impact linear piezoelectric motor based on cantilever beam was designed to meet the requirements of optical fiber scanning and positioning during the observation of large sky area multi-target fiber spectroscopic telescope (LAMOST). The driving mechanism of the motor was also investigated. In order to avoid resonance, the first order resonance frequency of the vibrator was obtained by finite element simulation. The prototype motor was designed and fabricated, and an experimental platform was set up to validate the working principle and evaluate the performance of the motor. The results show that when the preload was 0.2 N and the driving signal was half of the sawtooth wave offset, the voltage peak-to-peak value was 60 V(600 Hz), the no-load velocity of the prototype motor reached 1.83 mm/s. The displacement resolution of the motor was 0.8 μm when the driving voltage peak-to-peak value was 15 V. The maximum load of 0.18 N and stroke of 40.5 mm were obtained under the driving signal peak-to-peak value of 60 V(600 Hz) and the preload of 0.4 N. The performance parameters of the motor meet the requirements of LAMOST's fiber positioner scanning.

Key words: piezoelectric motor; cantilever beam; inertial impact; sawtooth wave; finite element simulation

0 引言

大天区面积移目标光纤光谱天文望远镜(LAMOST)^[1]是我国自主研发的大天区多目标天文望远镜。它需要一系列的光纤定位器将宇宙中的光线同时投射到可见光谱仪上以进行宇宙学目标的红移观测。针对LAMOST观测的需求,研发了一种基于悬臂梁结构的惯性冲击直线压电马达用于光

纤扫描定位。

压电马达是一种利用逆压电效应进行机电能量转换的一种驱动机构,因其具有微位移、低速大扭矩、响应快等优点,广泛应用于生物医疗器械、精密定位系统、电子扫描技术等领域^[2-5]。压电马达结构主要可分为惯性冲击马达^[6]、超声马达^[7]和尺蠖马达^[8]等。

惯性冲击压电马达利用惯性冲击来实现微位

收稿日期:2020-04-22

基金项目:安徽省自然科学基金面上资助项目(2008085ME154);国家重点研发计划基金资助项目(2018YFD0400801)

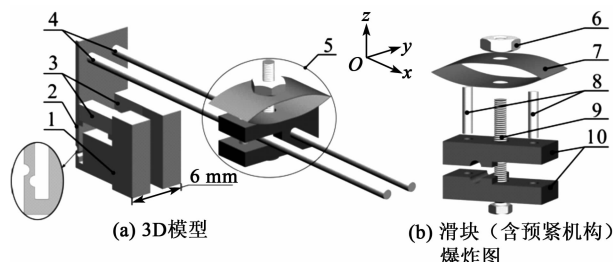
作者简介:贺提喜(1998-),男,河南人,主要从事机械设计、基于智能材料结构的驱动器、传感器和换能器的设计、分析和优化的研究。通信作者:杨振中(1957-),教授,博士生导师,主要从事清洁能源车用发动机系统设计与优化、清洁能源车用发动机燃烧及优化控制。E-mail:1187315326@qq.com。

移,也被称作“粘滑驱动器^[9]”。与其他类型的压电马达相比,惯性冲击式压电马达具有结构紧凑,分辨率高,操作简单及步距精确^[10]等优点,十分适合用作 LAMOST 光纤扫描系统的光纤定位器^[11]。

1 结构和原理

1.1 马达整体结构

图 1 为马达整体结构的 3D 图。2 个压电叠堆通过环氧树脂胶粘接于基座与悬臂梁之间,作为激励元件。2 根光轴导轨固定于悬臂梁上方圆孔中。预紧螺母、弹簧片及预紧螺栓形成一个预紧结构,可调节移动滑块与光轴导轨间的预紧力。



1. 基座; 2. 悬臂梁; 3. 压电叠堆; 4. 光轴导轨; 5. 移动滑块; 6. 预紧螺母; 7. 弹簧片; 8. 定位杆; 9. 预紧螺栓; 10. 类矩形块。

图 1 压电马达 3D 模型

为了避免基座底部直接粘接于工作平面阻碍悬臂梁的振动,在基座底部设有凸台用于连接工作平面,悬臂梁部分将悬空,且悬臂梁与基座间通过柔性铰链相连,均有利于悬臂梁 x 方向的激振。由于加工误差与安装误差的存在,光轴导轨易在 y 与 z 方向上产生偏移,会影响移动滑块运动的平稳性,因此在类矩形块 x 方向只开一个圆形限位孔,另一边采用矩形槽,与两根光轴导轨配合,以解决上述误差问题。定位杆实现两个类矩形块 z 向的配合。

马达主要部件由科品塑料模型模具厂加工制造,具体尺寸和材料如表 1 所示。

表 1 压电马达主要部件结构参数

名称	尺寸/mm	材料
基座 1 与悬臂梁 2	9×7×13	65# 锰钢
压电叠堆 2	1.65×1.65×5	NEPEC-17
光轴导轨 3	∅1×44.5	304 不锈钢
弹簧片 5	10×6×2	65# 锰钢
类矩形块	8×4×2	45# 钢

1.2 马达工作原理

图 2 为马达的工作原理图。马达主要通过悬臂梁的左、右摆动实现移动滑块在光轴导轨上的步进位移。

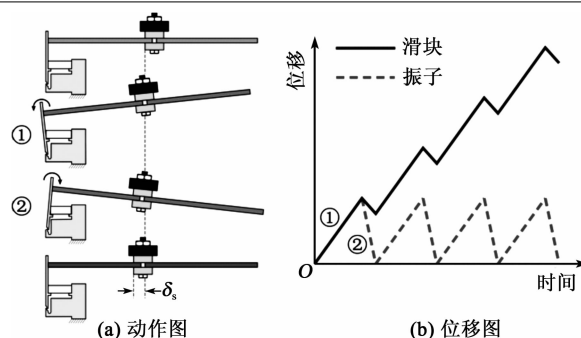


图 2 压电马达的工作过程

由图 2(a)可知,压电马达 1 个工作周期主要由移动滑块随光轴导轨摆动阶段①和移动滑块与光轴导轨产生相对位移阶段②组成。

1) 阶段①。马达的驱动信号为锯齿波信号,当驱动电压缓慢上升时,压电叠堆缓慢伸长,悬臂梁向左摆动,从而带动光轴导轨向左摆动。在此过程中,由于移动滑块与光轴导轨间的静摩擦力作用,移动滑块相对于光轴导轨静止。但由于光轴导轨向左摆动,实际上移动滑块在空间上向左移动一段距离。

2) 阶段②。当驱动电压陡然下降,压电叠堆迅速收缩,悬臂梁从左向右快速摆动带动光轴导轨向右快速摆动。在这个过程中,由于惯性作用,惯性力大于摩擦力,移动滑块将与光轴导轨产生相对滑动,移动滑块只向右后退很小距离。

经过阶段①和②,移动滑块产生一个向左的微小步距。连续重复上述两个阶段,马达实现向左的连续运动。滑块和振子的位移分别如图 2(b)所示。同理,将锯齿波驱动电压反向,马达可实现反向运动。

压电叠堆直线变化时,使悬臂梁产生以铰链为中心的微幅摆动,由于该摆动较小(约为 4×10^{-4} rad),且正、负交替出现,相对于移动滑块的 x 向宏观主导移动,做近似忽略处理。

1.3 有限元仿真

为了避免激励频率与马达的谐振频率一致引起共振,利用有限元仿真软件 COMSOL^{5.2}对马达振动座及部分进行了仿真分析,如图 3 所示。

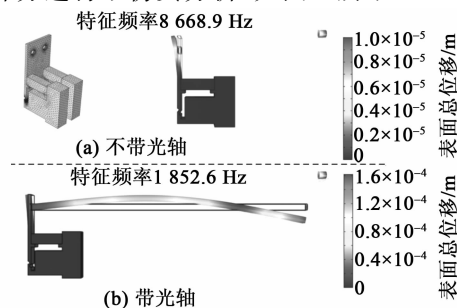


图 3 一阶弯曲振动模式仿真

根据仿真结果,实验时将避开共振频率,从低频至高频开展实验。

2 实验测试与分析

2.1 搭建实验平台

图4为压电马达的实验装置图。采用台式夹钳将压电马达固定设置于气动平台上。通过信号发生器(Rigol DG 1022)输出驱动锯齿波信号,经由电压放大器(Apex PA94)放大后施加给压电叠堆,用以激励压电马达运动。通过数字示波器(Rigol DS 5022M)实时监测驱动信号的变化。将激光位移传感器(OPTO NCDT 2300)正对马达运动方向布置,以此来测量马达的输出位移特性,相关数据保存在计算机中。

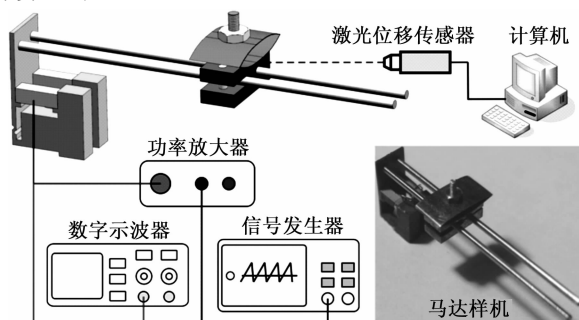


图4 压电马达实验装置图

2.2 马达步距特性

当马达样机的预紧力为0.2 N,频率为600 Hz,驱动信号为锯齿波偏置一半,电压峰-峰值分别为60 V(30 V偏置)、30 V及15 V时,通过激光位移传感器得到了马达样机的位移响应曲线,如图5所示。由图可知,在电压峰-峰值15 V时,压电马达的步距约为0.8 μm 。该马达在锯齿波信号驱动下,步距均匀,运动速度稳定。

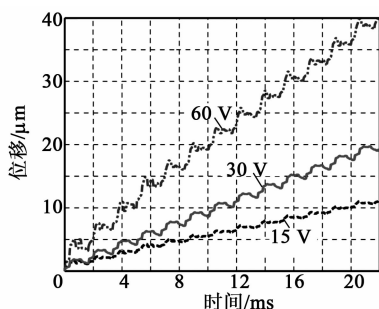


图5 位移响应曲线图

2.3 无负载特性

驱动信号为锯齿波偏置一半,驱动电压峰-峰值为60 V时,测试了在不同预紧力条件下马达运动速度与输入频率间的关系,如图6所示。由图可知,在600 Hz驱动频率下,当马达预紧力为0时,马达无

负载速度为1.713 mm/s;当马达预紧力为0.2 N时,马达无负载速度为1.83 mm/s;当马达预紧力为0.4 N时,马达无负载速度为1.375 mm/s。

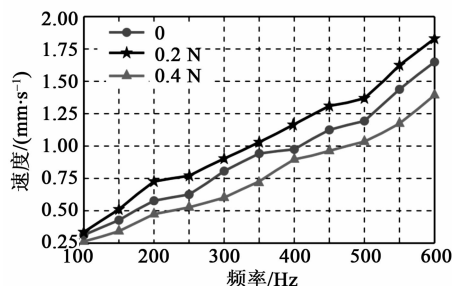


图6 工作频率与滑块速度关系图

根据实验可知,在马达驱动电压一定的条件下,马达的输出速度与预紧力及工作频率有关。预紧力与驱动电压一定时,马达样机的运动速度与工作频率呈线性关系,工作频率越高,马达运动速度越大。

图7为驱动信号频率600 Hz时马达在不同预紧力下运动速度与驱动电压间的关系。由图可看出,在预紧力与工作频率条件相同时,马达运动速度随驱动电压增大而增大,这是因为随着电压的不断增大,压电叠堆发生形变幅度增大,从而使悬臂梁的振幅变大,压电马达的步距变大,宏观速度增大。

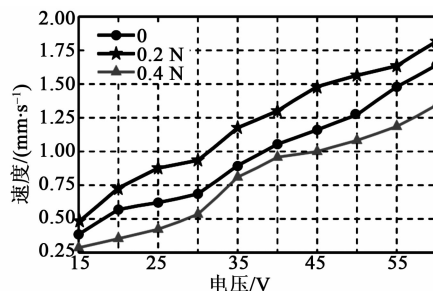


图7 驱动电压与滑块速度关系图

在工作频率为600 Hz,驱动电压峰-峰值为60 V时,马达运动速度与预紧力间的关系如图8所示。由图可看出,马达运动速度随着预紧力的增大先增大后减小,在预紧力为0.2 N时马达运动速度可达1.83 mm/s。

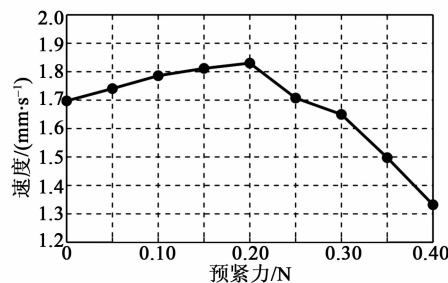


图8 预紧力与滑块速度关系图

2.4 马达负载特性

图9为样机在不同预紧力下的负载特性。由图

可看出,在驱动电压峰-峰值为 60 V,工作频率为 600 Hz 时,马达样机的运动速度随着负载的增加而不断降低,负载能力随预紧力的增大而增强。当预紧力为 0 时,马达样机的最大负载为 0.08 N;当预紧力为 0.2 N 时,马达样机的最大负载为 0.12 N;当预紧力为 0.4 N 时,马达样机的最大负载为 0.18 N。

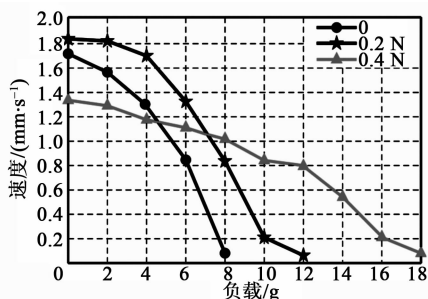


图 9 样机在不同预紧力下的负载特性

3 结束语

本文设计了一种基于悬臂梁结构的惯性冲击直线压电马达。验证了其工作原理,制造了实验样机,测试了该类马达样机的性能。

通过实验测试可知,在预紧力为 0.2 N 时,驱动信号为锯齿波偏置一半,电压峰-峰值为 60 V (600 Hz) 时,马达无负载速度为 1.83 mm/s,驱动信号峰-峰值 15 V 时,马达的位移分辨率为 0.8 μm ;当驱动信号峰-峰值为 60 V (600 Hz),预紧力为 0.4 N 时,马达最大负载为 0.18 N。马达的行程为 40.5 mm,等于光轴导轨长度(45 mm)减去悬臂梁厚度(0.5 mm)和滑块宽度(4 mm),行程很最大限度地利用了导轨自身长度。

本文基于悬臂梁的惯性冲击压电马达结构简单,易装配,位移分辨率高,运行速度均匀平稳,结构设计能使行程充分发挥,负载能力适合,基本符合 LAMOST 的光纤定位器扫描需求。通过进一步优化,马达的综合性能必将得到进一步提高,更适用于产品需求。此外,本研究对拓展压电马达的研究思路也具有重要意义。

参考文献:

- [1] 施建荣. LAMOST 望远镜[J]. 科学通报, 2016, 61(12):75-80.
SHI J R. The large sky area multi-object fiber spectroscopic telescope[J]. Chinese Science Bulletin, 2016, 61(12):75-80.
- [2] 董蜀湘,王树昕,邱海波,等. 压电超声微马达精密驱动的二维微动台[J]. 压电与声光, 1999, 21(5):1-6.
DONG S X, WANG S X, QIU H B, et al. A fine positioner with two freedoms driven by piezoelectric ultrasonic motors[J]. Piezoelectrics & Acousto-optics, 1999, 21(5):1-6.
- [3] 卢少伟,李明夏,冯志华,等. 一种机械式扫描血管内超声探头[J]. 压电与声光, 2020, 42(2):218-222.
LU S W, LI M X, FENG Z H, et al. A mechanical scanning intravascular ultrasound (IVUS) probe[J]. Piezoelectrics & Acousto-optics, 2020, 42(2):218-222.
- [4] PARK S H, AGRAZ J, TUNCDEMIR S, et al. Delta-shaped piezoelectric ultrasonic motor for two-dimensional positioning[J]. Jpn J Appl Phys, 2008, 47(1):313-318.
- [5] 李晓牛,周盛强,姚志远,等. 超声电机在磁悬浮飞轮锁紧装置中的应用[J]. 振动·测试与诊断, 2013(4):555-559.
LI X N, ZHOU S Q, YAO Z Y, et al. Application of ultrasonic motor in magnetic levitation fly wheel locking device[J]. Journal of Vibration, Measurement & Diagnosis, 2013(4):555-559.
- [6] PAN Q S, HE L G, PAN C L, et al. Resonant-type inertia linear motor based on the harmonic vibration synthesis of piezoelectric bending actuator[J]. Sensors and Actuators A-Physical, 2014(209):169-174.
- [7] 王楠,陈超,陈金燕. 一种圆筒型转子的中空型超声电机的研制[J]. 压电与声光, 2019, 41(2):203-206.
WANG N, CHEN C, CHEN J Y. Development of a hollow ultrasonic motor with cylindrical rotor[J]. Piezoelectrics & Acousto-optics, 2019, 41(2):203-206.
- [8] HUA S, LIU G, WANG X, et al. A piezoelectric inchworm actuator with bidirectional thrust force[J]. Sensors & Transducers, 2014, 171(5):169-175.
- [9] 钟博文,王振华,陈立国,等. 基于粘滑驱动跨尺度精密定位技术的研究现状[J]. 压电与声光, 2011, 33(3):479-485.
ZHONG B W, WANG Z H, CHEN L G, et al. Current development of trans-scale precision positioning technology based on the stick-slip effect[J]. Piezoelectrics & Acousto-optics, 2011, 33(3):479-485.
- [10] HE L G, CHU Y H, HAO S, et al. Inertial piezoelectric linear motor driven by a single-phase harmonic wave with automatic clamping mechanism[J]. Review of Scientific Instruments, 2018, 89(5):055008.
- [11] 邢晓正,胡红专,褚家如. LAMOST 光纤定位技术[J]. 中国科学技术大学学报, 2007, 37(6):596-600.
XING X Z, HU H Z, CHU J R. Optical fiber positioning technology for LAMOST[J]. Journal of University of Science and Technology of China, 2007, 37(6):596-600.

热冲击对石英晶体谐振器稳定性的影响研究

尹小三,徐俊俊

(台晶(宁波)电子有限公司,浙江 宁波 315800)

摘要:分析并研究了瞬时热冲击之一的回流焊对石英晶体谐振器频率稳定性的影响,综合已有研究经验和回流焊后频率的可恢复性,推断薄膜应力是回流焊后频率稳定性的主要影响因子。通过试验发现,薄膜溅射功率降至 200 W 或薄膜热退火温度升至 350 °C 可有效改善回流焊后谐振器的频率稳定性,回流焊后频率变化量降低 $(4\sim 5)\times 10^{-6}$ 。采用显微拉曼光谱仪对回流焊前、后的石英晶片进行分析发现,其在回流焊后的拉曼特征峰明显往高频移动,推断是由于薄膜热膨胀引起的张应力增大而致石英晶片内压应力增加约 8 MPa;随冷却时间延长,薄膜收缩而致石英晶片内压应力减小,频率逐渐恢复。结果表明,薄膜应力变化是回流焊对谐振器频率稳定性的影响机理。

关键词:石英晶体谐振器;热冲击;回流焊;频率稳定性;薄膜应力;影响机理

中图分类号:TN752;O321 **文献标志码:**A **DOI:**10.11977/j.issn.1004-2474.2020.05.006

The Study on the Influence of Thermal Shock for Stability of Quartz Crystal Resonators

YIN Xiaosan, XU Junjun

(TXC(Ningbo) Corporation, Ningbo 315800, China)

Abstract: The influence of reflow soldering, one of the instantaneous thermal shocks, on the frequency stability of quartz crystal resonators is analyzed and studied. Based on the existing research experience and the frequency recoverability after reflow soldering, it is deduced that the film stress is the main influence factor of frequency stability after reflow soldering. Through experiments, it is found that the frequency stability of resonators after reflow soldering can be effectively improved when the sputtering power of the thin film is reduced to 200 W or the annealing temperature of the thin film is increased to 350 °C, and the frequency deviation after reflow soldering decreases by about $(4\sim 5)\times 10^{-6}$. The micro Raman spectrometer is used to analyze quartz wafers before and after reflow soldering, and it is found that the Raman characteristic peak of quartz wafers shift obviously toward the high frequency after reflow soldering. It is inferred that the compressive stress of the quartz wafers increase by about 8 MPa because of the increase of the tensile stress of thin film caused by its thermal expansion. With the increase of the cooling time, the thin films shrink and the pressure stress of quartz wafers decreases and the frequency gradually recovers. The results show that the change of film stress is the mechanism of reflow soldering on the frequency stability of resonators.

Key words: quartz crystal resonator; thermal shock; reflow soldering; frequency stability; film stress; influence mechanism

0 引言

随着电子信息产业的发展,在以人工智能(AI)和物联网(IoT)为主导的智慧新时代,石英晶体谐振器(简称谐振器)作为一种用于稳定频率和选择频率不可或缺的重要电子组件之一,对其性能要求也越来越高,尤其是高精度和高稳定性。针对谐振器的稳定性已有大量研究,其中最经典的就是 John

Vig. 对谐振器 3 种典型的老化特性曲线的总结。但除长期稳定性,谐振器在瞬时热冲击下的频率稳定性也是其重要特性之一。终端组装工艺中的回流焊(行业内又称 reflow)就是一种常见的瞬时热冲击,本文主要研究回流焊对谐振器频率稳定性的影响。

1 现状

石英晶片作为谐振器最重要组成部分,根据不

收稿日期:2020-05-29

基金项目:宁波市科技创新 2025 重大专项基金资助项目(2019B10122)

作者简介:尹小三(1984-),女,江苏连云港人,工程师,硕士,主要从事石英晶体谐振器的相关材料性能及工艺的研究。

同的应用领域及工作温度需求,产生了许多不同的切割方式,如 AT、BT、D、SC、…。其中,AT 切石英晶片可适用于数兆赫兹到数百兆赫兹的频率范围,AT 切割方式应用范围广且使用数量多。但 AT 切石英晶片对应力较敏感,即应力将直接影响谐振器的频率稳定性。

谐振器作为被动电子元器件,通常需经回流焊工艺装配到终端产品的印制电路板上,才能起振并产生频率。回流焊是通过控制加热温度曲线加热焊锡膏,使谐振器焊接于印制电路板上,这一过程约 10 min,最高温可达 250 ℃。有热就有应力,受此工艺瞬时热冲击的影响,谐振器的频率可能发生变化。在射频、全球定位系统应用^[1]中,这一频率变化有可能导致谐振器校准失败,所以谐振器经回流焊后的频率稳定性也很重要。

根据长期试验结果总结,谐振器经回流焊后,其频率变化可分为 3 类,如图 1 所示。

1) 第Ⅰ类(频率稳定型)。回流焊后谐振器频率基本维持不变。

2) 第Ⅱ类(频率上飘型)。回流焊后谐振器频率升高。

3) 第Ⅲ类(频率下飘型)。回流焊后谐振器频率降低,且在长期试验研究中发现,谐振器的回流焊特性还具有明显的可恢复性,如图 2 所示。

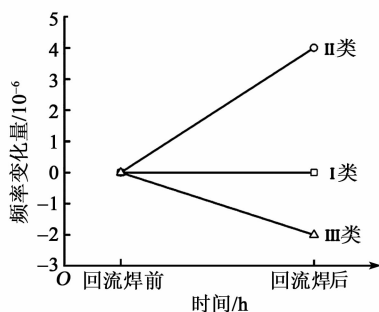


图1 回流焊后频率变化趋势

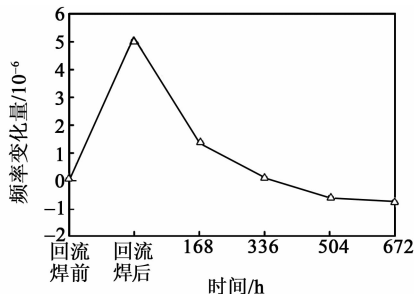


图2 回流焊后频率随室温静置时间的变化趋势

通过前人对谐振器稳定性的研究结果可知,影

响谐振器频率稳定性的主要因素是应力、气体逸出和污染。而回流焊属于瞬时热冲击,虽然作用时间仅几分钟,也必有热应力产生,但对于气体逸出和污染影响作用较小,由此推断谐振器的回流焊特性主要受应力影响。谐振器的应力主要来源于晶片、电极薄膜、安装支架及封装过程等。此外,一般谐振器都需在石英晶片镀一层金属薄膜作为电极,常用电极薄膜材料为 Au 和 Ag,使用不同材料电极的回流焊特性差异较大(见图 1);使用 Au 薄膜的谐振器在回流焊后频率变化表现属于第Ⅰ类;而相同设计的谐振器,改用 Ag 薄膜后,回流焊后频率变化表现多属于第Ⅱ类。对于原材料特性,Au 较 Ag 稳定,且 Au 较 Ag 的热膨胀系数小,即 Au 受温度影响较小。因此,可推断薄膜应力是谐振器经回流焊后频率稳定性的主要影响因素。

2 研究历程

随着外力或不均匀的温度场等作用撤去后,材料热胀冷缩,应力会减小或增加,但最终仍有部分应力残留在产品内部,且自相平衡,最终影响频率稳定性。如何控制和消除残余应力是我们一直努力的方向,这需要充分了解应力来源、产生机制及测试方法等。

薄膜应力是反映薄膜单位截面所承受的来自基体约束的作用力,且与基底应力相反。从宏观作用分,薄膜应力可分为张应力和压应力;从微观起源分,薄膜应力可分为本征应力(即内应力)和热应力。无论利用何种方法或何种性质的材料(金属、陶瓷、有机物等)制备的薄膜,其几乎都处于某种应力状态。

常用的谐振器薄膜制备方法有蒸镀法和溅射法两种。蒸镀薄膜一般处于张应力状态,而溅射薄膜中的应力一般为压应力^[2]。从应力起源开始研究薄膜应力,前人已对应力产生机制做了总结和分类,应力产生机制主要有晶格缺陷消除模型、接口失配模型、杂质效应模型和原子及离子钉扎效应模型等,这都与薄膜成核、生长及微观结构有关,而谐振器的薄膜应力是这几种机制综合作用的结果。了解薄膜应力起源后,才能找到恰当的方法消除或降低薄膜应力对产品特性的影响。消除薄膜应力最根本的方法是选用热膨胀系数相同的薄膜和基片材料,但这实现较难;此外,薄膜沉积方式的不同也会直接决定薄膜应力的差异,有研究表明,溅射离子能量比真空蒸

发时能量高 1~2 个数量级,它们以很高的能量冲击薄膜,使薄膜体积增大,在其中形成压应力,通过选择合理的溅射工艺参数可适当降低薄膜应力^[3];另外,退火工艺也是常用的处理薄膜应力的方法,其主要是通过加速原子的扩散来消除冻结的缺陷,甚至还会发生各种再结晶,从而导致晶粒增大,晶界减少,以致降低或消除薄膜应力。

以上关于薄膜应力的各种产生机制模型和消除方法都是推论,最终还需要有准确的测量方法进行确认。目前常用的应力测试方法^[4]有基底曲率法、X 线衍射(XRD)法、拉曼光谱法及纳米压痕法等。其中,光谱法测试简单,易实现高温下的原位测量,特别是激光束斑直径小(可达 $\varnothing 1\ \mu\text{m}$),对薄膜透射深度浅,在测量薄膜内微区应力及应力分布时有极大优越性。当物体内存在应力时,某些对应力敏感分子键结就会随之改变,根据拉曼峰的偏移可以判断应力类型及计算应力^[5];当受压应力作用时,分子键长通常要缩短,依据力常数与键长的关系,力常数增加,从而振动频率增加,谱带向高频方向移动;相反,当固体受张应力作用时,谱带向低频方向移动,且拉曼谱带偏移的改变与所受应力成正比^[6-7]。

3 回流焊试验研究与分析

3.1 回流焊试验

试验使用 3.2 mm×2.5 mm 金属封装谐振器,晶片为 AT 切割基本波(54 MHz),电极薄膜材料为 Ag。采用溅射法制备薄膜,每组试验各取 30 颗谐振器样品,通过 S&A 250B 网络分析仪对回流焊前后的谐振器频率进行测量,然后通过频率变化量评估其经过回流焊后的频率稳定性。

为了研究回流焊对谐振器频率变化的影响机理,并找到改善其频率稳定性的方法,综合前面的分析,试验规划从以下两个方向进行:

1) 从源头减少薄膜应力产生,通过降低溅射功率的方式实现,试验条件及结果如表 1 所示。

表 1 溅射工艺的试验条件及试验结果

溅射功率/W	回流焊前后频率变化量的平均值/ 10^{-6}
400	8.83
300	6.57
200	4.12

2) 在应力产生后,采用热退火处理方式降低薄膜应力,热退火时间为 1 h,试验条件及结果如表 2 所示。

表 2 热退火工艺的试验条件以及试验结果

热退火温度/ $^{\circ}\text{C}$	回流焊前后频率变化量的平均值/ 10^{-6}
200	9.26
250	8.39
300	5.24
350	3.78

由表 1、2 可看出,当溅射功率从 400 W 降到 200 W 时,谐振器在回流焊前后的频率变化量可降低约 4×10^{-6} ;当热退火温度从 200 $^{\circ}\text{C}$ 升到 350 $^{\circ}\text{C}$,回流焊前后的频率变化量可降低约 5×10^{-6} 。因此,降低溅射功率或升高热退火处理温度都可有效改善谐振器在回流焊后的频率稳定性。

3.2 回流焊的影响分析

为了研究回流焊对谐振器频率稳定性的影响机理,采用 JEOL JSM-IT100 扫描电子显微镜对回流焊前后的电极薄膜表面形貌及晶粒大小进行检测分析,如图 3 所示。由图可看出,薄膜微观结构及晶粒无明显变化。

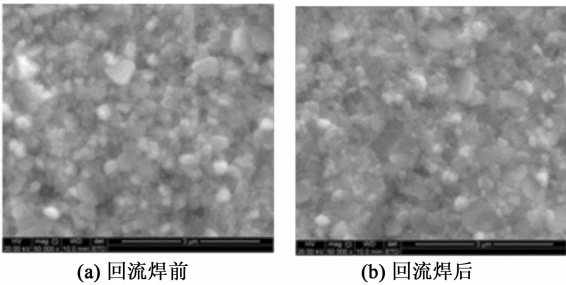


图 3 薄膜的表面形貌照片

同时,基于应力测试方法中的拉曼光谱法,采用 Thermo Fisher DXR2 显微激光拉曼光谱仪对石英晶片进行检测分析,以此确认其应力的变化及其对频率稳定性的影响机理。拉曼光谱分析使用 532 nm 激光光源和 1 800 线高精度光栅,测得纯石英晶片的拉曼特征峰为 $464.36\ \text{cm}^{-1}$ 。假设此时石英内无应力,并以此作为初始状态的拉曼位移。由文献[8]可知,石英内应力为

$$\sigma = 117\Delta k$$

(1)

式中 Δk 为拉曼位移差。

图 4 为回流焊前、后的石英晶片拉曼谱图。由图可看出,石英晶片经制造成为谐振器后,其拉曼特征峰位移往高波数移动至 $464.77\ \text{cm}^{-1}$,根据式(1)可得 $\sigma\approx 48\ \text{MPa}$,石英晶片内为压应力,即薄膜为张应力。经回流焊后,石英晶片的拉曼特征峰位移再往高频方向移动至 $464.84\ \text{cm}^{-1}$,较回流焊前压应

力增加约 8 MPa,由此可知,由于薄膜热膨胀引起的张应力增大导致石英晶片内压应力增加。随着冷却时间延长,薄膜收缩引起张应力减小,因而石英晶片内压应力减小,最终表现为频率逐渐恢复。

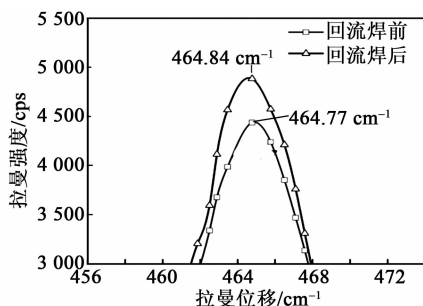


图4 回流焊前、后的石英晶片拉曼谱图

综上所述,谐振器的回流焊特性是因其应力变化而致,即薄膜应力变化是回流焊对谐振器频率稳定性的影响机理。

4 结束语

瞬时热冲击对谐振器的频率稳定性有一定影响,且与产品设计、生产工艺有关。通过扫描电子显微镜和显微拉曼光谱仪分析可知,回流焊通过应力改变来影响谐振器的频率稳定性,而采用降低溅射功率至 200 W,或升高热退火处理温度至 350 ℃,可有效降低薄膜应力,从而改善谐振器在瞬时热冲击后的频率稳定性,回流焊后频率变化量降低 $(4 \sim 5) \times 10^{-6}$ 。

参考文献:

- [1] 宁玉磊,胡昌华,周志杰,等. GPS 信号校准晶振信号频率源误差在线修正方法[J]. 中国测试,2016,42(4):15-19.
NING Yulei, HU Changhua, ZHOU Zhijie, et al. Methods for correcting error of frequency source by GPS-clock incalibration with crystal oscillator[J]. China Measurement & Test, 2016, 42(4):15-19.
- [2] 张哲浩,吕建国,江庆军,等. 薄膜厚度和溅射功率对有机衬底上 ZnO : Ga 薄膜应力的影响[J]. 材料科学与

工程学报,2016,34(3):348-352.

- ZHANG Zhehao, LU Jianguo, JIANG Qingjun, et al. Influence of film thickness and sputtering power on stress properties of ZnO : Ga thin films on polymer substrate[J]. Journal of Materials Science & Engineering, 2016, 34(3):348-352.
- [3] 金成飞,司美菊,徐阳,等. AlN 薄膜制备技术研究[J]. 压电与声光,2016,38(4):539-540.
JIN Chengfei, SI Meiju, XU Yang, et al. Study on AlN thin film preparation[J]. Piezoelectrics & Acousto-optics, 2016, 38(4):539-540.
- [4] 马一博,陈牧,颜悦,等. 薄膜应力测量方法及影响因素研究进展[J]. 航空材料学报,2018,38(1):17-25.
MA Yibo, CHEN Mu, YAN Yue, et al. Research progress on measurement methods and influencing factors of film stress[J]. Journal of Aeronautical Materials, 2018, 38(1):17-25.
- [5] 张婷,何娟,任瑛,等. 类金刚石薄膜残余应力的研究进展[J]. 材料导报,2016,30(1):84-87.
ZHANG Ting, HE Juan, REN Ying, et al. Progress and perspectives of the residual stress of diamond-like carbon thin film[J]. Materials Review, 2016, 30(1):84-87.
- [6] 徐国平,尹志民,陈启武,等. 激光拉曼光谱法测定金刚石复合片残余应力[J]. 中南大学学报(自然科学版),2010,41(4):1310-1314.
XU Guoping, YIN Zhimin, CHEN Qiwei, et al. Micro-Raman stress of polycrystalline diamond compact[J]. Journal of Central South University (Science and Technology), 2010, 41(4):1310-1314.
- [7] 王生钊,张丹. 薄膜应力测量方法进展[J]. 南阳理工学院学报,2012,4(4):67-72.
WANG Shengzhao, ZHANG Dan. Progress on measurement methods of stress in thin film[J]. Journal of Nanyang Institute of Technology, 2012, 4(4):67-72.
- [8] IWATA H, TAKAHASHI T, ISHII O. VHF fundamental AT-cut resonators using flip-chip bonding [C]//Seattle: IEEE International Frequency Control Symposium and PDA Exhibition, 2001: 356-361.

一种质量块-弹簧自参数共振压电俘能器研究

陈忠成,解小东,谢进

(西南交通大学 机械工程学院,四川 成都 610031)

摘要:该文提出了一种在压电梁与末端质量块之间加装一个弹簧的二自由度压电俘能器。利用扩展哈密顿原理建立了俘能器的机电耦合方程。仿真结果表明,当压电梁不屈曲时,压电梁子系统与质量块-弹簧子系统之间的运动相互影响,弹簧刚度、质量块的质量对俘能器的俘能性能有重要影响。当质量块-弹簧子系统的固有频率为压电梁子系统的固有频率2倍时,系统为自参数共振系统,此时的激励阈值为最小,且俘能带宽也会增大。

关键词:压电俘能器;自参数共振;激励阈值;宽带

中图分类号:TN384;TM22;TH201.3 **文献标志码:**A **DOI:**10.11977/j.issn.1004-2474.2020.05.007

Study on an Auto-parametric Resonance Piezoelectric Energy Harvester with Mass Block-Spring Subsystem

CHEN Zhongcheng, XIE Xiaodong, XIE Jin

(School of Mechanical Engineering, Southwest Jiaotong University, Chengdu 610031, China)

Abstract: In this paper, a two-degree-of-freedom parametrically excited piezoelectric energy harvester is proposed by mounting a spring between the piezoelectric beam and the end mass block. Using the extended Hamiltonian principle, the dynamics equation of the harvester is established. The simulation results show that as the piezoelectric beam in straight state, the motions of the piezoelectric beam subsystem and the mass block-spring subsystem affect each other, and the stiffness of the spring and the mass of mass block have an important influence on the performance of the harvester. When the natural frequency of mass block-spring is twice that of piezoelectric beam, the harvester is of an auto-parametric resonance, the excitation threshold of the harvester is the minimum; meanwhile the bandwidth of energy harvesting will be extended.

Key words: piezoelectric energy harvester; auto-parametric resonance; excitation threshold; broadband

0 引言

近年来,收集环境振动能量为微电子设备提供电能的俘能器研究越来越多^[1-3]。其中,压电俘能器因其结构简单、能量密度高而备受关注^[4-5]。

目前多数压电俘能器是以直接激励方式工作。但有研究表明,参数激励比直接激励更能产生高的响应幅值^[6]。Daqaq等^[7]建立了参数激励压电俘能器的集中参数模型,并在该模型中考虑了几何非线性及惯性非线性。Abdelkef等^[8]建立了参数激励压电俘能器的分布参数模型。Lan等^[9]研究了带末端质量块的参数激励俘能器的内共振特性。

参数激励压电俘能器存在的主要问题是激励阈

值高及工作带宽窄。为了克服存在的问题, Jia等^[10-12]通过引入一个两端固支的水平梁作为直接激励,提出了一种自参数共振的参数激励俘能器,实验证明,与传统俘能器相比,该俘能器激励阈值低,工作带宽宽。Yan等^[13-14]推导了自参数共振参数激励俘能器的理论模型,进一步揭示了其工作特性及其原理。Yang等^[15]引入了一个水平梁,通过直接激励的水平梁和参数激励的竖直梁间的磁耦合来实现降低激励阈值及提高工作带宽的功能。这些新型的自参数共振参数激励压电俘能器的结构设计均增加一个水平梁作为直接激励,以此对激励起放大作用,进而降低了参数的激励阈值,提高俘能带宽。实际上,水平梁的增加是为系统增加了一个新的自

收稿日期:2020-07-06

基金项目:国家自然科学基金资助项目(51575457)

作者简介:陈忠成(1997-),男,重庆大足人,硕士生,主要从事压电俘能器及非线性动力学的研究。谢进(1959-),男,四川成都人,教授,博士生导师,主要从事机构学、机械非线性动力学及混沌理论的研究。

由度,但加大了俘能器的结构尺寸。

本文借鉴自参数共振的参数激励压电俘能器增加一个自由度以降低激励阈值及增加俘能带宽的思路,提出在压电梁末端增加质量块-弹簧的二自由度参数激励俘能器,并对该俘能器发生参数共振时的激励阈值与俘能带宽进行分析和讨论。

1 质量块-弹簧压电俘能器的结构及数学模型

1.1 质量块-弹簧压电俘能器的结构及其动力学方程

本文提出的质量块-弹簧压电俘能器的结构如图 1 所示。该俘能器在参数激励俘能器压电梁的末端加装一个弹簧和质量块。当俘能器受到外界沿 z 方向上的振动激励时,压电梁在末端质量块及弹簧的共同作用下发生参数共振。图中, h 为弹簧的高度, m_0 为末端质量块质量, l_1 为压电片距离地面的距离, l_s 为梁长度, b_s 为梁的宽度, h_s 为梁的厚度, l_p 为压电片长度, b_p 为压电片宽度, h_p 为压电片厚度, $z(t)$ 为外界激励位移。

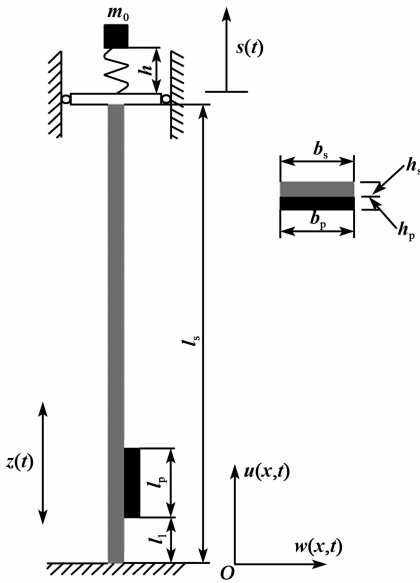


图 1 质量块-弹簧压电俘能器的结构

图 1 所示结构与现有的一些参数激励俘能器的主要区别是:本文提出的结构是在质量块与压电梁之间增加一个弹簧,相当于系统增加了一个自由度。本文假设压电梁末端的滑动平台的质量和弹簧质量都很小,可忽略不计,且弹簧为线性弹簧。

采用扩展哈密顿原理推导出俘能器的机电耦合数学模型。扩展哈密顿原理的表达式为

$$\begin{cases} \frac{d}{dt}(\frac{\partial L}{\partial \dot{q}}) - \frac{\partial L}{\partial q} = \frac{\delta w}{\delta q} \\ \frac{d}{dt}(\frac{\partial L}{\partial \dot{s}}) - \frac{\partial L}{\partial s} = \frac{\delta w}{\delta s} \\ \frac{d}{dt}(\frac{\partial L}{\partial \dot{v}}) - \frac{\partial L}{\partial V} = \frac{\delta w}{\delta V} \end{cases} \quad (1)$$

式中: q 为压电梁的广义位移; s 为末端质量块相对于压电梁末端的广义位移; V 为压电片的电压; t 为运动时间; $L=T-U-W$ 为拉格朗日函数, T 为系统的动能, U 为系统的势能; W 为压电片电势能; δw 为非保守力所做虚功的变分,且:

$$\delta w = - \int_0^l c_{11} \dot{w}(x,t) \delta w(x,t) dx - c_{21} \dot{u}(l,t) \delta u(l,t) - c_3 \dot{s} \delta s + Q(t) \delta V \quad (2)$$

式中: c_{11} , c_{21} 分别为梁的粘性阻尼系数及梁末端滑动摩擦阻尼系数; c_3 为弹簧的阻尼系数; Q 为压电层的电荷输出, Q 与负载电阻 R 满足 $\dot{Q} = v/R$ 。

俘能器的动能为压电梁的动能和末端质量块的动能之和,即:

$$T = \frac{1}{2} \int_0^l m [\dot{u}(x,t) + \dot{z}(t)]^2 + \dot{w}(x,t)^2 dx + \frac{1}{2} m_0 [\dot{s}(t) + \dot{u}(l,t) + \dot{z}(t)]^2 \quad (3)$$

式中: $(\cdot)$ 为对时间的导数; $\dot{u}(x,t)$, $\dot{w}(x,t)$ 分别为压电梁在距离地面 x 位置时的轴向速度和横向速度; $\dot{u}(l,t)$ 为压电梁末端的轴向速度; $\dot{s}(t)$ 为末端质量块相对于压电梁末端的速度; $\dot{z}(t)$ 为外界激励; m 为压电梁单位长度质量^[16]。

当梁足够细长,假设梁不可伸展,梁的横向位移和轴向位移间的关系为

$$u(x,t) = \frac{1}{2} \int_0^x w'(x,t)^2 dx \quad (4)$$

俘能器的机械势能包括梁应变的势能、梁的重力势能、末端质量块的重力势能及弹性势能,则总机械势能为

$$U = \frac{1}{2} \int_0^l EI [w''(x,t)^2 + \frac{1}{4} w'(x,t)^4 w''(x,t)^2 + w'(x,t)^2 w''(x,t)^2] dx + \int_0^l mg [u(x,t) + z(t)] dx + m_0 g [s(t) + z(t) + u(l,t)] + \frac{k}{2} (h - s(t))^2 \quad (5)$$

式中: $(\cdot)$ 为对位移求导; k 为弹簧的刚度; $s(t)$ 为末端质量块与压电梁末端的间距; $u(l,t)$ 为压电梁末

端与地面的轴向间距; $z(t)$ 为地面上下振动位移; EI 为梁抗弯刚度。

压电片电势能为

$$W = -\frac{v}{2} \int_0^l \theta_p (w''(x, t) + \frac{1}{2} w'(x, t)^2 \cdot w''(x, t)) dx - \frac{1}{2} C_p v^2 \quad (6)$$

式中: θ_p 为压电片的机电耦合系数; C_p 为压电片的压电电容。

为了得到系统的离散模型,假设一阶振型占主导,压电梁的横向位移 $w(x, t)$ 为

$$w(x, t) = \varphi(x) q(t) \quad (7)$$

式中: $q(t)$ 为只与时间相关的广义位移; $\varphi(x)$ 为该系统的模态函数。对于两端固支的边界条件,模态函数为

$$\varphi(x) = \frac{1}{2} [1 - \cos(2\pi x/l)] \quad (8)$$

将式(3)、(5)、(6)代入式(1)可得到质量块-弹簧压电俘能器的机电耦合方程:

$$\begin{cases} k_1 \ddot{q} + c_1 \dot{q} + c_2 q^2 \dot{q} + k_2 q - k_3 q \ddot{s} + k_4 q^3 + k_5 (q^2 \ddot{q} + q \dot{q}^2) - (k_6 + k_7 q^2) v - k_8 \ddot{z} q = 0 \\ m_0 \ddot{s} + ks + c_3 \dot{s} - k_3 (\dot{q}^2 + q \ddot{q}) + m_0 g - kh + m_0 \ddot{z} = 0 \\ c_p \dot{v} + \frac{v}{R} + k_6 \dot{q} + k_7 q^2 \dot{q} = 0 \end{cases} \quad (9)$$

式中: k_1 、 k_2 、 k_4 分别为压电梁的等效质量、等效线性刚度和等效非线性刚度; k_3 为梁的非线性耦合项; k_5 为梁的惯性非线性系数; k_6 、 k_7 为梁的等效机电耦合系数; c_1 、 c_2 分别为梁的等效阻尼和等效摩擦阻尼; k 为弹簧刚度; $\ddot{z} = A \cos(\omega t)$ 为谐波激励; $\Omega = \omega/(2\pi)$ 为外部激励频率。

为了对比分析质量块-弹簧对压电俘能器俘能特性的影响,式(9)中令 $k=0$,可得无弹簧的压电俘能器,即现有的一些压电俘能器的动力学方程为

$$\begin{cases} k_1 \ddot{q} + c_1 \dot{q} + c_2 q^2 \dot{q} + k_2 q + k_4 q^3 + k_5 (q^2 \ddot{q} + q \dot{q}^2) - (k_6 + k_7 q^2) v - k_8 \ddot{z} q = 0 \\ c_p \dot{v} + \frac{v}{R} + k_6 \dot{q} + k_7 q^2 \dot{q} = 0 \end{cases} \quad (10)$$

1.2 质量块-弹簧压电俘能器的系统参数及动力学性能

本文中取压电俘能器的系统参数及几何尺寸如表1所示。表中, E_s 、 E_p 为杨氏模量, ρ_s 、 ρ_p 为梁的密度, d_{31} 为压电常数, ϵ_{33} 为介电常数。

表1 压电俘能器的系统参数及几何尺寸

l_s/mm	l_p/mm	l_1/mm	b_s/mm	b_p/mm	c_{11}	h_s/mm
300	30	20	7	7	0.02	0.2
h_p/mm	E_s/GPa	E_p/GPa	$\rho_s/(\text{kg} \cdot \text{m}^{-3})$	$\rho_p/(\text{kg} \cdot \text{m}^{-3})$		
0.2	110	56	7 320	7 800		
c_{21}	$d_{31}/(\text{pC} \cdot \text{N}^{-1})$	$\epsilon_{33}/(\text{nF} \cdot \text{m}^{-1})$	h/mm	c_3		
0.19	-190	13.27	20	0.04		

m_0 会影响系统的平衡位置和压电梁固有频率。当系统处于平衡位置时,压电梁偏移中间位置的最大距离称作平衡点。令式(9)中压电梁的速度 $\dot{q}$ 、加速度 $\ddot{q}$ 、外界激励 $\ddot{z}$ 等均为0,则可得平衡位置的关系为

$$k_2 q + k_4 q^3 = 0 \quad (11)$$

当 $k_2 > 0$ 时,压电梁不屈曲,系统仅一个稳定平衡点(0,0);当 $k_2 < 0$ 时,压电梁发生屈曲,此时系统有3个平衡点,其中1个为不稳定平衡点(0,0),另外两个为稳定平衡点,即

$$q = \pm \sqrt{-\frac{k_2}{k_4}} \quad (12)$$

$k_2 = 0$ 为压电梁屈曲与不屈曲的分界点,对应的末端临界质量用 M_c 表示。当 $m_0 < M_c$ 时,压电梁的固有频率为

$$f_1 = \frac{\sqrt{k_2/k_1}}{2\pi} \quad (13)$$

当 $m_0 > M_c$ 时,压电梁的固有频率为

$$f_1 = \frac{\sqrt{-k_2/k_1}}{2\pi} \quad (14)$$

由表1中的系统参数和几何尺寸及式(12)~(14)可得到系统的平衡点和压电梁的 f_1 随 m_0 的变化规律,如图2所示。

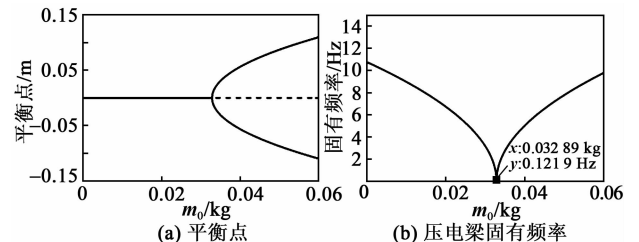


图2 压电梁的平衡点和固有频率

由图2可知, $M_c \approx 0.033 \text{ kg}$ 。当 $m_0 < M_c$ 时, 只有1个平衡点; 当 $m_0 > M_c$ 时, 系统有3个平衡点, 其中2个为稳定平衡点, 用实线表示, 一个为不稳定平衡点, 用虚线表示(见图2(a)); 当 $m_0 < M_c$ 时, 随着 m_0 的增加 f_1 减小; 当 $m_0 > M_c$ 时, 随着 m_0 的增加 f_1 增大(见图2(b))。

弹簧-质量块的固有频率为

$$f_2 = \sqrt{k/m_0}/(2\pi) \quad (15)$$

当 $m_0 < M_c$ 时, 若 $f_1 : f_2 = 1 : 2$, 则系统会发生自参数共振现象^[10]。

2 质量块-弹簧压电俘能器俘能特性分析

根据文献[17], 系统的输出功率与均方根电压(V_{rms})的平方成正比。本文以 V_{rms} 作为俘能器的评价指标, 则有:

$$V_{\text{rms}} = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n v_i^2} \quad (16)$$

本文主要研究压电梁在未发生屈曲时的自参数共振系统的俘能性能。根据1.2节的分析, 选取 $m_0 = 0.0035 \text{ kg} < M_c = 0.033 \text{ kg}$, $f_1 = 10.17 \text{ Hz}$ 。为了实现自参数共振, 应使 $f_2 : f_1 = 2 : 1$, 则选取 $f_2 = 20.34 \text{ Hz}$, 对应的 $k = 57 \text{ N/m}$, 选取 $\Omega = f_2 = 20.34 \text{ Hz}$ 。

本文采用数值分析法进行分析, 在未特别说明的情况下, 其仿真的初始值均取为0, R 取为 $5 \text{ M}\Omega$ 。

图3为有、无弹簧时 V_{rms} 和压电梁的位移随着激励幅值(A)变化的关系曲线。由图可知, 无论是否有弹簧, 该系统都存在一个激励阈值, 只有 A 大于激励阈值时, 压电梁才会发生参数共振。有弹簧时激励阈值为 0.5 m/s^2 , 无弹簧时激励阈值为 4.2 m/s^2 。由此可知, 在质量块与压电梁之间加装弹簧能够大幅降低俘能器的激励阈值。

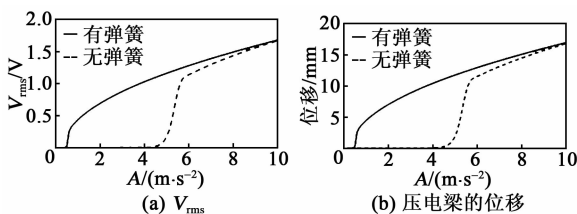


图3 V_{rms} 和位移随 A 变化的关系曲线

为了进一步分析质量块-弹簧的直接共振与梁的参数共振, 取 $A = 0.3 \text{ m/s}^2 < 0.5 \text{ m/s}^2$, 梁的初始位移取 5 mm , 作出质量块和压电梁时域图, 如图4所示。

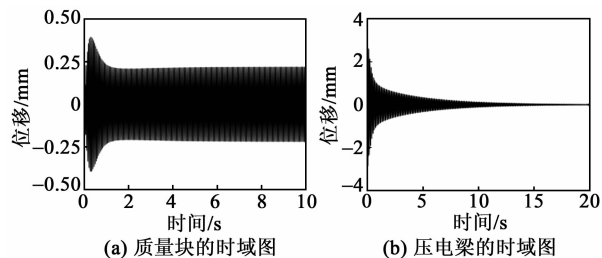


图4 $A = 0.3 \text{ m/s}^2$ 时压电俘能器的时域图

由图4(a)可知, 弹簧的振幅在1 s内先快速增大, 然后又减小到一定值, 这是因为弹簧将一部分能量传递给了压电梁。由图4(b)可知, 梁的振幅经历了缓慢减小的过程, 由于有弹簧的作用, 减小的速率较慢。

当 $A = 1.2 \text{ m/s}^2 > 0.5 \text{ m/s}^2$, 梁的初始位移为 5 mm , 作出质量块和压电梁时域图, 如图5所示。

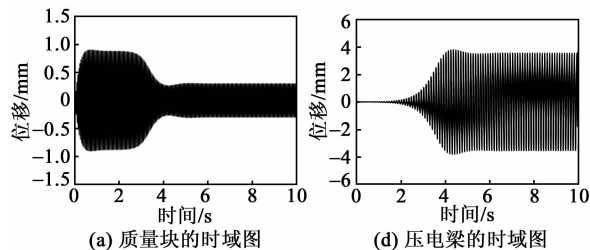


图5 $A = 1.2 \text{ m/s}^2$ 时压电俘能器的时域图

由图5可知, 质量块-弹簧发生直接共振, 而压电梁发生了参数共振。质量块-弹簧与压电梁之间能量转换过程为: 刚开始激励时, 弹簧首先发生直接共振, 经过一段时间后, 将能量传递给压电梁, 促使压电梁发生参数共振, 再经过一段时间, 弹簧的位移减小为一定值。由此可知, 压电梁的参数共振是外部激励和弹簧共同作用的结果。

当 $A = 5 \text{ m/s}^2$ 时, 俘能器的 V_{rms} 对于不同 Ω 的频率响应如图6所示。

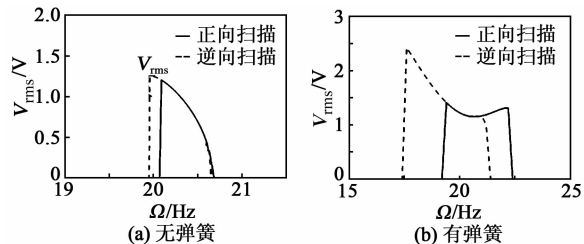


图6 $A = 5 \text{ m/s}^2$ 时压电俘能器频率响应

由图6(a)可知, 无弹簧时, 俘能器的正、反向扫描有微小差别, 俘能带宽为 $20.70 \text{ Hz} - 19.95 \text{ Hz} = 0.75 \text{ Hz}$, 均方根电压峰值为 1.2 V 。由图6(b)可知, 有弹簧的俘能器的正、反向扫描频差差异较明显, 说

明加装弹簧后系统表现出较强的软化和硬化相结合的特性,增强了参数共振,俘能带宽为 $22.4\text{ Hz} - 17.4\text{ Hz} = 5\text{ Hz}$,带宽提高了6倍以上,均方根电压峰值为 2.4 V ,提高了近2倍。

如果进一步增大激励幅值,差别会更明显,图7为 $A = 8\text{ m/s}^2$ 时压电俘能器频率响应。此时,俘能带宽从 5 Hz 增加到 6 Hz ,均方根电压峰值从 2.4 V 增加到 3.4 V 。

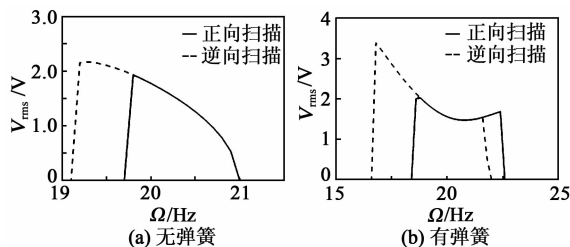


图7 $A = 8\text{ m/s}^2$ 时压电俘能器频率响应

3 系统参数对俘能器的运动及俘能特性影响

3.1 m_0 及 k 对激励阈值的影响

图8为在不同 m_0 下,俘能器的激励阈值随 k 的变化曲线,图中水平线为未加弹簧时的激励阈值。

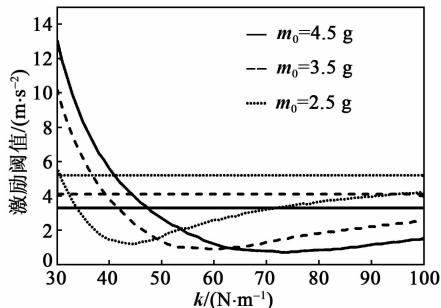


图8 激励阈值变化曲线

由图8可知,随着 k 的增大,激励阈值先减小后增大,呈下凹的变化趋势。对于不同的 m_0 ,当 k 大于某一特定值,有弹簧时俘能器的激励阈值均小于无弹簧时俘能器的激励阈值,这说明只要加装弹簧的 k 大于某一特定值,便具有减小俘能器激励阈值的效能。

在 $f_1 : f_2 = 1 : 2$ 时,有弹簧的俘能器出现最小激励阈值,这说明只有在系统出现了自参数共振时,俘能器的激励阈值达到最小。

3.2 m_0 与最佳刚度(K)

由图2(b)可知,当 $m_0 < M_c$ 时,随着 m_0 的增加, f_1 非线性地减小;而由式(15)可知, f_2 不仅与 m_0 有关,还与 k 有关。

将满足 $f_1 : f_2 = 1 : 2$ 的弹簧刚度 k 称为最佳刚度 K ,得到的 m_0 和 K 间的关系如图9所示。图中,当 $m_0 = M_c$ 时, $f_1 = 0$,则 $K = 0$ 。

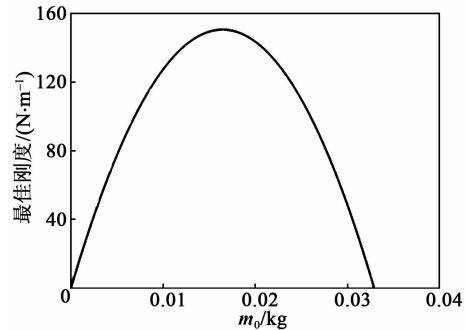


图9 m_0 与 K 关系曲线

图10为取最佳刚度时,质量块-弹簧俘能器的最小激励阈值随 m_0 变化的曲线。由图可知, m_0 越大,最小激励阈值就越小,当 $m_0 > 0.03\text{ kg}$ 时,最小激励阈值接近0。

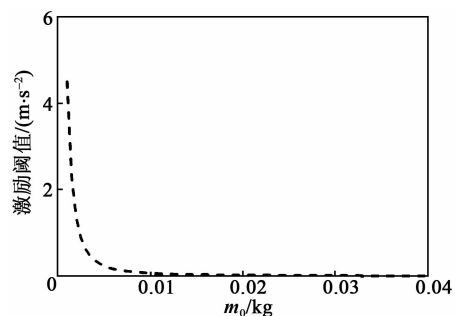


图10 m_0 与激励阈值关系曲线

图11为 $A = 5\text{ m/s}^2$,取不同 m_0 及其对应的最佳弹簧刚度时,质量块-弹簧俘能器的频率响应图。由图可知, m_0 越大,俘能带宽就越大,且 V_{rms} 也增大。由于随着 m_0 的增加, f_1 减小,则图11中的参数共振频率随着 m_0 的增大逐渐向左偏移。

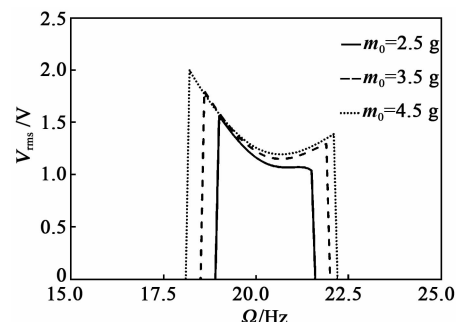


图11 不同质量下梁的频率响应

4 结束语

本文提出了质量块-弹簧参数共振压电俘能器的结构,利用加装在质量块与压电梁间的线性弹簧,

实现系统的自参数共振。

利用扩展哈密顿原理得到俘能器的机电耦合方程。数值仿真结果表明,加装的弹簧刚度大于某一特定值,便可以减小俘能器激励阈值,而此特定值与末端质量块的质量相关。当质量块-弹簧的固有频率为压电梁固有频率的 2 倍时,系统可发生自参数共振,此时俘能器的激励阈值达到最小,同时俘能带宽也得到扩展。

参考文献:

- [1] 孙健,李以贵,刘景全,等. 微压电式振动能量采集器的研究进展[J]. 微纳电子技术,2009,46(11): 673-677.
SUN J, LI Y G, LIU J Q, et al. Trends of MEMS-based piezoelectric vibration energy harvesters [J]. Micro-nanoelectronic Technology, 2009, 46(11): 673-677.
- [2] KANNO I. Piezoelectric MEMS for energy harvesting [J]. Mrs Bulletin, 2012, 37(11): 1039-1050.
- [3] 蒋树农,郭少华,李显方. 单压电片悬臂梁式压电俘能器效能分析[J]. 振动与冲击, 2012(19): 90-94.
JIANG S N, GUO S H, LI X F. Performance analysis for a unimorph cantilever piezoelectric harvester [J]. Journal of Vibration and Shock, 2012(19): 90-94.
- [4] 唐刚,刘景全,马华安,等. 微型压电采集器的研究进展[J]. 机械设计与研究, 2010, 26(4): 61-70.
TANG G, LIU J Q, MA H A, et al. A survey on research of micro piezoelectric vibration energy harvesters [J]. Machine Design and Research, 2010, 26(4): 61-70.
- [5] JIANG X Y, ZOU H X, ZHANG W M. Design and analysis of a multi-step piezoelectric energy harvester using buckled beam driven by magnetic excitation[J]. Energie Converse Manage, 2017, 145: 129-137.
- [6] NGAN T, GHAYESH M H, MAZIAR A. Ambient vibration energy harvesters: A review on nonlinear techniques for performance enhancement [J]. International Journal of Engineering Science, 2018, 127: 162-185.
- [7] DAQAQ M F, STABLER C, QAROUSH Y, et al. Investigation of power harvesting via parametric excitations [J]. Journal of Intelligent Material Systems and Structures, 2009, 20: 545.
- [8] ABDELKEF A, NAYFEH A H, HAJJ M R. Global nonlinear distributed-parameter model of parametrically excited piezoelectric energy harvesters [J]. Nonlinear Dynamics, 2012, 67: 1147-1160.
- [9] LAN C B, QIN W Y, DENG W. Energy harvesting by dynamic instability and internal resonance for piezoelectric beam [J]. Applied Physics Letters, 2015, 107(9): 093902.
- [10] JIA Y, YAN J Z, SOGA K, et al. A parametrically excited vibration energy harvester [J]. Journal of Intelligent Material Systems and Structures, 2014, 25(3): 278-289.
- [11] JIA Y, YAN J, SOGA K. Parametric resonance for vibration energy harvesting with design techniques to passively reduce the initiation threshold amplitude [J]. Smart Materials and Structures, 2014, 23: 065011.
- [12] JIA Y, SESHIA A A. An auto-parametrically excited vibration energy harvester [J]. Sensors and Actuators A: Physical, 2014, 220: 69-75.
- [13] YAN Z M, HAJJ M R. Energy harvesting from an autotparametric vibration absorber [J]. Smart Materials and Structures, 2015, 24: 115012.
- [14] YAN Z M, HAJJ M R. Nonlinear performances of an autotparametric vibration-based piezoelectric energy harvester [J]. Journal of Intelligent Material Systems and Structures, 2016, 25: 1-18.
- [15] YANG W, SHAHRZAD T. A parametric resonator with low threshold excitation for vibration energy harvesting [J]. Journal of Sound and Vibration, 2019, 446: 129-143.
- [16] ERTURK A, INMAN D J. A distributed parameter electromechanical model for cantilevered piezoelectric energy harvesters [J]. Journal of Vibration and Acoustics, 2008, 130(4): 041002.
- [17] 蓝春波,秦卫阳. 带碰撞双稳态压电俘能系统的俘能特性研究 [J]. 物理学报, 2015, 64(21): 191-202.
LAN C B, QIN W Y. Study on the characteristics of piezoelectric bistable piezoelectric energy capture system with collision [J]. Journal of Physics, 2015, 64(21): 191-202.

高性能声学滤波器技术研究进展

李 晖¹, 米 佳¹, 胡少勤¹, 李左翰², 邱海莲³

(1. 中国电子科技集团公司第二十六研究所, 重庆 400060; 2. 中国电子科技集团公司第二十四研究所, 重庆 400060;

3. 云南省机电一体化应用技术重点实验室 云南省先进制造技术研究中心, 云南 昆明 650031)

摘 要:声学滤波器是当前射频前端模块中最核心元器件之一。随着第五代(5G)移动通信技术的深入推进, 对滤波器的技术要求也不断提高。近年来, 在一些新架构、新材料和先进建模技术的加持下, 声学滤波器技术屡有突破, 已研制出多种高性能声学滤波器。该文对高性能声表面波(SAW)和声体波(BAW)滤波器技术(包括 UltraSAW、LowDriftTM和 NoDriftTM、I. H. P SAW、XBARTM、XBAW 滤波器等)的研究情况进行了介绍与评述。最后对未来声学滤波器将面临的技术问题做了简要总结。

关键词:声学; 声波; 声表面波(SAW); 体声波(BAW); 滤波器; 射频前端模块(RFFEM); 第五代移动通信技术(5G)

中图分类号: TN384 **文献标志码:** A **DOI:** 10.11977/j.issn.1004-2474.2020.05.008

Research Progress of High Performance Acoustic Filter Technologies

LI Hui¹, MI Jia¹, HU Shaoqing¹, LI Zuohan², QIU Hailian³

(1. The 26th Institute of China Electronics Technology Group Corporation, Chongqing 400060, China; 2. The 24th Institute of China Electronics Technology Group Corporation, Chongqing 400060, China; 3. Key Lab. of Electromechanical Integration Application Technology of Yunnan, Research Center of Advanced Manufacturing Mechnology of Yunnan, Kunming 650031, China)

Abstract: Acoustic filter is one of the core components in current RF front-end modules. With the in-depth advancement of the fifth generation(5G) mobile communication technology, the technical requirements for filters have also been continuously improved. In recent years, with the support of some new architectures, new materials and advanced modeling technologies, the acoustic filter technology has continuously made breakthroughs, and many high-performance acoustic filters have also been continuously developed out. In this paper, the research status of some representative high-performance surface acoustic wave(SAW) and bulk acoustic wave (BAW) filter technologies including UltraSAW, LowDriftTM and NoDriftTM, IHP SAW, XBARTM, XBAW filters, etc. is presented and reviewed. Finally, the technical issues of acoustic filters that will be faced in the future are briefly summarized.

Key words: acoustic; acoustic wave; surface acoustic wave(SAW); bulk acoustic wave(BAW); filter; radio frequency front end module(RFFEM); 5th generation mobile communication technology(5G)

0 引言

滤波器能滤除信号通道中不需要的频率分量, 同时保留需要的频率分量。因此, 从电子通信发展的初期, 滤波器就在信号处理电路中发挥着重要的作用, 并随着通信技术的发展而取得不断进步。

目前, 在移动通信中所使用的频段数量已从2000年初的4个频段大幅增加到如今的40多个频段, 特别是在第五代(5G)移动通信和其他新无线传输技术, 如大规模多输入多输出(MIMO)和多载波聚合(MCA)技术等引入后, 需支持的无线通信频段也越来越多^[1-2]。频段数越多则要求滤波器数量也

越多。虽然实现信号处理的滤波器种类较多, 但基于性能、尺寸和成本方面的综合考虑, 声学滤波器已成为目前射频(RF)信号通路中的主要技术。

一般而言, 声学滤波器包括声表面波(SAW)和声体波(BAW)滤波器, 可在低频(约400 MHz)和高频(高达6 GHz)下进行工作^[3]。SAW滤波器能满足最高1.9 GHz标准滤波器应用, 包括第一代(1G)至第三代(3G)移动通信等标准频段, 以及部分第四代(4G)频段; 而BAW滤波器可处理的频率高达6 GHz, 在频率高于1.9 GHz的4G频段和5G频段(sub-6 GHz)的应用优势更明显^[4-5]。因此, 这两

种声学滤波器在当代移动通信设备中具有互补优势,共存使用,成为其 RF 信号通路中的关键组成部分。

随着 RF 滤波器数量的增长及 RF 前端性能要求的不断提高,也要求声学滤波器具有更高的性能(如低插入损耗、宽带宽、高温度稳定性及带外抑制能力等)。近年来,为适应新的应用需求,在一些新架构、新材料和先进建模技术的加持下,通过引入新的封装方法不断减小尺寸,已研制出很多高性能声学滤波器,持续在 RF 系统中发挥着重要作用。本文对近年来国内外的一些高性能声学滤波器技术的研究情况进行了分析与评述。

1 SAW 滤波器技术

虽然如今的 SAW 滤波器技术已很成熟,但在 RF 前端市场需求的推动下,近年来仍在持续发展。常规的 SAW 滤波器由于本身的局限性,在频率约 2.5 GHz 时,其仅限于中等性能需求的应用,且其性能易受温度变化的影响。

2018 年, Yuichi Takamine 等^[6]研制出一种被称为“超高性能 SAW(I. H. P. SAW)”的滤波器,将 SAW 技术发挥到接近 4 GHz,目前该公司量产的频率可达 3.5 GHz。这种滤波器具有高品质因数(Q)值、低频率温度系数(TCF)和高散热性的特点,可实现与 BAW 滤波器相同或高于 BAW 滤波器的特性。其最大 Q 值为 3 000, TCF 小于 $\pm 8 \times 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$,同时,这种滤波器可将电极产生的热量高效地从基板一侧散发出去,可将通电时的温度上升幅度降至以往 SAW 的一半以下。

2019 年, Alina-Cristina Bunea 等^[7]利用 GaN/Si 谐振器(见图 1)设计出一种工作频率高达 5 GHz 的微波 SAW 带通滤波器。图 1 中, h_{met} , h_{GaN} 分别为金属层和 GaN 层的厚度, w 为宽度, s 为间距。模拟结果显示,在 5.5 GHz 时该滤波器的插入损耗为 10.4 dB, 3 dB 带宽为 8 MHz。

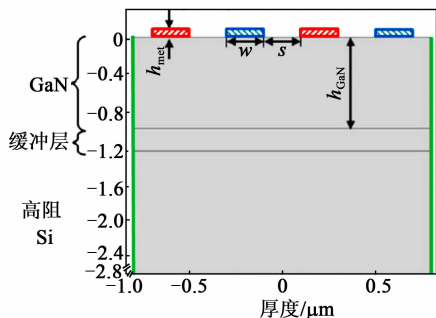


图 1 GaN/Si 基 SAW 谐振器结构的剖面示意图

2020 年,美国高通公司突破性地推出了一种面向 4G 和 5G 移动终端应用的被称为“UltraSAW”的滤波器。这种滤波器具有优异的高频率选择性和极低插入损耗,其 $Q \approx 5\,000$ (比 BAW 滤波器的 Q 值高),且其温度稳定性较好,温度漂移极低^[8]。UltraSAW 滤波器采用了由法国 Soitec 公司提供的一种被称为绝缘体基压电材料(POI)作为衬底。如图 2 所示, POI 衬底材料以高阻硅作为基底,中层为氧化埋层,顶部是一层薄且均匀的单晶压电层,通过 Soitec 自主研发的 Smart CutTM 工艺制成^[9]。利用 POI 衬底可改善滤波器的品质因数、耦合系数及频率温度系数等性能。

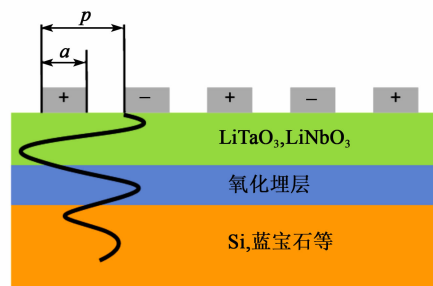


图 2 用于 SAW 滤波器制作的 POI 衬底结构示意图

2020 年,上海微系统研究所将 LiNbO_3 单晶薄膜与高声速、高导热的支撑衬底进行异质集成,并利用这种 POI 衬底结构制作了一种高性能的 SAW 滤波器^[10]。图 3 为该滤波器的测试结果。由图可看出,其中心频率约为 2.29 GHz, 3 dB 相对带宽约为 9.9%, 通带内最小插入损耗为 1.38 dB, 带外抑制约为 40 dB^[11]。利用这种异质集成技术来研制射频滤波器,可进一步提高射频 SAW 滤波器的工作频率和综合性能。

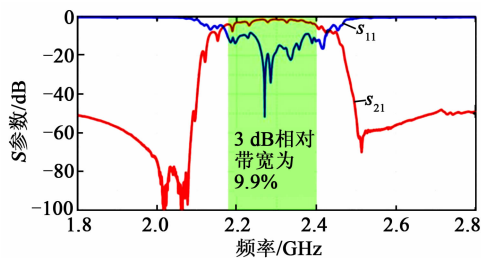


图 3 利用异质集成 POI 技术来制作的 SAW 滤波器的测试结果

由于 SAW 滤波器易受温度的影响,特别是当温度升高时,其基片材料的刚度逐渐变小,声速降低。因此,在此使用场合下,通常的替代解决方案是使用温度补偿型(TC-SAW)滤波器。目前实现 TC-

SAW 滤波器的方式有:

1) 将压电基片与具有低热膨胀系数(TEC)的基片(如蓝宝石或 Si)进行键和,以改善器件的 TEC^[12]。

2) 在具有负声速温度系数(TCV)的基片上沉积正 TCV 的辅助材料(如 SiO₂)^[13-14]。

图 4 为两种 TC-SAW 滤波器的基本结构形式和常用的材料类型。由图 4(b)可看出,由于 SiO₂ 不是压电材料,在制备过程中, SiO₂ 特性(如弹性温度系数(TCE))会因材料制取条件而急剧变化,故较薄的 SiO₂ 对于器件性能表现更好。

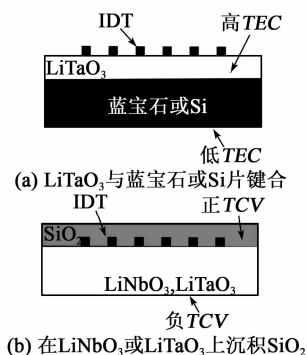


图 4 TC-SAW 滤波器器件类型及所使用的材料

美国 Qorvo 公司目前解决温度漂移问题的方法之一是采用该公司特有的 LowDrift™ 和 No-Drift™ 技术。利用这些技术不仅实现了低插入损耗,还可确保温度波动时的可靠性能。如图 5 所示,在 -30~+85 °C 时,LowDrift™ 滤波器的 TCF 为 $(-15 \sim -25) \times 10^{-6} / ^\circ\text{C}$, NoDrift™ 滤波器的 TCF 约为 0^[15]。2020 年,文献[16]报道了利用化学机械抛光 SiO₂ 薄膜工艺来制备满足 TC-SAW 要求的高密度、无孔隙平坦 SiO₂ 薄膜的方法,并在此基础上研制出一种滤波器样品,其常温中心频率为 136.2 MHz,在 -55~+85 °C 内频率漂移仅 388.2 kHz,其 TCF 仅 $-2.035 \times 10^{-6} / ^\circ\text{C}$ 。

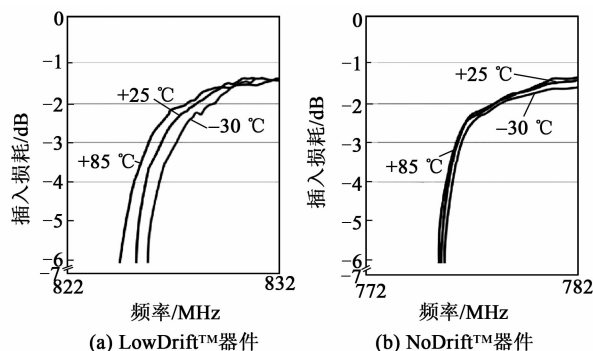


图 5 LowDrift™ 和 NoDrift™ SAW 器件的 TCF 特点

常规的 TC-SAW 结构都属于多层结构,因其排线的固有波导特性将在谐振器中产生很强的横向模式。通常横向模式会使通带产生过度的频率波纹,继而导致更高的通带损耗,也使生产率降低。为此,美国加利福尼亚大学的研究人员提出一种新的谐振器结构来抑制 TC-SAW 器件中的横向寄生效应。图 6 为这种新型谐振器结构示意图^[17]。由图可看出,此谐振器结构中,将声波谐振器的波导进行弯曲,其弯曲角度(θ)为谐振器叉指换能器(IDT)区域的长度与半径(ρ)之比。当 SAW 谐振器被弯曲后,仍可进行诱导基本模式,但因辐射损耗增加,高次横向模式将被泄露掉。与其他横向模式抑制方法相比,这种新谐振器弯曲方法只是改变结构的外形,工艺流程无需进行特殊处理。这种方法比电极切趾法更有效,其原因是切趾法会因谐振器边缘处 TC-SAW 孔径的减小而使有效耦合降低。

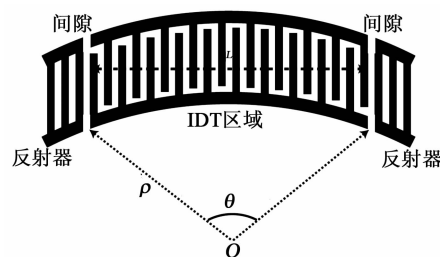


图 6 弯曲型谐振器结构示意图

2 BAW 滤波器技术

从近两年全球 5G 移动通信网络技术的部署情况来看,已包含第一阶段 3~5.9 GHz 的 sub-6G 频段,以及下一阶段 24 GHz 以上的毫米波频段^[18]。因此,通过利用更高频段及频段重组来实现 5G 移动通信,使声学滤波器面临新的技术挑战。与 SAW 滤波器技术相比,在高频范围内,BAW 滤波器技术的通带插损小,选择性高,可承受高功率的时间长,静电放电(ESD)保护好,且温度特性稳定^[19-20]。

虽然在 20 世纪 60 年代 BAW 滤波器已有相关研究^[21],但直到 90 年代才体现出其在吉赫兹频段应用的优势。近年来,因微机电系统(MEMS)等制备工艺的成熟,BAW 滤波器的研究与应用也取得了良好进展,但其重点研究工作仍围绕宽带化、高功率化、高温稳定性及小型化等方向进行开展^[22-23]。

1995 年,K. M. Lakin 等^[24]对实现 BAW 滤波器的声谐振器进行了分类。根据声能反射方式和结构方式的不同,BAW 滤波器的声谐振器可分为薄

膜体声波谐振器(FBAR)及固体装配型(SMR, 又称为固贴型)BAW 谐振器^[25]。FBAR 滤波器可提供更大的带宽, 具有更好的滤波性能。SMR 型滤波器因其结构中有一条导热通路通向衬底, 可通过衬底进行散热, 但其 Q 值相对较低。而 FBAR 滤波器由于谐振器结构里有气隙, 因为空气是不良热导体, 因此导热能力相对较弱^[26]。如 Qorvo 公司开发的 SMR 型 BAW 滤波器, 其谐振器结构中的声发射层很薄, 与下方的 Si 基板直接相连, 从而使滤波器内产生的热量能有效地从压电谐振器散开, 并通过反射层传递至基板^[27]。如图 7 所示, Qorvo 公司使用 SMR 谐振器结构的器件每瓦发射功率的温度只上升 20°C , 而使用 FBAR 结构时, 每瓦发射功率的温度则上升 70°C ^[28]。因此, SMR 滤波器更能满足系统在大功率和高温条件下对插入损耗和带外衰减的要求。

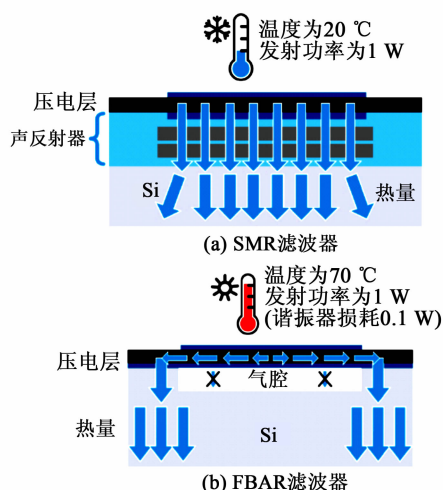


图 7 SMR 与 FBAR 滤波器结构的功率和热量处理对比

为满足 5G 通信技术发展要求, 美国 Resonant Inc. 公司于 2019 年 2 月研制了一种新型的高性能 FBAR 型滤波器^[28]。该滤波器采用 XBARTM 的谐振器进行制作, 具有很大的耦合系数, 在 5 GHz 时可实现 500 MHz 的大带宽, 且在 31 GHz 时, $Q > 500$ 。典型的 XBARTM 谐振器采用厚 400 nm 的单晶 ZY-LiNbO₃ 薄晶片进行制作, 其结构示意图如图 8 所示^[29]。利用此谐振器制作的 XBARTM 滤波器可支持 5G 或 WiFi 高达 7 000 MHz(802.11 ax)频段, 且带宽超过 1 000 MHz(相对带宽为 18%)。同时, 这种滤波器还可以在整个频段上实现低损耗(< 1.5 dB), 并能抑制相邻频率的干扰(> 50 dB)。

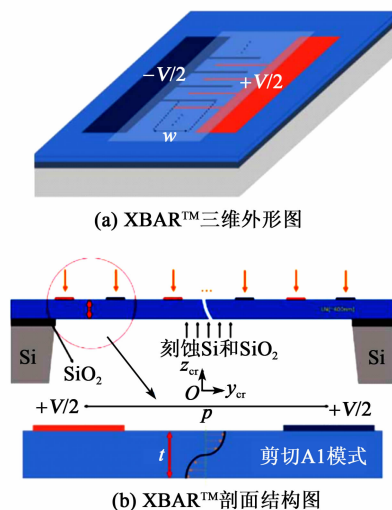
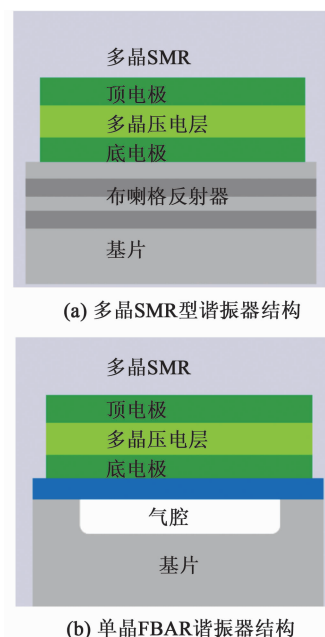


图 8 XBARTM 谐振器结构示意图

Akoustis 技术公司是一家新兴的专门提供高频 RF BAW 滤波器的集成器件企业, 其利用独有的 XBARTM 专利技术, 开发出了基于单晶压电薄膜的商用 3~7 GHz FBAR 滤波器产品^[30]。该公司在 BAW 滤波器制作过程中使用了高纯度单晶压电 AlN 材料。与使用物理气相沉积(PVD)法制备的多晶 AlN 相比, 通过外延生长的金属有机化学气相沉积(MOCVD)法制备的单晶 AlN 具有更高的固有晶体质量, 能改善声波速度和压电机机械耦合系数, 从而获得高带宽、高工作频率和高输出功率^[31]。图 9 为 Akoustis 技术公司采用的 BAW 谐振器结构与传统类型结构对比^[32]。图 9(c)为 Akoustis 技术公司所采用的 BAW 谐振器结构。



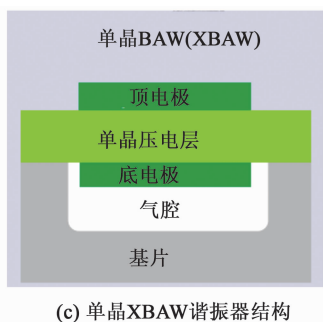


图9 3种BAW谐振器的截面结构对比

3 结束语

当代通信技术不断演进,给RF滤波器的发展带来良好的机遇。近年来,在4G和5G通信技术的连续推动下,声学滤波器技术不断创新,器件进一步朝向小型化、高频化及集成化等方向迈进。一些高性能器件(如I. H. P SAW、UltraSAW、XBAR™、XBAW等)技术给业界注入了新的活力,使声学滤波器持续在射频前端通信领域发挥重要作用。

当前,声学滤波器技术已步入到面向5G的Sub-6G频段范围的研究层面,同时,针对更高频段范围的下一代通信技术(6G)的应用研究也受到业界的关注。除进一步减小器件的物理尺寸、降低成本和提高频率外,仍期望器件的性能能得到提高。因此,声学滤波器的未来发展必将面临一些技术挑战,即进一步减少辐射损耗、温度稳定性、增强功率耐受性及开发新材料等技术问题。

参考文献:

- [1] EDFORS O, TUFVESSON F, MARZETTA T L. Massive MIMO for next generation wireless systems [J]. IEEE Communications Magazine, 2014, 52(2): 186-195.
- [2] OSSEIRAN A, MONSERRAT J F, MARSCH P. 5G mobile and wireless communications technology [M]. Cambridge CB2 8BS, United Kingdom: Cambridge University Press, 2016.
- [3] BLOCK C. Strategy of high frequency components business [C]//Tokyo, Japan: 2016 Business Strategy Meeting(TDK Corporation), 2015:12-19.
- [4] MILLER L. RF Filter technologies for dummies [M]. USA: John Wiley & Sons, Inc, 2015.
- [5] AIGNER R, FATTINGER G. 3G-4G-5G: How baw filter technology enables a connected world [C]//Berlin Germany: 20th International Conference on Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems & Eurosensors

XXXIII (Transducers & Eurosensors XXXIII), 2019: 523-526.

- [6] TAKAMINE Y C, TAKAI T, IWAMOTO H. A novel 3.5 GHz low-loss bandpass filter using I. H. P. SAW resonators [C] //Kyoto, Japan: Proceedings of 2018 Asia-Pacific Microwave Conference, 2018:1342-1344.
- [7] BUNEA A C, NECULOIU D, DINESCU A, et al. Recent developments in microwave filters based on GaN/Si SAW resonators, operating at frequencies above 5 GHz [C]//Noordwijk, Netherland: ESA SPCD 2018 Symposium, 2018:72-82.
- [8] Qualcomm. 面向5G/4G移动终端推出突破性的Qualcomm ultraSAW射频滤波器技术 [EB/OL]. [2020-02-18]. <https://www.qualcomm.cn/news/releases->.
- [9] BALLANDRAS S, COURJON E, BERNARD F. New generation of SAW devices on advanced engineered substrates combining piezoelectric single crystals and silicon [C] //Orlando, FL, USA: 2019 Joint Conference of the IEEE International Frequency Control Symposium and European Frequency and Time Forum (EFTF/IFC), 2019.
- [10] 上海微系统所七室. 上海微系统所利用异质集成技术研制出高性能射频滤波器 [EB/OL]. [2020-07-20]. http://www.sim.cas.cn/xwzx2016/kyjz/202007/t20200720_5637522.html.
- [11] ZHANG Shibin, LU Ruochen, ZHOU Hongyan, et al. Surface acoustic wave devices using lithium niobate on silicon carbide [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2020, 68(9): 3653-3666.
- [12] HASHIMOTO K Y, KADOTA M, NAKAO T, et al. Recent development of temperature compensated SAW devices [C]//Orlando, FL, USA: 2011 IEEE International Ultrasonics Symposium, 2011:79-86.
- [13] MIURA M, MATSUDA T, SATOH Y, et al. Temperature compensated LiTaO₃/sapphire bonded SAW substrate with low loss and high coupling factor suitable for US-PCS application [C]//Quebec, Canada: 2004 2011 IEEE International Ultrasonics Symposium, 2004:1322-1325.
- [14] MATSUDA S, HARA M, MIURA M, et al. Application of fluorine doped SiO₂ films for temperature compensated SAW devices [C]//Orlando, FL, USA: 2011 IEEE International Ultrasonics Symposium, 2011: 76-78.
- [15] LARRY M. RF filter applications for dummies [M].

- Hoboken; John Wiley & Sons, Inc, 2015.
- [16] 冷俊林,董加和,陆川,等. 一种窄带温补型声表面波滤波器[J]. 压电与声光, 2020, 42(1): 67-70.
LENG Junlin, DONG Jiahe, LU Chuan, et al. A narrowband temperature compensated SAW filter[J]. Piezoelectrics & Acoustooptics, 2020, 42(1): 67-70.
- [17] LIU Yuhao, LIU Jiansong, WANG Yiliu. A novel structure to suppress transverse modes in radio frequency TC-SAW resonators and filters[J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2019, 29(4): 249-251.
- [18] AIGNER R, FATTINGER G, SCHAEFER M, et al. BAW Filters for 5G bands[C]//San Francisco, CA, USA; 2018 IEEE International Electron Devices Meeting (IEDM), 2018: 332-335.
- [19] 胡念楚, 温度补偿的压电薄膜体声波滤波器[D]. 天津: 天津大学, 2011.
- [20] AIGNER R. SAW and BAW technologies for RF filter applications: A review of the relative strengths and weaknesses[C]//Beijing, China; 2008 IEEE International Ultrasonics Symposium Proceedings, 2008: 582-589.
- [21] SLIKER T R. A thin-film CdS-quartz composite resonator[J]. Journal of Applied Physics, 1967, 38(5): 2350.
- [22] KRISHNASWAMY S V, ROSENBAUM J, HORWITZ S, et al. Film bulk acoustic wave resonator technology[C]//NM, USA; 1992 IEEE MTT-S Microwave Symposium Digest Albuquerque; IEEE Press, 1992: 153-155.
- [23] 徐学良, 陆玉姣, 杨柳, 等. 薄膜体声波滤波器的发展现状[J]. 压电与声光, 2017, 39(2): 163-166.
XU Xueliang, LU Yujiao, YANG Liu, et al. The state-of-the-art of film bulk acoustic wave resonators filter[J]. Piezoelectrics & Acoustooptics, 2017, 39(2): 163-166.
- [24] LAKIN K M, KLINE G R, MCCARRON K T. Development of miniature filters for wireless applications[J]. IEEE Trans Microw Theory Techn, 1995, 43(12): 2933-2939.
- [25] RUBY R. Review and comparison of bulk acoustic Wave FBAR, SMR Technology [C]//New York, NY, USA; 2007 IEEE Ultrasonics Symposium Proceedings, 2007: 1029-1040.
- [26] TAJIC A, AIGNER R, ALJOU MAYLY M, et al. No-drift™ BAW-SMR; Over-moded reflector for temperature compensation[C]//Tours, France; 2016 IEEE International Ultrasonics Symposium Proceedings, 2016: 1-4.
- [27] QORVO I. A new generation of 5G filter technology [EB/OL]. [2020-01-21]. <https://www.qorvo.com/>.
- [28] RESONANT I. Resonant announces performance data of first XBAR™ filter [EB/OL]. [2019-02-25]. <https://www.globenewswire.com/news-release/2019/02/25/1741227/>.
- [29] PLESSKY V, YANDRAPALLI S, TURNER P J. Laterally excited bulk wave resonators (XBARs) based on thin lithium niobate platelet for 5 GHz and 13 GHz filters[C]//Boston, MA, USA; 2019 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium, 2019: 512-515.
- [30] Akoustis Technologies. Introducing XBAW™ technology [EB/OL]. [2020-01-05]. <https://akoustis.com/technology-presentations/xbaw-technology/>.
- [31] MICHAEL D H, RAMAKRISHNA V, SHAWN R G. High rejection UNII 5.2 GHz wideband bulk acoustic wave filters using undoped single crystal AlN-on-SiC resonators[C]//San Francisco, CA, USA; 2017 IEEE International Electron Devices Meeting (IEDM), 2017: 625-628.
- [32] Akoustis Technologies. 面声波/体声波滤波器市场: 新选手提供新方案[J]. 微波杂志, 2018(12): 8-18.

基于六端口的声表面波谐振器查询系统研究

何红¹, 赵佐²

(1. 西安航空学院 电子工程学院, 陕西 西安 710077; 2. 西北工业大学 计算机学院, 陕西 西安 710072)

摘要:声表面波(SAW)谐振器已广泛应用于各种无线传感器中,为了实现高更新率、高精度的 SAW 测量,该文提出了一种基于低成本六端口的谐振式 SAW 查询系统。通过低成本六端口干涉仪,精确快速地测定无源 SAW 谐振器的频率。利用延迟线,将频率测量值简化为可通过六端口网络进行即时评估的相位测量值,即将引入的相移与非延迟信号进行比较获得频率估计。研究结果表明,与传统设计相比,所提设计不需进行复杂的信号处理,可提供高更新率,且系统成本较低。2.4 GHz 频带的实验证明了所提设计的可行性和优越性,实现的精度较高,且测量时间仅需约 3 μ s。

关键词:声表面波;六端口干涉仪;谐振式;延迟线;频率

中图分类号:TN65;TP212 **文献标志码:**A **DOI:**10.11977/j.issn.1004-2474.2020.05.009

Study on Surface Acoustic Wave Interrogation System Based on a Six-port Resonator

HE Hong¹, ZHAO Zuo²

(1. College of Electronic Engineering, Xi'an Aeronautical University, Xi'an 710077, China;

2. College of Computer, Northwest Polytechnical University, Xi'an 710072, China)

Abstract: SAW resonators are widely used in various wireless sensor applications. In order to achieve high update rate and high precision SAW measurement, a low-cost resonant SAW interrogation system is proposed in this paper. By using a low-cost six-port interferometer, the frequency of a passive SAW resonator can be measured accurately and quickly. By using delay line, the frequency measurement value can be simplified to the phase measurement value which can be evaluated in real time through the six-port network, that is, the frequency estimation can be obtained by comparing the introduced phase shift with the non-delayed signal. The results show that compared with the conventional design, the proposed design can provide a high update rate and lower system cost without complex signal processing. The experiment on 2.4 GHz frequency band has proved the feasibility and superiority of the proposed design, the accuracy is high and the measurement time is only about 3 μ s.

Key words: surface acoustic wave; six-port interferometer; resonant; delay line; frequency

0 引言

声表面波(SAW)传感器^[1]在当前工业和自动化测量系统中发挥着重要作用。其常被用于在恶劣环境中对各种物理量(如温度、压力、张力和扭矩)进行遥感探测^[2]。反射延迟线 SAW 传感器需宽带射频(RF)查询脉冲,而谐振式 SAW 传感器是利用窄带 RF 脉冲进行快速查询^[3],可准确地检测温度或压力等物理量的变化。

迄今为止,研究人员已提出各种不同的谐振式

SAW 传感器查询方法^[4-6]。当前系统首先通过发送脉冲窄带激励,对谐振器进行“充电”,然后获取衰减信号,由此直接测量自谐频率。为确定频率,一般通过计算快速傅里叶变换(FFT),在数字域中进行信号处理^[6]。这些读取器的谐振器响应时间短(通常仅持续几微秒),且要求千赫级的频率分辨率。对于 433 MHz 频带中的 SAW 谐振器,目前先进的高速谐振式 SAW 读取器可实现高达 16 kHz 的测量值更新率^[7]。但这些读取器需要 2 个并行的数字信号

收稿日期:2020-05-06

基金项目:国家自然科学基金资助项目(61103178);西安市科技计划基金资助项目(201805032YD10CG16(2))

作者简介:何红(1975-),女,陕西西安人,讲师,硕士,主要从事测控技术与仪器、网络通信等的研究。赵佐(1974-),男,副教授,博士,主要从事微控制器与通信技术、SAW 应用的研究。

处理器(DSP)来计算 FFT,并需要 1 个额外的微控制器来进行系统管理。

提出的查询方法是利用 SAW 谐振器的衰减响应信号来确定其谐振频率。本文所提方法基于瞬时频率测量(IFM)的概念^[8],使用了一个低成本的六端口干涉仪和一条已知长度的单延迟线,将引入的相移与非延迟信号相比,从而进行频率估计。在模拟域中对信号进行处理,因此不需要计算 FFT,且系统成本较低,不需要复杂的信号处理。实验结果验证了所提设计的优越性。

1 系统设计

1.1 理论概念

瞬时频率测量的核心理念是将位置信号分割为两部分,并对其中一部分使用延迟线,从而在两部分之间产生依赖于频率的相移。其后,可利用鉴相器对该相移进行评估,通过精确的延迟线长度知识,计算出未知信号的频率。基于六端口的 SAW 查询系统的概念图如图 1 所示。将短连续波(CW)查询脉冲,通过一个循环器(也可替换为 RX/TX 转换器或 RF 耦合器)发送至 SAW 谐振器。为激发振荡,查询信号的频率必须接近传感器的谐振频率。在快速关闭激发信号后,SAW 在其谐振频率处开始衰减。通过功率分配器对该响应信号进行两等分。其中一部分信号被直接馈入六端口,另一部分则在进入第 2 个端口前延迟 τ_d 。

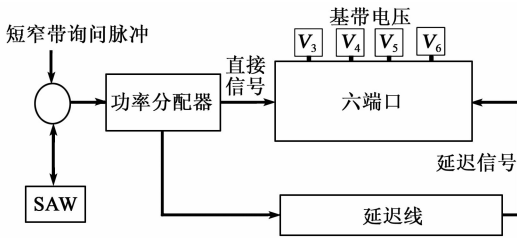


图 1 SAW 查询系统的示意图

由此在 2 个信号之间会产生依赖于频率 f 的相对相移 $\Delta\varphi$,即

$$\Delta\varphi = 2\pi f\tau_d \quad (1)$$

通过六端口干涉仪对相位差进行评估,其中在 0° 、 90° 、 180° 和 270° 4 个不同的相对相移下对直接信号(I_1)和延迟信号(I_2)进行叠加,并通过功率检测器将 RF 信号下转换为 4 个基带电压($V_3 \sim V_6$)。这些 DC 电压形成一个复向量 $\mathbf{z}$,即

$$\mathbf{z} = (V_3 - V_4) + j(V_5 - V_6) \quad (2)$$

最后可通过计算复向量的幅角,得到输入端口

处的相位差:

$$\Delta\varphi = \arg(\mathbf{z}) \quad (3)$$

利用延迟线的精确时延 t_d ,通过重写式(1)推导出原始信号的频率:

$$\tilde{f} = \frac{\Delta\varphi}{2\pi \cdot \tau_d} \quad (4)$$

当延迟线有效长度超过要测量最高频率的波长时,该计算会出现不确定性。一般系统的非模糊带宽 f_B 是有限的^[9],即

$$f_B = \frac{1}{\tau_d} \quad (5)$$

1.2 六端口和功率探测器

目前,六端口接收器得到广泛应用的主要原因 是其具有较好的相位分辨力,支持宽带操作及简单的电路复杂度,因此,系统成本较低^[10]。相关研究表明^[10],利用相对较大的系统带宽(一般至少为其操作频率的 10%)易实现六端口系统。对于 SAW 感测应用,这些设备通常仅用于带宽很窄的工业、科研和医疗(ISM)频段。但由于需测量的信号具有快速时变的特点,必须考虑探测器带宽和动态范围:加载 SAW 谐振器的振幅会呈指数下降。时间常量 τ_{SAW} 取决于品质因数(Q_{SAW})和 SAW 的频率,即

$$\tau_{SAW} = \frac{Q_{SAW}}{\pi f} \quad (6)$$

在 2.4 GHz ISM 频段中,本文测得加载 SAW 谐振器的 $Q_{SAW} \approx 2\ 300$ 。因此,对于这些设备, τ_{SAW} 略大于 300 ns。当激发信号在 $t = 0$ 处被关闭时,SAW 幅值 $A(t)$ 为

$$A(t) = A_{\max} \cdot \exp(-t/\tau_{SAW}) \quad (7)$$

当功率检测器使用全动态范围 PD_{dr} 时,功率探测器可跟踪 SAW 的指数衰减的最大测量时长 $t_{m,\max}$ 为

$$\frac{A(t=0)}{A(t=t_{m,\max})} = \frac{A_{\max}}{A_{\max} \cdot \exp(-t_{m,\max}/\tau)} = 10^{PD_{dr}/20} \quad (8)$$

$$t_{m,\max} = PD_{dr} \cdot \tau_{SAW} \cdot \frac{\ln(10)}{20} \quad (9)$$

功率探测器最大动态值为 45 dB 时,SAW 的测量时间上限 $t_m \approx 1.5 \mu s$ 。为捕捉这种短时无畸变信号,检测器和基带带宽必须保持较高水平。

1.3 延迟线

延迟线的延时是整个系统的重要设计参数,

一方面,延迟线应尽可能长,因为系统的整个测量动态范围映射到一个非模糊频带中。在对谐振式 SAW 传感器进行频率测定时,仅需很窄的非模糊带宽,而传感器的频偏很小,通常小于 1 MHz。必须接近传感器自身谐振频率对其进行激发,粗频为已知,可应用于式(4)中模糊计算偏移量。假定 SAW 传感器的最大频偏为 1.5 MHz,则延迟线最大延时 $\tau_d=670\text{ ns}$,有效长度 $d_e=200\text{ m}$ (以真空中的光速计)。虽然该数值看起来较高,但由于基片中声波速度较慢,这样的延时可作为 SAW 的有效延时^[11]。

另一方面,应该将延迟线长度维持在尽可能短的水平。其原因是:随着延迟线长度增加,传输损失也会变大,这会降低测量精度。从空间和成本因素考虑,也应选取较短的延迟线。此外,延迟线的长度越长,最大测量时间会越短,因为参考信号和延迟信号必须同时存在于六端口处,以提取两者间的相位差。同时,由于传感器振幅的指数衰减,较长的延迟线会导致在延迟信号到达六端口的第二个输入前,参考端口处的信号振幅已减小。

2 实验与分析

2.1 参数与实验装置

本文搭建了基于集总元件的 2.4 GHz 六端口以进行测量,其中包含 4 个商用的温度补偿有功率探测器,最大动态值($\pm 1\text{ dB}$ 线性区域)为 45 dB。系统的技术参数如表 1 所示。

表 1 六端口设计的参数说明

六端口	频带/GHz	2.2~2.7
	最大相位差/(°)	<5(2.3 GHz~2.6 GHz)
探测器	动态值/dB	45
	特征	对数
	最大带宽/MHz	3
	10 dB 阶跃响应/ns	70
PCB	基板	FR4
	尺寸/mm	35×35

利用低成本的 RG58U SMA 线缆(几何长度 $d_g=10\text{ m}$)来实现延迟线。其有效磁导率为 $r=2.26$,因此, $d_e=15\text{ m}$,延迟约为 50 ns。该数值可实现较好的权衡。

图 2 为测量装置。将 2 个 SAW 谐振器(SAW1, SAW2)安装在弯梁上,以测量其在微差配置下的机

械应力。在通过一个测微螺旋施力时,一个 SAW 被拖曳,同时另一个 SAW 被压缩。这样能提高系统的准确度和敏感度,因为影响到 2 个 SAW 的异常干扰在某种程度上被抵消了。使用一个信号发生器来生成激发信号,连续波脉冲持续时间为 $1.5\text{ }\mu\text{s}$,射频功率为 0。为了对某个 SAW 进行查询,需要使用 1 个额外的 RF 单刀双掷(SPDT)开关,因为 2 个 SAW 的谐振频率过于接近以致于无法单独激发某个 SAW。利用功率分配器对被激发的 SAW 传感器的响应信号进行分割。将信号的一部分直接馈入六端口干涉仪的第 1 个输入端口,另一部分则在馈入第 2 个输入端口前,被 10 m 的 SMA 线缆所延迟。采用 1 个四通道数字存储示波器(DSO)采集基带信号。

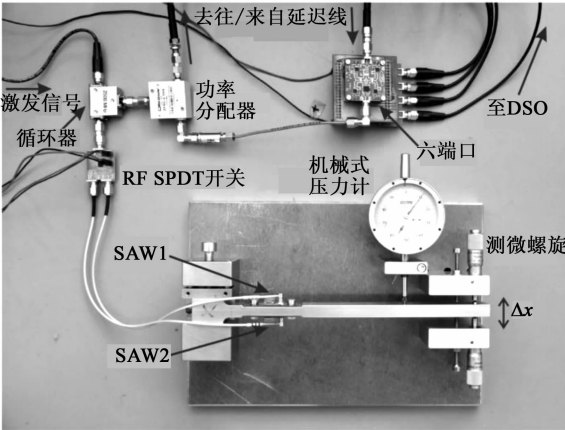


图 2 测量装置图

实验首先给出不同激发频率下的单个 SAW 的实验结果,然后展示微差配置下,弯梁上的机械应力的测量结果。使用非线性系统进行测量。由于延迟线具有温度敏感性,且群时延为每千条线缆 80×10^{-6} 。所以线性化会随着时间推移而漂移。若需要进行温度稳定的长期测量,需要利用合适的现场线性化技术解决该问题。

2.2 单个 SAW 传感器的信号查询

在 SAW 的估计谐振频率附近,进行了 $\pm 1\text{ MHz}$ 的精细步进频率扫描。图 3 为测得的传感器响应及激发脉冲的参考测量结果。与预期相符,传感器响应的频率不受激发频率的影响。如果将标准偏差纳入考量,则应该在传感器谐振频率附近对其进行激发,因为这样会使谐振器采集到大部分能量,系统能表现出最优测量精度。最低标准偏差 $\sigma_{\text{SAW}}\approx 17\text{ kHz}$,该数值与约 7×10^{-6} 的 RF 频率相关。

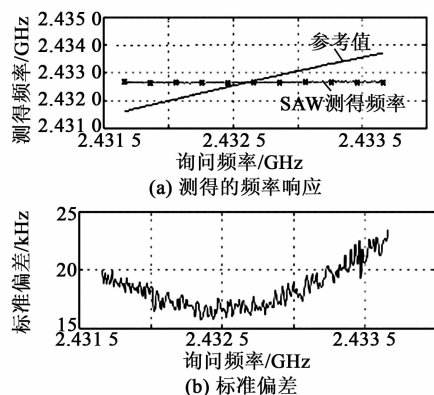


图3 不同查询频率下测得频率响应和标准偏差

2.3 弯梁上应力的微差测量

根据文献[12]的研究可知,微差测量能显著提升系统的准确度和灵敏度。对于弯梁测量案例,2个SAW间的频差 Δf_m 与施加的机械应力成正比,因为一个传感器被压缩,而另一个传感器则被拉伸。利用2个测微螺旋,对弯梁施加了共计181次偏转。使用一个精密刻度量规得到偏转的机械参考测量值。每10 μm 测量1次,由此在参考测量点处得到整体最大偏转 $\Delta x = \pm 900 \mu\text{m}$ 。为了提高示波器采集基带电压时模数转换器(ADC)的分辨率,在采集过程中直接在示波器中进行内部过采样,并取256次的均值。

图4(a)、(b)分别为2个SAW的谐振频率随着弯梁位移变化的测量结果。由图可知,由于采用了微差测量,随着力的施加,一个SAW测得的频率增加,另一个SAW测得的频率则相应降低。第1、2个SAW表现出的最大频率偏移分别为0.97 MHz和

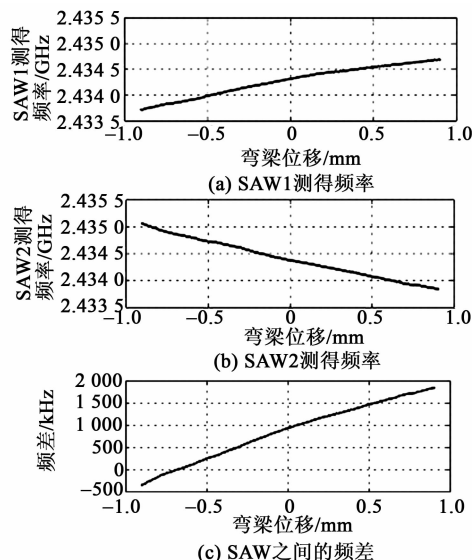


图4 弯梁上机械应力的微差测量结果

1.22 MHz。此外,2个曲线表现出了非线性。这表明2个SAW间的安装和匹配并不完美,且六端口系统不是理想的线性。但这已能完成概念证明。图4(c)为计算出的2个传感器间的频差,全刻度频差 $\Delta f_{\max} = 2.18 \text{ MHz}$ 。在未施加任何应力的情况下, $\Delta f \approx 940 \text{ kHz}$,单次测量的标准偏差 $\sigma_f = 21.9 \text{ kHz}$,由此全刻度随机误差约为1%。

2.4 时域测量

图5为对于以SAW的谐振频率附近约100 kHz为中心的单个询问脉冲,六端口的4个基带电压的测量结果。由图可看出从约1.5 μs 开始谐振器的延迟“响应”。由于采用了对数功率检测器,基带信号的振幅呈线性下降。测量结果证明了第1.1节的理论计算的有效性,可在约3 μs 内执行对单个SAW的询问。

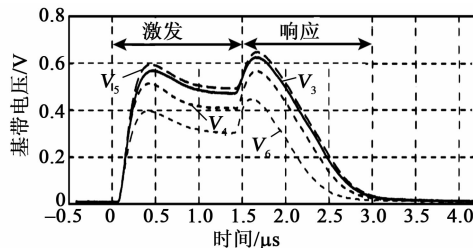


图5 4个基带电压的测量结果

2.5 延迟线信号强度的损失情况

利用低成本的RG58U SMA线缆($d_g = 10 \text{ m}$)来实现延迟线。其 $r = 2.26$,因此, $d_e = 15 \text{ m}$,延迟约为50 ns。该数值可实现较好的权衡。通过向量网络分析器对线缆进行表征,图6为延迟线信号强度的损失情况测量结果。

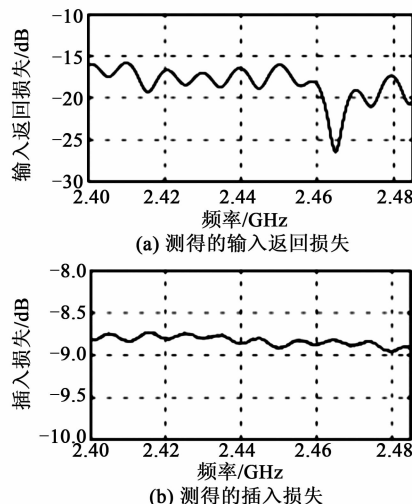


图6 不同频率下的延迟线信号强度损失情况

由图6可知,2.4 GHz ISM 频段中的输入返回损失小于-15 dB,其他频段也均小于-15 dB;对于不同频率,传输损失区间为[-8.9 dB, -8.7 dB]。因此,延迟线的信号强度所受影响很小,从而对本文方法影响较弱。

3 结束语

本文提出了利用低成本六端口干涉仪基于瞬时频率测量的高速谐振式 SAW 读取器的设计方法。分析了六端口和延迟线的设计考量,执行了微差测量装置中确定弯梁上机械应力的实验。实验结果表明,基于六端口的 IFM 可作为传统的基于 FFT SAW 读取器的有效替代方案,且能提高更新率。

参考文献:

- [1] 王城,钟智勇. ZnO/GGG 准 2-2 型单端口 SAW 谐振器初探[J]. 压电与声光, 2019, 41(5):650-653.
WANG Cheng, ZHONG Zhiyong. Preliminary study on quasi 2-2 single-port SAW resonator based on ZnO/GGG[J]. Piezoelectrics & Acoustooptics, 2019, 41(5): 650-653.
- [2] KALININ V, LEIGH A, STOPPS A, et al. Resonant SAW torque sensor for wind turbines[C]//Besancon, France: European Frequency and Time Forum International Frequency Control Symposium, 2013:462-465.
- [3] 李天利,徐刚,房立存. 无线无源延迟线型 SAW 传感器查询信号研究[J]. 深圳大学学报(理工版), 2013, 30(5): 527-531.
- [4] 蒋平英,罗山焱,龙峥,等. 谐振式声表面波温度传感系统查询器设计[J]. 压电与声光, 2014, 36(4):498-501.
JIANG Pingying, LUO Shanyan, LONG Zheng, et al. Interrogation design of SAW resonator temperature sensor system [J]. Piezoelectrics & Acoustooptics, 2014, 36(4): 498-501.
- [5] 何怡刚,陈张辉,李兵,等. 改进 AFSA-BP 神经网络的湿度传感器温度补偿研究[J]. 电子测量与仪器学报, 2018, 32(7): 95-100.
HE Yigang, CHEN Zhanghui, LI Bing, et al. Research on temperature compensation for humidity sensor of improved AFSA-BP neural network[J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2018, 32(7): 95-100.
- [6] HE Haijun, SHAO Liyang, QIAN Heng, et al. Novel birefringence interrogation for Sagnac loop interferometer sensor with unlimited linear measurement range [J]. Optics Express, 2017, 25(6): 6832-6841.
- [7] LIU Boquan, TANG Pinghua. A context-aware frequency estimation method for wireless passive resonant SAW sensors[J]. Sensor Review, 2017, 45(12):71-82.
- [8] 李月琴,裴丽,李晶,等. 多级高精度可调谐的瞬时频率测量方法[J]. 中国激光, 2015, 42(12): 221-228.
LI Yueqin, PEI Li, LI Jing, et al. Instantaneous frequency measurement using multi-step approach with high resolution and tunable range[J]. Chinese Journal of Lasers, 2015, 42(12): 221-228.
- [9] EASTP W. Fifty years of instantaneous frequency measurement [J]. Radar, Sonar Navigation, IET, 2012, 6(2): 112-122.
- [10] 曹煜. 微波通信系统中六端口技术的研究与应用[D]. 成都:电子科技大学, 2015.
- [11] WEIGEL R, MORGAN D, OWENS J, et al. Microwave acoustic materials, devices, and applications[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2002, 50(3):738-749.
- [12] RAJ V B, NIMAL A T, PARMAR Y, et al. Investigations on the origin of mass and elastic loading in the time varying distinct response of ZnO SAW ammonia sensor[J]. Sensors & Actuators B, 2012, 41(11): 166-167.

复合氮化铝压电薄膜研制及其应用

陈运祥,赵雪梅,郑泽渔,陶毅,伍平,田亚睿,张永川,许东辉

(中国电子科技集团公司第二十六研究所,重庆 400060)

摘要:采用中频(MF, 40 kHz)双S枪磁控反应溅射制备出了氮化铝(AlN)压电薄膜;采用直流磁控溅射法制作了Mo电极薄膜;采用脉冲DC磁控溅射Au、Cr、Al靶分别制作Au/Cr底电极薄膜及Al/Cr顶电极薄膜。通过对AlN压电薄膜、Mo及Au电极薄膜进行了X线衍射(XRD)分析,结果表明,复合AlN压电薄膜(002)面、Mo薄膜(110)面及Au薄膜(111)面择优取向优良,说明选用Al/Cr/AlN/Au/Cr/YAG复合结构压电薄膜能研制出Ku波段及K波段声体波微波延迟线(BAWDL),其Ku及K波段BAWDL器件插入损耗分别低至43.7 dB、54.6 dB。

关键词:复合氮化铝压电薄膜;Ku及K波段声体波微波延迟线(BAWDL);低插损

中图分类号:TN65 **文献标志码:**A **DOI:**10.11977/j.issn.1004-2474.2020.05.010

Preparation and Application of Composite AlN Piezoelectric Films

CHEN Yunxiang, ZHAO Xuemei, ZHENG Zeyu, TAO Yi, WU Ping, TIAN Yarui,

ZHANG Yongchuan, XU Donghui

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

Abstract: The piezoelectric AlN thin films were prepared using middle frequency(MF, 40 kHz) magnetron reactive sputtering process with dual s-gun structure. The electrode Mo thin films were made using DC magnetron sputtering process. The Au / Cr bottom electrode films and Al/Cr top electrode films were prepared by using pulse DC magnetron sputtering process to sputter gold (Au), chromium (Cr), aluminum (Al) targets. The AlN, Mo and Au thin films were analyzed by X-ray diffraction(XRD). The results show that the (002) crystal surface of the composite aluminum nitride AlN piezoelectric film, the (110) surface of Mo film and the (111) surface of Au film have excellent preferred orientations, indicating that the Al/Cr/AlN/Au/Cr/YAG composite piezoelectric film can be used to develop Ku-band and K-band bulk acoustic wave microwave delay lines (BAWDL), and the insertion losses are as low as 43.7 dB and 54.6 dB, respectively.

Key words: composite piezoelectric AlN thin films; Ku and K band BAWDL; low insertion loss

0 引言

复合氮化铝(AlN)压电薄膜不但具有AlN压电薄膜的特质,还具有较高声传播速率、较小声损耗、较大机电耦合系数及热膨胀系数与Si相近等特点。因此,其在声表面波(SAW)和声体波(BAW)器件制作和高频宽带通信等领域应用前景较广^[1-5]。

由于复合AlN压电薄膜具有很高的BAW速度(11 300 m/s)和SAW速度(>7 500 m/s),因此,采用复合AlN压电薄膜制作高频BAW和SAW器件具有明显优势。

本文采用直流磁控溅射法制作了复合氮化铝压电薄膜,并描述了工艺参数及薄膜的结构参数测试

结果。利用溅射制备的复合氮化铝压电薄膜制作了Ku及K波段声体波微波延迟线(BAWDL),以及AlN/Mo/AlN/纳米金刚石(NCD)/Si复合结构声表面滤波器(SAWF)样品,并给出了测试结果。

1 Si基AlN/Mo/AlN/纳米金刚石(NCD)

1.1 磁控溅射制备AlN压电膜及Mo膜

采用Endeavor^{AT}型双S枪磁控溅射系统制作AlN压电薄膜。研制了NCD/Si基AlN(压电层)/Mo/AlN(种子层)结构的复合压电薄膜。其中,采用双S枪中频(40 kHz)磁控反应性溅射铝靶制作AlN薄膜;采用双S枪直流(DC)磁控溅射钼(Mo)靶制作出了Mo电极薄膜。各层薄膜生长条件如表1所示。

收稿日期:2020-09-02

作者简介:陈运祥(1963-),男,重庆市潼南区人,高级工程师,主要从事压电薄膜材料的研究。

表 1 薄膜生长条件

生长方式		靶材	气体	溅射功 率/kW	气体流量/(cm ³ · min ⁻¹)	
		(质量比 99.999%)	(质量比 99.999%)		N ₂	Ar
AlN 种子层	中频磁控反应性溅射	铝靶(双 S 枪)	N ₂ , Ar	6.7	18	6.0
AlN 压电层	中频磁控反应性溅射	铝靶(双 S 枪)	N ₂ , Ar	5.5	18	6.0
Mo 电极薄膜	直流磁控溅射	钼靶(双 S 枪)	Ar	3.5		6.5

1.2 AlN 及 Mo 薄膜择优取向

对制备的 AlN(压电层)/Mo/AlN(种子层)/NCD/Si 复合压电薄膜样品进行了 X 线衍射(XRD)分析,图 1 为 XRD 衍射曲线。图 2 为摇摆曲线。由图 1 可看出,AlN 压电薄膜(002)面 X 线衍射峰峰值强度 $I_{\text{max}}=3\,673\text{ cps}$ (每秒计数)(特征衍射角 $2\theta=36.131\,8^\circ$);其半峰宽 $FWHM=0.223\,4^\circ$ 。Mo 薄膜(110)面 $I_{\text{max}}=154\text{ cps}$ ($2\theta=40.726\,1^\circ$);其 $FWHM=0.387\,8^\circ$ 。由图 2 可看出,AlN 压电薄膜(002)面摇摆曲线 $FWHM=2.7^\circ$;摇摆曲线 $I_{\text{max}}=3\,727\text{ cps}$ ($\theta=17.679\,7^\circ$);结果显示 AlN 薄膜(002)面择优取向优良。

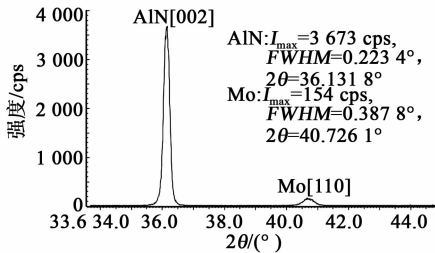


图 1 AlN 及 Mo 多晶薄膜 XRD 衍射曲线

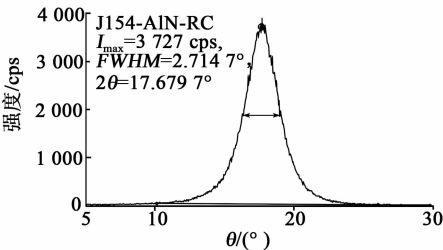


图 2 AlN 薄膜 XRD 摇摆曲线

2 钇铝石榴石(YAG)基 Al/Cr/AlN/Au/Cr 复合压电薄膜

2.1 Au/Cr 及 Al/Cr 薄膜制作

采用脉冲直流磁控溅射 Au、Cr、Al 靶分别制作了 Au/Cr 底电极薄膜及 Al/Cr 顶电极薄膜。并采用 XRD 分析 Au 薄膜晶粒(111)面择优取向,结果为 $I_{\text{max}}=44\,074\text{ cps}$, $2\theta=38.956\,0^\circ$, $FWHM=0.351\,1^\circ$ 。其摇摆曲线分析结果为 $I_{\text{max}}=2\,172\text{ cps}$; $\theta=19.439\,5^\circ$, $FWHM=9.3^\circ$ 。

2.2 AlN 压电薄膜制作

采用 Endeavor^{AT} 型双 S 枪磁控溅射系统制作 AlN 压电薄膜。研制出了 Au/Cr 基 AlN 压电薄

膜。用双 S 枪中频(40 kHz)磁控反应性溅射铝靶制作 AlN 薄膜,

AlN 压电层薄膜生长方式为中频磁控反应性溅射,靶材采用铝靶(双 S 枪)(质量比 99.999%),气体为氮气(N₂)(质量比 99.999%)、氩气(Ar)(质量比 99.999 9%),溅射功率为 5.7 kW,N₂ 流量为 21 cm³/min,Ar 流量为 7 cm³/min。

2.3 AlN 压电薄膜晶粒择优取向

采用 XRD 对研制出的 Au/Cr 基 AlN 压电薄膜样品进行了 XRD 分析,获得了该样品 XRD 衍射曲线及其摇摆曲线如图 3、4 所示。由图 3 可知,AlN 压电薄膜(002)面 X 线衍射峰 $I_{\text{max}}=736\text{ cps}$ ($2\theta=35.985\,3^\circ$);其 $FWHM=0.260\,8^\circ$ 。由图 4 可知,AlN 压电薄膜(002)面摇摆曲线 $FWHM=3.6^\circ$;摇摆曲线 $I_{\text{max}}=741\text{ cps}$ ($\theta=18.345\,2^\circ$)。这表明 AlN 薄膜(002)面择优取向优良。

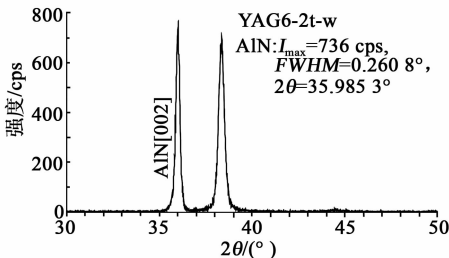


图 3 AlN 薄膜 XRD 衍射曲线

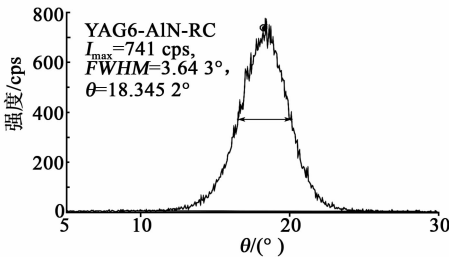


图 4 AlN 薄膜 XRD 摇摆曲线

3 复合 AlN 压电薄膜的应用

3.1 AlN 压电薄膜应用于 NCD SAW 器件

采用研制出的 AlN 压电薄膜应用于制作 NCD SAW 器件,其为 Si 基 IDT/AlN/Mo/AlN/NCD 结构。其中,IDT 为铝叉指换能器。采用矢量网络分析仪测试出该结构 SAW 滤波器频率响应曲线,如图 5 所示。

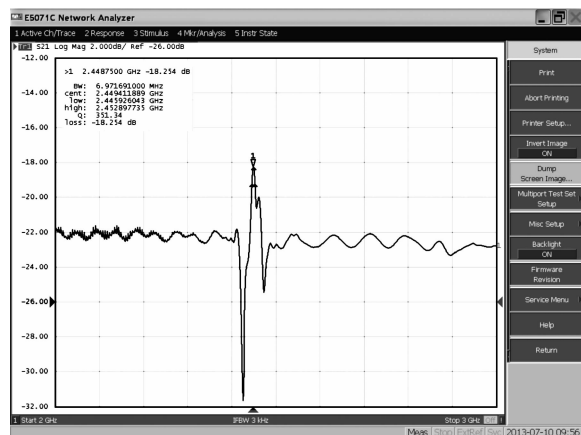


图5 AIN/Mo/AIN/NCD/Si 器件频率响应曲线

根据测试结果获得其 SAW 相速度 $v_p = 8\,040$ m/s (西沙瓦波一次模式), SAW 机电耦合系数 $k_s^2 = 1.18\%$ 。

3.2 复合 AIN 压电薄膜应用于 Ku 及 K 波段 BAWDL 器件

采用 Al/Cr/AIN/Au/Cr/YAG 复合结构压电薄膜研制出了 Ku 波段及 K 波段 BAWDL。采用矢量网络分析仪测试出该结构 BAWDL 频率响应及时域响应曲线,如图 6~8 所示。

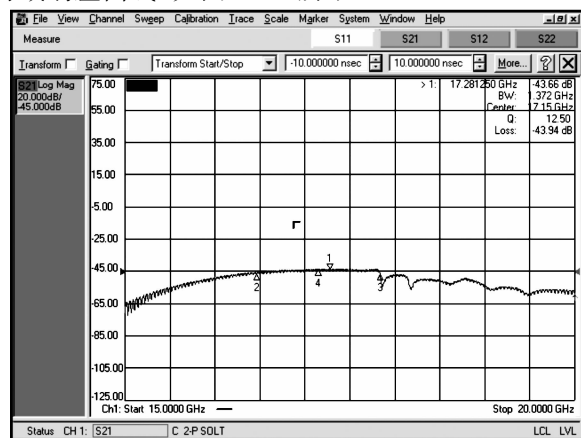


图6 Ku 波段 BAWDL 器件频率响应曲线

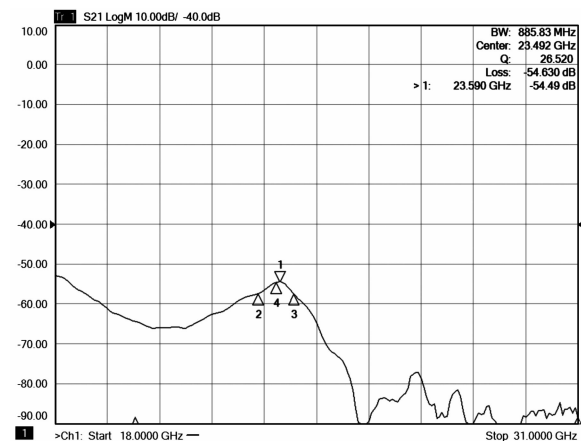


图7 K 波段 BAWDL 器件频率响应曲线

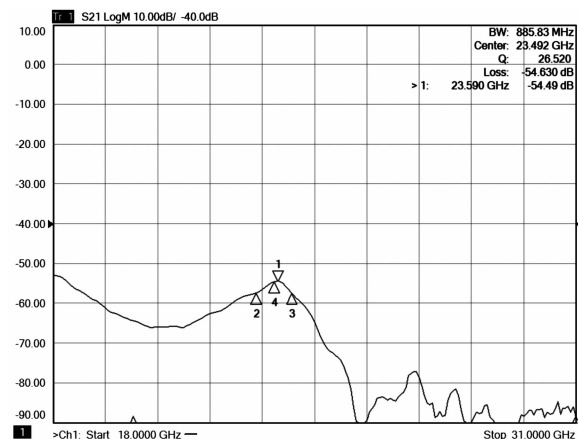


图8 K 波段 BAWDL 器件时域响应曲线

由图 6 可知,该器件中心频率为 17.3 GHz,插入损耗为 43.7 dB。由图 7 可知,该器件中心频率为 23.5 GHz,插入损耗为 54.6 dB,该复合压电薄膜材料的 $v_p = 9\,300$ m/s。

4 结束语

本文制作得到了高声速的复合 AIN 压电薄膜,在 Mo/AIN/NCD/Si 基上制作的 AIN 压电薄膜(002)面的 XRD 摇摆曲线半峰宽 $FWHM = 2.7^\circ$; Au/Cr 基上制作的 AIN 压电薄膜(002)面 XRD 摇摆曲线半峰宽 $FWHM = 3.6^\circ$ 。本文方法制备的 AIN 压电薄膜所得 Ku 波段 BAWDL 器件插入损耗低至 43.7 dB, K 波段 BAWDL 器件插入损耗低至 54.6 dB。

参考文献:

- [1] FUJII S. High-frequency surface acoustic wave filter based on diamond thin film[J]. Physica Status Solidi (A), 2011, 28(5): 1072-1077.
- [2] RODRIGUEZ-MADRID J G, IRIARTE G F, ARAUJO D, et al. Optimization of AIN thin layers on diamond substrates for high frequency SAW resonators[J]. Materials Letters, 2012, 66(1): 339-342.
- [3] MEINSCHIEN J, BEHME G, FALK F, et al. Smooth and oriented AIN thin films deposited by laser ablation and their application for SAW devices[J]. Applied Physics A: Materials Science & Processing, 2000, 70(2): 215-218.
- [4] LIU J M, CHONG N, CHAN H L W, et al. Pulsed-laser-deposited epitaxial aluminum nitride films on (111) Si for surface acoustic-wave applications[J]. Applied Physics A: Materials Science & Processing, 2003, 76(1): 93-96.
- [5] Goh Y W, LU Y F, REN Z M, et al. Influence of substrate temperature and ion-beam energy on the syntheses of aluminium nitride thin films by nitrogen-ion-assisted pulsed-laser deposition[J]. Applied Physics A: Materials Science & Processing, 2003, 77(3/4): 433-439.

捷联式重力无源导航系统

蔡体菁, 黄俊翔

(东南大学 仪器科学与工程学院, 江苏 南京 210096)

摘 要:为了满足水下运载体长航时、高精度、低成本的导航需要,提出由激光陀螺单轴旋转捷联惯性导航系统、计程仪、深度计、光纤陀螺捷联式重力仪和数字重力异常图组成的捷联式重力无源导航系统。运载体的位置由激光陀螺单轴旋转捷联惯性导航系统给出;光纤陀螺捷联式重力仪、计程仪和深度计组成水下捷联式重力测量系统,以激光陀螺单轴旋转捷联惯性导航系统提供的位置信息、计程仪提供的速度信息和深度计提供的水深信息作为观测量,应用扩展卡尔曼滤波计算出东、北、天坐标系下加速度计比力值,使用低通滤波实时获得重力值和重力异常值。根据存储在计算机中的数字重力异常图,运用相关极值法,计算得到运载体位置。2019年底,捷联式重力无源导航系统进行了长时间船载试验,对该系统试验数据进行了离线处理。试验结果表明,在匹配海域内,运载体位置误差小于1个重力异常图格网大小。

关键词:旋转捷联惯导系统(SINS);捷联式重力仪;重力异常图;重力无源导航

中图分类号: TN253; U666.1 **文献标志码:** A **DOI:** 10.11977/j.issn.1004-2474.2020.05.011

Strapdown Gravity Passive Navigation System

CAI Tijing, HUANG Junxiang

(Department of Instrument Science & Engineering, Southeast University, Nanjing 210096, China)

Abstract: In order to meet the needs of long-term, high-precision and low-cost navigation of underwater vehicles, a strapdown gravity passive navigation system is composed of a single-axis rotating strapdown inertial navigation system(SINS) based on laser gyro, a log, a depth gauge, a strapdown gravimeter based on fiber optic gyroscope and a digital gravity anomalies. The position of the carrier is given by a single-axis rotating SINS based on laser gyro; An underwater strapdown gravity measurement system is formed of a strapdown gravimeter based on fiber optic gyroscope, log and depth gauge, the position information provided by the axis-rotating strapdown inertial navigation system, the speed information provided by the log and the water depth information provided by the depth gauge are used as observations, the extended Kalman filter is applied to estimate the specific force of accelerometer in the local-level frame, the low-pass filtering is used to obtain the gravity value and the gravity anomaly value in real time; according to the digital gravity anomaly map stored in the computer, the relative extreme value method is used to calculate the position of the carrier. At the end of 2019, the strapdown gravity passive navigation system carried out a long-term shipboard experiment, and the experiment data of the system was processed offline. The experiment results show that: the carrier position error is less than 1 grid size of gravity anomaly map in the matching sea region.

Key words: rotating strapdown inertial navigation system(SINS); strapdown gravimeter; gravity anomaly map; gravity passive navigation

0 引言

海洋对经济发展和国家安全的作用越来越重要,探索和开发海洋已成为我国一个战略任务。水

下自主导航是完成这个战略任务的重要手段,重力无源导航具有长航时、高精度和隐蔽性好的特点,受世界各海洋大国的高度重视,成为一个重要的研究

收稿日期:2020-07-20

基金项目:装备发展预研基金资助项目(41417060202,31506020401);国家重点研发计划基金资助项目(2016YFC0303006);国家自然科学基金资助项目(61773113)

作者简介:蔡体菁(1961-),男,浙江宁波人,教授,博士生导师,博士,主要从事惯性导航、组合导航和重力测量技术的研究。E-mail:caitij@seu.edu.cn。

方向^[1-2]。20 世纪 80 年代,美国研制出含有通用重力敏感模块的无源导航系统^[3-4],该无源导航系统水下航行时间长,导航精度高,能延长惯性导航系统的重调周期,但成本较高。为实现低成本的重力无源导航系统,东南大学提出了一种由速率方位惯性平台、重力传感器、重力图、深度计和计程仪组成的重力无源导航系统^[5]。近十几年来,我国惯性技术发展迅猛,激光陀螺旋转捷联惯性导航系统定位精度和捷联式重力仪测量精度得到提高^[6-8],且其成本较低。本文提出的捷联式重力无源导航系统由激光陀螺单轴旋转捷联惯性导航系统、计程仪、深度计、光纤陀螺捷联式重力仪和数字重力异常图组成。2019 年底,捷联式重力无源导航系统进行了长时间船载试验后,对该系统的试验数据进行了离线处理,试验结果表明,在重力异常变化显著区域,运载体位置误差小于 1 个重力异常图网格大小。

1 捷联式重力无源导航系统硬件

本文提出的捷联式重力无源导航系统的激光陀螺单轴旋转捷联惯性导航系统由国防科技大学研制,主要由 3 个 90 型二频机抖激光陀螺仪、3 个高精度摆式挠性加速度计和转位机构等组成。光纤陀螺捷联式重力仪由北京航天控制仪器研究所研制,主要由 3 个高精度光纤陀螺仪、3 个高精度摆式挠性加速度计及精密温控装置等组成。计程仪和深度计是搭载船只固有的。数据采集、组合导航计算机和显示系统由东南大学研制,数据采集系统实时记录激光陀螺单轴旋转捷联惯性导航系统、计程仪、深度计、光纤陀螺捷联式重力仪的输出信息,导航计算机采用现场可编程门阵列(FPGA)+数字信号处理

(DSP)+ARM 架构,内部存贮数字重力异常图,执行重力实时数据处理和惯性/重力匹配计算任务。数据采集、组合导航计算机和显示系统与其他系统和传感器的连接关系如图 1 所示。

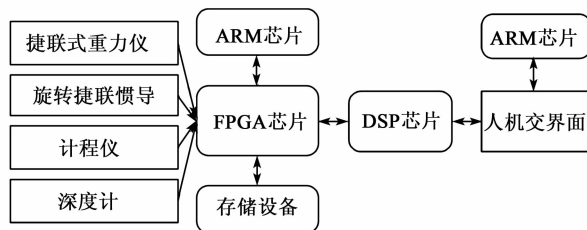


图 1 捷联式重力无源导航系统框图

2 重力无源导航算法

重力无源导航算法由激光陀螺单轴旋转捷联惯性导航系统导航算法、光纤陀螺捷联式重力测量系统导航和重力异常算法、重力匹配算法 3 部分组成。

2.1 单轴旋转捷联惯性导航系统导航算法

激光陀螺单轴旋转捷联惯性导航系统的 3 个加速度计和 3 个激光陀螺仪与转位机构固联,加速度计和陀螺仪输出经误差补偿后投影到载体坐标系上,转位机构坐标系与载体坐标系的旋转角度由转位机构的测角转置给出。根据陀螺仪输出角速度、导航坐标系旋转角速度和地球角速度计算出姿态矩阵。补偿后的加速度计比力经姿态矩阵变换到导航坐标系上,消除有害加速度,再积分可得到速度和位置。激光陀螺单轴旋转捷联惯性导航系统导航算法流程如图 2 所示。激光陀螺单轴旋转捷联惯性导航系统的姿态、速度和位置的计算方法,除转位机构坐标变换外,与捷联惯导姿态、速度和位置的计算方法相同。

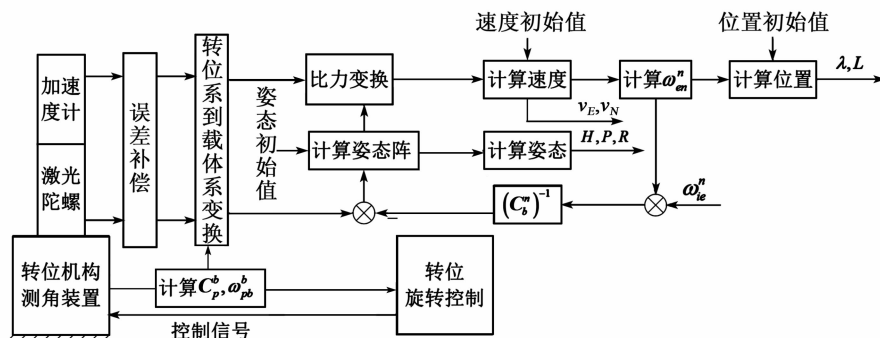


图 2 激光陀螺单轴旋转捷联惯性导航系统导航算法流程

2.2 捷联式重力测量系统导航与重力异常算法

要实时获得重力异常值需实时知道重力仪的位

置、速度和姿态角。光纤陀螺捷联式重力仪主要由 3 个相互正交放置的高精度光纤陀螺仪和 3 个高精

度摆式挠性加速度计组成。根据捷联式重力仪的陀螺仪输出角速度和加速度计输出比力经捷联导航算法计算,就可得捷联式重力仪的位置、速度和姿态角。把激光陀螺单轴旋转捷联惯性导航系统提供的位置信息、计程仪提供的速度信息和深度计提供的水深信息作为重力测量系统的观测量,应用扩展卡尔曼滤波计算出地理坐标系下的比力值。使用低通滤波器对重力改正后数据进行滤波得到重力异常值。光纤陀螺捷联式重力测量系统的导航算法与捷联惯导参考书的计算方法相同。下面只给出光纤陀螺捷联式重力测量系统的滤波方程。

光纤陀螺捷联式重力测量系统滤波状态方程为

$$\dot{\mathbf{X}}_{k+1} = \Phi_{k+1/k} \mathbf{X}_k + \Gamma_{k+1} \mathbf{W}_K \quad (1)$$

式中: $\mathbf{X}_k$ 为系统状态向量; $\Phi_{k+1/k}$ 为状态转移矩阵; Γ_{k+1} 为系统的噪声转换矩阵; $\mathbf{W}_k$ 为噪声矩阵。

状态向量为

$$\mathbf{X} = [\delta v_E, \delta v_N, \delta L, \delta \lambda, \delta h, \varphi_E, \varphi_N, \varphi_U, \delta G_x, \delta G_y, \delta G_z, \delta A_x, \delta A_y]^T \quad (2)$$

式中: $\varphi_E, \varphi_N, \varphi_U$ 分别为捷联惯导数学平台的3个误差角; $\delta v_E, \delta v_N$ 分别为东、北向速度误差; $\delta L, \delta \lambda, \delta h$ 分别为经度、纬度和高度误差; $\delta G_x, \delta G_y, \delta G_z$ 分别为陀螺仪 x, y, z 轴的零位漂移; $\delta A_x, \delta A_y$ 分别为加速度计 x, y 轴的零位偏置。 $\mathbf{W}$ 由陀螺仪和加速度计的白噪声组成:

$$\mathbf{W} = [\omega_{gx}, \omega_{gy}, \omega_{gz}, \omega_{ax}, \omega_{ay}]^T \quad (3)$$

状态转移矩阵:

$$\Phi_{k+1/k} \approx \mathbf{E}_n + \mathbf{F}_k \cdot \Delta t \quad (4)$$

式中: $\mathbf{E}_n$ 为单位矩阵; Δt 为滤波周期; $\mathbf{F}_k$ 为组合系统误差方程矩阵, $\mathbf{F} = [f_{i,j}]$, $(i, j = 1, \dots, 16)$, $f_{i,j}$ 非零项为 $f_{1,8} = n_N, f_{1,12} = c_{11}, f_{1,13} = c_{12}, f_{2,6} = -f_{1,7} = n_h, f_{2,12} = c_{21}, f_{2,13} = c_{22}, f_{2,9} = -n_E, f_{3,2} = \frac{1}{R}, f_{4,1} = \frac{1}{R \cos \varphi}, f_{4,3} = \frac{v_E \sin \varphi}{R \cos^2 \varphi}, f_{5,3} = 1, f_{6,8} = -f_{8,6} = -\omega_N, f_{6,2} = -\frac{1}{R}, f_{7,8} = -f_{8,7} = \omega_E, f_{6,7} = -f_{7,6} = \omega_h = (U + \dot{\lambda}) \sin \varphi = U \sin \varphi + \frac{v_E}{R} \tan \varphi, f_{7,3} = -U \sin \varphi, f_{7,9} = c_{21}, f_{7,10} = c_{22}, f_{7,11} = c_{23}, f_{8,1} = \frac{1}{R} \tan \varphi, f_{8,3} = U \cos \varphi + \frac{V_E}{R \cos^2 \varphi}, f_{8,9} = c_{31}, f_{8,10} = c_{32}, f_{8,11} = c_{33}, f_{6,9} = c_{11}, f_{6,10} =$

$c_{12}, f_{6,11} = c_{13}, f_{8,1} = \frac{1}{R}, c_{ij}$ 为姿态矩阵元素, U 为地球旋转角速率, n_E, n_N, n_h 分别为东、北、天向的加速度计比力。

光纤陀螺捷联式重力测量系统的观测方程为

$$\mathbf{Z}_{k+1} = \mathbf{H}_{k+1} \mathbf{X}_{k+1} + \mathbf{V}_{k+1} \quad (5)$$

式中: $\mathbf{Z}_{k+1}$ 为观测向量; $\mathbf{H}_{k+1}$ 为观测矩阵; $\mathbf{V}_{k+1}$ 为观测噪声矩阵。具体如下:

$$\mathbf{Z}(t) = \begin{bmatrix} v_{E,1} - v_{E,DVL} \\ v_{N,1} - v_{N,DVL} \\ L_1 - L_{LG} \\ \lambda_1 - \lambda_{LG} \\ h_1 - h_D \end{bmatrix} \quad (6)$$

式中: $v_{E,1}, v_{N,1}$ 分别为捷联惯导计算得到的东、北向速度; $v_{E,DVL}, v_{N,DVL}$ 为计程仪输出的东、北向速度; L_1, λ_1, h_1 分别为旋转捷联惯导计算得到的经度、纬度和深度; L_{LG}, λ_{LG} 分别为激光陀螺单轴旋转惯性导航系统给出的经度和纬度; h_D 为深度计输出的深度。

$\mathbf{H}_{k+1} = [h_{i,j}]$ ($i = 1, \dots, 5; j = 1, \dots, 13$) 中的非零项为 $h_{1,1} = h_{2,2} = h_{3,3} = h_{4,4} = h_{5,5} = 1, h_{1,8} = -v_N, h_{2,8} = v_E$ 。捷联式重力测量系统观测量与卡尔曼滤波反馈示意图如图3所示。

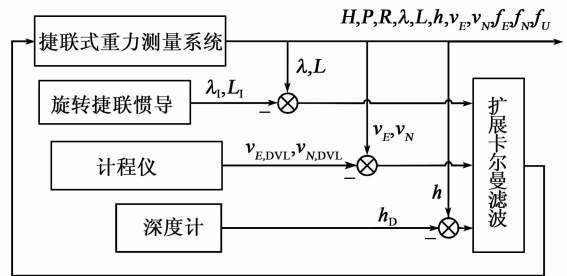


图3 捷联式重力测量系统观测量与卡尔曼滤波反馈示意图

得到东、北、天坐标系下的加速度计比力 f_E, f_N, f_U 后,进行重力测量改正,如厄特弗斯改正、正常重力场改正,最后使用低通滤波消除海浪的影响,可实时获得重力异常值。

2.3 重力匹配算法

根据捷联式重力测量系统提供的位置信息,在计算机里的数字化重力异常图上找到对应的重力异常值。把捷联式重力测量系统得到的实测重力异常值与计算重力异常值做相关分析,得到相关极值点,该点所对应的位置就是匹配后的位置。

Δg_i 为重力测量系统实测重力异常值, Δg_m 为数字重力异常图上的重力异常值, 考虑到捷联式重力测量系统加速度计零位漂移的影响, 用相邻两点重力异常的变化量与数字重力异常图上对应两点的变化量作相关极值计算, 即

$$J(j) = \frac{1}{N-1} \sum_{i=2}^N [(\Delta g_{t,i}(j) - \Delta g_{t,i-1}(j)) - (\Delta g_{m,i} - \Delta g_{m,i-1})]^2 \quad (7)$$

式中: j 表示第 j 路径; N 表示点数。运载体最优路径的计算是使 $J(j)$ 最小。

3 试验结果

2019 年底, 捷联式重力无源导航系统安装在某测量船上进行了长时间的海上搭载试验。数据采集系统记录下了捷联式重力无源导航系统的全程试验数据后, 对该系统试验数据进行了离线处理, 按式 (1)~(7) 计算方法, 对某海区进行重力匹配计算。到达重力匹配区时, 捷联式重力无源导航系统已连续工作 7 天, 位置误差较大。采用上述重力匹配相关极值法, 得到了匹配轨迹。图 4 为运载体的真实运动轨迹、捷联式重力无源导航系统指示轨迹和重力匹配轨迹。为了准确评价匹配点的位置误差, 用 GPS 位置信息作为参考基准。匹配点误差为匹配点到 GPS 点的距离, 导航系统位置误差为导航系统指示位置点到 GPS 点的距离。图 5 为匹配点误差与捷联式重力无源导航系统指示位置误差曲线。试验结果表明, 在匹配海域, 运载体位置误差小于 1 个重力异常图格网大小。

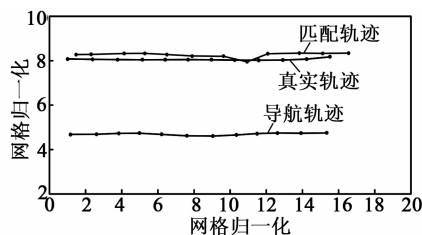


图 4 真实轨迹、导航轨迹和匹配轨迹图

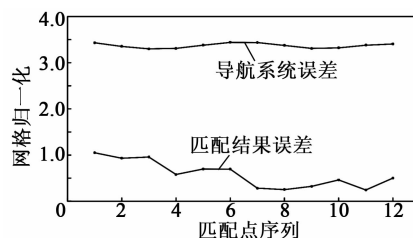


图 5 匹配点误差与导航仪位置误差曲线

4 结束语

捷联式重力无源导航系统经离线船载试验数据验证, 在匹配区域内该系统的位置误差小于 1 个重力异常图格网值。捷联式重力无源导航系统具有长航时、高精度、成本低的优点, 可作为水下自主导航设备, 可广泛应用于海洋探索和开发。

参考文献:

- [1] 付梦印, 刘飞, 袁明书, 等. 水下惯性/重力匹配自主导航综述[J]. 水下无人系统学报, 2017, 25(1): 31-43.
- [2] 黄玉龙, 张永刚, 赵玉新. 自主水下航行器导航方法综述[J]. 水下无人系统学报, 2019, 27(3): 232-253.
- [3] RICEH, MENDELSON L, AARONS R, et al. Next generation marine precision navigation system [A]. In: IEEE 2000 Position Location and Navigation Symposium [C]//New York: IEEE, Inc, 2000: 200-206.
- [4] HAYS K M, SCHMIDT R G, WILSON W A, et al. A submarine navigator for the 21st century [A]. In: 2002 IEEE position location and navigation symposium [C]//New York: IEEE, Inc, 2002: 179-188.
- [5] CAI Tijing. Novel gravity passive navigation system [J]. Journal of Southeast University (English Edition), 2006, 22(1): 59-63.
- [6] 缪玲娟, 龚斐, 邵海俊, 等. 单轴旋转惯性导航系统的水平姿态角误差修正方法[J]. 中国惯性技术学报, 2019, 27(1): 8-14.
- [7] 孙伟强, 曹东, 戚嘉兴, 等. 旋转调制式惯导系统隔离载体运动算法[J]. 中国惯性技术学报, 2017, 25(4): 432-435.
- [8] 修睿, 郭刚, 薛正兵, 等. 海空重力仪的技术现状及新应用[J]. 导航与控制, 2019, 18(1): 35-43.

速率偏频激光捷联惯组加速度计分析

徐兵华^{1,2,3}, 朱战霞^{1,2}, 谢波³, 袁建平^{1,2}

(1. 西北工业大学 航天学院, 陕西 西安 710072; 2. 航天飞行动力学技术国家级重点实验室, 陕西 西安 710072;

3. 航天科技第九研究院 第十六研究所, 陕西 西安 710100)

摘要:速率偏频激光捷联惯组的定向精度除与激光陀螺仪有关外,还与加速度计有关,因此,研究加速度计的指标体系对提高整个速率偏频激光捷联惯组的性能和精度有重要意义。从初始对准和航向保持两个方面研究了加速度计对定向精度的影响;加速度计零偏误差和随机游走均会导致初始对准航向角误差。为了得到高精度的航向保持精度,速率偏频激光惯组的3个加速度计的漂移趋势需要保持一致。试验结果表明,加速度计的零偏稳定性提高4倍,初始对准航向角统计精度提高30%;加速度计精度相同情况下,加速度计漂移趋势一致的速率偏频激光捷联惯组,相比其漂移趋势不一致的速率偏频激光捷联惯组,航向保持精度提高了57%。

关键词:速率偏频;激光惯组(IMU);加速度计;随机游走;稳定性;定向精度

中图分类号: TN384 **文献标志码:** A **DOI:** 10.11977/j.issn.1004-2474.2020.05.012

Analysis and Study on the Accelerometer of Rate-bias Laser Inertial Measurement Unit

XU Binghua^{1,2,3}, ZHU Zhanxia^{1,2}, XIE Bo³, YUAN Jianping^{1,2}

(1. School of Astronautics, Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710072, China;

2. National Key Laboratory of Aerospace Flight Dynamics, Xi'an 710072, China;

3. No. 16 Institute of No. 9 Academe of China Aerospace Technology Corporation, Xi'an 710100, China)

Abstract: The directional accuracy of the rate-bias laser inertial measurement unit(IMU) is not only related to the laser gyroscope but also has a great relationship with the accelerometer. Therefore, the study of the index system of accelerometer is of great significance to improve the performance and accuracy of the rate-bias laser IMU. This paper analyzes the influence of accelerometer on directional accuracy from the initial alignment and direction hold. The zero deviation error and random walk of accelerometers will lead to the error of initial alignment heading angle. In order to obtain high precision heading keeping accuracy, the drift trend of the three accelerometers needs to be consistent. The experimental results show that the bias stability of the accelerometer is increased by 4 times, and the statistical accuracy of the initial alignment heading angle is improved by 30%. Under the same accuracy of accelerometer, the heading keeping accuracy of the rate-bias laser IMU with the same accelerometer drift trend have a 57% improvement than that of the rate-bias laser IMU with the inconsistent accelerometer drift trend.

Key words: rate-bias; laser inertial measurement unit(IMU); accelerometer; random walk; stability; directional accuracy

0 引言

速率偏频激光捷联惯性组合(简称速率偏频激光惯组)工作时关闭激光陀螺仪的机械抖动,通过转位机构来回匀速转动使激光陀螺仪工作在锁区外,降低激光陀螺仪由于机械抖动频繁过锁区产生的随机游走误差,在同等惯性仪表的硬件条件下,提高了

定向精度^[1]。目前激光陀螺仪对定向精度的影响研究较透彻,但加速度计对定向精度的影响研究较少。速率偏频激光惯组工作过程中,受环境及自身温度变化等因素影响,加速度计存在零偏稳定性和视速度随机游走等误差,严重制约了速率偏频激光惯组的定向精度^[2]。为了进一步提高定向精度,有必要分析加速度计对定向精度的影响^[3-5]。

收稿日期:2020-05-24

基金项目:航天科技集团联合基金资助项目(6141B06220404)

作者简介:徐兵华(1984-),男,湖北京山人,高级工程师,博士生,主要从事惯性导航设备和技术的研究。

1 加速度计对速率偏频激光惯组影响机理分析

速率偏频激光惯组中 3 个正交安装的激光陀螺的敏感轴分别同旋转轴线间的夹角为 54.74° , 其中 $Ox_p y_p z_p$ (p 系) 为与转台固联的旋转坐标系, $Ox_s y_s z_s$ (s 系) 为惯性仪表坐标系, n 系为导航系 (东北天系), b 系为载体系^[6]。当转位机构以恒定速率转动时, 3 个激光陀螺可同时敏感到偏频角速率; 转位机构来回切换转动, 利用正、反转相互抵消陀螺标度因数等带来的误差。转位机构既提供了恒定的转动速率, 满足激光陀螺仪速率偏频的要求, 同时正、反转达到旋转调制的效果^[7]。因此, 速率偏频激光惯组集成了速率偏频和旋转调制两大优势, 可降低激光陀螺仪的角随机游走误差, 消除常值零偏, 抑制慢变漂移, 充分发掘惯性仪表极限精度, 从原理上实现定向精度的大幅提升^[8-10]。图 1 为速率偏频激光惯组各坐标系关系图。

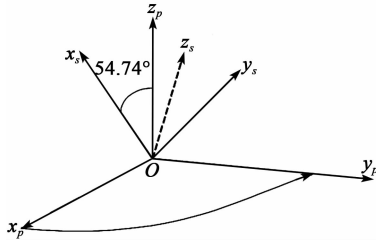


图 1 速率偏频激光惯组各坐标系关系图

$$\begin{aligned} \mathbf{C}_n^b \begin{bmatrix} f_x^n \\ f_y^n \\ f_z^n \end{bmatrix} &= \mathbf{C}_p^b \mathbf{C}_s^p f^s = \begin{bmatrix} \cos \omega t & -\sin \omega t & 0 \\ \sin \omega t & \cos \omega t & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sqrt{6}} & \frac{2}{\sqrt{6}} & -\frac{1}{\sqrt{6}} \\ -\frac{1}{\sqrt{2}} & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} f^s = \\ &= \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sqrt{6}} \cos \omega t + \frac{1}{\sqrt{2}} \sin \omega t & \frac{2}{\sqrt{6}} \cos \omega t & \frac{1}{\sqrt{6}} \cos \omega t - \frac{1}{\sqrt{2}} \sin \omega t \\ -\frac{1}{\sqrt{6}} \sin \omega t - \frac{1}{\sqrt{2}} \cos \omega t & \frac{2}{\sqrt{6}} \sin \omega t & -\frac{1}{\sqrt{6}} \sin \omega t + \frac{1}{\sqrt{2}} \cos \omega t \\ \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} f^s \end{aligned} \quad (4)$$

只考虑陀螺仪和加速度计造成的定向误差, 则:

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{C}}_n^b &= \mathbf{C}_n^b [\mathbf{I} + \boldsymbol{\varphi}^n \times] = \\ &= \begin{bmatrix} C_{11} & C_{12} & C_{13} \\ C_{21} & C_{22} & C_{23} \\ C_{31} & C_{32} & C_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & -\varphi_u & \varphi_n \\ \varphi_u & 1 & -\varphi_e \\ -\varphi_n & \varphi_e & 1 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (5)$$

式中: $\tilde{\mathbf{C}}_n^b$ 为导航系到载体系的理想转移矩阵; φ_u 、

由速率偏频激光惯组的结构布局可知, s 系到 p 系的转换矩阵为

$$\mathbf{C}_s^p = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sqrt{6}} & \frac{2}{\sqrt{6}} & -\frac{1}{\sqrt{6}} \\ -\frac{1}{\sqrt{2}} & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \quad (1)$$

速率偏频激光惯组以角速率 ω 绕载体系转动, p 系是随着转动改变的一个时变坐标系, 则 b 系到 p 系的转换矩阵^[11]为

$$\mathbf{C}_b^p = \begin{bmatrix} \cos \omega t & \sin \omega t & 0 \\ -\sin \omega t & \cos \omega t & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2)$$

静基座下 3 个加速度计的理论采样值可以表示为

$$f^s = \mathbf{C}_n^s f^n = \mathbf{C}_p^s \mathbf{C}_b^p \mathbf{C}_n^b f^n \quad (3)$$

式中: f^s 为加速度计在 s 系下的理论输出; f^n 为加速度计在 n 系下的理论输入。假设导航系到载体系的

的转移矩阵 $\mathbf{C}_n^b = \begin{bmatrix} C_{11} & C_{12} & C_{13} \\ C_{21} & C_{22} & C_{23} \\ C_{31} & C_{32} & C_{33} \end{bmatrix}$, 则:

φ_e 、 φ_n 分别为航向对准误差、横滚对准误差和俯仰对准误差。

速率偏频激光惯组在静基座条件下完成初始对准, 即载体未发生运动, 为便于分析, 假设初始时刻地理系和载体系重合, 即 $\mathbf{C}_n^b = \mathbf{I}$, 代入式(4)、(5), 仅分析和航向角有关的量:

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ \sin L & 0 & \cos L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_e \\ \varphi_n \\ \varphi_u \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sqrt{6}}\cos\omega t + \frac{1}{\sqrt{2}}\sin\omega t & \frac{2}{\sqrt{6}}\cos\omega t & \frac{1}{\sqrt{6}}\cos\omega t - \frac{1}{\sqrt{2}}\sin\omega t \\ -\frac{1}{\sqrt{6}}\cos\omega t + \frac{1}{\sqrt{2}}\sin\omega t & \frac{2}{\sqrt{6}}\cos\omega t & \frac{1}{\sqrt{6}}\cos\omega t - \frac{1}{\sqrt{2}}\sin\omega t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta f^s \frac{1}{g} \\ \delta\omega^s \frac{1}{\omega_{ie}} \end{bmatrix} \quad (6)$$

式中: ω_{ie} 为地球自转角速率; L 为当地纬度。

由式(6)可知:

$$\varphi_u = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sqrt{6}}\sin\omega t - \frac{1}{\sqrt{2}}\cos\omega t \\ \frac{2}{\sqrt{6}}\sin\omega t \\ -\frac{1}{\sqrt{6}}\sin\omega t + \frac{1}{\sqrt{2}}\cos\omega t \end{bmatrix}' \left(\delta\omega^s \frac{1}{\omega_{ie}\cos L} - \delta f^s \frac{\tan L}{g} \right) \quad (7)$$

式中 g 为重力加速度。

当加速度计存在随机游走时,将 δf^s 泰勒展开,即 $\delta f^s = f_0 + f_1 t + f_2 t^2 + \dots$, 其中 f_0, f_1, f_2 为常值,在 $T = 2\pi/\omega$ 时间内,只考虑加速度计对初始对准误差的影响,忽略二阶小量有:

$$\int_0^{2\pi/\omega} \Delta\varphi_u = - \int_0^{2\pi/\omega} \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sqrt{6}}\sin\omega t - \frac{1}{\sqrt{2}}\cos\omega t \\ \frac{2}{\sqrt{6}}\sin\omega t \\ -\frac{1}{\sqrt{6}}\sin\omega t + \frac{1}{\sqrt{2}}\cos\omega t \end{bmatrix}' \cdot (f_0 + f_1 t) \frac{\tan L}{g} dt \quad (8)$$

由于 $\int_0^{2\pi/\omega} f_1 \sin\omega t dt = 0, \int_0^{2\pi/\omega} f_1 \cos\omega t dt = 0,$
 $\int_0^{2\pi/\omega} f_1 t \sin\omega t dt = -\frac{2\pi f_1}{\omega^2} \neq 0, \int_0^{2\pi/\omega} f_1 t \cos\omega t dt = 0,$ 则式(8)可化为

$$\int_0^{2\pi/\omega} \Delta\varphi_u = -\frac{2\pi}{\omega^2} \left(\frac{f_{1x}^s - 2f_{1y}^s + f_{1z}^s}{\sqrt{6}} \right) \frac{\tan L}{g} \quad (9)$$

式中 $f_{1x}^s, f_{1y}^s, f_{1z}^s$ 分别为加速度计在 s 系下输出的次项。

由式(9)可知,加速度计的测量误差会导致速率偏频激光惯组的航向误差。

2 加速度计对速率偏频激光惯组定向精度影响分析

2.1 加速度计对速率偏频激光惯组的初始对准航向角精度影响分析

速率偏频激光惯组误差模型遵循捷联惯导系统

模型,在静基座条件下,相对地球坐标系无线运动,为了方便分析,忽略安装误差和标度因数误差等误差源,得到速率偏频激光惯组的初始对准姿态误差模型:

$$\begin{cases} \varphi_u = \frac{\epsilon_e - \nabla_{1N}/g - \delta\ddot{v}_n/g}{\omega_{ie}\cos L} - \frac{\delta\dot{v}_e + \nabla_e}{g} \tan L \\ \varphi_e = \frac{\delta\dot{v}_n}{g} - \frac{\nabla_n}{g} \\ \varphi_n = -\frac{\delta\dot{v}_e}{g} + \frac{\nabla_e}{g} \end{cases} \quad (10)$$

式中 ϵ_e 为等效东向陀螺零偏; ∇_{1N} 为等效北向加速度计随机游走; $\delta\dot{v}_n, \delta\ddot{v}_n, \delta\dot{v}_e, \delta\ddot{v}_e$ 为北、东向速度的一阶和二阶导数; ∇_e, ∇_n 分别为等效东、北向加速度计零偏。

当速率偏频激光惯组在静基座条件下,速度误差的各阶导数是准确已知的,其对航向对准误差的影响可以等效为0,因此,影响航向对准精度的误差源主要包括等效东向陀螺零偏、等效东向加速度计零偏和等效北向加速度计零偏随机游走,其中等效东向陀螺零偏是最主要影响因素,主要包括逐次启动常值零偏和陀螺随机误差等效而成的零偏误差;同理等效东向加速度计零偏主要包括逐次启动常值零偏和加速度计随机误差等效而成的零偏误差;另外加速度计随机误差还会造成等效北向加速度计零偏随机游走,产生额外的寻北误差。由于速率偏频初始对准兼顾速率偏频和旋转调制的优点,依赖于转位机构的正、反旋转,与转轴垂直方向的常值零偏可相互抵消,加速度计逐次启动常值零偏基本抵消完全,其影响可忽略。只考虑加速度计对初始对准误差的影响情况下,式(10)可简化为

$$\varphi_u = -\frac{\nabla_{1N}}{g\omega_{ie}\cos L} - \frac{\nabla_e}{g} \tan L \quad (11)$$

由式(11)可知,加速度计的速度随机游走误差还会造成转动过程中拟合加计零偏变化率不一致,造成最终的加速度计零偏随机游走,产生额外的航向误差,这种影响是无法通过温补和旋转使其抵消的,主要依赖对准时间的延长和加速度本身的器件性能。由时域测量 Allan 方差分析法可知,加速度

计视速度随机游走和等效加速度计的一次通电稳定性为时间的函数关系。加速度计随机游走系数为 $1 \mu g \cdot \sqrt{h}$, 等效加速度计的一次通电稳定性为 $6.0 \times 10^{-6} g$, 对于高精度的速率偏频激光惯组已较大。

2.2 加速度计对速率偏频激光惯组航向保持精度影响分析

速率偏频激光惯组处于导航状态时, 激光陀螺仪开启抖动, 处于捷联状态。在静基座条件下, 姿态误差方程:

$$\begin{cases} \dot{\varphi}_e = \frac{\delta v_n}{R_m} + \varphi_n \omega_{ie} \sin L - \varphi_u \omega_{ie} \cos L - \varepsilon_e \\ \dot{\varphi}_n = -\frac{\delta v_e}{R_n} - \varphi_e \omega_{ie} \sin L - \varepsilon_n \\ \dot{\varphi}_u = \frac{\delta v_e \tan L}{R_n} + \varphi_e \omega_{ie} \cos L - \varepsilon_u \end{cases} \quad (12)$$

由式(12)可看出, 航向保持精度除与天向陀螺零位漂移有关外, 还与等效的东、北向速度有关, 即与水平加速度计漂移有关。

由式(1)可得加速度计坐标系 s 系到旋转坐标系 p 系的转换关系为

$$\begin{cases} x_p = \frac{\sqrt{6}}{3} y_s - \frac{\sqrt{6}}{6} (x_s + z_s) \\ y_p = \frac{\sqrt{2}}{2} (z_s - x_s) \\ z_p = \frac{\sqrt{3}}{3} (x_s + y_s + z_s) \end{cases} \quad (13)$$

由式(13)可知, p 系下加速度计输出不仅只考核 s 系下单表精度, 还与 s 系下加速度计的变化趋势及相互匹配有关。因此, 为保证 p 系下 2 个水平加速度计的漂移足够小, 需要挑选 3 个在 s 系下漂移趋势一致的加速度计, 即使 3 个加速度计单表的一次通电稳定性偏大, 在 p 系下合成的 2 个水平方向加速度计的稳定性也优于 s 系下单表精度, 从而提高航向保持精度。

3 试验结果

采用 90 型激光陀螺仪组成的速率偏频激光惯组在室温静基座条件下进行试验, 所在地的地理纬度为 53° , 3 个激光陀螺仪在机械抖动状态下的零偏稳定性为 $0.003 (^\circ)/h(1\sigma)$ 。

3.1 加速度计对初始对准航向角试验情况

在其他条件不变的情况下, 用同一套速率偏频激光惯组, 分别采用两种不同的加速度计, 一种加速

度计的一次通电零偏稳定性为 $5.0 \times 10^{-6} g (1\sigma)$ (等效加速度计随机游走为 $0.83 \mu g \cdot \sqrt{h}$), 另外一种加速度计的一次通电零偏稳定性为 $2.0 \times 10^{-5} g (1\sigma)$ (等效加速度计随机游走为 $3.33 \mu g \cdot \sqrt{h}$), 两种情况下分别进行了 20 次初始对准精度测试, 航向角初始对准结果如图 2 所示。

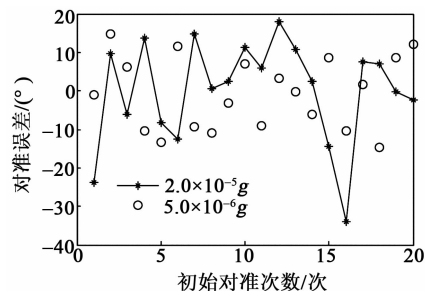


图 2 两种不同精度加速度计初始对准航向角误差图

由图 2 可看出, 加速度计一次通电零偏稳定性为 $5.0 \times 10^{-6} g (1\sigma)$ 的速率偏频激光惯组的初始对准结果航向角的误差带在 $-18'' \sim +18''$ 内, 初始对准航向角统计误差为 $28.26'' (3\sigma)$, 加速度计一次通电零偏稳定性为 $2.0 \times 10^{-5} g (1\sigma)$ 的初始对准结果航向角误差有个别点落在 $-25'' \sim +25''$ 范围外, 初始对准航向角统计误差为 $40.22'' (3\sigma)$, 加速度计零偏稳定性提高 4 倍, 初始对准航向角统计精度提高了 30%。

3.2 加速度计对航向保持精度试验情况

在其他条件不变的情况下, 分别采用 3 个漂移趋势一致的 X、Y、Z 加速度计组成的速率偏频激光惯组, 进行了一次通电 8 h 稳定性测试, 然后将 Y 更换为和 X、Z 加速度计漂移趋势相反的加速度计, 再进行一次通电 8 h 稳定性测试, 结果如表 1 所示。

表 1 一次通电稳定性测试结果

稳定性 (3σ)	$a_x/(10^{-4} g)$	$a_y/(10^{-5} g)$	$a_z/(10^{-4} g)$
更换前原始	1.77	6.54	1.45
更换前合成后	1.85	2.29	1.48
更换后原始	1.69	7.76	1.35
更换后合成后	0.512	1.28	2.06

由表 1 可看出, X、Z 加速度计不变, 只将 Y 加速度计更换为漂移趋势相反的加速度计, 更换后的 Y 加速度计的一次通电稳定性和更换前相差不大。合成后两个水平加速度计的一次通电稳定性分别由 $1.85 \times 10^{-4} g (3\sigma)$ 和 $2.29 \times 10^{-5} g (3\sigma)$ 变为 $5.12 \times 10^{-5} g (3\sigma)$ 和 $1.28 \times 10^{-5} g (3\sigma)$, 相比更换前明显

改善。

Y 加速度计更换前、后分别进行 1 次通电 80 h 试验,其中每次航向保持时间为 40 min,试验结果如图 3 所示。

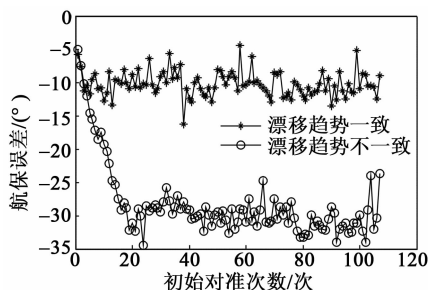


图 3 1 次通电航向保持精度试验结果图

由图 3 可看出,3 个漂移趋势一致的加速度计组成的速率偏频激光惯组 40 min 航向保持精度最大为 $14''$,3 个漂移趋势不一致的加速度计组成的速率偏频激光惯组 40 min 航向保持精度最大为 $33''$,加速度计漂移趋势一致的速率偏频激光惯组,相比不一致的速率偏频激光惯组,航向保持精度提高了 57%,航向保持精度明显改善。

4 结束语

本文分别从初始对准和航向保持两个方面分析了加速度计对速率偏频激光惯组定向精度的影响,进行了试验验证。结果表明,加速度计 1 次通电稳定性由 $2.0 \times 10^{-5} g$ (1σ) 提高到 $5.0 \times 10^{-5} g$ (1σ),初始对准航向角精度由 $40.22''$ (3σ) 提高到 $28.26''$ (3σ),初始对准航向角统计精度提高了 30%;3 个漂移趋势一致加速度计组成的速率偏频激光惯组,40 min 航向保持精度最大为 $14''$,3 个漂移趋势不一致加速度计的速率偏频激光惯组,40 min 航向保持精度最大为 $33''$,航向保持精度提高了 57%。

参考文献:

[1] 周成. 速率偏频激光陀螺寻北系统温度误差补偿方法研究[D]. 长沙:国防科学技术大学,2012.
 [2] 王锦瑜. 激光陀螺速率偏频技术研究[D]. 西安:西北工业大学,2000.
 [3] 韩宗虎,冯培德. 速率偏频技术提高激光陀螺精度的理论研究[J]. 中国惯性技术学报,2001,9(2):41-46
 HAN Zhonghu, FENG Peide. Theoretical study on improving the accuracy of laser gyro by rate bias technol-

ogy[J]. Journal of Chinese Inertial Technology, 2001, 9(2):41-46.

- [4] 王锦瑜,冯培德,陈璞. 速率偏频激光陀螺用回转装置的设计与实现[J]. 中国惯性技术学报,2000,8(2):5-9.
 WANG Jinyu, FENG Peide, CHEN Pu. Design and accomplishment of rotating-back mechanism for the rate-bias laser gyro[J]. Journal of Chinese Inertial Technology, 2000, 8(2):5-9.
 [5] 于化鹏. 恒速偏频激光陀螺寻北系统精度与快速性影响因素与机理研究[D]. 长沙:国防科学技术大学,2014.
 [6] 熊陈平. 速率偏频台的设计与应用研究[D]. 长沙:国防科学技术大学,2009.
 [7] LAHHAM J, WIGENT D J, COLEMAN A L. Tuned support structure for structure-borne noise reduction of inertial navigator with dithered ring laser gyros[C]// [S. l.]: IEEE Position Location & Navigation Symposium. IEEE, 2000:419-428.
 [8] 孙伟,李瑞豹,张远,等. 调制型惯导中 IMU 单轴旋转方法及其误差特性分析[J]. 系统仿真学报,2018,30(6):2414-2421.
 SUN Wei, LI Ruibao, ZHANG Yuan, et al. IMU single-axis rotation method and error analysis of modulation inertial navigation system [J]. Journal of System Simulation, 2018, 30(6): 2414-2421.
 [9] 汪徐胜,杨建业,宋仔标,等. 车载旋转调制捷联惯导系统最优对准技术[J]. 兵工自动化,2017,36(4):10-17.
 WANG Xusheng, YANG Jianye, SONG Zaibiao, et al. Optimum alignment technology for vehicle mounted rotation-modulation SINS[J]. Ordnance Industry Automation, 2017, 36(4):10-17.
 [10] 张钧,赵忠,高茂林. 激光陀螺速率偏频系统初速对准方法研究[J]. 中国惯性技术学报,2006,14(1):12-16.
 ZHANG Jun, ZHAO Zhong, GAO Maolin. Research on initial velocity alignment method for rate bias system of laser gyroscope[J]. Journal of Chinese Inertial Technology, 2006, 14(1):12-16.
 [11] GAO W, ZHANG Y, WANG J. Research on initial alignment and self-calibration of rotary strapdown inertial navigation systems[J]. Sensors (Basel), 2015, 15(2):3154-3171.

多向复合超声换能器有限元分析与试验

高昌彬¹, 薛进学¹, 马文举¹, 隆志力², 赵恒²

(1. 河南科技大学 机电工程学院, 河南 洛阳 471003; 2. 哈尔滨工业大学(深圳)机电工程与自动化学院, 广东 深圳 518055)

摘 要: 超声换能器是微电子封装技术的核心执行元件, 为解决传统一维纵振超声换能器键合效率低、键合面不均匀及键合点不牢靠等问题, 采用 ANSYS 仿真软件建立换能器有限元模型进行模态分析及谐响应分析, 设计了一种可同时实现轴向纵振、水平弯振及竖直俯仰振动的 40 kHz 多向复合夹心压电式超声换能器。其中, 压电部分由整圆环和可单独激励的 1/4 圆环陶瓷片组成。利用阻抗分析仪实物测试, 得到换能器纵振、弯振及俯仰振动的阻抗-频率特性曲线。结果表明, 测试值与仿真值基本一致, 且结构性能参数均符合键合要求, 验证了该结构的合理性。

关键词: 超声换能器; 多向复合; 模态分析; 谐响应分析; 同频共振

中图分类号: TN382; TB552 **文献标志码:** A **DOI:** 10.11977/j.issn.1004-2474.2020.05.013

Finite Element Analysis and Experiment of Multi-directional Composite Ultrasonic Transducer

GAO Changbin¹, XUE Jinxue¹, MA Wenju¹, LONG Zhili², ZHAO Heng²

(1. School of Mechatronics Engineering, Henan University of Science and Technology, Luoyang 471003, China;

2. School of Mechanical Engineering and Automation, Harbin Institute of Technology(Shenzhen), Shenzhen 518055, China)

Abstract: The ultrasonic transducer is the core actuator of microelectronic packaging technology. In order to solve the problems of low bonding efficiency, uneven bonding surface and insecure bonding point of traditional one-dimensional longitudinal vibration ultrasonic transducer, the finite element model of transducer is established by ANSYS simulation software for modal analysis and harmonic response analysis. A kind of 40 kHz multi-directional composite sandwich piezoelectric ultrasonic transducer that can realize axial longitudinal vibration, horizontal bending vibration and vertical pitching vibration at the same time is designed. Among them, the piezoelectric part consists of a whole ring and a 1/4 ring ceramic sheet which can be excited separately. The impedance frequency characteristic curves of longitudinal vibration, bending vibration and pitching vibration of the transducer are obtained by the physical test of the impedance analyzer. The results show that the test values are basically consistent with that of the simulation analysis, and the structural performance parameters meet the bonding requirements, which verify the rationality of the structure.

Key words: ultrasonic transducer; multidirectional composite; modal analysis; harmonic response analysis; same frequency resonance

0 引言

引线键合技术广泛用于微电子封装中, 而引线键合核心执行元件为压电式超声换能器。目前, 热压键合、超声键合和热压超声键合为引线键合常用的技术, 其中热压超声键合兼具热压键合和超声键合的优点, 属于较理想的一种键合方式。Paul 等^[1]将压电传感器镶嵌于压电陶瓷中, 以此监测热压超

声换能器在工作过程中超声能量随时间的变化, 进而分析超声能量对键合点的影响。韩雷等^[2]关于一维纵振超声换能器对引线键合点形成的原因做了阐述。传统一维纵向加载模式下的超声换能器存在键合效率低, 键合面不均匀及键合点不牢靠等问题, 已无法满足微电子制造业对高可靠性、小间距和高密度封装技术的需求。国外专家提出了双向加载超声

收稿日期: 2020-04-20

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(U1713206); 深圳市学科布局基础研究基金资助项目(JCYJ20170413112645981, JCYJ20150928162432701)

作者简介: 高昌彬(1994-), 男, 河南洛阳人, 硕士生, 主要从事微电子封装换能器方面的研究。E-mail: 394867442@qq.com。通信作者: 隆志力(1976-), 男, 广西南宁人, 副教授, 主要从事微电子封装换能器方面的研究。E-mail: longzhili@hit.edu.cn。

能量的换能器, Jiromaru Tsujino 等^[3]在相同频率驱动下, 将两支相同的换能器垂直放置安装, 以此激发键合工具(劈刀)产生双向振动, 验证了键合轨迹为椭圆形, 但安装难度大, 且成本过高。刘英想等^[4]在纵弯和纵扭超声电机及超声钻孔等方面开展了研究, 提出了振动模态兼并的优化方法。李庆良等^[5]发明了 x 、 y 双向超声加载模式, 为超声焊接领域的首创, 使焊点质量得到了改善, 将引线键合工艺推向全新的水平, 但超声频率偏小。双向超声键合技术虽然从二维平面上解决了键合点不均匀的问题, 但却未从解决三维空间改善键合点强度的问题。因此, 设计了谐振频率为 40 kHz 的多向振动超声换能器, 即 x 、 y 、 z 方向同时加载超声能量, 使其分别产生 3 个方向的超声振动。采用 ANSYS 分析软件对换能器模型进行纵-弯-俯仰频率模态仿真, 分析了 3 个方向的振幅值及变化, 良好实现了同频共振。

1 仿真原理分析

1.1 模态分析原理

模态分析亦称为模态提取, 可用来求解多向振动超声换能器结构的固有频率和振型, 其求解过程可等效为特征值与特征向量的求解问题, 其动力学方程为

$$\mathbf{M}\ddot{\mathbf{x}} + \mathbf{K}\mathbf{x} = 0 \tag{1}$$

式中: $\mathbf{K}$ 为刚度矩阵; $\mathbf{M}$ 为质量矩阵; $\ddot{\mathbf{x}}$ 、 $\mathbf{x}$ 分别为系统的加速度和位移。

换能器在自由振动状态下的振动模式为简谐振动, 其位移函数为

$$\mathbf{x} = A\sin \omega t \tag{2}$$

式中 A 为振幅。将式(2)代入式(1)可得:

$$[\mathbf{K} - \omega^2 \mathbf{M}]\mathbf{x} = 0 \tag{3}$$

式(3)为特征值求解问题, ω^2 可看作频率的特征值, 其系统的自振频率 $f = \omega / (2\pi)$ 。

1.2 谐响应分析原理

谐响应分析可得到换能器在某一频率正弦载荷下的稳态响应振幅曲线。该系统下的动力学方程为

$$\mathbf{M}\ddot{\mathbf{x}} + \mathbf{C}\dot{\mathbf{x}} + \mathbf{K}\mathbf{x} = \mathbf{F}(\cos \omega t) \tag{4}$$

式中: $\mathbf{C}$ 为系统阻尼; $\dot{\mathbf{x}}$ 为速度矢量; $\mathbf{F}(\cos \omega t)$ 为力矢量。

当超声换能器被电压 $p = U_0 e^{j(\omega t + \varphi)}$ 激励时, 其动力学有限元方程为

$$\mathbf{k}\mathbf{u} + \mathbf{m}\ddot{\mathbf{u}} = U_0 e^{j(\omega t + \varphi)} \tag{5}$$

式中: $\mathbf{k}$ 为压缩刚度矩阵; $\mathbf{u}$ 为位移; $\mathbf{m}$ 为质量; $\ddot{\mathbf{u}}$ 为加速度; U_0 为电压; φ 为相位角。

综上可求取换能器各质点的振动位移。

2 结构原理

图 1 为多向复合超声换能器结构。压电陶瓷、安装环、前后端盖间均与电极片交替连接, 并通过预紧螺栓固定。压电陶瓷片和电极片采用整圆环和 1/4 圆环两种类型, 每片 1/4 圆环陶瓷可单独激励。其中, 相邻两种压电陶瓷片极化方向相反, 1/4 圆环陶瓷片极化方向相同, 且所有陶瓷片均沿厚度方向极化。

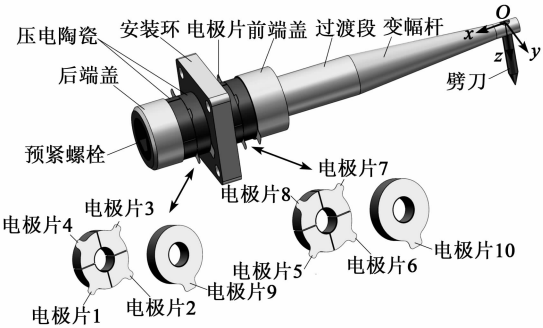


图 1 换能器结构示意图

该换能器逆压电效应是由压电陶瓷组在 A、B 两相交流电(相位差 $\theta = 90^\circ$)共同激励下产生, 其振动效果将通过变幅杆放大, 从而实现换能器的多向复合规律性振动。其中, 电极片 1、2、7、8 接 A 相电压, 电极片 3、4、5、6 接 B 相电压时, 换能器被激励将产生沿 z 方向的俯仰振动; 电极片 1、4、6、7 接 A 相电压, 电极片 2、3、5、8 接 B 相电压时, 换能器被激励将产生沿 y 方向的弯向振动; 电极片 1、2、3、4 接 A 相电压, 电极片 9、10 接 B 相电压时, 换能器被激励产生沿 x 方向轴向振动。

3 有限元仿真

3.1 模态仿真分析

多向复合超声换能器工作频率在 41 kHz 附近, 根据变幅杆加工尺寸情况及传统纵振换能器设计经验, 为保证振动模态稳定, 选用外径、内径和厚度分别为 $\varnothing 10$ mm、 $\varnothing 4.3$ mm 及 2.3 mm, 机械品质因数高, 且机电损耗系数小的 PZT-8 型压电陶瓷片。换能器结构尺寸参数的设计如表 1 所示。

表 1 多向复合超声换能器尺寸参数

名称	直径/mm	长度/mm
后盖板	$\varnothing 10.5$	5.0
安装环	$\varnothing 16.0$	4.2
前端盖	$\varnothing 10.5$	5.3
过渡段	$\varnothing 6.5$	13.0
变幅杆	$\varnothing 3.5$	24.1
预紧螺栓	$\varnothing 4.0$	22.4

在三维软件中,参照图 1 的结构及表 1 的参数建立几何模型,导入 ANSYS 软件中进行模态仿真得到一定频率下的振型。表 2 为各零件材料参数。

表 2 换能器各零件材料特性参数

组成零件	材料	密度/ ($\text{kg} \cdot \text{m}^{-3}$)	弹性模量/ ($\text{N} \cdot \text{m}^{-2}$)	泊松比
后盖板				
变幅杆	316 不锈钢	7 800	2.06×10^{11}	0.29
安装环				
劈 刀	铝氧化物	3 720	3.03×10^{11}	0.21
陶瓷片	PZT-8	7 600	6.8×10^{10}	0.31
螺 栓	45 号钢	7 850	2.05×10^{11}	0.30

利用 ANSYS Workbench 进行分析时设定频率为 20~100 kHz。模型进行网格划分如图 2 所示。压电陶瓷组网格划分选用 SOLID5 材料单元,该单元常用于压电、压电-热、热-结构耦合等分析。316 不锈钢网格划分选用 SOLID185 单元,此单元可更好地模拟区域化、不规则等结构。由于电极片对其仿真影响较小,故可忽略。

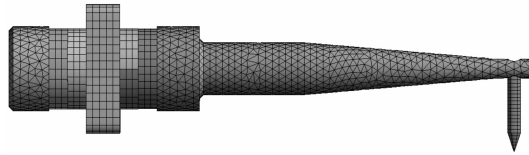


图 2 换能器仿真网格划分

图 3 为多向复合超声换能器模态数据结果。4 阶(y 方向)、5 阶(x 方向)、6 阶(z 方向)为所需振型频率,且周围无其他振型频率,可良好地实现工作所需模态及达到模态简并。

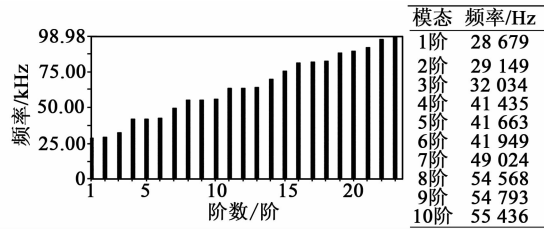
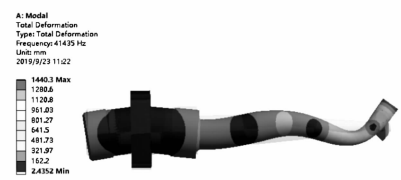
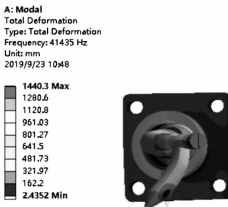


图 3 换能器模态分析数据

图 4~6 为换能器的多向模态云图。其中 4 阶弯振模态频率为 41.435 kHz,5 阶纵振模态频率为 41.663 kHz,6 阶俯仰模态频率为 41.949 kHz,相邻模态频率差值分别为 0.228 kHz 和 0.286 kHz。由图 4~6 可知,纵、弯、俯仰振型节点均位于安装环处,达到了预期设计的效果。



(a) 弯向振动模态(俯视)



(b) 弯向振动模态(右视)

图 4 弯向振动模态

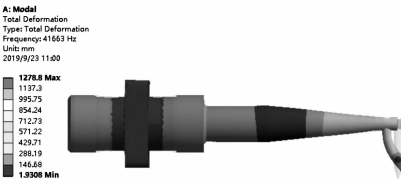


图 5 纵向振动模态

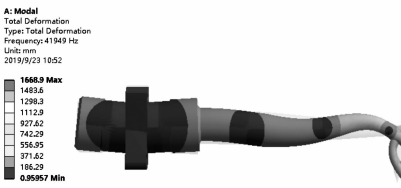


图 6 俯仰振动模态

3.2 谐响应仿真分析

谐响应仿真可以确定模态载荷下的位移振幅。对该结构进行 ANSYS 谐响应仿真时,选取劈刀末端为质点,依次选取 x 、 y 、 z 方向为振动方向,对劈刀施加载荷值为 0.35 N,设定步数为 50,在 39.0~44.0 kHz 内进行仿真分析,劈刀末端在 x 、 y 、 z 方向振幅的变化曲线如图 7 所示。

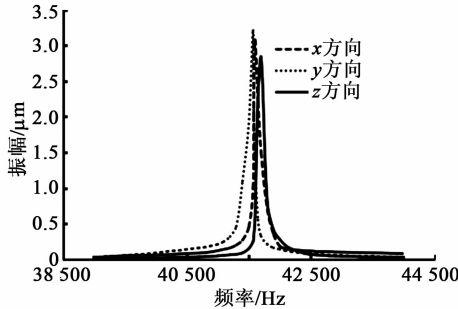


图 7 振幅随频率变化曲线

超声换能器键合振幅要求一般为 2~5 μm 。由图 7 可知, y 方向(弯向)在频率 41.4 kHz 振幅达到

最大(为 $3.21\ \mu\text{m}$); x 方向(纵向)在频率 $41.6\ \text{kHz}$ 振幅达到最大(为 $3.08\ \mu\text{m}$); z 方向(俯仰)在频率 $41.9\ \text{kHz}$ 振幅达到最大(为 $2.83\ \mu\text{m}$),均满足换能器振幅设计要求,且 3 个方向的振动频率相对集中,实现了良好的同频共振。

4 试验

4.1 加工装配

按照尺寸参数对所设计换能器进行加工并完成装配。如图 8 所示,装配过程中,保证陶瓷组前、后端盖及变幅杆间的同轴度要求,保持各零件干燥清洁。



图 8 多向换能器实物图

4.2 性能测试

采用如图 9 所示的 4294A 阻抗分析仪对换能器进行阻抗(Z)-频率性能测试,其中阻抗分析仪扫频区间为 $41.0\sim 42.0\ \text{kHz}$,扫频步长为 $1\ \text{Hz}$ 。

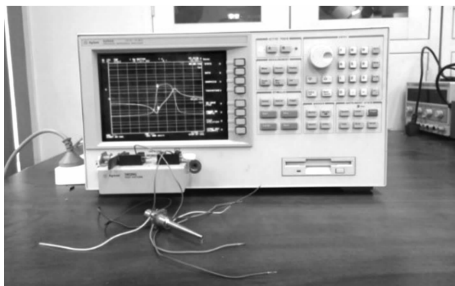


图 9 阻抗-频率分析仪

图 10 为频率-阻抗曲线。由图可看出, y 轴弯向振动频率为 $41.38\ \text{kHz}$,阻抗为 $20.3\ \Omega$; x 轴纵向振动频率为 $41.55\ \text{kHz}$,阻抗为 $98.5\ \Omega$; z 轴俯仰振

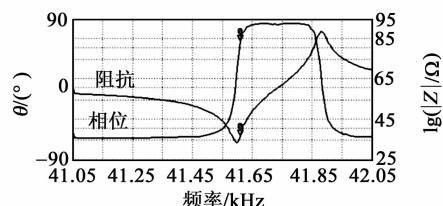
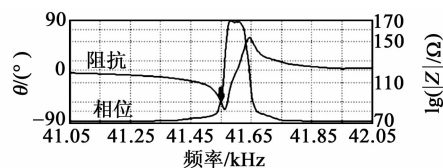
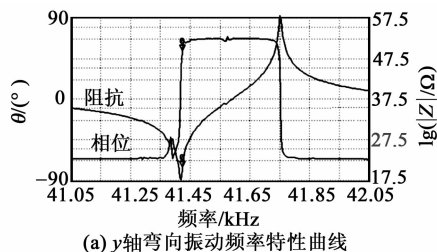


图 10 频率-阻抗曲线

动频率为 $41.57\ \text{kHz}$,阻抗为 $37.6\ \Omega$ 。与设计频率相差分别为 $0.055\ \text{kHz}$ 、 $0.102\ \text{kHz}$ 及 $0.379\ \text{kHz}$,满足误差要求。

5 结论

1) 利用 ANSYS 软件对设计的 $40\ \text{kHz}$ 多向复合夹心压电式超声换能器进行动力学仿真,分别得到 y 轴弯向振动、 x 轴纵向振动及 z 轴俯仰振动的频率和振幅,良好实现了同频共振。

2) 通过换能器阻抗-频率性能测试试验可知,试验频率值与仿真值弯向振动相差 $0.055\ \text{kHz}$,纵向振动相差 $0.102\ \text{kHz}$,俯仰振动相差 $0.379\ \text{kHz}$,验证了所设计换能器的合理性。

参考文献:

- [1] PAUL C W P, LI H L, CHAN H L W, et al. Smart ultrasonic transducer for wire-bonding applications[J]. Mater Chem Phys, 2002, 75(1): 95-100.
- [2] 韩雷, 王福亮, 隆志力, 等. 微电子封装超声键合机理与技术[M]. 北京: 科学出版社, 2014.
- [3] TSUJINO J, SANO T, HAYATO O, et al. Complex vibration ultrasonic welding systems with large area welding tips[J]. Ultrasonics, 2002(40): 361-364.
- [4] LIU Yingxiang, SHEN Qiangqiang, SHI Shengjun, et al. Research on a novel exciting method for sandwich transducer operating in longitudinal-bending hybrid modes[J]. Sensors, 2017, 17(7): 1510.
- [5] 李庆良, 叶玖铨, 关家胜, 等. 具有改良刚度的带凸缘的换能器: CN101185987[P]. 2008-5-28.

新型声表面波三轴加速度传感器的设计仿真

郭欣榕, 张永威, 谭秋林, 张文栋

(中北大学 仪器科学与动态测试教育部重点实验室, 山西 太原 030051)

摘要: 该文提出一种新型声表面波三轴加速度传感器, 并对传感器进行了建模和有限元仿真分析, 获得了不同加速度载荷下传感器结构的位移和应变分布。该传感器采用四端五梁结构, 通过谐振器位置和算法的设计消除了温度漂移对 x 、 y 轴向加速度响应的影响, 并实现了各轴向加速度的解耦。从理论和仿真上验证了所提出的三轴加速度传感器整体设计的可行性。结果表明, 对传感器结构的模态分析为避免实际应用中传感器的破坏提供了一定的依据。对所设计传感器进行模态分析, 求得传感器的固有频率, 以规避传感器的共振损伤。

关键词: 声表面波(SAW); 硅酸镓镧; 有限元模型; 加速度传感器; 温度漂移

中图分类号: TN384 **文献标志码:** A **DOI:** 10.11977/j.issn.1004-2474.2020.05.014

Design and Simulation of a Novel SAW Triaxial Acceleration Sensor

GUO Xinrong, ZHANG Yongwei, TAN Qiulin, ZHANG Wendong

(Key Laboratory of Instrumentation Science & Dynamic Measurement, Ministry of Education,

North University of China, Taiyuan 030051, China)

Abstract: In this paper, a novel triaxial SAW acceleration sensor is proposed. The model of the sensor is established and the finite element simulation is carried out. The displacement and strain distribution of the sensor structure under different acceleration loads are obtained. The sensor design adopts a four-terminal five-beam structure. The influences of temperature drift on the response of x and y axial acceleration sensors are eliminated and the decoupling of each axial acceleration is realized through the design of the resonator position and the algorithm. The feasibility of the overall design of the proposed three-axis acceleration sensor is verified from theory and simulation. The modal analysis of the sensor is carried out to obtain the natural frequency of the sensor to avoid the resonance damage. The results show that the modal analysis of the sensor structure provides a certain basis for avoiding the damage to the sensor in practical application.

Key words: surface acoustic wave(SAW); langasite; finite element modeling; acceleration sensor; temperature drift

0 引言

声表面波(SAW)技术因其无线无源特性在环境参数监测领域的应用已倍受关注。目前 SAW 传感器用于温度、压力、湿度等监测的应用^[1-3]已有报道。典型的 SAW 加速度传感器采用一端固定、另一端安装质量载荷的压电悬臂梁^[4-5]作为敏感结构, 当加速度作用于悬臂梁及无阻尼端的质量载荷, 悬臂梁发生弯曲而引起 SAW 传感器位置处的压电悬臂梁发生变形, 导致基底材料的声速、弹性模量、密度等性质发生变化^[6-7], 同时这些改变还会引起传感器结构的变化, 最终引起传感器信号的时延或频移。采用单端悬臂梁结构的 SAW 加速度传感器体积较

大, 虽然可较好地测量加速度, 但其仅能对某一方向的加速度进行测量。本文设计了一种体积微小且可测量多方向加速度的三轴加速度传感器, 利用有限元模型对传感器结构进行位移和应变分析以验证设计理论的可行性。通过对传感器的模态分析获得了传感器的固有频率, 通过对各谐振器所处位置应变的提取获得了各谐振器频率随加速度变化的关系, 为后续的 SAW 三轴加速度传感器的实验研究提供了一定的理论基础。

1 工作原理

如图 1 所示, 本文设计的 SAW 三轴加速度传感器采用四端五梁结构, 传感器可由完整硅酸镓镧

收稿日期: 2020-04-13

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(U1837209)

作者简介: 郭欣榕(1993-), 女, 山西太原人, 硕士生, 主要从事高温恶劣环境下 SAW 传感器的研究。通信作者: 谭秋林(1979-), 男, 湖南衡南人, 教授, 主要从事恶劣环境下的微传感器与集成系统的研究。

(LGS)晶片通过微机电系统(MEMS)工艺制造,首先在基片上表面制造 SAW 传感器,然后在晶片表面制造掩膜层,通过湿法刻蚀工艺蚀刻去除多余部分制造出四端五梁结构。图中,LGS 晶片和内部刻蚀区域均为正方形结构,晶片基座外边长为 W ,晶片基座内边长为 w ,晶片基座厚为 k ,悬臂梁宽为 h ,悬臂梁厚为 t , z 梁(横截面为正方形)边长为 b , z 梁高度即晶片基座厚 k 。SAW 三轴加速度传感器基于 SAW 原理,采用 SAW 谐振器作为敏感单元,当传感器受到加速度作用发生扭曲变形,SAW 谐振器所在位置处的悬臂梁的密度、弹性模量等性质会发生改变,引起 SAW 谐振器所在位置处的 SAW 相速度和传感器结构发生改变,最终引起谐振频率的变化。本文提出的三轴加速度传感器利用不同位置的谐振器组成传感器组,通过算法设计实现不同轴向的加速度的传感。 z 梁不仅作为质量载荷可提高传感器的灵敏度,还通过扭矩作用测量 z 轴方向的加速度。加速度传感器芯片的结构尺寸如表 1 所示。

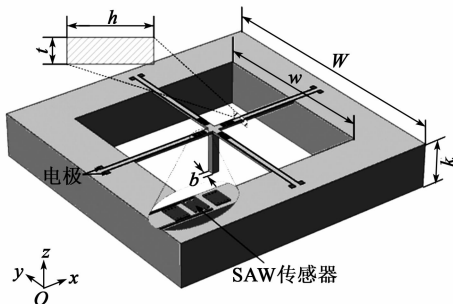


图 1 声表面波三轴加速度传感器结构简图

表 1 芯片三维模型尺寸参数

h/mm	t/mm	k/mm	W/mm	w/mm	b/mm
0.3	0.1	2	12	8	0.3

图 2 为 SAW 三轴加速度传感器的工作原理图。图 2(a)为传感器的平面示意图。SAW 三轴加速度传感器采用 4 个 SAW 谐振器作为敏感单元,分别位于横梁靠近中心的区域。其中,A、B 为 x 方向加速度传感器组,C、D 为 y 方向加速度传感器组,每个传感器组采用 1 对结构相同的 SAW 谐振器,不同传感器组的 SAW 谐振器结构不同,但 4 个谐振器的谐振频率相同。图 2(b)为 x 方向的加速度引起的 x 横梁变形示意图。由于 x 与 y 梁关于中心点对称, z 梁位于 x 和 y 梁的几何交叉中心处,且 z 梁仅在负方向分布。当传感器受到 x 方向的加

速度时,由于 z 梁的重心在悬臂梁外, z 梁所产生的扭矩使 x 横梁发生扭曲,谐振器 A 和 B 所在位置分别对应拉伸或压缩,且总是成对出现。图 2(c)为 y 方向的加速度引起的 y 横梁变形示意图, y 横梁的变形与 x 横梁的变形情况类似。图 2(d)为 z 方向的加速度引起的 x 横梁变形示意图。由于 y 横梁的变形与之类似,这里仅示出 x 横梁的变形。由于 x 和 y 梁均关于中心点对称,因此, z 方向加速度对 x 和 y 梁的影响相同。SAW 谐振器的频率漂移主要与谐振器所在位置处的应变相关,因此,通过仿真获取不同加速度对芯片造成的力学影响可研究传感器的响应。

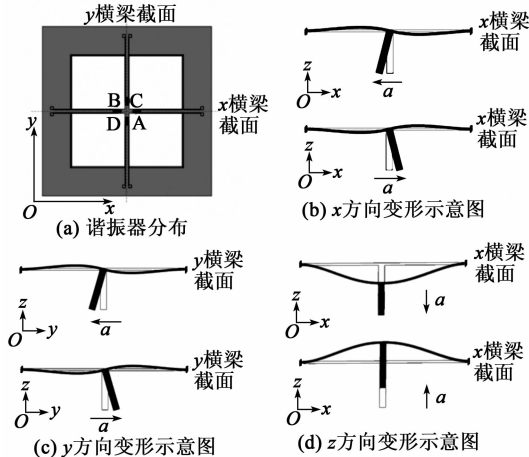


图 2 SAW 三轴加速度传感器工作原理图

SAW 谐振器的谐振频率可定义为

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

式中: f 为 SAW 谐振器的谐振频率; λ 为叉指电极的周期; v 为压电基底上沿 SAW 谐振器传播方向的相速度。

f 主要受压电基底的相速度和谐振器的叉指周期的影响,因此,谐振频率的变化^[8]可定义为

$$\mathrm{d}f_0 = -\frac{v}{\lambda^2}(\mathrm{d}\lambda_{\mathrm{T}} + \mathrm{d}\lambda_{\mathrm{a}}) + \frac{1}{\lambda}(\mathrm{d}v_{\mathrm{T}} + \mathrm{d}v_{\mathrm{a}}) \tag{2}$$

式中: f_0 为初始谐振频率; $\mathrm{d}\lambda_{\mathrm{T}}$ 为温度引起的谐振器结构的变化; $\mathrm{d}\lambda_{\mathrm{a}}$ 为加速度引起的谐振器结构的变化; $\mathrm{d}v_{\mathrm{T}}$ 为温度引起的相速度变化; $\mathrm{d}v_{\mathrm{a}}$ 为加速度引起的相速度变化。

温度和加速度均可引起谐振器的结构变形和压电基底材料的相速度发生改变。加速度主要引起传感器结构的改变,但对相速度改变的贡献极小;温度对谐振器的结构和基底相速度的改变均有影响,因此,可忽略 $\mathrm{d}v_{\mathrm{a}}$ 对谐振频率的影响,即:

$$df_0 = -f_0 \epsilon_a - f_0 \epsilon_T + \frac{1}{\lambda} dv_T \quad (3)$$

式中 $\epsilon_a = d\lambda_a/\lambda$, $\epsilon_T = d\lambda_T/\lambda$ 分别为加速度和温度引起的谐振器所在位置处的应变。

由于同组谐振器采用相同的切向和结构,两谐振器拥有相同的谐振频率,由温度引起的应变和相速度的变化也相同,因此,同组两谐振器频率变化之差为

$$df_x = df_A - df_B = f_B \epsilon_{aBx} - f_A \epsilon_{aAx} = f_A (\epsilon_{aBx} - \epsilon_{aAx}) \quad (4)$$

$$df_y = df_C - df_D = f_D \epsilon_{aDy} - f_C \epsilon_{aCy} = f_C (\epsilon_{aDy} - \epsilon_{aCy}) \quad (5)$$

式中 x, y 为应变方向。

由于同组两传感器位置处的应变大小相等,性质相反,因此有:

$$df_x = 2f_A \epsilon_{aBx} \quad (6)$$

$$df_y = 2f_C \epsilon_{aDy} \quad (7)$$

当考虑 z 方向的加速度响应时, x 或 y 方向的加速度对悬臂梁产生非对称影响,这意味着其对同组内两传感器的影响不同,因此,必须设计合理的解耦算法消除 x 或 y 方向加速度对 z 方向加速度传感器产生的影响。考虑到 x 或 y 方向的加速度对同组传感器的影响性质相反,可通过相加消除,因此,本文采用各传感器之和,即:

$$df_z = df_A + df_B + df_C + df_D = -2f_A (\epsilon_{aAx} + \epsilon_{aCx}) \quad (8)$$

作为 z 方向加速度引起的频率变化量,即可消除由 x 或 y 方向加速度对 z 轴加速度传感器的影响。加速度传感器的灵敏度定义为

$$S = \frac{df_i}{f_i} \frac{1}{a} \quad (9)$$

式中: a 为加速度; $k_i = df_i/f_i$ 为相对频率变化; $i = x, y, z$ 。

假设在 SAW 谐振腔的覆盖范围内,应力和应变的变化不大,通过提取有限元模型中谐振器所在位置处的应变即可获得谐振器频率的变化。本文建立的有限元模型采用欧拉坐标系,所采用的 LGS 的材料参数为密度、弹性矩阵、耦合矩阵和相对介电常数^[9]。

2 仿真结果分析

2.1 静态分析

利用 COMSOL Multiphysics 软件对三轴加速度传感器进行静态仿真分析,将模型基座的边界条

件设置为固定约束,并对模型加载加速度体载荷。LGS 采用 $0^\circ, 138.5^\circ, 0^\circ$ 切向,加速度方向为 $-x$ 方向,大小为 $1g (g=9.8 \text{ m/s}^2)$,分析加速度传感器的位移和应变情况。由图 3(a)可看出,当加速度为 $1g$ 时,最大位移发生在 z 梁底端,最大位移为 $25.1 \times 10^{-7} \text{ mm}$ 。由图 3(b)可以看出, x 梁上的位移关于中心对称分布, A 和 B 谐振器位置处的位移量几乎相同, y 梁上的位移变化可以忽略,这与理论分析吻合。图 3(c)为三轴加速度传感器在 x 方向加速度为 $-1g$ 时的应变分布。由图可以看出, x 梁上的应变与位移分布具有较好的一致性,并且在 A 和 B 谐振器位置处的应变性质恰好相反,最大应变为 0.05861×10^{-6} 。

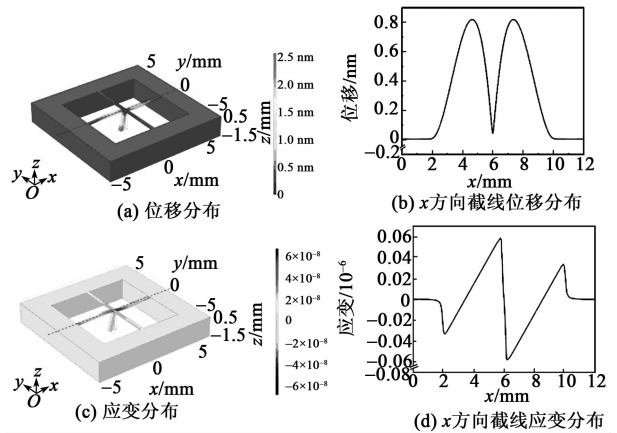


图 3 $-x$ 方向 $1g$ 加速度载荷下芯片的位移和应变

图 4(a)为 $-y$ 方向 $1g$ 加速度载荷下芯片的位移分布。由于 LGS 为各向异性的晶体材料,其不同切向具有不同的性质,因此,当施加 $1g$ 的加速度时, y 横梁表面截线上的最大位移(见图 4(b))略小于 x 横梁表面截线上的最大位移(见图 3(b)),其应

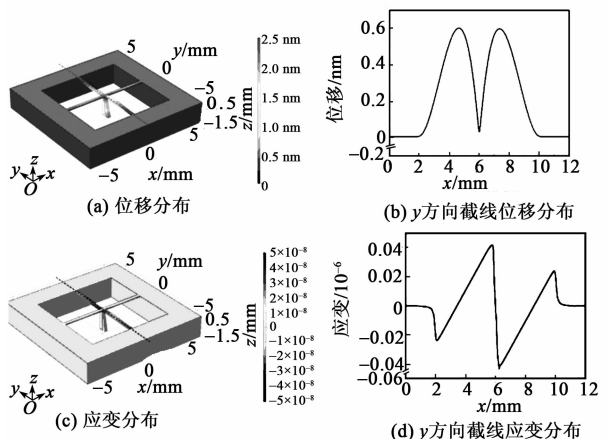


图 4 $-y$ 方向 $1g$ 加速度载荷下芯片的位移和应变

变也略小于 x 横梁表面截线的最大应变。根据式(6)、(7),谐振频率的相对变化与应变成正比,即 x 方向传感器组的 S 比 y 方向传感器组的 S 大。 y 横梁上的最大应变为 $0.041\ 85 \times 10^{-6}$ 。

图5为 $-z$ 方向 $1g$ 加速度载荷下芯片的位移和应变。由于 x 、 y 横梁表面截线上的位移分布相同,这里仅给出 x 横梁表面截线上的位移分布。由图5可看出,由于 x 和 y 横梁的对称几何结构, z 轴加速度引起横梁的位移关于中心对称,且同组传感器位置处的应变性质相同,大小几乎相等,这验证了 z 轴传感器解耦理论的可行性。

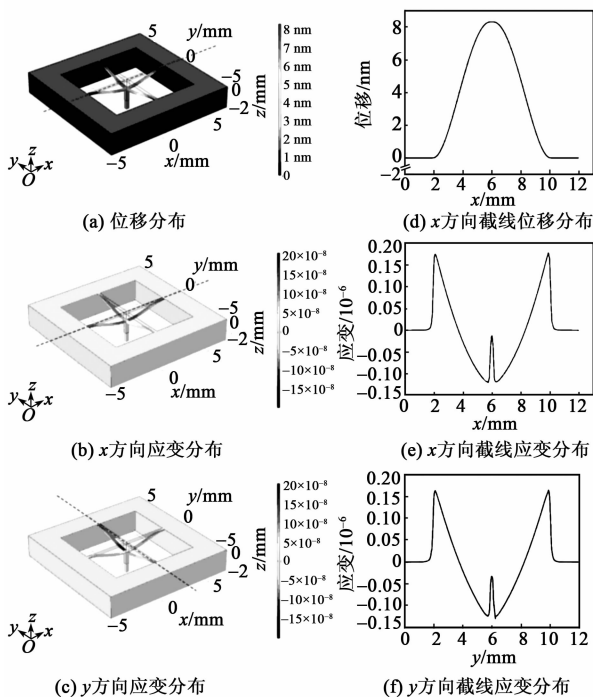


图5 $-z$ 方向 $1g$ 加速度载荷下芯片的位移和应变

2.2 模态分析

当施加到三轴加速度传感器芯片上的加速度的频率(在动态测试中加速度是动态变化的,需要考虑加速度的频率)与传感器的固有频率相等或相近时,会引发传感器的共振现象。共振现象会引起传感器的结构发生剧烈变形,以致器件失效或损毁,因此,必须在设计阶段考虑传感器的共振,并尽可能提高传感器的固有频率。通过COMSOL Multiphysics软件对传感器结构进行模态分析,可获得传感器结构的振型和固有频率。图6为本文所提出的传感器结构的4种低频模态,其固有频率分别为5 892 Hz、11 054 Hz、12 822 Hz和31 011 Hz。本文传感器设计的使用环境为 $0 \sim 1$ kHz。因此,该结构足以保证

传感器的正常稳定工作。

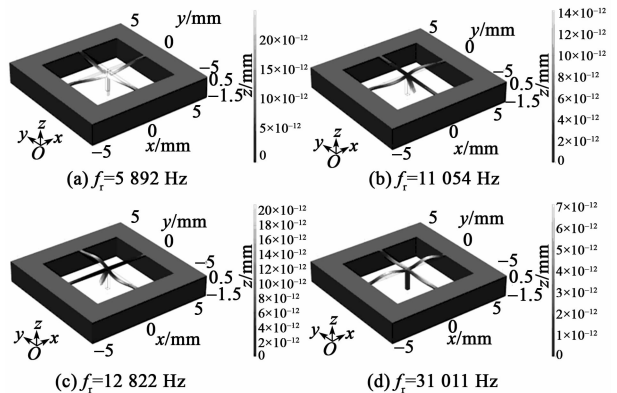


图6 谐振振型图

2.3 性能分析

图7为加速度从 $-1g \sim 1g$ 变化时各轴向传感器的频率响应。由图7(a)可知,当 x 方向无加速度时,由于谐振器A、B的谐振频率相同,因此,两谐振器频率差为0;当 $-x$ 方向存在加速度时,A谐振器的谐振频率随加速度增大而增大,与之相对,B谐振

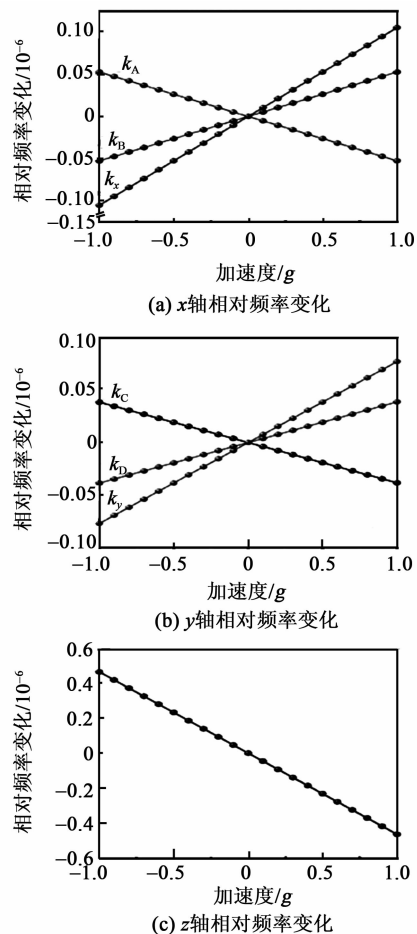


图7 各轴向传感的相对频率变化

器的谐振频率随加速度增大而减小,根据式(6)可得, $df_x < 0$; 当 $+x$ 方向存在加速度时,情况正好相反, $df_x > 0$, 因此, 可通过 df_x 的符号判断轴向加速度的方向。同理, y 轴加速度的方向同样可通过 df_y 的符号判断(见图 7(b))。图 7(c) 为根据式(8)计算得到的 z 轴加速度与相对频率变化的关系。由于采用各传感器谐振频率变化之和作为 z 轴加速度的指标, 因此, 当 z 轴加速度为负时, 各谐振器的谐振频率变化均为正值; 当 z 轴加速度为正时, 各谐振器的谐振频率变化均为负值, z 轴加速度与相对频率变化呈现负相关。根据计算得到 x 、 y 和 z 方向的加速度灵敏度分别为 $0.1054 \times 10^{-6}/g$ 、 $0.0769 \times 10^{-6}/g$ 和 $-0.4629 \times 10^{-6}/g$ 。

3 结束语

本文提出了一种声表面波三轴加速度传感器, 通过采用四端五轴结构和谐振器位置的设计实现了 x 和 y 方向传感的温度漂移补偿和三轴加速度的解耦测量。利用 COMSOL Multiphysics 软件对传感器进行了有限元建模和仿真, 获得了传感器在不同方向的加速度载荷下的位移和应变分布, 并获得了不同方向加速度的频率响应, 验证了所提出的传感器测量理论的可行性。通过对传感器结构的模态分析获得了传感器不同的固有频率, 为避免传感器破坏提供了依据。根据仿真结果计算得到 x 、 y 和 z 方向的加速度灵敏度分别为 $0.1054 \times 10^{-6}/g$ 、 $0.0769 \times 10^{-6}/g$ 和 $-0.4629 \times 10^{-6}/g$ 。

参考文献:

- [1] KANG A, ZHANG C, JI X, et al. SAW-RFID enabled temperature sensor[J]. Sensors and Actuators A-physical, 2013, 201: 105-113.
- [2] TAO R, HASAN S A, WANG H Z, et al. Bimorph material/structure designs for high sensitivity flexible surface acoustic wave temperature sensors[J]. Scientific Reports, 2018, 8(1): 9052.
- [3] WANG T, MU X, RANGLES A B, et al. Diaphragm shape effect on the sensitivity of surface acoustic wave based pressure sensor for harsh environment[J]. Appl Phys Lett, 2015, 107(12): 123501.
- [4] OISHI M, HAMASHIMA H, KONDOH J, et al. Measurement of cantilever vibration using impedance-loaded surface acoustic wave sensor[J]. Jpn J Appl Phys, 2016, 55(7): 07KD061-07KD066.
- [5] WANG W, HUANG Y, LIU X, et al. Surface acoustic wave acceleration sensor with high sensitivity incorporating ST-X quartz cantilever beam[J]. Smart Materials and Structures, 2015, 24(1): 015015-7.
- [6] LI B, YASSINE O, KOSEL J. A surface acoustic wave passive and wireless sensor for magnetic fields, temperature, and humidity[J]. IEEE Sensors Journal, 2015, 15(1): 453-462.
- [7] NICOLAY P, AUBERT T. A numerical method to derive accurate temperature coefficients of material constants from high-temperature SAW measurements: application to langasite[J]. IEEE Transactions on Ultrasonics Ferroelectrics & Frequency Control, 2013, 60(10): 2137-2141.
- [8] AHMADI S, HASSANI F, KORMAN C, et al. Characterization of multi- and single-layer structure SAW sensor [gas sensor][C]//Vienna, Austria; IEEE Sensors, 2004: 1129-1132.
- [9] SAKHAROV S, NAUMENKO N, ZABELIN A, et al. Characterization of langasite for application in high temperature SAW sensors[J]. International Ultrasonics Symposium, 2011: 2289-2292.

光纤陀螺温变效应误差抑制方法研究

李 阳¹, 黄 鑫¹, 路彬彬¹, 张登伟²

(1. 南京电子技术研究所, 江苏 南京 210000;

2. 浙江大学 光电科学与工程学院 现代光学仪器国家重点实验室, 浙江 杭州 310027)

摘 要:在干涉式光纤陀螺组成的捷联惯性导航系统中, 光纤陀螺启动过程中温变效应导致的漂移项是导航误差的主要误差源, 已成为限制高精度光纤陀螺系统性能进一步提升的关键因素。通过对光纤陀螺启动过程中温变效应的理论分析与建模, 提出了一种基于查表补偿的光纤陀螺启动温变效应误差抑制法和误差评价法。实验结果表明, 该抑制方法可使 $-40\sim+60\text{ }^{\circ}\text{C}$ 环境下光纤陀螺漂移概率误差从 $0.02\sim0.50\text{ }(^{\circ})/\text{h}$ 降至 $0.01\text{ }(^{\circ})/\text{h}$ 以下, 对应导航系统的导航圆概率误差从 $1.4\sim35\text{ n mile/h}$ 降至 0.8 n mile/h 以下, 有效抑制了光纤陀螺启动温变效应误差, 提升了系统性能。

关键词:干涉式光纤陀螺; 温变效应; 非稳态温度场; 温变效应误差等效数学模型; 四极对称光纤环

中图分类号: TN253; V241.5 **文献标志码:** A **DOI:** 10.11977/j.issn.1004-2474.2020.05.015

Research on the Suppression Method of Temperature Transience Effect Error of Fiber Optic Gyroscope

LI Yang¹, HUANG Xin¹, LU Binbin¹, ZHANG Dengwei²

(1. Nanjing Research Institute of Electronics Technology, Nanjing 210000, China; 2. State Key Laboratory of Modern Optical Instrumentation, College of Optical Science and Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China)

Abstract: In the strapdown inertial navigation system composed of interferometric fiber optic gyroscopes, the drift term caused by the temperature transience effect during the startup of fiber optic gyroscope is the main error source of navigation error and has become a limitation to further improve the performance of high-precision fiber optic gyroscope systems. In this paper, through theoretical analysis and modeling of the temperature transience effect during the startup process of the fiber optic gyroscope, a method for suppressing the error of the temperature transience effect of the fiber optic gyroscope based on lookup table is proposed, and the evaluation method of the error of the fiber optic gyroscope temperature transience effect is also proposed. The experimental results show that the suppression method can reduce the drift probability error of the fiber optic gyroscope from $0.02\sim0.50\text{ }(^{\circ})/\text{h}$ to less than $0.01\text{ }(^{\circ})/\text{h}$ at the environmental temperature of $-40\sim+60\text{ }^{\circ}\text{C}$, corresponding to the navigation circular probability error reducing from $1.4\sim35\text{ n mile/h}$ to less than 0.8 n mile/h , which effectively suppresses the error of the start-up temperature transience effect of the fiber optic gyro and greatly improves system performance.

Key words: interferometric fiber optic gyroscope; temperature transience effect; unsteady-state temperature field; equivalent mathematical model of temperature transience effect error; quadrupole fiber ring

0 引言

光纤陀螺(FOG)是惯性导航领域中的重要传感器,其高精度、全固态、启动快及动态范围大等优点符合当前军事应用的需求。目前由于温度场导致的非互易性零偏漂移误差限制了光纤陀螺精度的进一步提升^[1-5], Lefevre 将这一现象称为光纤陀螺温变效应误差^[6-7], 因此, 解决这一问题已成为光纤陀

螺进一步发展的关键。

温变效应误差的抑制方法有硬件优化和软件补偿。硬件优化主要通过改善热结构设计, 增加温控^[8], 采用新的光纤环绕法^[9-10]和工作原理^[11-12]等方法实现, 但会带来质量、体积增加, 工艺复杂, 光纤环结构强度下降等问题。软件补偿法易于工程实现, 且抑制效果较好, 其中线性误差模型^[13-15]易于

收稿日期: 2020-03-29

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(61203190)

作者简介: 李阳(1991-), 男, 黑龙江嫩江人, 工程师, 博士, 主要从事光纤传感与系统技术研究。

工程应用,但依赖于精确的误差模型和温度信息。采用神经网络等机器学习方法^[16-17]可自适应进行最优模型识别,但受限于机上/弹上计算机运算资源,一般应用于非实时的数据后处理场合。通过经验模态分解,结合曲面拟合回归和自适应模糊推理联合建模的方法,可获得较好的补偿效果^[18]。查表补偿法^[19]具有实现简单,无需精确建模,实时性和补偿效果好的优点,具有很大的工程应用潜力。

本文通过光纤陀螺温变效应误差的原理分析与建模,提出基于查表法的启动温变效应误差抑制方法。通过实验验证其误差抑制效果,提供了一种有效的实时工程应用方案,对提升光纤陀螺的精度水平和系统应用性能具有重要意义。

1 方法原理

1.1 光纤陀螺温变效应误差模型

光纤陀螺温变效应误差体现为光纤陀螺内部温度场变化时的输出漂移误差,由广义 Shupe 效应、标度因数的温度效应和检测通道的温度效应组成,其中后两种效应可通过标度因数温度标定、半波电压闭环控制和选择低温度系数电子元器件得到很好抑制。因此,光纤陀螺温变效应误差主要来源为广义 Shupe 效应,其误差模型如图 1 所示(图中 $\Delta\phi_s = \Omega \cdot K_o$ 为萨格奈克相位差),对应光纤陀螺的输出为

$$D = (\Omega \cdot K_o + \Delta\phi_e) \cdot K_e \quad (1)$$

式中: Ω 为输入旋转角速率; K_o 、 K_e 为光学、电学标度因数; $\Delta\phi_e$ 为广义 Shupe 效应引起的加性温变效应相位误差。

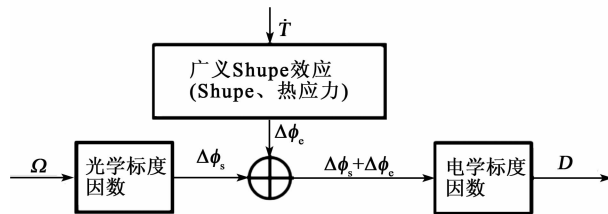


图1 光纤陀螺温变效应误差源

广义 Shupe 效应包括传统的 Shupe 效应及热应力效应,具体表示为

$$\Delta\phi_e(t) = K \frac{\beta_0 n}{c_0} \alpha_T \int_0^{L/2} [\Delta\dot{T}(z, t) - \Delta\dot{T}(L - z, t)] \cdot (L - 2z) dz \quad (2)$$

式中: K 为广义 Shupe 效应系数,对于状态固定的光纤陀螺为固定值; β_0 为光在真空中的传播常数; L 为光纤环长度; n 为光纤基准折射率; c_0 为真空中的光速;系数 $\alpha_T = \frac{\partial n}{\partial T} + n\alpha$, $\frac{\partial n}{\partial T}$ 为光纤折射率的温变系

数, α 为石英光纤的热膨胀系数; $\Delta\dot{T}(z, t)$ 为 t 时刻光纤 z 位置处温度的时间导数。

由式(2)可知,当光纤环中相对光纤中点对称位置的温变速率相同时,即可消除广义 Shupe 效应误差。目前工程上采用四极对称绕法光纤环来抑制广义 Shupe 效应,但由于光纤直径限制,各层光纤间并非理想的关于光纤环中点对称,存在残余的温变效应误差,在高精度光纤陀螺中不可忽略。

1.2 光纤环等效非稳态温度场分析

已知各个时刻光纤环温度场分布,即可根据式(2)得到温变效应误差。光纤环各层光纤紧密缠绕,可看作一个性质均匀的整体,其主要的热传递方式是热传导。同时光纤环热分布为环形对称形式,且在轴向上均匀分布,可只针对光纤环截面进行二维热传导分析。建立简化的一维光纤环分析模型如图 2 所示。图中, d 为光纤环光纤截面宽度,内壁、外壁分别位于面向热源和背向热源的一侧。

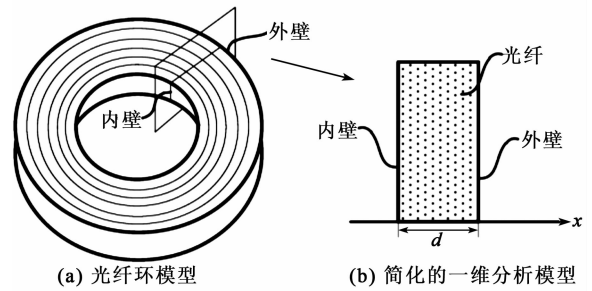


图2 简化一维光纤环分析模型

对于系统应用中的光纤陀螺,光纤环外部还包含有隔热层、外壳结构及外部的系统结构,可等效为多个导热特性不同介质层的叠加并看作一个整体。光纤陀螺启动后在有限时间段内,光纤环内表面所受热作用可看作只渗透到有限厚度范围内,可等效为“半无限大物体”,对应的等效模型如图 3 所示。图中 R 为光纤环内侧半径。

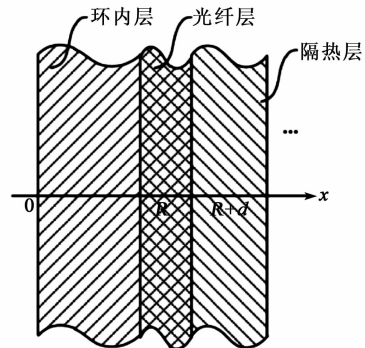


图3 光纤环半无限大物体等效分析模型

光纤陀螺初始温度为 T_0 , 启动时 $x=0$ 位置处的边界温度突然提高到 T_w 并保持不变。引入过余温度 $\theta = T - T_0$ (T 为光纤环内的温度), 结合一维导热微分方程获得光纤环非稳态导热问题的数学描述为

$$\begin{cases} \frac{\partial \theta}{\partial t} = a \frac{\partial^2 \theta}{\partial x^2} & (0 < x < \infty, t > 0) \\ \theta(x, 0) = T_0 & (0 \leq x < \infty) \\ \theta(0, t) = \theta_w = T_w - T_0 & (t > 0) \end{cases} \quad (3)$$

式中: a 为热扩散系数; t 为时间。初始条件为 $T(x, y, z, 0) = T_0$ 。式(3)的解为

$$\theta(x, t) = \theta_w \left[1 - \operatorname{erf} \left(\frac{x}{2\sqrt{at}} \right) \right] \quad (4)$$

各个位置处温度的时间梯度为

$$\dot{\theta}(x, t) = \theta_w \frac{x}{2\sqrt{\pi a}} t^{-1.5} e^{-\frac{x^2}{4at}} \quad (5)$$

将式(5)代入式(2)可获得光纤陀螺启动过程的温变效应误差模型, 下面基于四极对称光纤环进行误差模型的推导与查表法抑制原理的阐述。

1.3 光纤陀螺温变效应查表法抑制原理

图4为四极对称光纤环的层分布。图中数字1~8为光纤环层数, 第1层光纤环长度为 l_0 , $l_p = 4\pi rM$ 为相邻层光纤的长度差, M 为每层光纤的匝数, 光纤总长度 $L = Nl_0 + \frac{N(N-1)l_p}{2}$, N 为光纤环总层数。设 i 为层编号, $q = \left[\frac{i}{4} \right]$ 为极子编号。

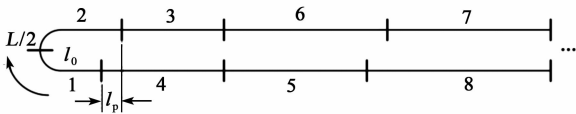


图4 四极对称绕法光纤环层分布示意图

根据式(2)可得离散化广义 Shupe 误差为

$$\Delta \phi_e(t) = K \frac{\beta_0 n}{c_0} \alpha_T \sum_{q=1}^{N/4} \sum_{m=1}^4 \Delta \dot{T}(4q-4+m, t) \cdot [l_{\text{end}}(q, m) - l_{\text{start}}(q, m)] \cdot [L - l_{\text{end}}(q, m) - l_{\text{start}}(q, m)] \quad (6)$$

式中 $l_{\text{start}}(q, m)$, $l_{\text{end}}(q, m)$ 分别为第 q 个极子中第 m 层光纤的起点与终点坐标。将常数项进行合并可得:

$$\Delta \phi_e(t) = \sum_{i=1}^N C_i \cdot \dot{\Delta T}(i, t) \quad (7)$$

式中: $\dot{\Delta T}(i, t)$ 为第 i 层光纤的温度时间梯度值; C_i

与光纤层序号有关。

根据式(5)可得温度时间梯度为时间 t 的单一变量函数:

$$\dot{\Delta T}(i, t) = \theta_w \cdot f_i(t) \quad (8)$$

可将式(7)进一步写为

$$\Delta \phi_e(t) = \sum_{i=1}^N \theta_w \cdot f_i(t) = \theta_w \cdot f(t) \quad (9)$$

因此, 光纤陀螺启动过程的温变效应导致的相位误差为时间 t 的复杂函数, 幅值由 θ_w 决定。在不同启动温度环境下, 光纤陀螺内部热源不同的发热功率对应不同的边界过余温度, 因此, 幅值 θ_w 取决于启动时的环境温度 T_0 。在不同启动温度环境下, 温变效应误差具有相同时间变化趋势, 只是具有不同的幅值。因此式(9)可改写为

$$\Delta \phi_e(t) = \theta_w(T_0) \cdot f(t) \quad (10)$$

式中: $\theta_w(T_0)$ 为温变效应误差幅值系数; $f(t)$ 为温变效应误差时间函数。

基于上述分析, 可确定光纤陀螺启动温变效应误差的查表法抑制原理: 通过实验获得不同标定启动环境温度 T_i 下的光纤陀螺启动温变效应误差, 采用时间表格方法建立式(10)形式的时间函数 $F(t, T_i)$ 。在光纤陀螺启动时, 按照启动环境温度 T 和启动时间查询对应的时间表格, 获得对应温变效应误差, 并在光纤陀螺输出数字量中加以补偿, 从而实现启动温变效应误差的抑制。

实际工程应用中, $T \neq T_i$, 根据温变效应误差模型可认为在一定温度范围内 θ_w 与环境温度成线性关系, 此时可以取相邻最近的两个温度标定点 T_i 和 T_{i+1} 下的时间表格 $F(t, T_i)$ 和 $F(t, T_{i+1})$, 根据温度值进行等比例插值获得 T 下的时间表格为

$$F(t, T) = \frac{T - T_i}{T_{i+1} - T_i} [F(t, T_{i+1}) - F(t, T_i)] + F(t, T_i) \quad (11)$$

1.4 光纤陀螺温变效应误差评价方法

为对温变效应误差抑制效果进行评估, 需要统一的方法对误差进行量化。可参考惯导系统的圆概率误差(CEP)精度评估方法^[20], 计算光纤陀螺的漂移概率误差(DEP)。对光纤陀螺数据进行角度积分, 将积分结果归化至 1 h, 获得每个采样时刻 t_i 的漂移率为

$$\Omega_{\text{ER}}(t_i) = \frac{1}{t_i} \int_0^{t_i} \Omega(t) dt = \frac{\theta(t_i)}{t_i} \quad (12)$$

式中 $\theta(t_i)$ 为 t_i 时刻的角度积分值。

Ω_{ER} 服从均值为 0, 标准差为 σ 的一维正态分布, 漂移概率误差 Ω_{DEP} (95%) 为 1.96σ , σ 使用漂移率标准差估计值代替。光纤陀螺的漂移概率误差计算过程中使用角度积分值进行计算, 避免了白噪声的影响, 可直接量化评估温变效应误差。

另外, 惯导系统的位置精度是反映其性能的重要指标, 而光纤陀螺的漂移误差会直接导致导航的位置误差, 因此, 可直接采用系统位置误差进行误差评估。将光纤陀螺漂移数据代入导航解算过程, 导航结果中仅包含有光纤陀螺漂移所带来的导航误差。根据惯导系统精度评定方法获得导航圆概率误差, 反映了温变效应误差对系统误差的贡献。

综上所述, 光纤陀螺漂移概率误差与惯导系统圆概率误差是温变效应误差的有效量化评估手段。在后续的实验数据分析中, 采用 DEP 与系统 CEP 对温变效应误差进行评估。

2 实验结果与分析

实验中, 采用温箱控制环境温度进行 $-40 \sim +60\text{ }^{\circ}\text{C}$ 的环境温度控制。温箱放置在隔振地基上, 光纤陀螺静态放置于温箱内部。光纤陀螺采用稳压电源进行供电, 输出数据通过串口发送至上位机, 通过数据采集软件进行光纤陀螺输出数据的接收。整体实验装置示意图如图 5 所示。

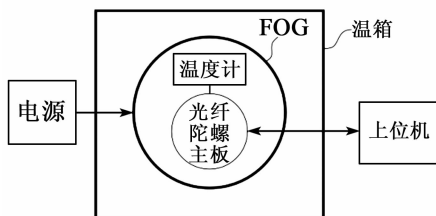


图 5 实验装置示意图

为获得各个启动温度下的光纤陀螺启动温变效应抑制表格, 同时验证各温度点下光纤陀螺启动温变效应误差查表法抑制效果, 进行零状态重复启动实验。设置一固定的环境温度, 对陀螺进行断电 4 h、通电 2 h 的启动测试, 每个温度测试 4 组数据。在每个温度点下, 对多组启动数据按照时间点进行平均后进行中心滑动平均, 获得一组噪声抑制后的光纤陀螺零状态启动趋势数据。根据第 1.1 节中光纤陀螺温变效应理论, 当光纤陀螺内部温度场达到稳态时, 其温变效应误差为 0, 因此, 可以认为光纤陀螺启动测试数据中末段为不包含温变效应误差的

输出。将光纤陀螺零状态启动数据减去数据末段的平均值, 即获得该温度点下光纤陀螺温变效应误差抑制表格, 流程如图 6 所示。

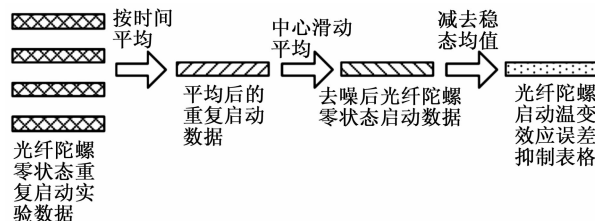


图 6 误差抑制表格计算流程

根据误差抑制表格, 对光纤陀螺零状态启动输出数据进行实时温变效应误差抑制。图 7 为 $20\text{ }^{\circ}\text{C}$ 条件下误差抑制前、后的光纤陀螺启动数据对比。

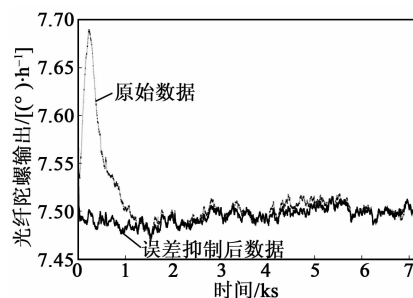


图 7 $20\text{ }^{\circ}\text{C}$ 环境下误差抑制前、后对比

根据第 1.4 节中的温变效应误差评价方法计算误差抑制前、后的 DEP 和导航 CEP, 如表 1 所示。误差抑制后 DEP 由 $0.10 \sim 0.12\text{ }(^{\circ})/\text{h}$ 下降为 $0.004 \sim 0.006\text{ }(^{\circ})/\text{h}$, 误差剩余比小于 6%。导航 CEP 从 $7 \sim 9\text{ n mile/h}$ 降至 0.5 n mile/h 以下, 误差剩余比小于 7%。同时 DEP 指标与导航 CEP 指标成正相关。

表 1 $20\text{ }^{\circ}\text{C}$ 条件下误差抑制前、后的漂移概率误差与导航圆概率误差

序号	漂移概率误差/ $[(^{\circ}) \cdot \text{h}^{-1}]$		误差剩余比/%
	抑制前	抑制后	
1	0.119 285	0.005 385 5	4.51
2	0.114 183	0.004 060 7	3.56
3	0.105 586	0.005 329 7	5.05
4	0.104 505	0.005 870 3	5.62
序号	圆概率误差/ $(\text{n mile} \cdot \text{h}^{-1})$		误差剩余比/%
	抑制前	抑制后	
1	8.838 1	0.410 9	4.65
2	8.403 7	0.303 0	3.61
3	7.696 9	0.414 9	5.39
4	7.606 5	0.473 3	6.22

为验证光纤陀螺温变效应误差模型在全温范围

内的适应性,进行了全温条件下的光纤陀螺温变效应误差抑制实验。以 10°C 为间隔,在 $-40\sim 60^{\circ}\text{C}$ 设置 11 个环境温度点进行光纤陀螺静态启动测试,测试时间为 2 h。实验中,每次温箱调整温度后,对陀螺进行大于 4 h 的冷却,以保证陀螺内部温度场充分稳定。各个环境温度点下的测试数据表明,光纤陀螺温变效应误差在不同环境温度下的幅值不同,通过各个温度下的光纤陀螺启动温变效应误差抑制表格加以补偿后,温变效应误差下降较大。计算各个温度点下误差抑制前、后光纤陀螺的 DEP 与导航 CEP 指标,如图 8 所示。

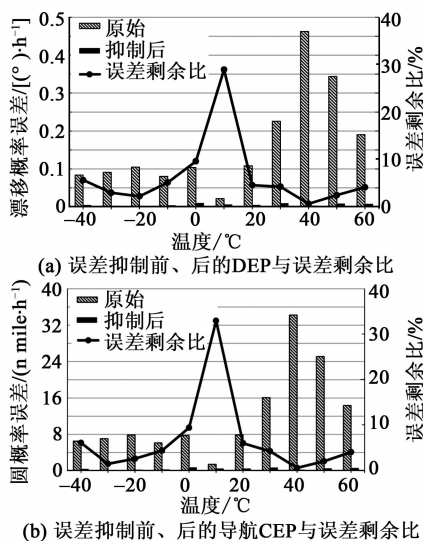


图 8 全温条件下误差抑制前、后实验结果

由图 8(a)可看出,温变效应误差模型在不同温度下的光纤陀螺 DEP 抑制效果不同,在 40°C 下抑制比最高,DEP 误差剩余比为 0.63%,而 10°C 下抑制比最低,DEP 误差剩余比为 28.94%。在 10°C 下,光纤陀螺自身的温变效应误差较小,原始光纤陀螺数据 DEP 为 $0.021\,424 (^{\circ})/\text{h}$,经过误差抑制后为 $0.006\,200 (^{\circ})/\text{h}$,因此,误差抑制比较小。对比图 8(b)、(a)可看出,导航 CEP 指标温度分布与光纤陀螺 DEP 指标相似,且两者误差剩余比也具有相同的趋势。在全温范围内,光纤陀螺 DEP 从 $0.02\sim 0.5 (^{\circ})/\text{h}$ 下降到小于 $0.01 (^{\circ})/\text{h}$,而对应的导航 CEP 从 $1.4\sim 35 \text{ n mile/h}$ 下降到小于 0.8 n mile/h 。

实验结果表明,通过应用光纤陀螺温变效应误差抑制法,常温条件下光纤陀螺 DEP 从 $0.10\sim 0.12 (^{\circ})/\text{h}$ 降为 $0.004\sim 0.006 (^{\circ})/\text{h}$,对应导航 CEP 从 $7\sim 9 \text{ n mile/h}$ 降至 0.5 n mile/h 以下;在全温温度范围内,光纤陀螺 DEP 从 $0.02\sim 0.5 (^{\circ})/\text{h}$ 降

至 $0.01 (^{\circ})/\text{h}$ 以下,导航 CEP 从 $1.4\sim 35 \text{ n mile/h}$ 降至小于 0.8 n mile/h 。该方法对光纤陀螺的温变效应误差具有有效的抑制作用,具有良好的一致性与全温度范围内的适应性,可有效降低由于温变效应导致的光纤陀螺漂移误差,提升对应导航系统精度。

3 结束语

本文根据光纤陀螺温变效应误差机理,结合光纤环等效非稳态温度场分析,获得了启动状态下温变效应误差等效数学模型。等效数学模型中的幅值系数仅与环境温度有关,并对于状态固定的光纤陀螺其时间函数保持不变,根据这一特点提出了基于查表法的光纤陀螺温变效应误差抑制方法。同时根据光纤陀螺的数据特征与系统应用特点,提出了采用漂移概率误差和导航圆概率误差对温变效应误差进行量化评估。开展了全温条件下温变效应误差抑制实验,实验中获得了 90% 以上的误差抑制效果,全温环境下系统导航定位误差从最大 $34.221\,3 \text{ n mile/h}$ 降至 $0.730\,4 \text{ n mile/h}$ 。实验结果表明,通过该文误差抑制方法的应用,有效抑制了光纤陀螺温变效应误差,提升了相应的系统性能,具有很强的工程应用价值。

此外,当考虑更恶劣的应用环境时,外界环境为变温条件,根据温变效应误差模型,其内部的热传导过程相当于一个时变边界条件的传热过程,若仍采用固定温度下的误差抑制表格会导致较大的剩余误差。此时可通过标定获得的环境温度与误差抑制表格幅值系数间的关系,根据外界环境温度实时调整幅值系数,以逼近变温条件下的温变效应误差。变温条件下的温变效应误差抑制,需要进一步试验研究,是后续研究的重点方向。

参考文献:

- [1] SANDERS G A, SANDERS S J, STRANDJORD L K, et al. Fiber optic gyroscope development at Honeywell [C]//Baltimore, Mary Land, United States: SPIE Commercial + Scientific Sensing and Imaging. International Society for Optics and Photonics, 2016: 985207-985207-14.
- [2] PAVLATH G A. Fiber optic gyros from research to production [C]//Baltimore, Mary Land, United States: SPIE Commercial + Scientific Sensing and Imaging. International Society for Optics and Photonics, 2016:

- 985205-985205-7.
- [3] PATUREL Y, HONTHAAS J, LEFÉVRE H, et al. One nautical mile per month FOG-based strapdown inertial navigation system; a dream already within reach? [J]. *Gyroscopy and Navigation*, 2014, 5(1): 1-8.
- [4] LEFÉVRE H C. The fiber-optic gyroscope[M]. London, UK: Artech House, 2014.
- [5] LEFÉVRE H C. Potpourri of comments about the fiber optic gyro for its 40th anniversary, and how fascinating it was and it still is! [C]//Baltimore, Mary Land, United States; SPIE Commercial + Scientific Sensing and Imaging. International Society for Optics and Photonics, 2016; 985203-985203-10.
- [6] LEFÉVRE H C. The fiber-optic gyroscope, a century after Sagnac's experiment; The ultimate rotation-sensing technology? [J]. *Comptes Rendus Physique*, 2014, 15(10): 851-858.
- [7] LEFÉVRE H C. The fiber-optic gyroscope: Challenges to become the ultimate rotation-sensing technology [J]. *Optical Fiber Technology*, 2013, 19(6): 828-832.
- [8] DZHASHITOV V E, PANKRATOV V M, GOLIKOV A V, et al. Reducing thermal sensitivity of fiber-optic gyros [J]. *Gyroscopy and Navigation*, 2012, 3(1): 56-65.
- [9] MIZUTANI T. Precise sensing utilizing optical fiber for space craft [C]//Santander, Spain; OFS2014 23rd International Conference on Optical Fiber Sensors. International Society for Optics and Photonics, 2014; 915779-915779-4.
- [10] LING W, LI X, XU Z, et al. A dicyclic method for suppressing the thermal-induced bias drift of I-FOGs [J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2016, 28(3): 272-275.
- [11] LLOYD S W, FAN S, DIGONNET M J F. Experimental observation of low noise and low drift in a laser-driven fiber optic gyroscope [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2013, 31(13): 2079-2085.
- [12] DIGONNET M J F, CHAMOUN J N. Recent developments in laser-driven and hollow-core fiber optic gyroscopes [C]//Baltimore, Mary Land, United States; SPIE Commercial + Scientific Sensing and Imaging. International Society for Optics and Photonics, 2016; 985204-985204-11.
- [13] MESHKOVSKY I K, STRIGALEV V Y, DEINEKA G B, et al. Three-axis fiber-optic gyroscope: Development and test results [J]. *Gyroscopy and Navigation*, 2011, 2(4): 208-213.
- [14] HEIMANN M, LIESEGANG M, ARNDT-STAUFBEL N, et al. Optical system components for navigation grade fiber optic gyroscopes [C]//Dresden, Germany; SPIE Security + Defence. International Society for Optics and Photonics, 2013; 88991A-88991A-9.
- [15] 冯卡力, 李安, 覃方君. 基于多模型分段拟合的光纤陀螺温度误差补偿方法 [J]. *中国惯性技术学报*, 2014, 22(6): 825-828.
- FENG Kali, LI An, QIN Fangjun. Temperature error compensation method for FOG based on multi-model piecewise fitting [J]. *Journal of Chinese Inertial Technology*, 2014, 22(6): 825-828.
- [16] ZHANG Y, WANG Y, YANG T, et al. Dynamic angular velocity modeling and error compensation of one-fiber fiber optic gyroscope (OFFOG) in the whole temperature range [J]. *Measurement Science and Technology*, 2012, 23(2): 025101.
- [17] CHEN X, CUI B. Efficient modeling of fiber optic gyroscope drift using improved EEMD and extreme learning machine [J]. *Signal Processing*, 2016, 128: 1-7.
- [18] 刘文涛, 刘洁瑜, 沈强. 光纤陀螺温度漂移的多尺度建模研究 [J]. *压电与声光*, 2019, 41(3): 431-435.
- LIU Wentao, LIU Jieyu, SHEN Qiang. Research on multi-scale modeling of temperature drift in FOGs [J]. *Piezoelectrics & Acoustooptics*, 2019, 41(3): 431-435.
- [19] ANUHYA A V, VENKATRAM N. Suppression of thermal effect on closed loop fiber optic gyroscope [J]. *Indian Journal of Science and Technology*, 2015, 8(15): 1-7.
- [20] 张乐, 李武周, 巨养锋, 等. 基于圆概率误差的定位精度评定办法 [J]. *指挥控制与仿真*, 2013, 35(1): 111-114.
- ZHANG Le, LI Wuzhou, JU Yangfeng, et al. Positioning accuracy evaluation method based on CEP [J]. *Command Control & Simulation*, 2013, 35(1): 111-114.

TGG 法制备 $\text{Sr}_2\text{Nb}_2\text{O}_7$ 织构陶瓷及其性能研究

石钰琳, 吴超, 王丹, 王鸿亮, 吴肖骏, 陈强

(四川大学 材料科学与工程学院, 四川 成都 610064)

摘要:采用模板晶粒生长(TGG)法制备了 $\text{Sr}_2\text{Nb}_2\text{O}_7$ 织构陶瓷,研究了其晶体结构、介电和压电性能等的各向异性。结果表明, $\text{Sr}_2\text{Nb}_2\text{O}_7$ 织构陶瓷沿 $\langle 010 \rangle$ 晶面取向,其取向度为 0.78。 $\text{Sr}_2\text{Nb}_2\text{O}_7$ 织构陶瓷的居里温度为 $1\,328\text{ }^\circ\text{C}$,其压电、介电性具有明显各向异性特征。 $\text{Sr}_2\text{Nb}_2\text{O}_7$ 垂直方向($\text{SNO}^\perp$)样品的压电常数为 2.8 pC/N , $650\text{ }^\circ\text{C}$ 时电阻率为 $5.6 \times 10^4\text{ }\Omega \cdot \text{cm}$ 。

关键词: $\text{Sr}_2\text{Nb}_2\text{O}_7$ 陶瓷;织构;模板晶粒生长法;介电性能;压电性能

中图分类号:TN384;TM282;TB34 **文献标志码:**A **DOI:**10.11977/j.issn.1004-2474.2020.05.016

Preparation and Property Study on $\text{Sr}_2\text{Nb}_2\text{O}_7$ Textured Ceramics by Template Grain Growth

SHI Yulin, WU Chao, WANG Dan, WANG Hongliang, WU Xiaojun, CHEN Qiang

(College of Materials Science and Engineering, Sichuan University, Chengdu 610064, China)

Abstract:The textured $\text{Sr}_2\text{Nb}_2\text{O}_7$ ceramic with high anisotropy was prepared by template grain growth(TGG) method, its anisotropy in crystal structure, dielectric and piezoelectric properties were systematically investigated. The results show that the textured $\text{Sr}_2\text{Nb}_2\text{O}_7$ ceramic grow preferentially along the $\langle 010 \rangle$ orientation, and the grain orientation factor is calculated to be 0.78. The Curie temperature of the textured $\text{Sr}_2\text{Nb}_2\text{O}_7$ ceramics is $1\,328\text{ }^\circ\text{C}$, and its piezoelectric and dielectric properties exhibit obvious anisotropic characteristics. The piezoelectric constant of $\text{SNO}^\perp$ sample is 2.8 pC/N and the resistivity is $5.6 \times 10^4\text{ }\Omega \cdot \text{cm}$ at $650\text{ }^\circ\text{C}$.

Key words: $\text{Sr}_2\text{Nb}_2\text{O}_7$ ceramics;textured structure;template grain growth;dielectric property;piezoelectric property

0 引言

层状钙钛矿结构(PLS)压电陶瓷结构通式为 $A_nB_nO_{3n+2}$, n 为钙钛矿结构层数,当 $n=4$ 时,结构通式化简为 $A_2B_2O_7$,其晶体结构是以 BO_6 氧八面体为中心,周围配位 12 个 A 位阳离子,其中一部分 A 位阳离子处在 BO_6 八面体的间隙中,另一部分 A 位阳离子是 BO_6 八面体层与层之间的分界线^[1]。层状钙钛矿结构(PLS)压电陶瓷具有超高的居里温度 T_C ,如 $\text{Sr}_2\text{Nb}_2\text{O}_7$ ($T_C=1\,342\text{ }^\circ\text{C}$)、 $\text{La}_2\text{Ti}_2\text{O}_7$ ($T_C=1\,461\text{ }^\circ\text{C}$)、 $\text{Pr}_2\text{Ti}_2\text{O}_7$ ($T_C=1\,555\text{ }^\circ\text{C}$) 是高温压电传感器制作的重要候选材料。

尽管 PLS 压电陶瓷具有极高的 T_C ,但存在矫顽场强高,极化难,陶瓷致密性差,压电活性很低(压电常数 d_{33} 为 $0\sim 2\text{ pC/N}$)等问题。为了提高其压电活性,目前主要通过制备工艺的改进,并结合元素掺

杂来提高其致密度和压电性能。PLS 压电陶瓷晶粒具有强烈各向异性特性,晶粒通常呈典型的棒状或盘状,采用常规的固相烧结法通常很难制备得到致密的陶瓷体,加之矫顽场高,因而难以饱和极化,导致其压电常数极低甚至不能显现宏观压电活性。放电等离子体烧结(SPS)、模板晶粒生长(TGG)法通过使晶粒择优取向生长而织构组织陶瓷体,进而提高其致密度并增强其压电性能。如 Gao 等^[2]通过 SPS 法制备的 A 位 Ba 掺杂 $\text{Sr}_2\text{Nb}_2\text{O}_7$ 织构压电陶瓷的 d_{33} 可达 3.6 pC/N 。Ning 等^[3]以 SPS 法制备的 $\text{Sr}_2\text{Nb}_2\text{O}_7$ 织构陶瓷取向度 $f=0.86$, $d_{33}=2.8\text{ pC/N}$ 。Gao 等^[4]以 TGG 法制备的高各向异性的 $\text{La}_2\text{Ti}_2\text{O}_7$ 织构压电陶瓷,在 3 个方向的 f 分别为 0.76、0.71、0.73。

收稿日期:2020-04-26

基金项目:国家自然科学基金重点基金资助项目(51932010)

作者简介:石钰琳(1995-),女,河南驻马店人,硕士生,主要从事超高温压电陶瓷的制备及性能的研究。通信作者:陈强,男,研究员,主要从事介电功能器件的研究

本文采用 TGG 法制备了 $\text{Sr}_2\text{Nb}_2\text{O}_7$ (SNO) 织构陶瓷,系统研究了 $\text{Sr}_2\text{Nb}_2\text{O}_7$ 织构陶瓷不同切割方向(垂直于流延方向切割的样品记为 $\text{SNO}^\perp$,平行于流延方向切割的样品记为 $\text{SNO}^\parallel$)的微结构、介电性能和压电性能特征。

1 实验

以分析纯 Nb_2O_5 (99.9%)、 SrCO_3 (99.9%) 为原料,采用固相法制备 $\text{Sr}_2\text{Nb}_2\text{O}_7$ 粉末。按化学计量比称量各原料并倒入球磨罐球磨 24 h,在 1 200 °C 下预烧 4 h 制得 $\text{Sr}_2\text{Nb}_2\text{O}_7$ 基体粉体。

以分析纯的 SrCO_3 、 Nb_2O_5 为原料, $r(\text{Na}_2\text{SO}_4):r(\text{K}_2\text{SO}_4)=1:1$ (摩尔比)为熔盐,将熔盐与反应物按总质量比为 1:1 均匀混合后,在 1 200 °C 下保温 10 h 合成得到棒状 $\text{Sr}_2\text{Nb}_2\text{O}_7$ 为模板晶粒。

将 $\text{Sr}_2\text{Nb}_2\text{O}_7$ 模板晶粒与 $\text{Sr}_2\text{Nb}_2\text{O}_7$ 基体粉体倒入球磨罐内,按比例加入溶剂(去离子水)、分散剂(三乙醇胺)后球磨 12 h,再加入粘结剂(质量分数为 10% 的聚乙烯醇(PVA))和除泡剂,并再次球磨 12 h 得到流延浆料。流延浆料配比如表 1 所示。

表 1 流延浆料成分

名 称	质量分数/%
$\text{Sr}_2\text{Nb}_2\text{O}_7$ 模板晶粒	5
$\text{Sr}_2\text{Nb}_2\text{O}_7$ 基体粉体	45
去离子水	15
三乙醇胺	4.9
PVA(质量分数为 10%)	30
除泡剂	0.1

以玻璃为流延基板,使用 MSK-AFA-I 型自动薄膜流延机将流延浆料流延成膜,生膜裁剪为 3 cm×3 cm 的小膜片,叠压成型并排胶。排胶后坯体在 1 460 °C 烧结 4 h 即可得到 $\text{Sr}_2\text{Nb}_2\text{O}_7$ 织构陶瓷。工艺流程图如图 1 所示。所有样品在 200 °C 硅油、直流电场 1~2 kV/mm 中极化 30~40 min。

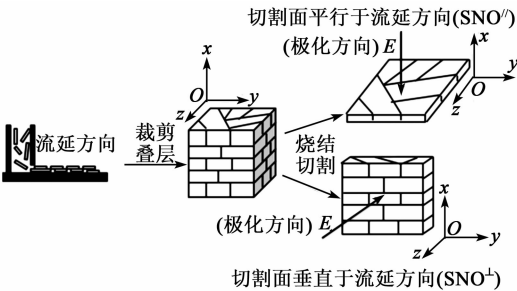


图 1 流延工艺流程图

利用 X 线衍射仪(XRD,DX-2700)对 $\text{Sr}_2\text{Nb}_2\text{O}_7$

陶瓷的晶体结构进行分析;利用扫描电镜(SEM,S-3400N)对样品的表面形貌进行表征;利用 LCR 精密数字电桥(HP4980A)对其介电性能进行表征;采用 ZJ-3A 型准静态 d_{33} 测试仪测定样品的 d_{33} 。

2 实验结果与讨论

图 2 为 1 200 °C 预烧的 $\text{Sr}_2\text{Nb}_2\text{O}_7$ 基体粉体及 1 460 °C 烧结的 $\text{Sr}_2\text{Nb}_2\text{O}_7$ 陶瓷沿不同切割方向的 XRD 图谱。由图可知,所有样品的衍射图谱均可用空间群为 $Cmc2_1$ 的正交结构 $\text{Sr}_2\text{Nb}_2\text{O}_7$ 标准 PDF 卡片(No. 70-0114)表征,无其他杂相。其中 $\text{SNO}^\parallel$ 的最强衍射峰对应于(080)晶面衍射, $\text{SNO}^\perp$ 的最强衍射峰对应于(151)晶面衍射。由此表明, $\text{Sr}_2\text{Nb}_2\text{O}_7$ 织构陶瓷在烧结过程中晶粒择优取向生长。 f 可由 Lotgerin 公式^[5]进行计算,即

$$f = \frac{\sum I_{(00l)} - \sum I_{0(00l)}}{\sum I_{(hkl)} - \sum I_{0(hkl)}} \quad (1)$$

式中: $\sum I_{(00l)}$ 为织构陶瓷(00 l) 峰的强度总和; $\sum I_{(hkl)}$ 为织构陶瓷(hkl) 峰的强度总和; $\sum I_{0(00l)}$ 为无取向陶瓷(00 l) 峰的强度总和; $\sum I_{0(hkl)}$ 为无取向陶瓷(hkl) 峰的强度总和。由式(1)可得 $f=0.78$ 。由此表明,制备 $\text{Sr}_2\text{Nb}_2\text{O}_7$ 陶瓷呈现明显的<0 l 0> 结晶取向,具有织构陶瓷结构特征。

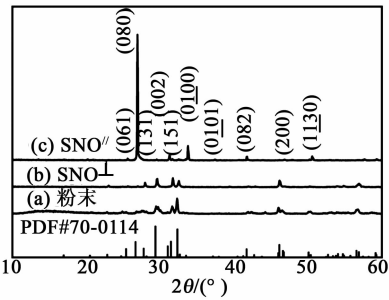


图 2 $\text{Sr}_2\text{Nb}_2\text{O}_7$ XRD 图谱

图 3 为 $\text{Sr}_2\text{Nb}_2\text{O}_7$ 粉末和织构化 $\text{Sr}_2\text{Nb}_2\text{O}_7$ 陶瓷 SEM 图。由图 3(a)、(b)可见, $\text{Sr}_2\text{Nb}_2\text{O}_7$ 基体粉料中晶粒呈不均匀片状形貌,且相互团聚明显,平均粒径约 $\varnothing 1 \mu\text{m}$ 。由图 3(c)可见,熔盐法合成的 $\text{Sr}_2\text{Nb}_2\text{O}_7$ 粉体晶粒呈长矩形薄片状,其平均厚约 $0.1 \mu\text{m}$,长为 $5\sim 10 \mu\text{m}$ 。由图 3(d)、(e)可知,烧结后的 $\text{Sr}_2\text{Nb}_2\text{O}_7$ 晶粒呈现出厚 $1\sim 2 \mu\text{m}$ 的长片状,

且由图 3(e) 还可看出, $\text{Sr}_2\text{Nb}_2\text{O}_7$ 织构陶瓷大部分晶粒沿生坯膜片叠层方向排列, 表明烧结阶段晶粒生长具有取向性, 这与图 2 的结果相符合。

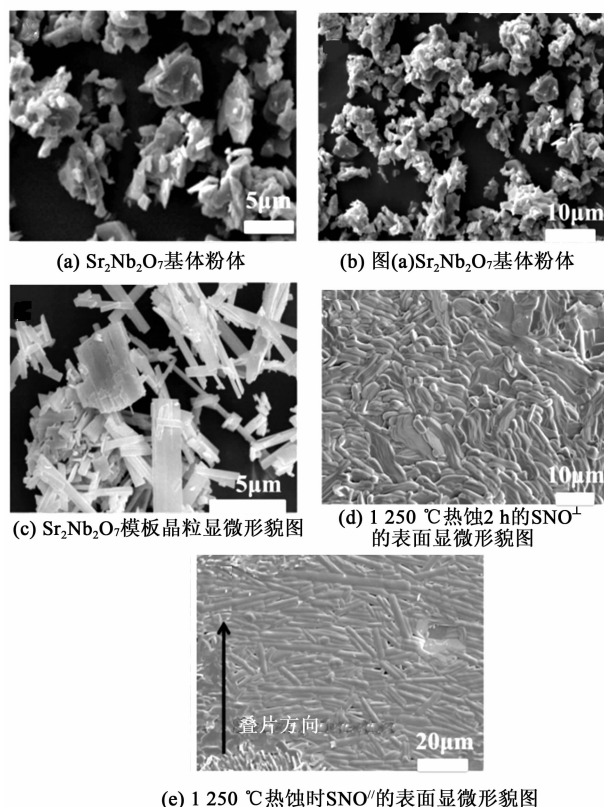


图 3 $\text{Sr}_2\text{Nb}_2\text{O}_7$ 粉末和织构化 $\text{Sr}_2\text{Nb}_2\text{O}_7$ 陶瓷 SEM 图

图 4 为 SNO^+ 和 $\text{SNO}^{\parallel}$ 陶瓷样品由室温 ~ 1 400 °C 的相对介电常数 ϵ_r 和损耗 $\tan \delta$ 随测试温度 (T) 的变化关系图。

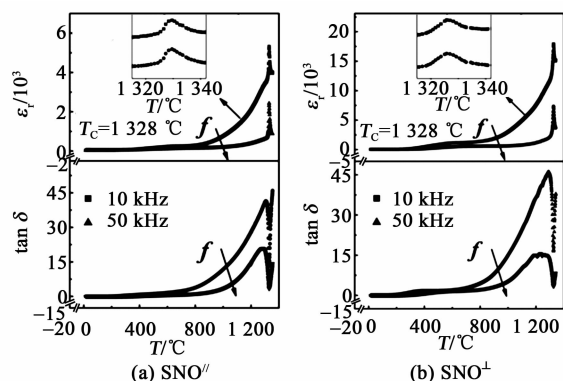


图 4 $\text{Sr}_2\text{Nb}_2\text{O}_7$ 织构陶瓷在不同频率下的介温图谱

由图 4 可知, SNO^+ 和 $\text{SNO}^{\parallel}$ 在 1 328 °C 左右出现一个介电异常峰, 对应于由铁电相向顺电相的转变, 这与 SPS 制备的 $\text{Sr}_2\text{Nb}_2\text{O}_7$ 织构陶瓷一致^[3]。 SNO^+ 的介电常数比 $\text{SNO}^{\parallel}$ 的介电常数高出 200%,

表明 $\text{Sr}_2\text{Nb}_2\text{O}_7$ 织构陶瓷在不同方向上呈现介电各向异性特征。在居里点 (T_c) 附近, SNO^+ 和 $\text{SNO}^{\parallel}$ 样品出现介电损耗峰, 这可能是由于陶瓷样品发生相变时铁电畴壁运动所致。

图 5 为居里点附近的 ϵ_r 随温度 T 的变化关系。由图可见, ϵ_r 与 T 的关系满足 Curie-Weiss 定律^[6], 即

$$1/\epsilon_r = (T - T_c)/C \quad (2)$$

式中 C 为居里常数 ($T > T_c$ 时记为 C^+ , $T < T_c$ 时记为 C^-)。

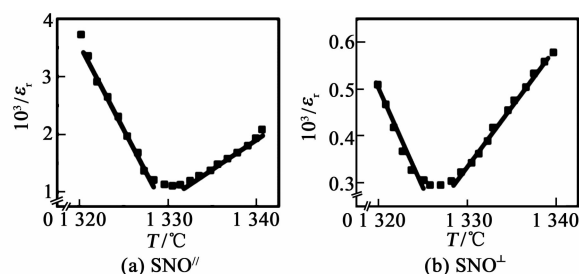


图 5 $\text{Sr}_2\text{Nb}_2\text{O}_7$ 织构陶瓷的 $1/\epsilon_r$ 与 T 的变化关系图

通过对居里点附近的 ϵ_r - T 关系的线性拟合, 计算得到了 SNO^+ 样品在居里点附近的居里常数 $C^+ = 4.2 \times 10^5 \text{ K}$, $C^- = 2.7 \times 10^5 \text{ K}$, $C^+/C^- = 1.6$ (< 4); 对于 $\text{SNO}^{\parallel}$ 样品, $C^+ = 1.0 \times 10^5 \text{ K}$, $C^- = 0.3 \times 10^5 \text{ K}$, $C^+/C^- = 3.3$ (< 4)。结果表明, SNO 陶瓷为位移型铁电体, 其顺电-铁电相变为二级相变^[6]。

图 6 为 SNO^+ 和 $\text{SNO}^{\parallel}$ 陶瓷样品在 500 ~ 700 °C 时的阻抗 (Z'' - Z') 图谱。由图可知, SNO^+ 和 $\text{SNO}^{\parallel}$ 的阻抗曲线均为一个圆心在横轴以下的半圆弧, 且随着测试温度的上升, 圆弧半径逐渐变小, 由此表明 SNO^+ 和 $\text{SNO}^{\parallel}$ 具有负温度系数, 其宏观电阻主要来源于晶粒电阻。

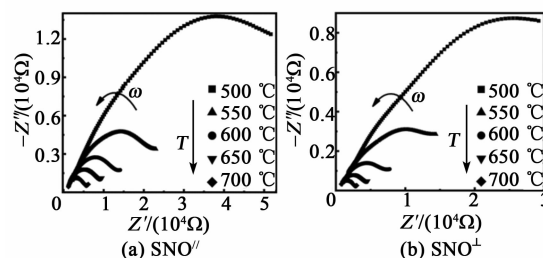


图 6 不同温度下 $\text{Sr}_2\text{Nb}_2\text{O}_7$ 织构陶瓷的交流阻抗谱

图 7 为 200 ~ 700 °C 时 SNO^+ 和 $\text{SNO}^{\parallel}$ 陶瓷的电阻率与温度 ($\ln \rho \cdot 10^3 / T$) 的关系曲线。电导激活能 E_a 由拟合直流电阻率实验数据计算得出。 SNO^+ 和 $\text{SNO}^{\parallel}$ 陶瓷样品的电阻率 ρ 在相同温度下数量级

相当,700 °C时, ρ 在 $10^4 \Omega \cdot \text{cm}$ 量级。 ρ 随温度的变化可用 Arrhenius 方程加以描述^[7]:

$$\rho = \rho_0 \exp(E_a/k_B T) \quad (3)$$

式中: ρ_0 为指前因子; k_B 玻尔兹曼常数。

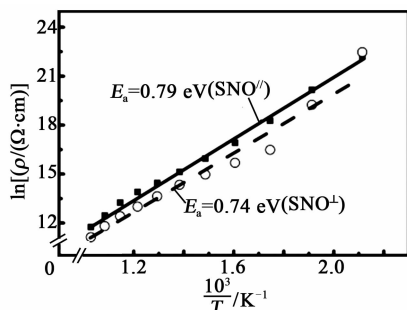


图7 $\text{Sr}_2\text{Nb}_2\text{O}_7$ 织构陶瓷 ($\ln \rho \cdot 10^3/T$) 关系曲线

由式(3)可得, SNO^- 样品的 $E_a = 0.79 \text{ eV}$, SNO^+ 样品的 $E_a = 0.74 \text{ eV}$ 。据报道, SNO 的禁带宽度为 2.88 eV ^[2], $\text{Sr}_2\text{Nb}_2\text{O}_7$ 织构陶瓷的激活能低于半带隙 1.44 eV ,且接近钙钛矿氧化物中氧空位迁移的活化能(0.9 eV)^[8],这表明在测试温度范围内 $\text{Sr}_2\text{Nb}_2\text{O}_7$ 织构陶瓷电导率主要来自氧空位的贡献,其导电机制为非本征载流子导电。

图8为 SNO^+ 和 SNO^- 样品的 d_{33} 间的关系。由图可见, SNO^+ 样品的 $d_{33} \approx 2.8 \text{ pC/N}$, SNO^- 样品的 $d_{33} \approx 0.8 \text{ pC/N}$ 。结合图2、3分析结果,进一步证明了本文通过TGG法制备的 $\text{Sr}_2\text{Nb}_2\text{O}_7$ 陶瓷晶粒具有明显取向,形成了织构化结构,进而增强了其压电性。

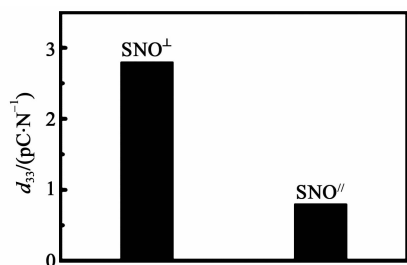


图8 $\text{Sr}_2\text{Nb}_2\text{O}_7$ 织构陶瓷的压电常数

3 结束语

本文通过模板晶粒生长法(TGG)制备了具有各向异性的 $\text{Sr}_2\text{Nb}_2\text{O}_7$ 织构陶瓷,结果表明, $\text{Sr}_2\text{Nb}_2\text{O}_7$ 织构陶瓷晶粒呈片层状,排列有序并具有明显的取向性,沿 $\langle 010 \rangle$ 取向,取向度 $f = 0.78$ 。 $\text{Sr}_2\text{Nb}_2\text{O}_7$

织构陶瓷居里温度 $T_C = 1328 \text{ }^\circ\text{C}$,其压电、介电性具有明显各向异性特征。 SNO^+ 样品的 $d_{33} = 2.8 \text{ pC/N}$,650 °C时电阻率为 $5.6 \times 10^4 \Omega \cdot \text{cm}$ 。

参考文献:

- [1] GAO Z P, LIU L, YAN H X, et al. Cerium titanate ($\text{Ce}_2\text{Ti}_2\text{O}_7$): A ferroelectric ceramic with perovskite-like layered structure (PLS)[J]. Journal of the American Ceramic Society, 2015, 98(12): 3930-3934.
- [2] GAO Z P, NING H P, CHEN C, et al. The effect of Barium substitution on the ferroelectric properties of $\text{Sr}_2\text{Nb}_2\text{O}_7$ Ceramics [J]. Journal of the American Ceramic Society, 2013, 96(4): 1163-1170.
- [3] NING H P, YAN H X, MICHAEL R, et al. Piezoelectric strontium niobate and calcium niobate ceramics with super-high curie points[J]. Journal of the American Ceramic Society, 2010, 93(5): 1409-1413.
- [4] GAO Z P, SUZUKI T S, GRASSO S, et al. Highly anisotropic single crystal-like $\text{La}_2\text{Ti}_2\text{O}_7$ ceramic produced by combined magnetic field alignment and templated grain growth[J]. Journal of the European Ceramic Society, 2015, 35(6): 1771-1776.
- [5] LOTGERING F K. Topotactical reactions with ferromagnetic oxides having hexagonal crystal structures-I [J]. Journal of Inorganic and Nuclear Chemistry, 1959, 9: 113-123.
- [6] CHEN Q, PENG Z H, LIU H, et al. The crystalline structure and phase-transitional behavior of $(\text{Li}_{0.12}\text{Na}_{0.88})(\text{Nb}_{1-x}\text{Sb}_x)\text{O}_3$ lead-free piezoelectric ceramics with high Q_m [J]. Journal of the American Ceramic Society, 2010, 93(9): 2788-2794.
- [7] NGAI K L, GREAVES G N, MOYNIHAN C T. Correlation between the activation energies for ionic conductivity for short and long time scales and the kohlrusch stretching parameter beta for ionically conducting solids and melts [J]. Physical Review Letters, 1998, 80(5): 1018-1021.
- [8] NING H P, YAN H X, GAO Z P, et al. Effect of donor dopants cerium and tungsten on the dielectric and electrical properties of high Curie point ferroelectric strontium niobate[J]. Ceramics International, 2013, 39(7): 7669-7675.

TWUSM 振动模态鲁棒滑模观测器研究

荆 锴^{1,2}, 林夏萍¹, 董 砚^{1,2}

(1. 河北工业大学 人工智能与数据科学学院, 天津 300401; 2. 河北省控制工程技术研究中心, 天津 300130)

摘 要:考虑到行波型旋转超声电机(TWUSM)控制精度与定子两相振动模态有关,但其不易测量。因此,该文提出了一种具有参数鲁棒性的滑模观测器以实现优化定子振动模态。首先,分析定子两相振动模态及合成行波对 TWUSM 高精度控制的影响;其次,利用电机可测的电流、电压信号建立振动模态滑模观测器,分析 TWUSM 参数时变特征,并证明观测器的稳定性与鲁棒性;最后,通过仿真与实验对所提出的振动模态滑模观测器进行验证。结果表明,滑模观测器能准确估计两相振动模态,且具有参数鲁棒性。此外,基于观测结果改善驱动电压,实现定子振动模态优化,从而降低输出转矩脉动,提高电机控制精度。

关键词:行波型旋转超声电机;滑模观测器;振动模态;参数时变性;鲁棒性

中图分类号:TM301;TP24 **文献标志码:**A **DOI:**10.11977/j.issn.1004-2474.2020.05.017

Research on Robust Sliding Mode Observer for TWUSM Vibration Modes

JING Kai^{1,2}, LING Xiaping¹, DONG Yan^{1,2}

(1. School of Artificial Intelligence, Hebei University of Technology, Tianjin 300401, China;

2. Hebei Technology Research Center of Control Engineering, Tianjin 300130, China)

Abstract: Considering that the control accuracy of travelling-wave rotating ultrasonic motors (TWUSMs) is directly related to the two-phase vibration modes of the stator, but which are not easy to measure, a sliding mode observer (SMO) with parameter robustness is proposed to optimize the stator vibration modes. Firstly, the influences of the two-phase vibration modes of the stator and the travelling wave to the control accuracy of TWUSMs are analyzed. Secondly, the SMO with vibration modes is established using the measurable current and voltage signals, and then its stability and robustness are proved under the time-varying parameters. Finally, the proposed sliding mode observer with vibration mode is verified through simulation and experiment. The results show that the SMO can accurately estimate the two-phase vibration modes and has the parameters robustness. In addition, based on the observation results, the driving voltage is improved, and the stator vibration mode is optimized, thereby reducing output torque ripple and improving motor control accuracy.

Key words: travelling-wave rotating ultrasonic motor; sliding mode observer; vibration mode; time-varying parameter; robustness

0 引言

行波型旋转超声电机(TWUSM)是利用定子上压电陶瓷片的逆压电效应,施加高频电压激励时产生高频振动,引起定子表面质点的椭圆运动。由于定、转子受到预压力作用相互接触,定子表面质点的椭圆运动将对转子产生摩擦力,驱动转子旋转运动,该过程通过定子微观运动实现能量转换,伴随严重非线性特征,且定子状态难以观察。

早期 TWUSM 控制技术的发展主要集中在基于系统级输出量(如转子转速、转矩)进行控制器设计研究^[1-3],但从电机驱动机理可知,两相振动模态是产生行波、驱动电机运行的关键,直接影响电机控制性能,然而以定子振动模态进行电机优化、控制还较少。已有研究利用变压器电桥电路^[4]、形变检测传感器^[5]、高速摄像头^[6]等测量振动特性,用来分析电机状态及提供控制补偿。但这些装置复杂且不易安装,利用观测器对状态量进行获取则是更好的选

收稿日期:2020-04-30

基金项目:国家自然科学基金资助项目(51807049);河北省自然科学基金资助项目(E2019202227)

作者简介:荆锴(1987-),男,山西运城人,讲师,博士,主要从事电力电子与电气传动的研究。通信作者:林夏萍(1994-),女,福建宁德人,硕士生,主要从事超声电机及其控制的研究。

择,早期研究中提出,根据定子等效电路模型构建两相振动模态观测器方法的进行观测^[7],但未做深入研究。

针对超声电机具有强非线性、参数不稳定等特征,本文提出了一种利用具有强鲁棒性、强抗扰性的滑模观测器^[8]的振动模态观测器设计方法,并基于此通过振动模态的优化,改善电机的运行性能。

1 TWUSM 运行机理分析

TWUSM 在两相等频等幅相位差为 $\pi/2$ 的正弦激励电压 $\mathbf{u}=[u_A \quad u_B]^T$ 下定子产生两相振动模态 $\mathbf{w}=[w_A \quad w_B]^T$,且满足机电耦合方程及压电振子方程:

$$m\ddot{\mathbf{w}} + d\dot{\mathbf{w}} + c\mathbf{w} = \Theta\mathbf{u} + f_c \quad (1)$$

$$\mathbf{i} = \frac{1}{R_d}\mathbf{u} + C_d\dot{\mathbf{u}} + \Theta\dot{\mathbf{w}} \quad (2)$$

式中: m, d, c, Θ 分别为定子两相的模态质量、模态阻尼、模态刚度及机电耦合系数; f_c 为定转子相互作用产生的模态力; R_d, C_d 分别为两相压电振子的机电损耗电阻和静态电容; $\mathbf{i}=[i_A \quad i_B]^T$ 为相电流。

激励作用下定子产生两相振动模态,并在定子中合成一行波,只有当 w_A 和 w_B 等幅正交时,合成理想型波,即

$$\begin{aligned} \mathbf{w} &= w_A \sin(k\theta) + w_B \cos(k\theta) = \\ &W \sin \omega t \sin(k\theta) + W \cos(\omega t) \cos(k\theta) = \\ &W \cos(k\theta - \omega t) \end{aligned} \quad (3)$$

式中 W 为 A、B 两相振动模态的幅值。由于制作工艺、环境影响等无法获得理想的对称定子,导致定子中激发的两相振动模态并不严格等幅正交,使得合成行波中夹杂一定的驻波,进而带来转矩脉动及多余的损耗,降低了电机精密驱动性能。

两相振动模态对于电机高精度控制具有重要意义,但振动模态不易测量,下面将设计鲁棒滑模观测器对其进行估计。

2 振动模态滑模观测器设计

2.1 TWUSM 振动模态状态方程

依据式 (1) 取状态量 $\mathbf{x}=[w \quad \dot{w}]^T$, 输出为模态速度 $y = \dot{w}$, 建立单相状态方程为

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}u + \mathbf{M}\frac{f_c}{m} \\ y = \mathbf{C}\mathbf{x} \end{cases} \quad (4)$$

$$\text{式中: } \mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\frac{c}{m} & -\frac{d}{m} \end{bmatrix}; \mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{\Theta}{m} \end{bmatrix}; \mathbf{C} = [0 \quad 1];$$

$$\mathbf{M} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}. f_c \text{ 不可测,但其满足 } |f_c| < d \text{ 有界.}$$

考虑超声电机参数测量误差及易受环境影响而改变,参数 c, d, m 存在的不确定性影响电机运转,实际的系数矩阵可写成:

$$\begin{cases} \mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ A_{21} + \Delta A_{21} & A_{22} + \Delta A_{22} \end{bmatrix} = \mathbf{A}_0 + \Delta \mathbf{A} \\ \mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 \\ b_2 + \Delta b_2 \end{bmatrix} = \mathbf{B}_0 + \Delta \mathbf{B} \end{cases} \quad (5)$$

系统的不确定性产生的影响与模态力是同维度的,可合并为一项 $(h(t, \mathbf{x}, u))$, 并一定有界 $|h(t, \mathbf{x}, u)| \leq D$, 且有:

$$\begin{aligned} h(t, \mathbf{x}, u) &= \Delta b_2 u + \Delta A_{21} x_1 + \Delta A_{22} x_2 + \\ &\frac{f_c}{m_0 + \Delta m} \end{aligned} \quad (6)$$

另表示状态方程为

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_0 \mathbf{x} + \mathbf{B}_0 u + \mathbf{M}h(t, \mathbf{x}, u) \quad (7)$$

系统存在不确定性项,设计滑模观测器需要考虑其影响,并做出恰当设计以克服系统不确定性。

2.2 滑模观测器设计

滑模观测器利用观测输出与实际输出偏差的开关函数形式返回输入端,使输出偏差快速逼近 0,从而达到观测系统快速逼近实际系统的目的,获得准确的观测值。

针对上述系统,设计如下观测器:

$$\begin{cases} \dot{\hat{\mathbf{x}}} = \mathbf{A}_0 \hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B}_0 u + \mathbf{G}_n \rho \operatorname{sgn} e_y \\ \hat{y} = \mathbf{C} \hat{\mathbf{x}} \end{cases} \quad (8)$$

式中 $\mathbf{G}_n = [L \quad -1]^T L$ 为用户设计量。

定义系统偏差为 $e = \hat{x} - x, e_y = \hat{y} - y = e_2$ 可知:

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = e_y + L \rho \operatorname{sgn} e_y \\ \dot{e}_2 = A_{21} e_1 + A_{22} e_y - \rho \operatorname{sgn} e_y + h(t, \mathbf{x}, u) \end{cases} \quad (9)$$

期望达到 $e_y = 0$, 滑面设计为 $S = Ce = 0$ 。对于系统可达性及稳定性证明,选择 Lyapunov 函数 $V_1 = \frac{1}{2} e_y^2$, 由此可推出:

$$\begin{aligned} e_y \dot{e}_y &= e_y (A_{21} e_1 + A_{22} e_y + h(t, \mathbf{x}, u)) - \rho |e_y| \leq \\ &= -|e_y| (\rho - |A_{21} e_1 + A_{22} e_y + h(t, \mathbf{x}, u)|) \leq \\ &= -|e_y| (\rho - |A_{21} e_1 + A_{22} e_y + D|) \end{aligned} \quad (10)$$

当 $\rho > |A_{21} e_1 + A_{22} e_y + D|$ 时,系统可到达滑模面。到达滑模面后, $e_y = 0$:

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = Lv_{eq} \\ 0 = A_{21}e_1 + h(t, \mathbf{x}, u) - v_{eq} \end{cases} \quad (11)$$

简化式(11)为

$$\dot{e}_1 = L(A_{21}e_1 + h(t, \mathbf{x}, u)) \quad (12)$$

到达滑模面后, e_1 受不确定项 $h(t, \mathbf{x}, u)$ 影响, 不能严格收敛到 0, 而参数 A_{21} 足够大, 因此, 可设计较小的 L 保证 e_1 快速收敛至可接受范围。考虑到电机参数变化会影响参数 ρ 的边界值, 故设计参数 ρ 时应足够大于边界值。以上观测器是基于 $y = x_2 = \dot{w}$ 进行设计, 然而, 实际的电机系统中无法直接获得定子振动模式速度 $\dot{w}$, 但通过式(2)可实现测量相电流间接获得 $\dot{w}$ 。

利用观测得到的电机两相振动模式来调节电机两相输入电压的幅值和相位, 从而改善两相振动模式, 使其等幅正交, 进而优化电机输出转矩的性能, 减小脉动, 降低损耗。

3 仿真与实验

本文控制电机型号为 TRUM-60A, 并基于 Matlab/Simulink 搭建仿真模型, 其框架图如图 1 所示, 其中 φ_A 、 φ_B 和 D_A 、 D_B 分别为 A、B 两相驱动电压相位和占空比, T 为输出转矩, ω_R 为转子转速, 定子两相振动模式观测值为 $[\hat{w}_A, \hat{w}_B]$ 。电机参数: A、B 两相的模式质量 $m_A = 7.81217 \times 10^3 \text{ kg}$, $m_B = 6.1723 \times 10^{-3} \text{ kg}$, A、B 两相的模式阻尼 $d_A = 1.9765 \text{ N} \cdot \text{s/m}$, $d_B = 2.0801 \text{ N} \cdot \text{s/m}$, A、B 两相的模式刚度 $c_A = 4.9902 \times 10^8 \text{ N/m}$, $c_B = 3.9379 \times 10^8 \text{ N/m}$, A、B 两相的介电损耗电阻为 $R_{dA} = 74.447 \text{ k}\Omega$, $R_{dB} = 36.428 \text{ k}\Omega$, A、B 两相的静态电容为 $C_{dA} = 11.765 \text{ nF}$, $C_{dB} = 11.920 \text{ nF}$, 机电耦合系数 $\Theta = 0.242$ 。频率 $f = 42 \text{ kHz}$, 模拟电机空载运行, 通过仿真与实验结果分析滑模观测器的有效性。

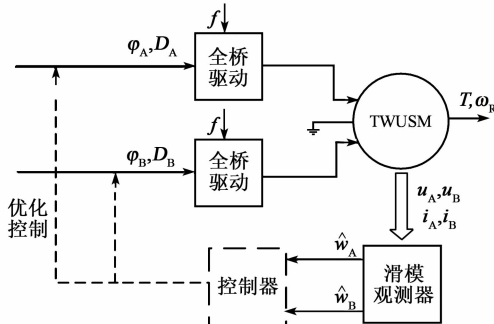


图1 TWUSM 基于滑模观测器的控制框图

3.1 滑模观测器性能仿真分析

模拟全桥驱动电路对电机模型进行驱动, 设置输出方波驱动电压占空比 31.7%, 幅值为 70 V, A 相滞后 B 相的 $\pi/2$ 。图 2(a)~(c) 是当系统达到稳态时, 两相振动模式的观测值 $[\hat{w}_A, \hat{w}_B]$ 、实际值 $[w_A, w_B]$ 及观测误差 $[\Delta w_A, \Delta w_B]$ 的曲线。由图可看出, 定子两相振动模式为微米量级, 而误差为纳米量级, 且误差曲线起伏跟随振动模式起伏, 认为误差可忽略, 即观测器可靠跟踪定子真实振动模式。

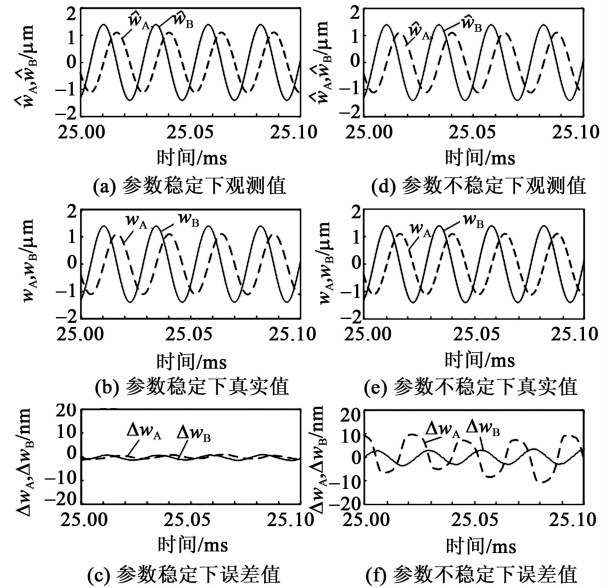


图2 稳态下两相振动模式曲线、观测曲线及误差曲线

验证上文提到的观测器鲁棒性, 改变观测器相关设计参数, 得到两相振动模式观测值 $[\hat{w}_A, \hat{w}_B]$ 、实际值 $[w_A, w_B]$ 及观测误差 $[\Delta w_A, \Delta w_B]$ 的曲线, 如图 2(d)~(f) 所示。观测误差的量级为 10 nm, 但对比振动模式微米量级, 可忽略, 且曲线跟随振动模式起伏, 因此认为观测器在电机参数变化下仍能实现准确估计。

根据所观测的振动模式, 调节全桥驱动电路两相方波电压的占空比, 实现振动模式的等幅正交。图 3(a)、(b) 和 (d)、(e) 分别为调节前、后相电压、振动模式曲线。由图可看出, 调节前, A、B 两相模式幅值分别为 $1.111 \mu\text{m}$ 和 $1.408 \mu\text{m}$, 且相位接近 $\pi/2$; 调节后, A、B 相方波电压占空比分别为 45% 和 29%, 达成相电压调节, 实现优化两相模式 (见图 3(e)), A、B 相振动模式幅值分别为 $1.211 \mu\text{m}$ 和 $1.215 \mu\text{m}$, 且相位接近 $\pi/2$ 。图 3(c)、(f) 为调节前、后电机输出转矩曲线, 调节前转矩曲线在 $(-0.4 \text{ N} \cdot$

m, 0.2 N·m)之间变化,调节后转矩曲线在(-0.05 N·m, 0.04 N·m)之间变化,达到优化效果,即转矩脉动明显减小,提高电机输出精度。

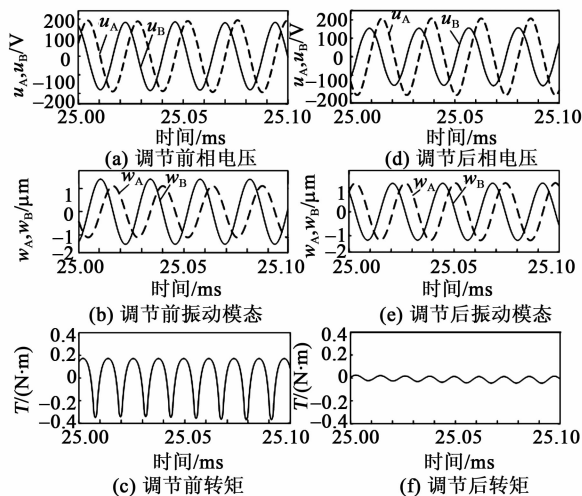


图3 优化控制前、后的相电压、振动模式及输出转矩曲线

以上通过仿真验证滑模观测器的准确性及鲁棒性,并验证基于滑模观测的优化控制,改善电机输出转矩脉动的可行性,需要进一步进行实验验证。

3.2 基于振动模式观测器的电机转矩优化实验分析

实验平台如图4所示,本文通过现场可编程门阵列(FPGA)调节全桥驱动电路方波占空比实现对电机的驱动,并以此实现、验证本文提出的滑模观测器有效,且实现振动模式优化。定子振动模式无法精确检测,但可以通过观察输出转矩脉动间接证明基于观测器输出实现的优化控制有效。

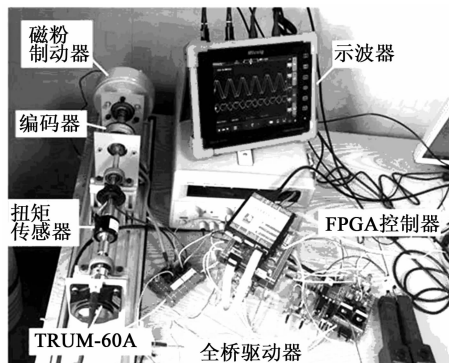


图4 基于FPGA的TWUSM全桥驱动控制实验平台

图5为稳态电压驱动与基于振动模式调节驱动电路占空比的两种控制方式下的相电压与输出转矩曲线。对比调节前、后电机相电压、输出转矩,转矩脉动区间由(-0.62 N·m, 0.49 N·m)减小至

(-0.36 N·m, 0.28 N·m),得到改善,说明实验中对A/B相电压由180 V/196 V调节至212 V/152 V是有效调节,证明定子振动模式得到一定程度改善以及基于相电流搭建滑模观测器可靠。前文提到TWUSM由于工艺、环境等原因参数无法严格对称,导致等幅正交电压无法产生等幅正交振动模式,且实验过程中对于电压的调节趋势为两相电压幅值差变大,与此相互印证,优化振动模式的研究思路具有研究价值。

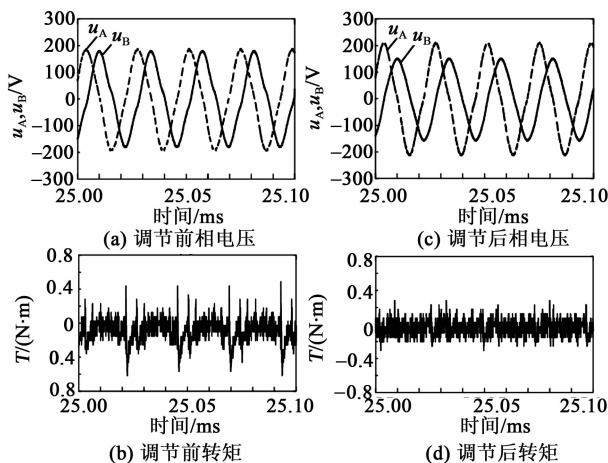


图5 优化控制前、后电压及输出转矩曲线

4 结束语

通过对TWUSM驱动机理分析,考虑TWUSM具有的参数不确定性和严重非线性带来转矩脉动等问题,针对产生驱动的高频振动环节构建了具有鲁棒性的振动模式滑模观测器,本文对滑模观测器的稳定性和鲁棒性进行了理论分析和仿真验证。结果表明,滑模观测器可实现对振动模式的准确观测,且具有参数鲁棒性,并分析了调整电压实现振动模式优化控制的可行性。最后通过仿真和实验验证了基于振动模式滑模观测器对两相电压进行优化调节可有效改善输出转矩脉动。

参考文献:

- [1] SHI Jingzhuo, LIU Yu, HUANG Jingtiao, et al. Novel intelligent PID control of traveling wave ultrasonic motor[J]. ISA Transactions, 2014, 53(5): 1670-1679.
- [2] CHEN Chunlin, TSAI Miching. position-dependent repetitive control for speed ripple reduction of ultrasonic motor[J]. IFAC Proceedings Volumes, 2014, 47(3): 1754-1759.

(下转第667页)

压电泵驱动闭式水冷回路实验研究

卫铃佼,赵雅楠,梁惊涛

(中国科学院理化技术研究所空间功热转换技术重点实验室,北京100190)

摘要:设计了一种压电泵驱动闭式水冷回路传热系统,压电泵采用双腔串联结构,在150 V驱动电压下,泵水流量达330 mL/min。为了分析水蒸气对压电泵驱动闭式水冷回路传热性能影响,该文采用实验方法研究了不同充液率下压电泵驱动水冷回路的启动和稳态工作特点。实验结果表明,闭式回路内压电泵在充液率大于0.895时才能启动。当充液率大于0.930时,少量气相的存在对压电泵及传热系统的工作性能影响较小,系统传热热阻小于0.2 °C/W。

关键词:压电泵;充液率;两相;电子器件散热;水冷回路

中图分类号:TN305.94;TK01 **文献标志码:**A **DOI:**10.11977/j.issn.1004-2474.2020.05.018

Experimental Research on Water Cooling Closed-Loop Driven Piezoelectric Pump

WEI Lingjiao, ZHAO Yanan, LIANG Jingtao

(Key Laboratory of Space Energy Conversion Technologies, Technical Institute of Physics and Chemistry, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China)

Abstract: A heat transfer system of water cooling closed-loop driven by the piezoelectric pump is designed in this paper. The piezoelectric pump adopts a dual-chamber series structure, and the water flow of the pump reaches 330 mL/min at the driving voltage of 150 V. In order to quantitatively analyze the influence of the vapor phase on the heat transfer performance of the water cooling closed-loop driven by the piezoelectric pump, an experimental investigation was carried out to study the influences of different filling ratio on the start-up and steady-state operating characteristics of the piezoelectric pump driven closed-loop. The experimental results show that the piezoelectric pump in the closed-loop can only be started at a fluid filling ratio of great than 0.895. When the filling ratio is great than 0.930, the presence of a small amount of vapor phase has little influence on the operating performance of the piezoelectric pump and the heat transfer system and the thermal resistance of the system is lower than 0.2 °C/W.

Key words: piezoelectric pump; filling ratio; two phase; heat dissipation of electronic device; water cooling loop

0 引言

1965年,美国学者 Charles^[1]提出压电泵具有高效、体积小及无旋转部件等优点。针对压电泵的研究主要包括探索新结构,并利用新材料、新工艺研制出更紧凑、更精密、更可靠的压电泵结构^[2-5]。

2002年,日立向市场推出采用配备压电泵的液体制冷冷却系统的笔记本电脑后^[6],压电泵在电子器件散热领域及紧凑型液冷系统开始获得一定的关注和研究。赵艳龙^[7]制作的单腔双振子压电泵输出流量达560 mL/min,输出压力达26 kPa。2008年,H. K. Ma等^[8]将设计流量为2.35 mL/s的压电泵

应用于水冷系统,在30 W的传输热量下,开放与闭式回路的液冷系统热阻分别为0.27 °C/W和0.45 °C/W。H. K. Ma等^[9]将压电泵输出流量提高到4.2 mL/s,在45 W传输热量下,开放与闭式回路的传输热阻分别为0.152 °C/W和0.348 °C/W。2016年,田浩等^[10]将压电泵技术应用于数据中心服务器散热,有效提高了室内空间利用率,降低了建设和应用成本。陈松等^[11]研究了不同压电泵组合方式驱动芯片水冷系统,在并联组合四泵工作时获得了最大流量。以上研究都是针对压电泵驱动水冷回路传热性能,正常工作时环路内工质为纯液相水。

收稿日期:2020-06-12

基金项目:中国科学院理化技术研究所所长基金资助项目(WLJ-2017)

作者简介:卫铃佼(1988-),女,湖北人,助理研究员,博士生,主要从事传热传质及低温制冷研究。E-mail:weilingjiao@mail.ipc.ac.cn。

但在一些特殊应用场合,如冷却段冷量较足,会造成闭式回路内工质过冷,回路内出现水蒸气。由于泵腔内存在的气泡会影响压电泵工作性能^[12],传热回路的启动和稳态运行性能会受到一定影响。为了定量研究水蒸气含量对压电泵驱动闭式回路传热性能的影响,本文将采用实验方法研究在不同充液率下压电泵驱动闭式水冷回路的启动及稳态运行工作性能。

1 双腔串联有阀压电泵

为了给传热回路提供较大的驱动压力和泵送流量,本文研制了一个双腔串联有阀压电泵,如图 1 所示。除压电晶体材料外,泵盖、泵体、阀片都是金属材料制作。压电振子由压电晶体和振子基片组成,两者用导电环氧树脂胶粘接。为了避免金属基片与泵体接触造成短路,在基片泵腔一侧贴有绝缘胶。压电晶体直径为 $\varnothing 37$ mm,厚为 0.3 mm;振子基片直径为 $\varnothing 41$ mm,厚为 0.3 mm。双腔串联压电泵结构有上、下 2 个泵腔,因此,需要 2 个压电振子。单向阀片采用轮式阀片结构,如图 2 所示,阀片外径为 $\varnothing 10$ mm,厚仅 0.1 mm。阀片采用铍青铜材料制作,铍青铜具有很高的硬度、弹性极限、疲劳极限和耐磨性,非常适合用来加工阀片。

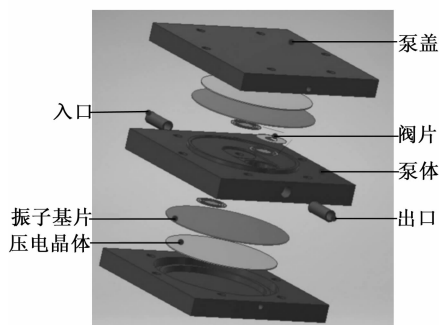


图 1 双腔串联压电泵组装图

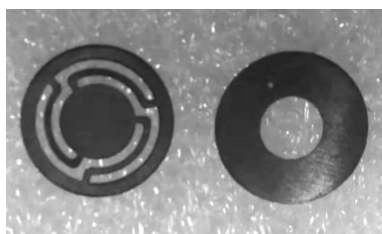


图 2 阀片结构图

图 3 为双腔串联压电泵工作原理图。压电振子、泵体和单向阀片组成一个密闭腔体。压电振子在交流电压下周期性上下振动,引起泵腔内压力发生变化,从而导致截止阀片周期性开启和关闭。上、

下两个压电振子驱动电压相位差为 180° ,一个泵腔变大的同时另一个泵腔变小。在压电振子和截止阀片共同作用下,流体不断被吸入和压出泵腔。因此,液体在泵体内流动的过程中不经过任何旋转部件,流动阻力较小。

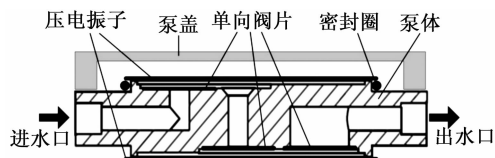


图 3 双腔串联压电泵工作原理图

压电泵能给闭式传热回路提供工质循环流动的驱动力,其工作能力影响了回路内工质流动速度,也决定了环路系统的传热性能。利用实验方法测试了研制的双腔串联压电泵的工作性能,工质采用去离子水,其泵送能力如图 4 所示。随着压电振子的驱动电压从 70 V 增加到 150 V,压电泵的泵送能力逐渐增大。在 150 V 驱动电压下,泵水流量达到 330 mL/min。

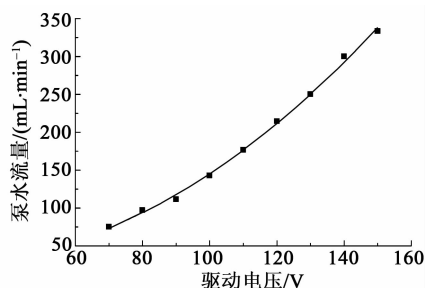


图 4 压电泵泵水流量随驱动电压变化图

2 压电泵驱动闭式回路传热性能实验

图 5 为压电泵驱动闭式回路传热性能整体实验系统。实验系统主要包括压电泵驱动闭式传热回路、压电泵驱动系统、加热系统、控温水冷系统、真空系统、工质充装系统及温度和压力采集系统。工质充装法是先对环路内部抽真空,然后再充入液体工质,该实验中采用去离子水作为工作介质。压力传感器量程为 $0 \sim 2.5 \times 10^5$ Pa,测量精度为 1 kPa。实验过程中压电泵驱动电压从 70 V 逐渐增加到 150 V,驱动频率为 50 Hz。热端加热功率从 60 W 增加到 100 W。因为传热回路与水冷块接触面积比较小,为了充分散热,控温水冷机组出口水温度控制在 $(10 \pm 0.5)^\circ\text{C}$,环境温度温控制在 $(25 \pm 1)^\circ\text{C}$ 。在计算充液率时,以水温 10°C 为标准计算充液率。温度测量采用标准 K 型热电偶,测点布置(见图 6)分别位于微通道换热器的进口温度(T_1)、出口温度

(T_2)和微通道换热器表面温度(T_3)。

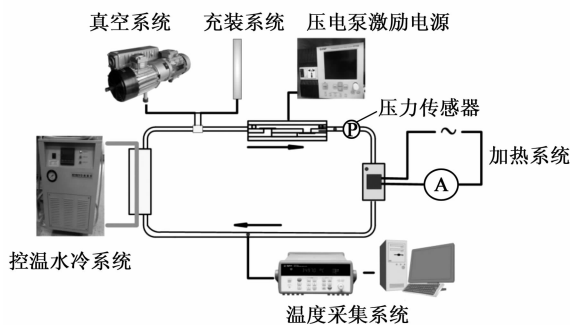


图5 传热实验系统图

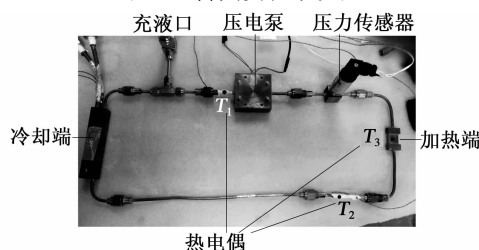


图6 压电泵驱动闭式回路传热系统实物图

图6中,回路结构主要包括双腔串联压电泵、压力传感器、热端加热结构、冷端水冷结构、充液口及连接管路。图7为热端加热块结构。加热块内工质流动通道为一排并列的圆形通道,孔径为 $\varnothing 1\text{ mm}$ 。为了给微通道换热器表面提供大于 100 W/cm^2 的加热条件,在加热块上设计立柱结构($10\text{ mm}\times 10\text{ mm}\times 15\text{ mm}$)。将4个 1 cm (长) $\times 1\text{ cm}$ (宽) $\times 0.1\text{ cm}$ (厚)陶瓷加热片分别贴在立柱四面,并涂抹导热硅脂减小接触热阻,最高加热功率可达 120 W 。在闭式回路安装加热块时,将立柱朝下安装,减小自然对流引起的漏热。冷却段采用控温循环水冷方式进行冷却。换热器、水冷块及连接管路都采用紫铜材料加工。整个回路长为 43 cm ,宽为 15 cm ,内部流通截面直径为 $\varnothing 3\text{ mm}$ 。各部件连接完成后,通过负压检验方式保证系统密封性。加热片与热电偶安装好后,整体回路采用保温棉做好绝热,减小系统与环境之间的漏热。

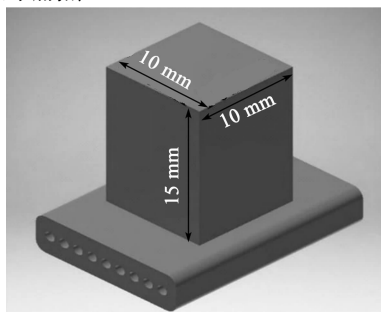


图7 热端加热块结构

3 实验结论分析

3.1 压电泵启动性能

在实验开始阶段,首先研究充液率对压电泵启动性能的影响。当回路真空度达到要求后,逐渐给环路充入工质。图8为环路内压力变化。充液率计算标准是以实验环境温度 $25\text{ }^{\circ}\text{C}$ 为标准进行计算。由图可看出,环路内压力开始增加很缓慢。但当充液率超过 0.890 后,压力会从 20 kPa 逐渐增大到标压 101 kPa 。

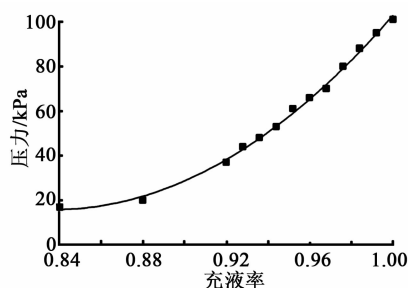


图8 环路内压力随充液率变化

在逐渐增大环路内充液率的过程中,测试压电泵的启动性能,发现压电泵在充液率大于 0.895 后才能开始驱动工质在回路内循环流动。这是因为充液率很小时,管内存在的水蒸气较多,水蒸气的可压缩性较大。当压电振子的变形引起压电泵泵腔压力变化时,水蒸气的可压缩性可消耗这部分压力变化,而不能引起阀片的开启和关闭,导致压电泵不能驱动工质流动。只有当泵腔内存在的气相含量小到不影响阀片的开启和关闭时,压电泵才能正常工作。因此,在研究水蒸气存在对传热回路稳态工作性能影响时,充液率从 0.895 逐渐增加到满充状态。

3.2 充液率对回路传热性能影响

对于整个闭式回路传热系统,传热总热阻 R 为

$$R = \frac{T_2 - T_1}{q} \quad (1)$$

式中 q 为电加热片提供的热量。

在不同加热功率及驱动电压下,定义环路平均温度 T_{ave} 为

$$T_{\text{ave}} = \frac{T_1 + T_2}{2} \quad (2)$$

图9为环路热阻随充液率变化图。由图可看出,当充液率为 0.895 时,压电泵可驱动工质循环流动,但该充液率下压电泵的工作性能较差,环路内工质的流速较慢,所以导致一开始环路热阻较高。当

充液率超过 0.93 后,压电泵泵送能力增强,环路热阻降低。在 0.93 至满充区间,环路热阻逐渐降低,变化速度也较缓慢。在充液率为 0.93~1.00 时,环路热阻小于 $0.2\text{ }^{\circ}\text{C}/\text{W}$,说明传热系统有很好的传热性能。此外,可观察到相同充液率下,环路热阻随着压电泵电压的增大而降低。这是因为随着驱动电压增大,压电泵的驱动能力增强,工质流量增大,回路传热能力增强,所以导致热阻降低。

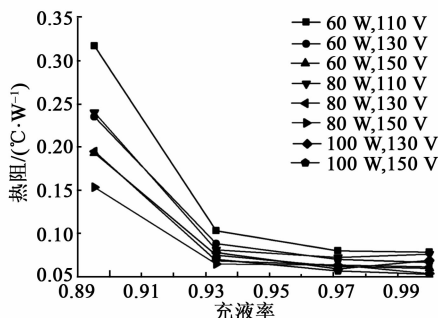


图 9 环路热阻随充液率变化

图 10 为 T_{ave} 随充液率变化。由图可看出,随着充液率的增加, T_{ave} 先逐渐降低再增加。当充液率为 0.97 时, T_{ave} 取得最小值。在相同充液率下,压电泵电压越高, T_{ave} 越低。

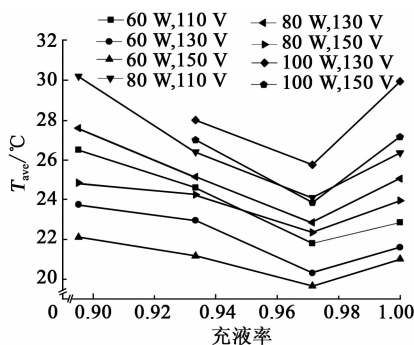


图 10 T_{ave} 随充液率变化

压电泵的流动阻力小,可泵送气、液两相流体,且其功耗小。图 11 为在不同充液率下压电泵功率随驱动电压及加热功率变化。由图可看出,充液率越小,压电泵的功率越小。驱动功率随着驱动电压的增大而增大。在相同驱动电压下,驱动功率随加热功率的增大而增大。这主要是因为加热功率越大,环路平均温度升高,内部压力增大,导致压电泵功率增大。但总体来说,压电泵的功耗很小,很适合功率受限的应用场合(如航空航天电子器件散热等)。

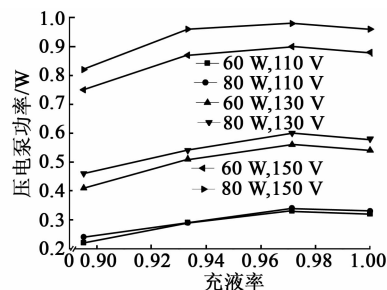


图 11 压电泵功率随充液率变化

4 结束语

本文研制了一个全金属双腔串联有阀压电泵,泵水流量达到 $330\text{ mL}/\text{min}$ 。将压电泵串联到闭式回路传热系统中给工质循环流动提供驱动力,采用实验方法研究充液率对压电泵驱动闭式回路传热性能的影响。实验结果表明,压电泵在充液率大于 0.895 时才能驱动工质循环流动。此时,气相含量较大,泵腔内气相会明显影响压电泵工作效率,回路系统传热性能较差。当充液率继续增加后,气相对压电泵工作性能影响降低,回路系统传热性能增强,少量气相存在不会影响压电泵及传热系统的工作性能。

参考文献:

- [1] CHARLES L. Controlled volume piezoelectric pumps: US3215078[P]. 1965-11-02.
- [2] WANG Xueyan, MA Yuting, YAN Gangyi, et al. A compact and high flow-rate piezoelectric micropump with a folded vibrator [J]. Smart Materials and Structures, 2014, 23(11): 115005.
- [3] 张立敏,王桂文,董景石,等. Y 型双入水流动道双出水流动道无阀压电泵研究[J]. 压电与声光, 2015, 37(5): 780-784.
ZHANG Limin, WANG Guiwen, DONG Jingshi, et al. Research on Y type double entry double outlet water valveless piezoelectric pump [J]. Piezoelectrics & Acoustooptics, 2015, 37(5): 780-784.
- [4] 黄丹, 马玉婷, 潘巧生, 等. 中间固定式双压电晶片大流量压电泵的研究[J]. 压电与声光, 2016, 38(3): 372-376.
HUANG Dan, MA Yuting, PAN Qiaosheng, et al. Research on large flow-rate piezoelectric pump powered by centrally clamped bimorph actuator [J]. Piezoelectrics & Acoustooptics, 2016, 38(3): 372-376.
- [5] 何丽鹏, 赵达, 李威, 等. 压电泵泵体出入口结构对输出性能的影响 [J]. 压电与声光, 2018, 40(5): 763-767.
HE Lipeng, ZHAO Da, LI Wei, et al. Study on the influence of inlet and outlet structure of piezoelectric

- pump[J]. *Piezoelectrics & Acoustooptics*, 2018, 40(5): 763-767.
- [6] 刘九龙. 压电泵为动力源的计算机芯片水冷系统研究[D]. 长春: 吉林大学, 2005.
- [7] 赵艳龙. 芯片水冷系统中压电泵性能的试验与研究[D]. 长春: 吉林大学, 2006.
- [8] MA H, HOU B, LIN C, et al. The improved performance of one-side actuating diaphragm micropump for a liquid cooling system [J]. *International Communications in Heat and Mass Transfer*, 2008, 35(8): 957-966.
- [9] MA H, CHEN B, GAO J, et al. Development of an OAPCP-micropump liquid cooling system in a laptop [J]. *International Communications in Heat and Mass Transfer*, 2009, 36(3): 225-232.
- [10] 田浩, 李延春, 曹小涛. 基于芯片水冷和重力热管技术的数据中心冷却方法研究[J]. *暖通空调*, 2016, 46(12): 109-115.
- TIAN Hao, LI Yanchun, CAO Xiaotao. Study on cooling technology on high heat flux data center using chip water cooling and gravity heat pipe [J]. *Heating Ventilating and Air Conditioning*, 2016, 46(12): 109-115.
- [11] 陈松, 王淑云, 谢心怡, 等. 组合式压电驱动芯片水冷系统[J]. *光学精密工程*, 2018, 26(5): 1140-1147.
- CHEN Song, WANG Shuyun, XIE Xinyi, et al. Practical research on computer chip water cooling system with combined piezoelectric pump unit [J]. *Optics and Precision Engineering*, 2018, 26(5): 1140-1147.
- [12] 陈松, 刘勇, 阚君武, 等. 微型压电泵中腔高对气泡滞留的影响规律[J]. *光学精密工程*, 2017, 25(3): 672-679.
- CHEN Song, LIU Yong, KAN Junwu, et al. Influence of pump-chamber height on bubble retention in piezoelectric micro-pump [J]. *Optics and Precision Engineering*, 2017, 25(3): 672-679.
-
- (上接第 662 页)
- [3] 薛久明, 王世明, 李永国. 超声电机驱动的轻量化扫描机构高精度控制[J]. *压电与声光*, 2018, 40(3): 379-383.
- XUE Jiuming, WANG Shiming, LI Yongguo. High precision control method of lightweight spatial scanning drive mechanism based on ultrasonic motor [J]. *Piezoelectrics & Acoustooptics*, 2018, 40(3): 379-383.
- [4] FANG Zhiwei, YANG Tianyue, ZHU Yuanfei, et al. Velocity control of traveling-wave ultrasonic motors based on stator vibration amplitude [J]. *Sensors*, 2019, 19(23): 5326.
- [5] FRÉDÉRIC G, LEMAIRE-SEMAIL B, ARAGONES J, et al. Stability analysis of an ultrasonic motor for a new wave amplitude control [J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2009, 45(4): 1343-1350.
- [6] MASHIMO T, TERASHIMA K. Experimental verification of elliptical motion model in traveling wave ultrasonic motors [J]. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, 2015, 20(6): 2699-2707.
- [7] 孙鹤旭, 荆锴, 李国庆, 等. 基于振动模态观测器的 TRUM 两相协调控制优化运行[J]. *微特电机*, 2016, 44(10): 78-81.
- SUN Hexu, JING Kai, LI Guoqing, et al. An optimized operation method of two-phase coordinated control for TRUM based on the observer of vibration mode [J]. *Small & Special Electrical Machines*, 2016, 44(10): 78-81.
- [8] SHTESSEL Y, EDWARDS C, FRIDMAN L, et al. Sliding mode control and observation [M]. New York: Springer, 2014.

超声相控阵系统提高延时分辨率的研究进展

徐皓胜¹, 曾伟¹, 杨绍辉¹, 曾德平^{1,2}

(1. 超声医学工程国家重点实验室, 重庆医科大学 生物医学工程学院, 重庆市生物医学工程学重点实验室, 重庆 400016;

2. 超声医疗国家工程研究中心, 重庆 401121)

摘要: 超声相控阵技术通过对超声阵列换能器中各阵元进行相位延时控制, 获得灵活可控的合成波束及实现动态聚焦、偏转、声束形成等各种相控效果。精密聚焦延时是超声相控阵动态聚焦的核心, 无论是在超声相控阵发射延迟控制还是接收延时补偿中, 都需精确控制相位延时。该文介绍了国内外超声相控阵系统延时分辨率的发展历程和研究现状, 并分析了各个方法的优缺点。

关键词: 超声相控阵; 延时分辨率; 动态聚焦; 波束合成; 相位延时

中图分类号: TN384 **文献标志码:** A **DOI:** 10.11977/j.issn.1004-2474.2020.05.019

Research Progress on Improving Delay Resolution of Ultrasonic Phased Array System

XU Haosheng¹, ZENG Wei¹, YANG Shaohui¹, ZENG Deping^{1,2}

(1. State Key Laboratory of Ultrasound Medical Engineering, College of Biomedical Engineering, Chongqing Medical University,

Chongqing Key Laboratory of Biomedical Engineering, Chongqing 400016, China;

2. National Engineering Research Center for Ultrasound Medicine, Chongqing 401121, China)

Abstract: The flexible and controllable synthetic beams can be obtained and various phase control effects such as dynamic focusing, deflection, and sound beam formation can be realized by performing phase delay control on each array element in the ultrasonic array transducer based on the ultrasonic phased array technology. The precision focusing delay is the core of ultrasonic phased array dynamic focusing. It is necessary to control the phase delay accurately whether in ultrasonic phased array transmission delay control or reception delay compensation. The article introduces the development history and research status of the delay resolution of ultrasonic phased array system at home and abroad is introduced, and the advantages and disadvantages of each method are analyzed.

Key words: ultrasonic phased array; delay resolution; dynamic focusing; beam synthesis; phase delay

0 引言

超声相控阵技术基于可编程逻辑设备和多阵元阵列换能器, 控制每个阵列元件发射超声波的延迟时间实现在声场中聚焦、偏转或对接收到的回波信号进行延迟补偿, 加权叠加求和来超声成像, 是超声技术发展的热点之一^[1]。相控阵技术最初是在相控阵雷达领域中应用, 近年来已应用于工业无损检测领域。它比传统无损检测更具优势, 通过改变到达物体的超声波相位关系, 使声束聚焦和偏转, 从而实现对工件的波束扫描并获得内部成像。与传统的超声检测相比, 超声相控阵

技术可提高覆盖范围、检测灵敏度和准确性, 且可获得高分辨率的裂纹、焊缝等缺陷图像。因此, 它已成为超声无损检测领域发展最快的技术, 并广泛应用于航空、铁路、建筑和石油管道等工业领域^[2-3]。此外, 超声相控阵还具有低功率、瞬时、动态聚焦和无创等特点, 除在工业领域中的应用外, 它在医学治疗和成像的研究和应用也越来越多, 尤其是在脑部多种疾病的治疗取得积极的进展^[4]。尽管超声相控阵技术的应用领域不同, 但基本原理一致。超声相控阵仪器开发的核心与难点是精确延时发射技术, 国内外学者在超声相控

收稿日期: 2020-04-29

基金项目: 重庆市自然科学基金资助项目(cstc2019jcsx-msxm1422)

作者简介: 徐皓胜(1994-), 男, 四川眉山人, 硕士生, 主要从事基于FPGA的相控阵聚焦超声控制技术的研究。通信作者: 曾德平, E-mail: zengdp@haifu.com.cn。

阵发射精确延时聚焦方面开展很多有益研究。

1 超声相控阵发射和接收基本原理

阵列换能器的每个阵元激励由软件控制,通过改变各个阵元的发射延时时间,形成相位不同的超声相干波束,在声场中叠加干涉,使声束发生聚焦和偏转。超声相控阵发射原理如图1所示。

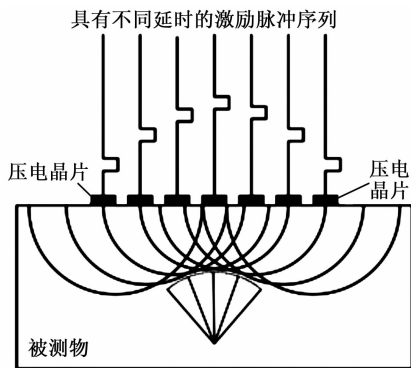


图1 超声相控阵发射聚焦原理图

接收回波过程相当于发射的逆过程。聚焦点对各个阵元的距离不同,每个阵元接收到目标点反射的回波时间也不同,且存在相位偏移,所以在接收时要对回波信号进行延时补偿处理和加权求和。在延时叠加过程中,可控制合成方式(如阵列元素的相位和幅度)来实现普通聚焦、动态聚焦、合成孔径、多声束形成等控制效果。相控阵接收回波原理如图2所示, $T_1 \sim T_5$ 为延时补偿时间, M 为加权求和, F_p 为焦点位置, z 为中轴线。

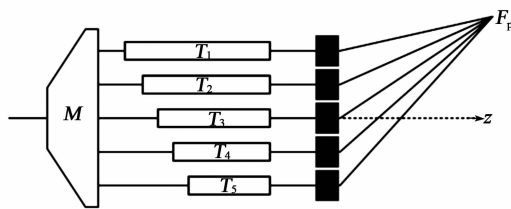


图2 超声相控阵接收回波原理图

2 延时分辨率对相控阵系统的影响

延时分辨率是相控阵技术最重要的参数,它决定了系统的成像分辨率和误差旁瓣^[5],而误差旁瓣是衡量超声相控阵系统的最主要指标。高分辨率延时可减小到达焦点的每个阵列信号的相位误差,从而减少误差旁瓣。在实际使用中,延时分辨率不可能无限小,且过高的延时分辨率会增加系统复杂度,对硬件系统有较高要求。所以要根据需求选择合适的延时分辨率^[6]。

相控延时误差旁瓣与声束主瓣幅度比为

$$S = \left[\frac{1 - \sin\left(\frac{1}{\mu}\right)}{N \cdot \sin\left(\frac{1}{\mu}\right)} \right]^{\frac{1}{2}} \approx \frac{\pi}{\mu(6N)^{\frac{1}{2}}} \quad (\mu \geq 1) \quad (1)$$

式中: $\sin(x) = \frac{\sin \pi x}{\pi x}$; μ 为中心频率所对应一个周期与最小延时量之比; N 为阵元数。

图3为延时分辨率与误差旁瓣的关系。由式(1)和图3可知,在延时分辨率不变的情况下, N 越多,误差旁瓣越小;在换能器阵列元件数相同的情况下,延时分辨率越高,误差旁瓣越小。延时分辨率高可增大主瓣抑制旁瓣,有效提高成像分辨率。此外,延时分辨率对空间分辨率和波束偏转^[7]也有一定影响。由此可见,延时分辨率对相控阵系统有重要影响,是相控阵系统的核心。

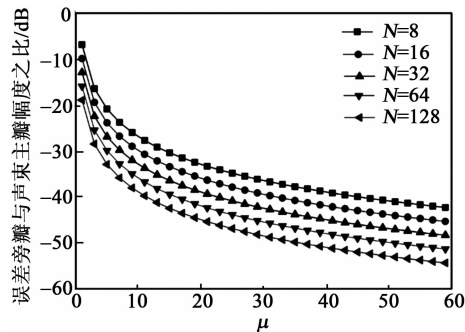


图3 延时分辨率与误差旁瓣的关系

3 硬件延时技术

硬件延时技术是早期使用的延时方法,主要采用模拟延迟线(如LC网络)来实现相位延时,使用电子开关来分段切换以获得不同的延时量,延时分辨率一般在几十纳秒。最早的相控阵波束形成器在20世纪60年代末开发用于大脑成像^[8]中。这些早期的系统涉及波束形成器功能实现相对简单^[9]。聚焦时采用集总的L-C延迟线作为延迟元件。实时扇区扫描(在特定方向上控制波束)要求在大量延迟配置间进行快速切换,这需复杂的控制系统,并在模拟延迟线上产生不良的切换噪声。对于动态聚焦和转向,作为延迟元件的L-C延迟线很庞大,因为对于每个元件和每个转向而言,沿径向深度的焦点的延迟模式都不同,因此需复杂的开关电路。之后出现了专用的延时芯片(数字可编程延时器)替代了模拟延迟线,提高了延时精确度和稳定性,延时分辨率甚至低于1 ns^[10]。

4 数字延时技术

一般数字延时可分为专用和通用延时单元两大类。如 AD9501 等专用延时单元基于模拟器件,最大延时范围为 $2.5\text{ ns} \sim 10\text{ ms}$,最小延时时间为 10 ps ,但动态范围较小。通用的延迟单元一般由可编程逻辑器件(如现场可编程门阵列(FPGA),复杂可编程逻辑器件(CPLD)等)来实现,具有设计简单可靠、动态范围大等优点。但其延迟分辨率受器件最大系统时钟频率的限制,延时分辨率一般在纳米级。与硬件线路延时相比,数字延时技术具有分辨率高,稳定性好,调控方便等特点,可提高超声相控阵系统的性能。所以,现在数字延时技术逐渐代替了硬件线路延时技术。

4.1 专用芯片延时

专用的延时芯片也叫数字可编程延时器,是一种时间延时器,且输入、输出信号具有可编程功能。Dusa C 等^[11]采用专用集成芯片在 40 MHz 采样频率下实现 3.125 ns 接收延时分辨率,同时提出了完整波束形成过程的模块化架构,可使每个通道的最小延时分辨率达 1.25 ns 。Chang-Hong Hu 等^[12]用可编程延迟芯片(PDU13F-2)进行发射聚焦延时,通过软件来实现 10 ns 的整数倍粗延时,控制 PDU13F-2 来实现小于 10 ns 的细延时。杨斌等^[13]基于 CPLD 及时钟主频率的粗延时基础上采用 AD9501 实现相控发射细延时,延时分辨率可达 1 ns 。专用延时芯片大多应用场合都会结合逻辑器件来提高系统的动态延时范围。虽然专用的延时芯片稳定好,但其缺陷也很明显,如果相控阵系统的通道数量过多,则成本较高,同时系统的集成度较低,无法与其他功能集成,通用性差,修改控制难。

4.2 采样时间延时

基于 FPGA 芯片的系统时钟频率延时法结构简单,易实现。祁小凤等^[14]提出了一种基于 CPLD 和高压数字脉冲发射器的 128 通道超声相控阵发射电路系统,具有 5 ns 的脉冲延时分辨率。此外,还可采用系统时钟频率高的高端 FPGA 设计高速计数器来提高延时分辨率。孔超等^[15]用最高工作频率(达 550 MHz)的高端 FPGA 芯片来设计高速计数器,延时分辨率可达 2 ns 。但仅基于逻辑器件的系统时钟频率来控制延时会受器件工作频率上限的限制。所以在此基础上会采用其他精细的延时法与此相结合来提高整体的延时分辨率。邓鹰飞等^[16]设计了一种高压发射电路的精确延时电路,在

200 MHz 时钟频率基础上,通过双数据速率输入输出 DDRIO 作为时钟倍增器实现了波束 2.5 ns 延时。同时脉冲发射电压强度是需考虑的一个重要因素,它将直接影响回波信号的强弱和检测深度,而回波信号和检测深度也直接影响超声相控阵系统的性能。

4.3 软件延时

4.3.1 基于直接数字频率合成器(DDS)的延时法

DDS 技术是近年来广泛应用的一种数字技术,可从相位角度合成信号,并具有高的频率和相位分辨率、低相位噪声和快速的频率转换等优点,一般 DDS 结构如图 4 所示。鲍晓宇等^[17]提出了采用 D/A 输出时钟和 DDS 技术相结合的方法实现了 1 ns 的发射相控延时分辨率。骆英等^[18]将计算出的激励波形量化数据导入片上 ROM,并在 FPGA 片内部构建了地址发生器依次读出 ROM 中的数据,实现了 4.78 ns 的延时分辨率。波形的相位分辨率只与周期波形数据存储表的长度有关,如果 FPGA 片上存储空间允许,延时分辨率还可进一步提高。理论上波形相位分辨率在可无限细分,但 FPGA 片上存储数据的能力有限,所以, J. M. Huang 等^[19]使用坐标旋转数字计算(CORDIC)算法模块代替 ROM 查找表模块的新型 DDS,应用 CORDIC 算法模块可减少存储量,提高数据精度。

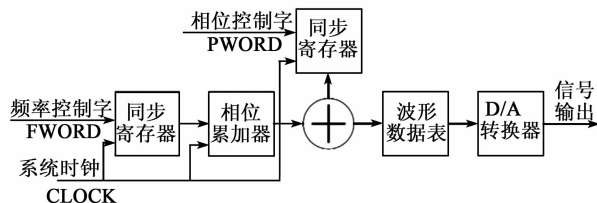


图 4 DDS 结构框图

4.3.2 基于锁相环(PLL)的延时法

最常用方法是基于锁相环延时法,一般 FPGA 芯片内部都会集成锁相环模块,可在工程中直接调用,通过倍频移相获得高频率、稳定可靠、相位可调的系统时钟,如图 5 所示。系统时钟控制整个系统,在实际应用过程中起决定性作用,延时分辨率再高,系统时钟不可靠稳定,也会造成误差旁瓣的激增。G. D'Amato 等^[20]设计与实现了基于 FPGA 合成延迟线和锁相环的高性能、可重构的有源相控阵天线四通道波束控制单元。该单元允许每个通道可编程的时间延迟相当于约 1.4° 的相移调谐步骤。杨

先明等^[21]基于 FPGA 芯片利用锁相环的倍频和移相技术,采用同步和等延时设计,实现了 1 ns 的阵元发射延时分辨率。如果想获得更高的延时分辨率,可用多个锁相环级联产生多个存在一定相位差的时钟信号。Fan Yuhang 等^[22]用 FPGA 的 2 个 PLL 资源。将 50 MHz 的时钟信号加倍并移位生成 8 个相位差为 45°的 250 MHz 方波信号通道,延时分辨率达 0.5 ns。过高的延时分辨率会对硬件电路造成很大的压力。Peter R. Smith 等^[23]用时钟周期的整数倍和周期相位差引入粗略和精细的延迟,这些粗略和细微的延迟用于生成激励波形,其延迟轮廓接近理想值,减少了相位量化误差和误差旁瓣。於炜力等^[24]提出了一种多通道超声相控阵发射系统,通过 FPGA 主控模块、千兆以太网通信模块和高压脉冲发射电路的设计,实现了高速实时的数据传输和超声波信号的高频高压的相控阵聚焦发射,相控延时分辨率达到 1.25 ns。PLL 能产生相位可调的稳定高频时钟信号,并且能在 FPGA 等逻辑器件中直接调用,节约了开发时间,成为了现在主流的延时方法之一。

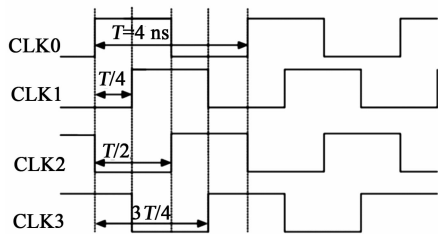


图 5 锁相环移相示意图

4.3.3 基于滤波器的延时法

基于滤波器的延时法适用于实时性强、精度高的聚焦延时算法的实现。同时在计算速度、性价比和分辨率方面具有较大优势。Volder J. E 首次提出坐标旋转数字计算方法(CORDIC)算法,通过相位旋转来实现采样序列延时。MA Jieming 等^[25]采用多核数字信号处理器(DSP)芯片完成聚焦算法,用 40 MHz 采样时钟,使用 4 个核对 2 亿个采样点相位旋转查表,减小了相位误差影响。由于相位旋转算法复杂,需要高性能的硬件支持,很多学者转向数字重采样实现高精度延时研究,获得高倍密集输出序列来减小量化延时误差,从而基于多速率数字信号处理技术的多相滤波法开始应用到超声延时聚焦,如典型普通非递归型(FIR)滤波器多相内插滤波法^[26],延时分辨率可达几纳秒。刘桂雄等^[27]采

用内插滤波法,设计了半带滤波器作为内插滤波器,通过对超声回波信号进行 8 倍内插滤波与多相分解,实现了 1.25 ns 的信号延时,与等效的普通非递归型(FIR)滤波器相比,减少了运算量,提高了延时精度。焦志海等^[28]通过高速模数转换器(ADC)采样,再结合抽取、内插滤波法实现超声信号延时,精度可达 1.4 ns。但因受资源、速度和系统时钟频率等限制,精度小于 1.25 ns 较难。提高系统的时钟频率及采用高端的 FPGA 芯片是提高延时分辨率的一个主要途径。所以 Peilu Liu 等^[29]在系统时钟为 125 MHz 时,用插值级联积分梳状(CIC)滤波器经过 8 倍插值滤波和分解后,实现了 1 ns 的延时分辨率。Wenming Tang 等^[30]提出了一种新型的多相 CIC 内插滤波器设计,用改进的 10 倍多相内插 CIC 滤波器在 100 MHz 采样频率下实现了 1 ns 的延时分辨率。

研究基于 FPGA 的多相内插滤波法来实现高精度延时已受广泛关注,普通 FIR 滤波内插技术在算法、资源复杂度与精度均有局限性,故研究内插滤波器与内插方案具有现实意义。

4.4 数字延时技术小结

经过多年的发展,数字延时技术越来越来成熟,逐渐成为相控阵系统延时的主流方法。数字延时法特性如表 1 所示。

表 1 数字延时法特性比较

方法	精度	优点	缺点
采样延时	较高	易实现、稳定性好	受逻辑器件主频率限制
专用芯片	高	设计简单、稳定好、	动态范围较小、通用性差
DDS	较高	高的频率和相位分辨率、低相位噪声和快速的频率转换	相位分辨率受逻辑器件存储深度限制
锁相环	高	高频率、稳定可靠、相位可调	受逻辑器件主频率限制
滤波器	较高	实时性强、精度高	算法复杂,实现困难,占用资源多

采样延时和延时芯片可以实现较高的延时分辨率,但是成本高,可移植性差,灵活性低。另外,使用 FPGA 的锁相环乘法和相移,也可以实现很高的时延精度,但对系统时钟的频率要求较高。理论上,延时分辨率越高越好,但是硬件电路造成的误差延时

与延时分辨率的比值也会越来越大,使得实际输出的激励延时产生不确定性,影响聚焦效果。

基于普通滤波器(如多级半带滤波器、FIR 滤波器等)可实现较高的时延分辨率,但在硬件实现中算法复杂。与普通滤波器相比,CIC 滤波器无乘法器,结构简单,运行速度快,占用资源少、易于在 FPGA 等逻辑器件上实现等优点,但内插倍数越大,最大相对时间误差越大。同时脉冲发射,电压强度将直接影响回波信号的强弱和检测深度,进而影响成像质量,还有系统同步设计也是需考虑的一个重要因素。

5 发展趋势

超声相控阵已广泛应用在工业无损检测、医疗诊断设备、水下探测和疾病治疗等领域。随着应用范围越来越广,尤其在疾病治疗领域,对相控阵系统的延时分辨率提出了更高要求。同时也催生了多种延时技术。而现有的硬件线路延迟、采样延迟和专用芯片延时具有通用性差、成本高及难以修改等缺陷。软件延时具有易实现、可修改、稳定性和重复性好等优势,在实现准确的时间延迟上具有很大的潜力。然而,软件延时在很大程度上取决于算法的质量,因此,研究人员进行了许多尝试来改善软件延时法的性能。

在理论仿真方面,利用多种算法相结合来提高延时分辨率,如将 DDS 技术与 CORDIC 算法结合减少存储量,提高延时分辨率;将 DDS 技术与锁环技术结合产生相移精度高且稳定的移相信号;将内插滤波器与多相分解法结合来减轻硬件实现负荷。对于软件延时,很多方法已较成熟,随着能达到的延时分辨率越来越高。然而,在工程应用方面,除考虑延时分辨率外,还需考虑硬件处理能力和实时计算能力。如采用 CIC 滤波器替代普通的 FIR 滤波器来减少硬件电路负担,提高运行速度;采用千兆以太网传输技术来提高实时的数据传输能力;利用二极管高压钳位来提高发射电压,进一步改善发射信号的准确性、准确度。

目前各种延时法的延时分辨率基本都做到 10 ns 内。在实际应用过程中,算法优化和硬件电路误差都要考虑,所以,现在研究人员都在改善硬件电路延时误差和处理能力的基础上来探究提高延时分辨率的方案。

6 结束语

高分辨率聚焦延时是超声相控阵系统的核心,

出现了一系列精准延时法,总体上可分为硬件延时和数字延时两类。硬件延时作为早期的一种延时法已被数字延时取代,而数字延时技术中的采样延时和专用芯片延时等方法存在成本高、修改控制难、不易于集成等缺点;软件延时凭借灵活的数字信号处理算法来实现聚焦延时,具有通用性强、移植性好等优点,所以软件延时逐渐成为延时控制的主要方法。超声相控阵系统的性能是随着延时分辨率的提高而提高,但是,超声相控阵系统不仅要考虑延时分辨率还需要考虑延时方法实现的难易、硬件的复杂程度和整体成本等多种因素,因此,应该根据系统性能指标要求选择合适的延时方法。

参考文献:

- [1] 章东,桂杰,王晓玲,等. 等高度聚焦算法的超声相控阵检测技术[J]. 电子测量与仪器学报, 2018(2): 42-47.
- [2] 章东,桂杰,周哲海. 超声相控阵全聚焦无损检测技术概述[J]. 声学技术, 2018, 37(4): 26-31.
- [3] 张晶. 相控阵超声检测中的关键技术研究[D]. 天津大学, 2014.
- [4] 李进丹,许泽艳,王瑞,等. 聚焦超声在脑部疾病的应用进展[J]. 中国医学影像技术, 2019, 35(3): 124-127.
- [5] 杨天雪. 延时分辨率对超声相控阵检测性能的影响[J]. 质量技术监督研究, 2009(6): 13-16.
- [6] 孙芳. 超声相控阵技术若干关键问题的研究[D]. 天津; 天津大学, 2012.
- [7] KIM I, KIM H, GRIGGIO F, et al. CMOS ultrasound transceiver chip for high-resolution ultrasonic imaging systems[J]. IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems, 2009(3): 293-303.
- [8] WILD J J, REID J M. Application of echo-ranging techniques to the determination of structure of biological tissues[J]. Science, 1952, 115(2983): 226-230.
- [9] TAIMAN J R, GARVERICK S L, LOCKWOOD G R. Integrated circuit for high-frequency ultrasound annular array[C]//San Jose, CA, USA: Proceedings of the IEEE 2003 Custom Integrated Circuits Conference, 2003: 477-480.
- [10] HASSANB A. Low-cost digital ultrasound beamformer design using field programmable gate arrays[D]. Cairo; Cairo University, 2012.
- [11] DUSA C, KALALII S, PACHAMUTHU R, et al. Integrated 16-channel transmit and receive beamforming

- ASIC for ultrasound imaging [C]//Bangalore, India; 2015 28th International Conference on VLSI Design, 2015;215-220.
- [12] HU C H, SNOOK K A, CAO P J, et al. High-frequency ultrasound annular array imaging. Part II: digital beamformer design and imaging[J]. IEEE Trans Ultrason Ferroelectr Freq Control, 2006, 53(2):309-316.
- [13] 杨斌, 王召巴, 陈友兴. 基于 CPLD 的超声相控阵高精度相控发射系统的实现[J]. 中国测试技术, 2007, 33(2):10-12.
- [14] 祁小凤, 肖迎春, 李闵行, 等. 128 通道超声相控阵发射电路系统的设计[J]. 无损检测, 2015(4):45-50.
- [15] 孔超, 魏恭, 师芳芳, 等. 超声相控阵系统中高精度相控发射和相控信号并行处理的实现[J]. 无损检测, 2010, 32(12):966-969.
- [16] 邓鹰飞, 刘桂雄, 唐文明. FPGA 超声相控阵高压发射精确延时设计[J]. 中国测试, 2015(5):91-94.
- [17] 鲍晓宇, 施克仁, 陈以方, 等. 超声相控阵系统中高精度相控发射的实现[J]. 清华大学学报(自然科学版), 2004(2):10-13.
- [18] 骆英, 仇鹤, 张文干, 等. 基于 FPGA 的高集成度超声波相控阵激发系统[J]. 仪表技术与传感器, 2014(2):38-40.
- [19] HUANG J M, CHEN Z, GUO H, et al. FPGA implementation of a novel type DDS based on CORDIC algorithm[J]. Advances in Intelligent & Soft Computing, 2011, 105:183-188.
- [20] D'AMATO G, AVITABILE G, COVIELLO G, et al. A beam steering unit for active phased-array antennas based on FPGA synthesized delay-lines and PLLs [C]//Turkey; 2015 International Conference on Synthesis, Modeling, Analysis and Simulation Methods and Applications to Circuit Design (SMACD), 2015; 1-4.
- [21] 杨先明, 王海涛, 赵大丹, 等. 超声相控阵高精度延时设计的 FPGA 实现[J]. 无损检测, 2014, 36(5):16-18.
- [22] FAN Yuhang, ZHANG Xuewu, XU Xiaolong, et al. Design of underwater high-precision ultrasonic phased array transmitting system [C]//Dalian, China; 2017 International Conference on Computer Systems, Electronics and Control (ICCSEC), 2017;1549-1552.
- [23] SMITH P R, COWELL D M J, RAITON B, et al. A PLL-based phased array method to minimize phase quantization errors and reduce phasing-lobes[J]. IEEE International Ultrasonics Symposium, 2010;1837-1840.
- [24] 於伟力, 曹永刚, 王月兵. 基于 FPGA 和以太网的超声相控阵发射系统研究[J]. 仪表技术与传感器, 2019(9):46-50.
- [25] MAJ, KARADAYI K, ALI M, et al. Ultrasound phase rotation beamforming on multi-core DSP[J]. Ultrasonics, 2014, 54(1):99-105.
- [26] ALMEKKAWY M, XU Jingwei, CHIRALA M. An optimized ultrasound digital beamformer with dynamic focusing implemented on FPGA [C]//Chicago, Illinois; 2014 36th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society, 2014;3296-3299.
- [27] 刘桂雄, 唐文明, 谭大基. 基于多级半带滤波器的超声相控阵聚焦延时[J]. 光学精密工程, 2014, 22(6):1571-1576.
- [28] 焦志海, 陈晓冬, 李莹, 等. 高精度数字波束合成的内镜超声相控阵成像[J]. 光电工程, 2015(3):28-32.
- [29] LIU Peilu, LI Xinghua, LI Haopeng, et al. Implementation of high time delay accuracy of ultrasonic phased array based on interpolation CIC filter[J]. Sensors, 2017, 17(10):2322.
- [30] TANG Wenming, LIU Guixiong, LIN Ruobo. Design of polyphase cascaded integrator comb interpolator filter for ultrasonic phased array time delays[J]. International Journal of Engineering and Technology, 2017, 9:304-309.

离子注入剥离铌酸锂单晶薄膜的 Ar^+ 刻蚀研究

方远苹¹, 罗文博¹, 郝昕², 白晓园¹, 曾慧中¹, 帅垚¹, 张万里¹

(1. 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; 2. 成都优蕊光电科技有限公司, 四川 成都 611731)

摘要:通过高能离子注入剥离制备的铌酸锂(LNO)单晶薄膜具备优良的电光、声光等性能,在射频器件、光波导等领域需求迫切。高能离子注入使 LNO 单晶薄膜表面存在损伤层,导致薄膜质量和器件性能的衰减。该文提出了 Ar^+ 刻蚀去除 LNO 单晶薄膜损伤层的方法,基于高能离子注入仿真,采用扫描电子显微镜、原子力显微镜分析了刻蚀参数对刻蚀速率、表面形貌的影响,并确定了 LNO 薄膜损伤层的刻蚀工艺参数。X 线衍射分析表明,通过 Ar^+ 刻蚀将 LNO 薄膜摇摆曲线半高宽减至接近注入前 LNO 单晶材料,压电力显微镜测试表明去除损伤层后的 LNO 单晶薄膜具备更一致的压电响应。

关键词:铌酸锂(LNO)单晶薄膜;表面损伤层; Ar^+ 刻蚀;晶体质量;压电性能

中图分类号:TN384 **文献标志码:**A **DOI:**10.11977/j.issn.1004-2474.2020.05.020

Study on Ar^+ Etching of Crystal-Ion-Sliced Lithium Niobate Single Crystal Thin Film

FANG Yuanping¹, LUO Wenbo¹, HAO Xin², BAI Xiaoyuan¹, ZENG Huizong¹, SHUAI Yao¹, ZHANG Wanli¹

(1. State Key Laboratory of Electronic Thin Films and Integrated Devices, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 610054, China; 2. Chengdu Ultra Retina Photoelectric Technology Co., Ltd., Chengdu 611731, China)

Abstract: The lithium niobate (LNO) single crystal thin film prepared by high-energy ion implantation and stripping has excellent electro-optical, acousto-optic properties, and is in urgent need in the fields of radio frequency devices and optical waveguides. However, the high-energy ion implantation leads to the existence of a damage layer on the surface of the LNO single crystal film, which results in the degradation of film quality and device performance. A method for removing damaged layer of LNO single crystal thin film by Ar^+ etching is proposed in this paper. Based on the simulation of high-energy ion implantation, the influence of etching parameters on the etching rate and surface morphology are analyzed by scanning electron microscope and atomic force microscope, and the etching parameters of the damaged layer of LNO film are determined. The X-ray diffraction analysis shows that the full-width at half maximum height of the rocking curve of the LNO film with Ar^+ etching is reduced to near that of the LNO single crystal material before implantation. The results of the piezoelectric force microscopy tests show that the LNO single crystal film after removing the damage layer has a more consistent piezoelectric response.

Key words: LNO single crystal film; surface damage layer; Ar^+ etching; crystal quality; piezoelectric performance

0 引言

铌酸锂(LNO)单晶材料具有电光系数大,透明范围宽,机电耦合系数高等优势,已广泛应用于光调制,光放大等光学器件^[1]和体声波滤波器^[2]等声学器件。近年来,LNO 材料的形态逐渐从块材向薄膜形态转变,以适应器件集成化、微型化发展。研究人员采用脉冲激光沉积^[3]、化学气相沉积^[4]等技术进

行了 LNO 薄膜的制备研究,获得了 LNO 多晶薄膜或外延薄膜,但多相共存、微观缺陷及成分偏移^[3-4]等问题导致上述方法制备的薄膜材料及器件出现严重的性能退化。与上述方法相比,离子注入剥离技术可制备不同取向的 LNO 单晶薄膜^[5]。但高能离子注入会在其射程末端与晶格原子通过散射的能量交换造成晶格损伤,且注入的 He^+ 最终停留在单晶

收稿日期:2020-05-24

基金项目:四川省科技支撑基金资助项目(2018JY0127)

作者简介:方远苹(1995-),女,重庆永川人,硕士生,主要从事铌酸锂薄膜的制备及性能的研究。罗文博(1982-),男,重庆大足人,副教授,博士,主要从事敏感薄膜制备与器件集成的研究。

材料内部形成高斯分布^[6]。上述原因导致采用离子注入剥离制备的单晶薄膜表面存在较粗糙的表面损伤层,而晶格损伤和粗糙表面将增大光学器件或声学滤波器的损耗^[7]。因此,需要对离子注入剥离的单晶 LNO 薄膜的表面损伤层进行处理,以提高器件性能。目前可通过退火、刻蚀等多种方法恢复或去除表面损伤层。Youquan Yan 等^[8]研究了退火对钽酸锂薄膜晶体质量的影响,结果表明,退火后单晶薄膜单晶质量明显改善,但仍与单晶材料有较大差异。Deng Jun 等^[9]采用 ICP-RIE 对单晶 LNO 进行刻蚀时发现,刻蚀过程会产生 NbF_x 的副产物,最主要是 NbF₅,而连续刻蚀使基板温度升高,刻蚀速率加快,刻蚀过程不可控,因此难以实现厚度的精准调控。此外,ICP-RIE 刻蚀速率虽快,但引入的粗糙度也较大^[10]。针对 Ar 离子刻蚀去除损伤层的研究,Guo K 等^[11]仅研究了 Ar 离子束刻蚀可降低基底和涂层的激光诱导损伤阈值及粗糙度,但未通过对更多刻蚀深度的研究以获取最佳的刻蚀参数及离子束刻蚀去除损伤的机理。

本文系统研究了 Ar⁺ 刻蚀工艺与刻蚀速率、表面粗糙度的关系,确立了 Ar⁺ 刻蚀去除 LNO 表面损伤层及表面平坦化的最佳刻蚀参数。在预估表面损伤层的厚度范围后,测试了刻蚀中 LNO 单晶薄膜单晶质量及去除损伤层前后压电性能的变化。

1 实验

本文通过 He 离子注入和 BCB 胶键合法制备了 LNO 单晶薄膜^[12],其中,He 离子注入过程中的注入剂量为 1×10^{16} ions/cm²,注入能量为 285 keV。在此基础上,采用 Kaufman 离子源(KDC40)进行 LNO 单晶薄膜的刻蚀参数研究,然后通过 Ar⁺ 刻蚀去除 LNO 单晶薄膜的表面损伤层,最后经磁控溅射沉积了约 220 nm 的 Ti/Pt 上电极用于压电性能测试,具体过程如图 1 示。

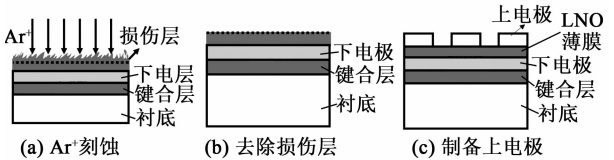


图1 Ar⁺刻蚀 LNO 单晶薄膜过程

Ar⁺ 刻蚀实验设计具体如表 1、2 所示。通过改变离子源束流电压、加速电压等刻蚀参数,采用扫描电子显微镜(SEM,JSM-7500F)、原子力显微镜(AFM,SPI-3800N)研究薄膜单晶 LNO 刻蚀速率、表面形貌的变化。

表 1 加速电压和时间的实验参数

束流电压/V	加速电压/V	刻蚀时间/min			
500	60	10	15	20	30
	80	10	15	20	30
	100	10	15	20	30

表 2 束流电压和时间的实验参数

加速电压/V	束流电压/V	刻蚀时间/min			
80	300	10	15	20	30
	400	10	15	20	30
	500	10	15	20	30

最后选择束流电压 400 V 和加速电压 80 V,分别刻蚀 10 min、15 min 和 20 min 进行去除损伤层的研究。采用 SEM 测试了 Ar⁺ 刻蚀后 LNO 单晶薄膜的厚度,采用 X 线衍射(XRD)分析了 Ar⁺ 刻蚀表面损伤层过程中 LNO 单晶薄膜单晶质量的变化。最后采用压电力显微镜(PFM)对 Ar⁺ 刻蚀去除损伤层前后的 LNO 单晶薄膜的压电响应进行测试。

2 实验结果与讨论

2.1 LNO 晶圆中注入离子浓度与损伤分布仿真

采用 SRIM 软件对高能 He 离子注入 LNO 单晶的过程进行仿真分析,所得 He 离子注入的浓度分布和损伤分布如图 2 所示。由图可知,离子浓度分布的最高点在 1 μm 左右,而损伤强度分布最高点在 0.9 μm 左右,又根据 SEM 测试原始薄膜厚为 888.8 nm。这说明损伤层分布的最高强度位置决定了薄膜厚度,而损伤层分布的半高宽范围决定了表面损伤层的厚度范围^[13],因此,SRIM 软件预估的表面损伤层在 130 nm 左右。

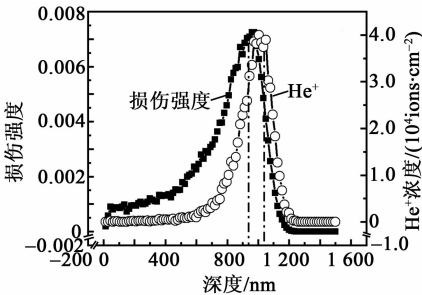


图2 损伤层及离子浓度分布

2.2 LNO 薄膜的 Ar⁺ 刻蚀工艺参数研究

首先研究了加速电压和刻蚀时间对 LNO 单晶薄膜的刻蚀速率及表面粗糙度的影响,如图 3 (a)、(b)所示。由图 3(a)可知,束流电压保持 500 V 不变,平均刻蚀速率随加速电压增大而增大,原因是加

速电压控制能量,能量越大,刻蚀越快;而随刻蚀时间增加,平均刻蚀速率先快后慢,这是因为原始 LNO 单晶薄膜表面缺陷结构不稳定,易受高能粒子轰击,去除损伤层后的薄膜更致密,刻蚀速率减慢。由图 3(b)可知,在开始的一段时间内,表面粗糙度随加速电压增大而减小,随着刻蚀时间增大,加速电压 100 V 和 80 V 的表面粗糙度先减小后增大,而加速电压 60 V 的表面粗糙度一直减小。其中加速电压 100 V 的表面粗糙度变化最大,甚至从最小的粗糙度增到最大,是由于能量越大,轰击强度越大,粗糙度随刻蚀时间变化越大,因此,为避免刻蚀引入较大的粗糙度,选择加速电压为 80 V。

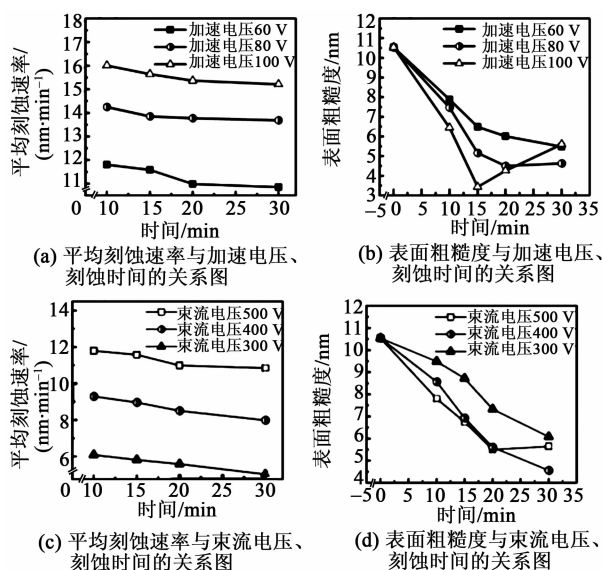


图 3 平均刻蚀速率、表面粗糙度与电压、时间的关系

本文进一步研究了加速电压保持 80 V 时,束流电压和刻蚀时间对 LNO 单晶薄膜的刻蚀速率及表面粗糙度的影响,如图 3(c)、(d)所示。由图 3(c)可知,加速电压保持 80 V 不变,平均刻蚀速率随束流电压增大而增大,原因是束流电压控制 Ar⁺ 剂量,剂量越大刻蚀越快;而平均刻蚀速率随时间先快后慢的变化也是由表面损伤层结构引起。由图 3(d)可知,在开始刻蚀的一段时间内,表面粗糙度随束流电压增大而减小。随着刻蚀时间增大,束流电压为 500 V 时,表面粗糙度在 20 min 时减小到最小值后增大,而束流电压 300 V、400 V 时表面粗糙度随刻蚀时间降低。

根据表面粗糙度对器件性能的影响,通过 Ar⁺ 刻蚀实验所确定 Ar⁺ 刻蚀去除损伤层的刻蚀参数为加速电压 80 V,束流电压 400 V,这使表面粗糙度从 10.54 nm 降至 4.50 nm,而选择合适刻

蚀参数的 ICP-RIE 刻蚀 LNO 的表面粗糙度仅低于 40 nm^[10]。

2.3 Ar⁺ 刻蚀技术对薄膜结构与性能的影响

为研究 Ar⁺ 刻蚀去除损伤层的过程中 LNO 薄膜单晶质量的变化,采用 SEM 测试了薄膜厚度,如图 4 所示。采用 XRD 测试了相应薄膜厚度(t)下的摇摆曲线,如图 5 所示。由图 4 可知,刻蚀 10 min、15 min 及 20 min 的薄膜厚度分别为 801.4 nm、743.2 nm、685.0 nm。由图 5(a)可知,摇摆曲线的半高宽随厚度减小而降低,其中薄膜厚 685 nm 时摇摆曲线半高宽值最小,与单晶块材接近;而半高宽越小代表晶体质量越好,这说明 Ar⁺ 刻蚀可明显改善薄膜的单晶质量,修复程度比退火更好。由图 5(b)可知,厚 743.2 nm 的薄膜摇摆曲线的半高宽下降最快,对应的刻蚀厚度为 145.6 nm,与 SRIM 仿真的损伤层厚度位置接近。这说明厚 743.2 nm 的薄膜表面损伤层几乎完全去除,而厚 685 nm 的薄膜单晶质量接近完美。

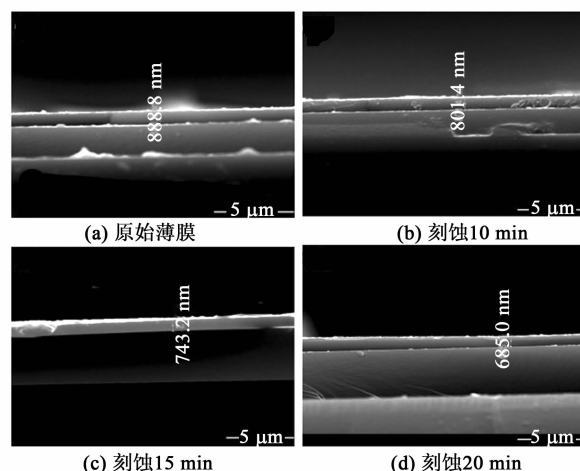


图 4 刻蚀不同时间薄膜的 SEM 图

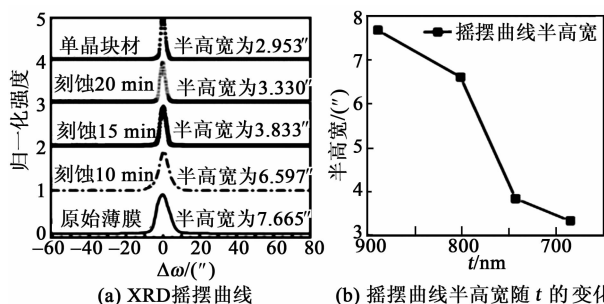


图 5 XRD 测试相应薄膜厚度下的摇摆曲线

采用 PFM 对 Ar⁺ 刻蚀前后的 LNO 单晶薄膜压电性能进行了测试研究,如图 6 所示。对比图 6(a)、(b)可看出,原始薄膜振幅图的缺陷更多,而去

除损伤层后薄膜相对均匀。对比图 6(c)、(d) 可看出,去除损伤层前后薄膜的振动幅度与电压的变化关系。由图 6(c) 可知,原始薄膜的电压相应经高斯拟合为双峰分布,2 个中心点分别为 0.15 V、0.24 V,电压范围宽,振动幅度高度分布不集中。由图 6(d) 可看出,去除损伤层的薄膜的振动幅度分布更趋于单峰高斯分布,且振动幅度均匀分布在电压为 0.17 V 为中心的位置。此外,两者在最大振动幅度大致相同时,去除损伤层的薄膜所需电压更小,其整体压电响应更好。原因是原始薄膜表面缺陷的不均匀性,不仅会影响电压响应分布的均匀性,更影响压电响应强度。

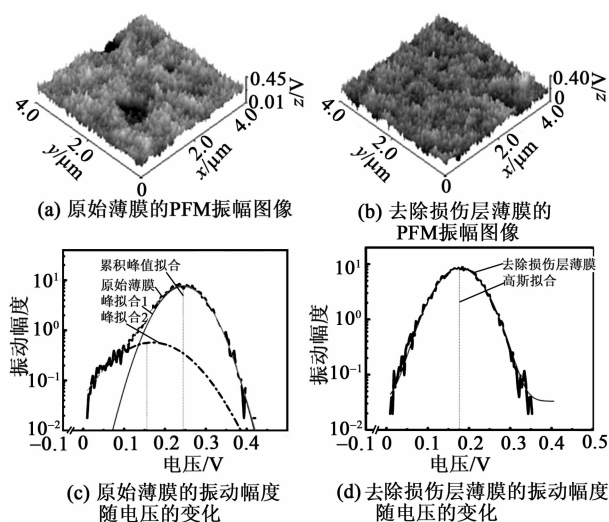


图 6 Ar^+ 刻蚀前后的 LNO 单晶薄膜压电性能

3 结束语

本文基于 Ar^+ 刻蚀参数研究,通过对不同厚度下单晶质量的表征,精准去除了 LNO 单晶薄膜表面厚约 145.6 nm 的损伤层,且表面粗糙度最小,而其确定的损伤层厚度范围与 SRIM 软件仿真预估范围接近。去除损伤层后的薄膜摇摆曲线半高宽与单晶块材接近,且其压电响应比原始 LNO 单晶薄膜更一致,这为其在高性能射频、光波导器件的应用奠定了基础。

参考文献:

- [1] LI X P, CHEN K X, HU Z F. Low-loss bent channel waveguides in lithium niobate thin film by proton exchange and dry etching[J]. Optical Materials Express, 2018, 8(5): 1322.
- [2] SHAO L, MAITY S, ZHENG L, et al. Phononic band structure engineering for high-Q gigahertz surface acoustic wave resonators on lithium niobate[J]. Physical Review Applied, 2019, 12(1): 014022.
- [3] ZHANG L, ZHENG D, LI W, et al. Microdisk resonators with lithium-niobate film on silicon substrate[J]. Optics Express, 2019, 27(23): 33663-33670.
- [4] BARTASYTE A, PLAUSINAITIENE V, ABRUTIS A, et al. Thickness dependent stresses and thermal expansion of epitaxial LiNbO_3 thin films on C-sapphire[J]. Materials Chemistry and Physics, 2015, 149/150: 622-631.
- [5] 帅垚, 李宏亮, 吴传贵, 等. 单晶铌酸锂薄膜的转移制备技术研究[J]. 电子元件与材料, 2019, 38(7): 7-12.
- [6] PATHAK R, DADWAL U, SINGH R. Study of hydrogen implantation-induced blistering in GaSb for potential layer transfer applications[J]. Journal of Physics D: Applied Physics, 2017, 50(28): 285301.
- [7] VOROBIEV A, LÖFFLER M, OLSSON E, et al. Effect of growth conditions on microstructure of BiFeO_3 - 0.33BaTiO_3 films and performance of bulk acoustic wave resonators[J]. J Appl Phys, 2014, 115(8): 084105.
- [8] YAN Y Q, HUANG K, ZHOU H, et al. Wafer-scale fabrication of 42° rotated Y-cut LiTaO_3 -on-insulator (LTOD) substrate for a SAW resonator[J]. ACS Applied Electronic Materials, 2019, 1(8): 1660-1666.
- [9] JUN D, WEI J, ENG P N G, et al. Deep anisotropic LiNbO_3 etching with SF_6/Ar inductively coupled plasmas[J]. Journal of Vacuum Science & Technology B, Nanotechnology and Microelectronics: Materials, Processing, Measurement, and Phenomena, 2012, 30(1): 011208.
- [10] CHANG C M, YU C S, HSIEH F C, et al. A parametric study of ICP-RIE etching on a lithium niobate substrate[A]. In: 10th IEEE International Conference on Nano/Micro Engineered and Molecular Systems[C]// Xi'an, China: IEEE, 2015: 485-486.
- [11] GUO K, WANG Y, CHEN R, et al. Effects of ion beam etching of fused silica substrates on the laser-induced damage properties of antireflection coatings at 355 nm[J]. Optical Materials, 2019, 90: 172-179.
- [12] SHUAI Y, GONG C G, BAI X Y, et al. Fabrication of Y128- and Y36-cut lithium niobate single-crystalline thin films by crystal-ion-slicing technique[J]. Jpn J Appl Phys, 2018, 57(Suppl.): 04FK05. 1-5.
- [13] LINEZ F, CANIZARES A, GENTILS A, et al. Determination of the disorder profile in an ion-implanted silicon carbide single crystal by Raman spectroscopy: Disorder profile in an ion-implanted silicon carbide single crystal[J]. Journal of Raman Spectroscopy, 2012, 43(7): 939-944.

强脉冲 γ 线辐射对压电陶瓷材料性能的影响

毛世平^{1,2}, 杨靖^{1,2}, 张祖伟^{1,2}, 陈清华³, 王登攀^{1,2}, 赵德锋⁴, 冯波⁵

(1. 中电科技集团重庆声光电有限公司, 重庆 401332; 2. 中国电子科技集团公司第二十六研究所, 重庆 400060;

3. 重庆地区军代室, 重庆 400060; 4. 云南无线电有限公司, 云南 昆明 650223; 5. 四川交通职业技术学院, 四川 成都 611130)

摘 要: 加速度压电传感器是反应堆内常用的振动测量器件, 其核心部件是压电陶瓷材料。由于在强核辐射环境下, 中子和 γ 线分别于压电陶瓷内的原子核和核外电子发生相互作用, 发生微观损伤, 此损伤经由分子尺度、介观尺度直至会表现为宏观性能(包括材料的压电性能及表观形貌信息等)的变化, 将影响器件的性能。长时间、高剂量率 γ 线辐照对压电陶瓷材料性能变化已有研究, 然而短时间、高剂量率 γ 线辐照对压电陶瓷材料性能变化的研究较少。该文在辐射装置上进行压电陶瓷材料的高剂量率 γ 线辐照, 随后对材料辐照前、后的压电性能、表观形貌等信息进行实验测试, 通过测试结果分析了高剂量率 γ 线辐照对压电陶瓷材料性能的影响。

关键词: 压电陶瓷材料; 高剂量率 γ 线辐照; 压电性能变化; 表观形貌

中图分类号: TN384 **文献标志码:** A **DOI:** 10.11977/j.issn.1004-2474.2020.05.021

Effect of Intense Pulsed Gamma Radiation on Properties of Piezoelectric Ceramics

MAO Shiping^{1,2}, YANG Jing^{1,2}, ZHANG Zuwei^{1,2}, CHEN Qinghua³,

WANG Dengpan^{1,2}, ZHAO Defeng⁴, FENG Bo⁵

(1. Chongqing Acoustic-Optic-Electronic Co. Ltd, China Electronics Technology Group, Chongqing 401332, China;

2. The 26th Institute of China Electronics Technology Group Corporation, Chongqing 400060, China;

3. Military Representative Office in Chongqing, Chongqing 400060, China; 4. Yunnan Radio Co. Ltd.,

Kunming 650223, China; 5. Sichuan Vocational and Technical College of Communications, Chengdu 611130, China)

Abstract: The acceleration piezoelectric sensor is a commonly used vibration measurement device in reactor, and its key component is piezoelectric ceramic material. In the environment of intense nuclear radiation, the neutrons and gamma rays interact with the nuclei and electrons in the piezoelectric ceramics respectively, resulting in microscopic damage. Such damage will change the molecular scale and mesoscopic scale, even macroscopic performance, including piezoelectric properties and apparent morphology information of materials, which will bring hidden trouble to the service performance of devices. The effects of long-time and high-dose gamma ray irradiation on the properties of piezoelectric ceramics have been studied, but the effects of short-time and high-dose gamma irradiation on the properties of piezoelectric ceramics has little study. In this paper, the piezoelectric ceramic materials were irradiated with high-dose rate gamma on the radiation device, and then the piezoelectric properties and apparent morphology of the materials before and after irradiation were tested. The influence of high-dose rate irradiation on the properties of piezoelectric ceramics was analyzed through the test results.

Key words: piezoelectric ceramic materials; high dose rate gamma irradiation; piezoelectric property change; apparent morphology

0 引言

加速度压电传感器作为关键的核仪器部件, 目前在核电站、航空航天及核医学等领域有着重要的应用^[1-3]。其可安装于核电厂内的射线泄漏监测系

统, 该系统能及时反馈堆内的核泄漏信息, 迅速发现核事故发生的部位, 对反应堆的安全运行有重要的保障作用^[4]。加速度传感器的核心部件是压电陶瓷材料, 其性能优劣直接影响加速度传感器的正常工

收稿日期: 2020-07-15

基金项目: 国家重点研发计划基金资助项目(2017YFF0105400)

作者简介: 毛世平(1978-), 男, 重庆云阳人, 高级工程师, 硕士, 主要从事微声电子技术的研究。

作。由于压电陶瓷服役于强核辐射与高温的环境下,其宏观性能会逐渐发生变化,性能的退化源自材料在辐射和热的协同作用下,致使材料内部的原子核和核外电子发生相互作用而导致材料在微观层面发生损伤,微观损伤经过分子尺度、介观尺度的多尺度演化,发生宏观性能的变化。加速度传感器各部件材料主要有压电陶瓷材料、合金材料(高温镍合金、不锈钢、600 镍基合金等)及高分子树脂基材料(电路板基板材质 FR-4Inconel)等。射线辐照过程中,中子、 γ 线与材料内原子核的微观相互作用,压电陶瓷材料会发生溶质杂质再分布,位错环形成空泡,气泡形成空泡及气泡成长材料相变等,导致压电、介电及弹性等性能变化;合金材料会发生肿胀,辐照蠕变,产生空洞,产生气体及活化等,导致力学、导电及抗辐照等性能变化;高分子树脂基材料会发生辐射降解,产生气体,不饱和度变化,氧化反应,异构化及歧化反应等,导致耐温、辐照稳定性等性能变化。

目前,长时间、相对较低剂量率 γ 辐照对材料性能的影响已有研究,但短时间、高剂量率 γ 辐照对材料性能影响未见报道。因此,本文首先在辐射装置上进行高剂量率 γ 线辐照,然后分别对辐照前、后材料的压电应变常数(d_{33})、电容及扫描电镜(SEM)实验进行测试,根据测试结果对高剂量率辐照的影响进行评价。

1 材料与方法

1.1 压电陶瓷材料

图1为加速度传感器。图2为高温连接器母头。传感器与高温连接器母头通过7/16-27 UNS 螺线相连,保证连接对应位置无误。图3为压电陶瓷材料。压电陶瓷是一种能将机械能和电能互相转换的信息功能陶瓷材料——压电效应^[5],属于无机非金属材料。常用压电陶瓷有钛酸钡系^[6]、锆钛酸铅二元系及在二元系中添加第三 ABO_3 型化合物组成的三元系或四元系^[7]。



图1 加速度传感器



图2 高温连接器母头

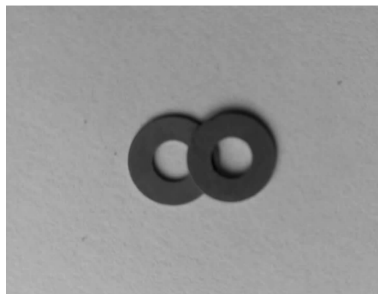


图3 压电陶瓷材料

1.2 辐照预处理

图4为加速器开机运行时的 γ 线脉冲信号图。单个脉冲的等效脉宽为28 ns,总剂量为38 800 rad(Si),剂量率为 1.386×10^9 rad(Si)/s。加速器产生的 γ 线将与压电陶瓷材料内部的核外电子发生作用,从而产生微观损伤。相互作用包括康普顿效应、光电效应和电子对效应,材料发生微观损伤到一定程度经逐级演化表现为宏观性能的变化。不同强度的射线强度引起的材料宏观性能变化不同,后续将对辐照前后材料的几个典型的宏观性能进行实验检测,进而评估在这种辐照环境下对材料性能的影响。

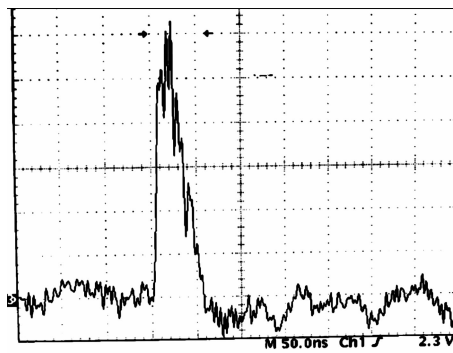


图4 材料辐照实验过程中的加速器脉冲信号

2 结果与讨论

压电陶瓷材料经高能 γ 线辐照后可能会产生压电性能、表观形貌及材料内部结构等变化^[8]。本文

主要对材料辐照实验和辐照后材料的压电性能及微观形貌进行对比,图 5 为压电性能测试示意图。图 6 为 SEM 实验示意图,主要对材料辐照前后的微观形貌进行测试。

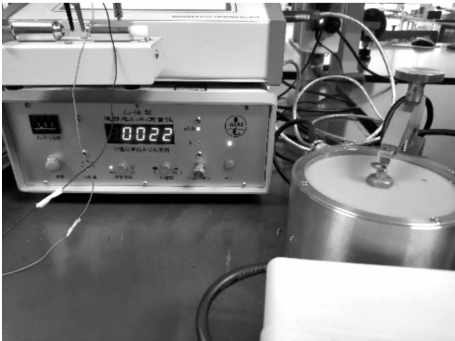


图 5 压电性能测试

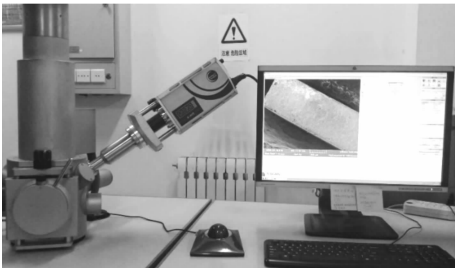


图 6 SEM 测试实验

对随机选取的 1#、2#、3# 材料进行 d_{33} 和电容实验测试,测试结果如表 1、2 所示。

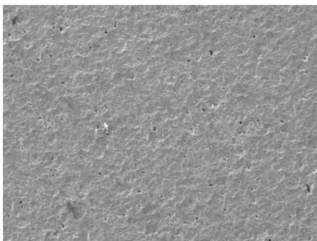
表 1 辐照前后材料 d_{33} 的实验检测结果

	$d_{33}/(\text{pC} \cdot \text{N}^{-1})$		
	1#	2#	3#
辐照前	23	23	22
辐照后	23	23	23

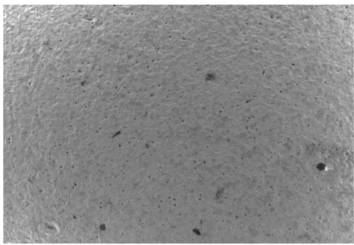
表 2 辐照前后材料电容的实验检测结果

	电容/pF		
	1#	2#	3#
辐照前	124.0	122.0	126.0
辐照后	129.5	126.3	125.5

图 7 为电镜标尺 $100\text{ }\mu\text{m}$ 下加速器辐照前后材料的表观形貌测试结果。



(a) 辐照前($100\text{ }\mu\text{m}$)



(b) 辐照后($100\text{ }\mu\text{m}$)

图 7 材料表观形貌测试

3 结 束 语

压电陶瓷材料经过剂量率为 $1.386 \times 10^9\text{ rad (Si)/s}$ 的 γ 线辐照后,对其进行了压电常数、电容、表观形貌实验检测,结果表明,辐照后压电陶瓷材料的 d_{33} 基本不变,但材料辐照前后的电容发生小幅度变化。通过材料的 SEM 实验结果可看出(电镜标尺 $100\text{ }\mu\text{m}$),与辐照前材料相比,辐照后材料出现微小孔洞,但不明显。通过实验结果可知,该压电陶瓷材料在单次脉冲辐照剂量率小于 $1.386 \times 10^9\text{ rad (Si)/s}$ 时可保持其压电性能,以该压电陶瓷材料为核心部件的加速度传感器可正常工作。

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] 许富景,马铁华,李新娥. 压力传感器加速度效应的系统辨识与建模研究[J]. 仪器仪表学报,2015,36(6): 1236-1243.
XU Fujing, MA Tiehua, LI Xin'e. Study on the system identification theory and the modeling of the acceleration effect of the pressure sensor[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2015, 36(6):1236-1243.

[3] 李坤. 松脱部件检测系统在核电站的应用研究[J]. 核电子学与探测技术,2015(7):712-715.
LI Kun. Application research on loose part monitoring system of nuclear power plant[J]. Nuclear Electronics & Detection Technology,2015(7):712-715.

[4] CHOI Y C, PARK J H, CHOI K S. An impact source localization technique for a nuclear power plant by using sensors of different types[J]. Isa Transactions, 2011, 50(1): 111-118.

基于压电传感器的木材轴压损伤监测

刘孝禹¹, 饶玉龙², 张继承¹, 肖家浩¹

(1. 长江大学 城市建设学院, 湖北 荆州 434023; 2. 中建八局轨道交通建设有限公司, 江苏 南京 210046)

摘要: 木结构在受压荷载作用下, 会造成木材承载力不足及内部损伤, 但对木结构进行无损监测的方法较少。该文基于压电传感器对木材在轴压和局压作用下进行了损伤监测可行性研究, 在木材表面贴装压电传感器, 利用应力波的主动传感方法, 以一个压电传感器作为信号发射器, 另一个压电传感器作为信号接收器, 在木材结构产生损伤时, 监测到的应力波相应减小。基于应力波的衰减, 可以采用小波包能量法将其转换为损伤指标, 以此来监测结构损伤。结果表明, 压电信号幅值与木材的损伤程度相关性较强, 该木材无损监测方法具有良好可行性。

关键词: 压电传感器技术; 木材; 轴压; 局压; 损伤监测

中图分类号: TN384; TU317 **文献标志码:** A **DOI:** 10.11977/j.issn.1004-2474.2020.05.022

Timber Axial Pressure Damage Monitoring Based on Piezoceramic Sensor

LIU Xiaoyu¹, RAO Yulong², ZHANG Jicheng¹, XIAO Jiahao¹

(1. School of Urban Construction, Yangtze University, Jingzhou 434023, China;

2. China Construction Eighth Engineering Division Rail Transit Construction Co., Ltd., Nanjing 210046, China)

Abstract: Under the action of compressive load, the wooden structure will cause insufficient bearing capacity and internal damage. However, there are few methods for non-destructive health monitoring of the wood structures. In this paper, the feasibility of damage monitoring of timber under axial and local pressure was studied based on the piezoceramic sensor. The piezoelectric sensors were mounted on the surface of the timber, by using the active sensing method of stress wave; one sensor was used as the signal transmitter and the other as the signal receiver; when the timber structure was damaged, the detected stress wave decreased correspondingly. Based on the attenuation of the stress wave, the wavelet packet energy method can be used to convert it into damage indicators to monitor structural damage. The results show that the amplitude of the piezoelectric signal has a strong correlation with the degree of wood damage, and the wood non-destructive monitoring method has good feasibility.

Key words: piezoelectric transducer; timber; axial pressure; local pressure; damage monitoring

0 引言

木材是木结构房屋最常见的建筑材料^[1-2]。然而木结构的老化会导致木材弹性模量降低及抗压能力下降, 造成承载力不足及内部损伤, 导致极限承载力低于规范允许值而被破坏。因此, 分析在受压荷载作用下木结构的力学性能、检测其损伤具有重要意义。

锆钛酸铅(PZT)是一种常用的压电陶瓷智能材料, 其具有成本低, 响应速度快, 可嵌入性强, 压电效应强的优点。由于PZT的带宽较宽, 常用于应力波的产生和检测, 基于这种压电传感技术在混凝土结构与金属结构方面^[3-4]的损伤监测已有大量试验。许斌等^[5]通过嵌入压电陶瓷准确识别了钢管混凝土

的内部损伤程度。孙仲横等^[6]使用压电陶瓷对使用碳纤维布加固钢筋混凝土梁进行损伤监测, 证明了该方法能有效监测碳纤维布的剥离。在木结构损伤监测方面, Peterson等^[7]和Hu等^[8]通过统计学来计算出木梁前后的阵型, 推导出在损伤状态下的算法和损伤指标。随后, Choi等^[9]通过比较木材模态的应变来预测木材损伤状态。然而这些大部分都需外部振动激励, 缺少对木结构在荷载作用下损伤的实时监测手段, 因此, 应用技术手段检测木结构损伤状况很重要。

本文基于压电传感器对木材在轴压和局压作用下损伤监测进行了可行性研究, 在木材表面贴装压

收稿日期: 2020-05-03

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(51778065)

作者简介: 刘孝禹(1998-), 男, 湖北仙桃人, 硕士生, 主要从事结构缺陷检测方面的研究。通信作者: 张继承(1976-), 男, 教授, 博士, 主要从事钢管混凝土组合结构的研究。E-mail: zhangjc1976@hotmail.com。

电贴片进行损伤监测,以一个压电陶瓷换能器用作致动器以产生沿木材表面传播的应力波和其他压电陶瓷换能器用作检测传播应力的传感器,当木材在极限承载力时发生脆性破坏产生裂纹损伤,对传播的应力波产生较大的衰减。基于应力波的衰减可使用小波包法来检测缺陷损坏指数,证明该方法能实时监测木材损坏的能力。

1 试验方法

1.1 压电传感器主动监测

主动监测技术是一种在待测结构上安装压电传感器,通过激励压电传感器使其产生应力波信号,同时接受通过待测区域的应力波信号,根据通过结构前后应力波信号的幅值大小及小波包能量法转换后的损伤指标来评估结构健康状态。在压力作用过程中,其中一个压电传感器作为信号发射器在木材表面产生应力波,另外一个传感器收集通过木材内部后的应力波信号。应力波信号幅度反映为电信号幅度,结构的损伤也随着信号幅度降低而逐渐增大,通过分析在不同损伤条件下传感器信号幅度的差异,实现对木材短柱内的损伤识别。图1为木材损伤监测原理图。

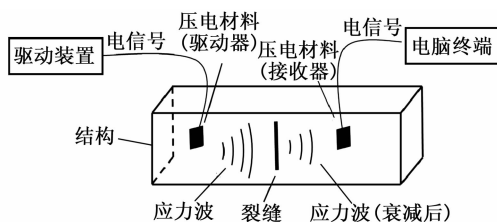


图1 木材损伤监测原理

本实验用的压电传感器两极由导线焊接制成,如图2所示。图3为压电传感器检测装置,其中数据采集的采样频率系统是2 MS/s,频率步进为5 000 Hz,激励信号的起始频率、终止频率、幅度和周期分别为100 Hz、500 kHz、10 V和1 s。



图2 压电传感器和数据线

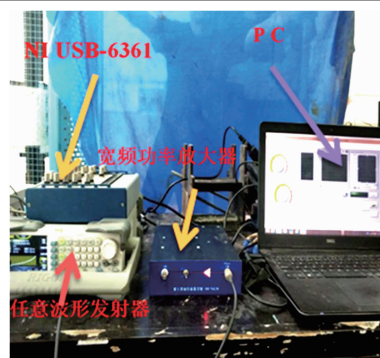


图3 压电传感器检测系统

1.2 损伤诊断方法

通过小波包能量分析法提出损伤指数的概念,用于评价结构的损伤程度。以结构健康状态下的监测信号能量 E_h 作为基准能量值,结构在某一时刻下的监测能量为 E_i ,那么可定义结构在该时刻的损伤指数 D_i 为

$$D_i = 1 - \frac{E_i}{E_h} = \left[1 - \frac{\sum_{n=0}^{+\infty} |x_i(n)|^2}{\sum_{n=0}^{+\infty} |x_h(n)|^2} \right] \times 100\% \quad (1)$$

式中 $x_h(n)$, $x_i(n)$ 分别为结构健康状态和损伤状态下传感器采集到的离散信号能量值。

由式(1)可知, $D_i = 0 \sim 1$ 。结构损伤程度越大,则 D_i 值越小; $D_i = 0$ 时,结构处于健康状态; $D_i = 1$ 时,结构处于完全失效状态。因此,可通过 D_i 值来评估结构的损伤程度。

1.3 试验设计

实验总共设计了4个试件,分别为东北落叶松和欧洲云杉加工而成的短柱,两种木材均是由木材市场直接购买常用的建筑木材,试件尺寸为100 mm×100 mm×200 mm。将每个实验木材短柱表面打磨光滑后用酒精进行清洗,待木材短柱干燥后,在表面的中间高度位置成90°粘贴一组应变片,每个面粘贴2个应变片,横向和纵向互相垂直。压电传感器通过数据线焊接制作而成,在木材短柱相对的两个表面中间位置粘贴压电传感器,粘贴完后再用AB胶将压电传感器进行封装保护。在应变片和压电传感器粘贴前、后都应进行严格的检查,确保每个应变片和传感器量程满足且无损坏。应变采集系统如图4所示。应变花和压电传感器的贴装布置示意图如图5所示。



图4 应变采集系统

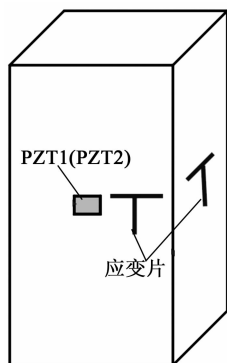


图5 应变花和压电传感器贴装示意图

所制木材短柱构件采用长江大学结构实验室的万能试验机进行试验,试验加载分为4个阶段:

1) 为保证木材短柱与压力机接触良好,采用位移方式以 0.5 mm/min 的速度加载直至木材短柱上表面与压力机完全贴合。

2) 以每级 $P_u/10$ (P_u 为极限承载力) 力的方式加载至木材短柱进入弹塑性阶段。

3) 以每级 $P_u/20$ 力的方式加载至荷载达到预计极限荷载的 75%。

4) 以 0.5 mm/min 位移的方式加载至木材短柱破坏。

2 实验现象及结果分析

2.1 破坏形式

分析试验现象,将木材短柱的破坏形式(见图6)分为4种:

1) 劈裂破坏。落叶松木短柱在轴压荷载作用下发生劈裂破坏。发生开裂部位基本在木材短柱中间,裂纹从上到下贯穿木材。具体表现为当作用力刚达极限承载力时,会听到木材开裂的噼啪声,继而承载力快速下降,噼啪声逐渐增大,最后裂纹贯穿整个木材短柱,由于松木刚度大,因此,木材短柱只有前、后各一条裂纹。

2) 压缩开裂破坏。欧洲云杉在轴压荷载作用

下发生压缩开裂破坏,挤压部位在短柱上半部分,整个上半部分下陷形成一层“褶子”,即一个分层线,上半部分沿木材纹理方向多处发生表面开裂,木材表面中间有几条较大清晰的裂纹。具体表现为当作用力刚到达极限承载力时,会听到木材开裂的噼啪声,继而承载力快速下降,噼啪声逐渐增大,上半部分压坏皱缩。

3) 楔形劈裂破坏。落叶松木短柱在局压荷载作用下发生楔形劈裂破坏。发生开裂部位基本在垫板中间位置,裂纹从垫板下附近位置贯穿木材底部,裂缝上面有两条斜裂纹开裂到木材顶部,形成一个楔形,放置垫板位置整体下沉,具体表现为当作用力刚到达极限承载力时,垫板开始下沉一段时间,会听到木材开裂的噼啪声,继而承载力快速下降,噼啪声逐渐增大,最后裂纹贯穿整个木材短柱,松木破坏只有前后一条大裂缝。

4) 压缩开裂破坏。欧洲云杉短柱在局压荷载作用下发生下沉开裂破坏。发生开裂部位基本在垫板周围位置,裂纹从垫板四周位置开裂到木材中部位置,紧挨垫板位置沿木材纹理方向开裂鼓曲变形较大,压缩成一个个小鼓包,放置垫板位置整体下沉,未放置垫板位置变形不大,基本上未产生裂纹,具体表现为当作用力刚达极限承载力时,垫板开始下沉一段时间,会听到木材开裂的噼啪声,继而承载力快速下降,噼啪声逐渐增大,最后裂纹贯穿整个木材短柱。



(a) 松木轴压破坏



(b) 杉木轴压破坏



(c) 松木局压破坏



(d) 杉木局压破坏

图6 木材破坏模式

2.2 压电信号分析

图 7、8 为木材短柱在轴压荷载作用下的传感器信号响应图形,取每隔 60 kN 信号值绘制。试验结果表明,杉木在 340 kN 木材发生压缩开裂破坏,松木在 380 kN 木材发生劈裂破坏。由于松木刚度较杉木大,松木破坏时,前、后两面只出现一条裂纹。对图 7、8 进行分析可看出,随着荷载的增大,信号幅值逐渐减小,在初期和中期加载幅值变化不大,在木材开裂时幅值降低较快。这是由于木材是脆性破坏,在极限承载力时瞬间产生裂纹,应力波耗散较快,应力波信号变化幅值与试验破坏现象一致。

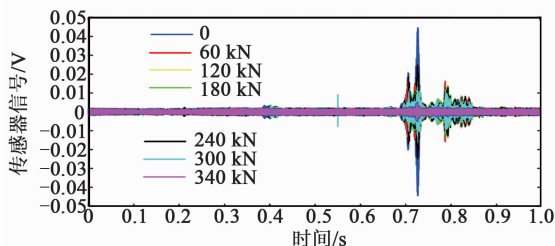


图 7 杉木轴压时频信号图

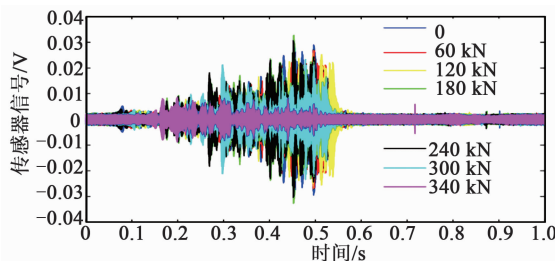


图 8 松木轴压时频信号图

图 9、10 分别为在局压状态下杉木和松木的时频信号图。杉木在 240 kN 发生压缩开裂破坏,松木在 260 kN 发生楔形劈裂破坏。当局压荷载增加时,压电传感器接收到的信号幅值减小。分析图 9、10 可发现,其趋势与轴压试件类似,在初期和中期加载幅值变化不大,在木材开裂时幅值降低较快。木材短柱破坏时的时频信号变化趋势基本一致,这证明了压电传感器的主动传感技术可实时监测木材的损伤。

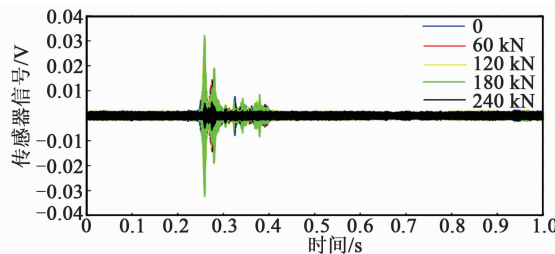


图 9 杉木局压时频信号图

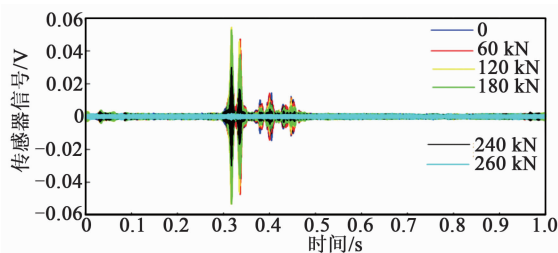


图 10 松木局压时频信号图

2.3 荷载与损伤指数的关系

图 11 为在荷载下试验木材短柱的损伤指数。以木材短柱在当前压力等级下增长的 D_i 较 60 kN 压力等级下损伤指数来判断木材短柱裂缝发展的快慢,如表 1 所示。随着荷载增大, D_i 逐渐增大,在破坏时 $D_i \approx 1$,说明木材已被压坏。其中 D_i 在接近极限荷载时激增,这是由于木材发生脆性破坏后裂缝快速向下发展,使木材迅速破坏。从 D_i 增长速度分析,松木短柱在 300 kN 时发生轴压脆性破坏,在 240 kN 时发生局压脆性破坏;杉木短柱在 340 kN 时发生轴压脆性破坏,在 240 kN 时发生局压脆性破坏。部分构件的损伤指数初期下降,可能是初期受压阶段木材被压密实,而破坏相对较小的缘故。

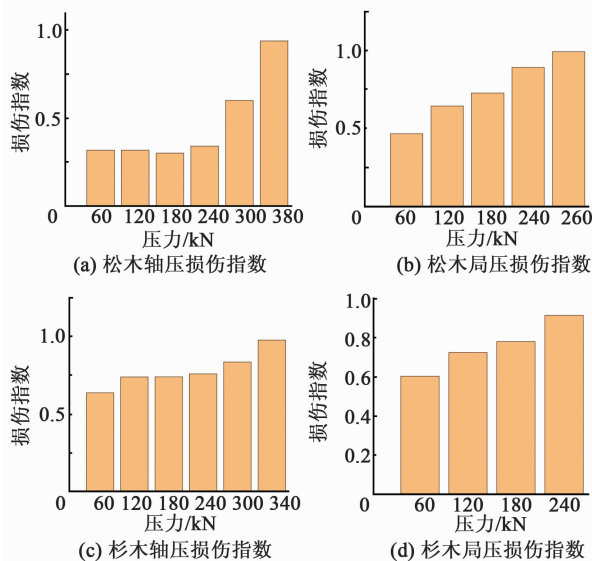


图 11 木材损伤指数

表 1 木材短柱损伤发展

试验项目	损伤指数比/%					
	60 kN	120 kN	180 kN	240 kN	300 kN	360 kN
松木轴压	—	—2.3	—3.4	6.7	93.3	116.7
松木局压	—	39.2	27.5	47.0	20.0	—
杉木轴压	—	18.3	1.7	3.5	8.3	25.1
杉木局压	—	16.7	13.4	22.4	—	—

3 结论

1) 木材短柱的损伤随着所受荷载的增加而逐步变大,同时压电传感器所收到信号的幅值逐渐变小,表明损伤程度越大,接收到了应力波能量越小。

2) 木材短柱在加载前期主要是被压密实,应力波幅值变化不大;加载后期,木材发生脆性破坏,裂纹快速发展,应力波幅值变化较大。

3) 通过使用基于小波包的能量方法计算的接收信号的能量,可用于定量评估木材短柱荷载作用下损伤的变化,使用PZT的主动传感技术能够精确有效地实时监测木材短柱在轴压和局压下的损伤。

参考文献:

- [1] 中华人民共和国建设部. 木结构设计规范:GB 50005—2017[S]. 北京:中国建筑工业出版社,2018.
 - [2] 刘雁, 张建新, 周宝国, 等. 现代木结构建筑及其在中国的发展前景初探[J]. 江苏建筑, 2005(3):5-7.
LIU Yan, ZHANG Jianxin, ZHOU Baoguo, et al. Modern wood construction architecture and its possibilities in China[J]. Jiangsu Construction, 2005(3):5-7.
 - [3] DU Guofeng, KONG Qingzhao, WU Fanghong, et al. An experimental feasibility study of pipeline corrosion pit detection using a piezoceramic time reversal mirror[J]. Smart Mater Struct, 2016, 25:037002.
 - [4] YIN Heyue, WANG Tao, YANG Dan, et al. A smart washer for bolt looseness monitoring based on piezoelectric active sensing method [J]. Appl Sci, 2016, 6(11):320.
 - [5] 许斌, 蔡萍, 周宇, 等. 基于嵌入压电技术的钢管核心混凝土缺陷检测[J]. 压电与声光, 2015, 37(3):489-492.
XU Bin, CAI Ping, ZHOU Yu, et al. Experimental study on defect detection of concrete core of concrete-filled steel tubular with embedded PZT[J]. Piezoelectrics & Acoustooptics, 2015, 37(3):489-492.
 - [6] 孙仲横, 许斌, 贺佳. 碳纤维布加固钢筋混凝土梁剥离检测试验研究[J]. 压电与声光, 2019, 41(1):94-97.
SUN Zhongheng, XU Bin, HE Jia. Experimental study on debonding defects detection of CFRP-strengthened RC beam[J]. Piezoelectrics & Acoustooptics, 2019, 41(1):94-97.
 - [7] PETERSON S T, MCLEAN D I, SYMANS M D, et al. Application of dynamic system identification to timber beams. I. [J]. Struct Eng, 2001, 127:418-425.
 - [8] HU X, ZHU H, WANG D. A study of concrete slab damage detection based on the electromechanical impedance method[J]. Sensors, 2014, 14:19897-19909.
 - [9] CHOI F C, LI J, SAMALI B, et al. Application of modal-based damage-detection method to locate and evaluate damage in timber beams[J]. Wood Sci, 2007, 53:394-400.
-
- (上接第 680 页)
- [5] 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.
WANG Haisheng, TAN Xianghu, HAN Zhe. Research on total dose radiation effect of bismuth layer-structured piezoelectric ceramics and sensor[J]. Shandong Ceramics, 2019, 42(2):3-6.
 - [6] AHN C W, SONG H C, NAHM S, et al. Effect of MnO_2 on the piezoelectric properties of $(1-x)(\text{Na}_{0.5}\text{K}_{0.5})\text{NbO}_3-x\text{BaTiO}_3$ ceramics[J]. Jpn J Appl Phys, 2015, 44(10L):L1361-L1364.
 - [7] YAMADA H, MATSUOKA T, KOZUKA H, et al. Improvement of the piezoelectric properties in $(\text{K}, \text{Na})\text{NbO}_3$ -based lead-free piezoelectric ceramic with two-phase co-existing state[J]. J Appl Phys, 2015, 117(21):214102.
 - [8] 黄家荣, 叶晓靖. 压电陶瓷电特性测试与分析[J]. 电子技术应用, 2016, 42(8):16-20.

悬臂梁基底对压电俘能器输出响应的影响分析

吴新哲, 闫守阳, 高志强, 韩晶, 焦国太

(中北大学 机电工程学院, 山西 太原 030051)

摘要:悬臂梁的材料与结构对压电俘能器的输出响应具有重要影响。为了研究在 1.5~5.8 m/s 低风速环境下不同基底材料对接触式压电俘能器的影响, 该文选择聚氯乙烯(PVC)、304 不锈钢、1060 铝和 H68 黄铜材料为基底的柔性聚偏氟乙烯(PVDF)压电悬臂梁结构, 并进行了对比实验与分析。结果表明, 以 304 不锈钢为基底的悬臂梁结构输出功率最大。通过计算不同基底材料梁的结构参数发现, 在低风速工况下, 梁的结构刚度与减幅因数是影响压电俘能器输出性能的主要因素。同等工况下, 梁的结构刚度越小, 接触式压电俘能器的启动风速越低, 风致振动的激振力频率越高; 减幅因数越小, 悬臂梁的输出功率越大。

关键词:压电俘能器; 风能; 悬臂梁结构; 聚偏氟乙烯(PVDF); 基底

中图分类号: TN712; TM22 **文献标志码:** A **DOI:** 10.11977/j.issn.1004-2474.2020.05.023

Analysis of Influence of Cantilever Beam Substrate on Output Response of Piezoelectric Energy Harvester

WU Xinzhe, YAN Shouyang, GAO Zhiqiang, HAN Jing, JIAO Guotai

(School of Mechanical and Electrical Engineering, North University of China, Taiyuan 030051, China)

Abstract: The material and structure of the cantilever beam have an important influence on the output response of piezoelectric energy harvester. In order to study the influences of different substrate materials on the contact piezoelectric energy harvesters under the low wind speed of 1.5~5.8 m/s. In this paper, the flexible PVDF piezoelectric cantilever beam structures with substrates of PVC, 304 stainless steel, 1060 aluminum and H68 brass are selected for comparative experiments and analysis. The results show that the output power of the cantilever structure based on 304 stainless steel substrate has the largest output power. Moreover, by calculating the structural parameters of beams with different substrate materials, it is found that the structural stiffness and amplitude reduction factor are the main factors affecting the output performance of piezoelectric energy harvester under low wind speed conditions. Under the same working conditions, when the structural stiffness of the beam is smaller, the starting wind speed of the contact piezoelectric energy harvester is lower, and the exciting force frequency of wind-induced vibration is higher. The smaller the amplitude reduction factor, the greater the output power of the cantilever beam.

Key words: piezoelectric energy harvester; wind energy; cantilever beam structure; PVDF; substrate

0 引言

随着无线传感网络的不断发展, 利用压电俘能器将周围自然环境中的风能^[1-3]、振动等^[4-5]机械能转化为电能, 实现传感网络节点的自供电, 已成为当前研究关注的热点。在各种类型的压电俘能器中, 基于悬臂梁谐振形式的能量收集技术因结构简单、能量密度高等优点而被广泛应用。近年来, 国内外

学者针对形状尺寸^[6-7]、中性面位置^[8]、结构刚度^[9]等方面进行了广泛研究, 为压电俘能器的设计与应用奠定了理论基础。但目前利用悬臂梁结构的压电俘能器还存在能量输出小、谐振带宽低等技术问题尚未完全解决。事实上, 在低风速环境条件下, 研究压电悬臂梁的振动特性是提高压电俘能器性能的关键。为此, 针对在 1.5~5.8 m/s 风速环境下, 接触

收稿日期: 2020-07-13

基金项目: 山西省重点研发计划基金资助项目(201803D121094, 201903D121061); 山西省应用基础研究计划基金资助项目(201901D111147); 山西省研究生教育创新基金资助项目(2020SY340)

作者简介: 吴新哲(1995-), 男, 陕西宝鸡人, 硕士生, 主要从事压电能量收集技术的研究。韩晶(1980-), 男, 山西长治人, 副教授, 博士, 主要从事机电系统设计与分析研究工作。E-mail: ajingcool@tom.com。

式压电俘能器对聚氯乙烯(PVC)、304 不锈钢、1060 铝和 H68 黄铜 4 种不同材料基底进行了对比实验,分别从自由振动、输出功率和能量转化率评估其响应特性,对风能压电俘能器的工程应用提供了一定的参考。

1 接触式压电俘能器

1.1 结构组成

接触式压电俘能器的结构组成如图 1 所示。工作时,风能驱动压电俘能器顶部的三杯式旋转机构实现旋转运动,进而通过拨片的冲击碰撞在悬臂梁上产生周期性激振力,带动悬臂梁进行自由振动。在此期间,机械能可通过压电薄膜聚偏氟乙烯(PVDF)转换为电能,并经全桥整流与充电电容,实现对于风能的能量俘获。同时,该结构中激振力的大小与拨片和悬臂梁之间的轴向方向上预先设定的重叠距离有关,该长度对悬臂梁的振幅、接触持续时间和压电风能发电装置的启动风速影响较大。

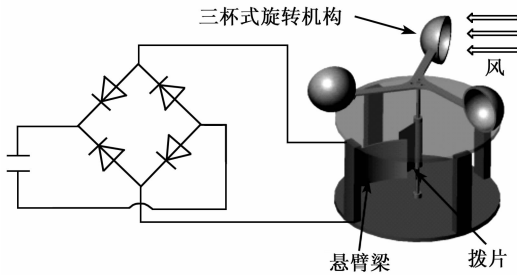


图 1 接触式压电俘能器示意图

1.2 响应模型

图 2 为接触式压电俘能器模型。根据 Euler-Bernoulli 方程,夹紧-自由边界条件下,接触式压电俘能器的受迫振动方程为

$$EI_b \frac{\partial^4 y_{\text{rel}}(x, t)}{\partial x^4} + C_s I_b \frac{\partial^5 y_{\text{rel}}(x, t)}{\partial x^4 \partial t} + m \frac{\partial^2 y_{\text{rel}}(x, t)}{\partial t^2} + C_a \frac{\partial y_{\text{rel}}(x, t)}{\partial t} + \nu V_0(t) = -m \frac{\partial^2 y_{\text{base}}(x, t)}{\partial t^2} - C_a \frac{\partial y_{\text{base}}(x, t)}{\partial t} \quad (1)$$

式中: C_a 和 C_s 分别为空气粘弹性阻尼和应变速率阻尼; E 为弹性模量; I_b 为压电悬臂梁的截面惯性矩; m 为单位长度的质量; ν 为耦合系数; $y_{\text{rel}}(x, t)$ 为夹持端的相对振动位移; $y_{\text{base}}(x, t)$ 为夹持端的绝对振动位移。 $y(x, t)$ 为压电悬臂梁相对于夹持端的振动位移,即

$$y(x, t) = y_{\text{base}}(x, t) + y_{\text{rel}}(x, t) \quad (2)$$

$$y_{\text{base}}(x, t) = g(t) + xh(t) \quad (3)$$

式中: $g(t)$ 为外界拨片垂直激励; $h(t)$ 为夹持端微小旋转运动激励。

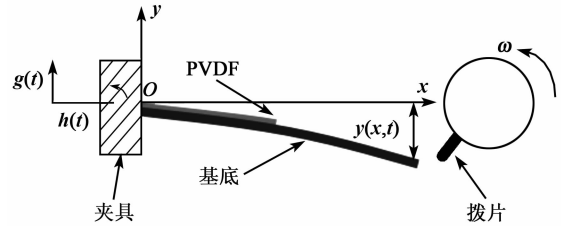


图 2 接触式压电俘能器模型

模型中,假设拨片的接触面绝对光滑,与压电悬臂梁的接触长度是恒定的。由于重叠长度很小,忽略了表面滑动或承载牵引时可能产生的拉应力和切向力,且只有垂直的压力。赫兹线接触理论可用于确定每个拨出周期的弹性趋近量,则有

$$\delta_n = \frac{F_n}{l_c} (k_1 + k_2) \left\{ 1 + \ln \left[\frac{l_c^3}{(k_1 + k_2) F_n} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) \right] \right\} \quad (4)$$

式中: F_n 为拨出循环中拨杆与悬臂之间的拨出力;下角 n 表示垂直方向; l_c 为对应的接触面积长度; k_1 和 k_2 分别为拨片和悬臂梁接触面的接触刚度, $k_i = (1 - \nu_i^2) / \pi E_i$ (其中, ν_i , E_i 分别为泊松比和杨氏模量, $i=1, 2$); R_1 , R_2 为曲率半径。

假设在第一个拨片周期中,在拨片接近悬臂尖端前,悬臂处于静止状态,故不需要考虑初始位置。在这种情况下,压电悬臂梁的整体位移实际是其相对位移,拨片与梁的平面之间的线接触, F_n 可近似为线性比例:

$$F_n = k_h \times \delta_n \quad (5)$$

式中 k_h 为线性接触刚度,可以从式(4)中得到线性近似。

对于整个拨动状态, F_n 可近似为

$$F_n = k_h \times y_{\text{rel}}(x, t) \quad (6)$$

当不考虑微小旋转运动时,即 $h(t) = 0$, 此时,输出电压简化为

$$V_0(t) = \frac{\sum_{r=1}^{\infty} \frac{j m \omega^3 \varphi_r \gamma_r^w G_0}{\omega_r^2 - \omega^2 + j 2 C_r \omega_r \omega}}{\sum_{r=1}^{\infty} \frac{j \omega Q_r \varphi_r}{\omega_r^2 - \omega^2 + j 2 C_r \omega_r \omega} + \frac{1 + j \omega \tau_c}{\tau_c}} e^{j \omega t} \quad (7)$$

式中: Q_r 为模态耦合系数; C_r 为机械阻尼比; τ_c 为电路时间常数; G_0 为垂直振动激励的幅值; ω_r 为特征角

频率： $\gamma_r^w = \int_{x=0}^L \Phi_r(x) dx, \Phi_r(x)$ 为振型函数。其中激励角频率 ω 与外界风速密切相关。

2 实验搭建

接触式压电俘能器的实验装置如图 3(a)所示。由于压电陶瓷(PZT)梁刚度较大,拨动悬臂梁所需风速较大,故选用柔性 PVDF 材料。使用的单晶型悬臂梁分别由 80 mm×22 mm×0.28 mm 的 PVC、304 不锈钢、H68 黄铜和 1060 铝基层和 45 mm×20 mm×28 μm 的 PVDF 压电薄膜组成(见图 3(c))。为了方便更换不同基底的悬臂梁,悬臂梁结构单独安装在夹具上。拨片采用 ABS 材料,并且与悬臂梁的重叠长度为 3 mm。当三杯式旋转机构在风能作用下开始旋转后,悬臂梁将进行受迫振动,产生的输出电压经过 MB6F 整流桥进行整流后对负载提供电能。由于风速变化会改变整个系统的激振力频率,因此,在整个实验中选择了一组特定的风速值,使用调速器在 1.5~5.8 m/s 内调节实验的风速。表 1 为不同基底悬臂梁的参数。压电悬臂梁的共振频带窄,在实际环境中常处于非共振状态。针对 1.5~5.8 m/s 的实验环境,最大激励频率为 7 Hz 时对悬臂梁进行分析。通过实验得到了由 PVC、304 不锈钢、H68 黄铜和 1060 铝为基底的压电悬臂梁的一阶固有频率分别为 17.69 Hz、18.54 Hz、23.73 Hz 和 30.01 Hz。

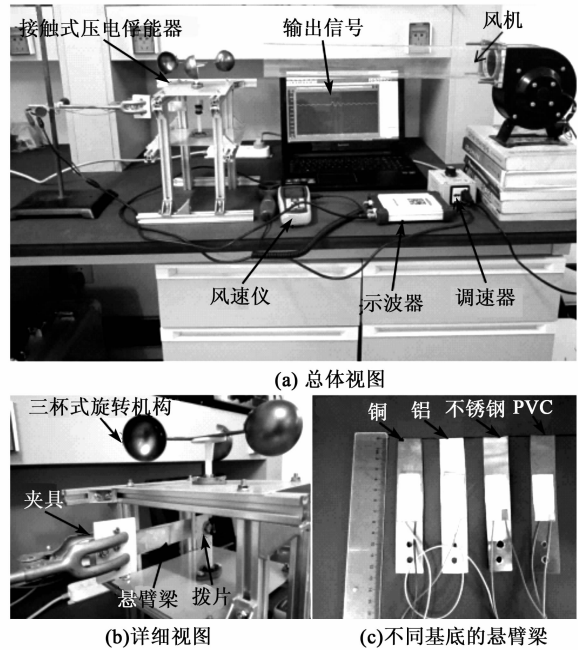


图 3 接触式压电俘能器样机及实验装置

表 1 为不同基底悬臂梁的参数

材料	弹性模量/GPa	泊松比	密度/(kg·m ⁻³)
黄铜	106.0	0.324	8 500
1060 铝	71.7	0.330	2 700
304 不锈钢	195.0	0.247	7 930
PVC	3.8	0.470	1 380

3 结果与讨论

3.1 输出响应

图 4 是风速为 3.8 m/s 时,不同基底悬臂梁冲击振动条件下 PVDF 压电薄膜的输出响应曲线。由图可以看出,不同基底材料的冲击振动响应特性不同。其中,铝基底悬臂梁输出峰值电压最大可达 3.07 V,铜和不锈钢基底的悬臂梁的输出电压分别为 2.49 V 和 2.29 V,PVC 基底的悬臂梁输出电压仅 1 V。且在自由振动阶段其振动周期也不同,PVC 基底悬臂梁振动周期可达 0.059 s,不锈钢和铜基底悬臂梁振动周期分别为 0.054 s 和 0.042 s,铝基底的悬臂梁振动周期仅 0.033 s。

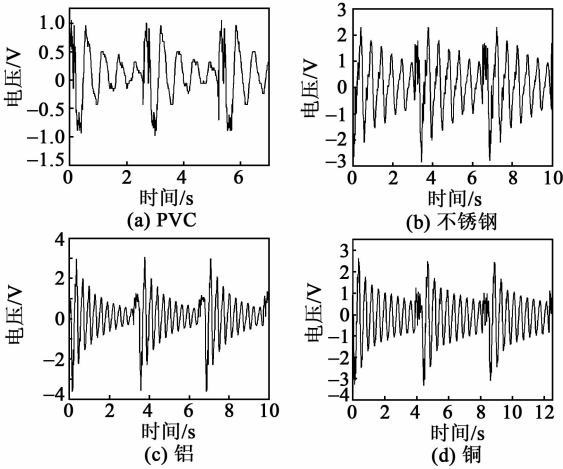


图 4 不同基底压电悬臂梁的响应

3.2 输出功率

为了研究对比不同基底悬臂梁在不同风速下的输出功率,首先进行了阻抗匹配。图 5 是风速为 3.8 m/s,不同基底压电悬臂梁负载电阻与输出功率的关系。由图可知,PVC 和铝为基底压电悬臂梁最大功率分别可达 0.149 μW 和 0.313 μW,而铜和不锈钢基底压电悬臂梁的最大功率分别达到 0.465 μW 和 1.575 μW 后,随着电阻的增加,功率衰减速度快。由此可看出,不锈钢基底悬臂梁功率最大,其次铜基底悬臂梁的输出功率,PVC 基底悬臂梁的输出功率最小。同样条件下,不锈钢基底悬

臂梁输出的最大功率是 PVC 基底悬臂梁输出的最大功率的 10.6 倍。

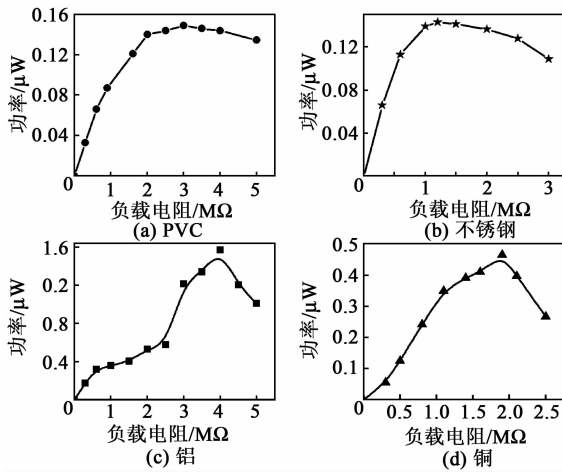


图5 不同基底的压电悬臂梁的输出功率

3.3 能量转化效率

为了更好地了解不同基底悬臂梁在低风速环境下的能量输出特性,有必要对能量转化率进行比较。在相同风速条件下,不同基底悬臂梁所受拨片给予的能量不同,悬臂梁输出的能量也不同。在一定时间内输入能量和输出能量分别为

$$W_{in} = \frac{1}{2} m_a (v_1^2 - v_2^2) \quad (8)$$

$$W_h = \frac{1}{R} \int_0^T u^2(t) dt \quad (9)$$

式中: m_a 为拨片的质量; v_1, v_2 分别为拨片与悬臂梁碰撞前、后的速度; W_h 是在一定时间 T 内,电阻取值 1Ω 时,对 u^2 的积分; u 为悬臂梁的输出电压。

在一定旋转风速下悬臂梁的能量收集效率定义为

$$\varepsilon = \frac{W_h}{W_{in}} \quad (10)$$

根据式(10)可得到风速在 3.8 m/s 时悬臂梁的能量转化效率。其中,铜基底压电悬臂梁的能量转化效率最高为 38.1% ,铝和不锈钢基底压电悬臂梁的能量转化效率分别为 32.1% ,和 29.7% 。PVC 基底压电悬臂梁的能量转化效率仅为 3.6% 。

3.4 基底结构参数的影响

3.4.1 结构刚度

风速值是系统的输入参数,在保持风速不变的情况下,系统的激振力频率保持不变。因此,拨片和悬臂梁之间的接触是周期性的。一旦设置了不同的风速,悬臂梁的输出电压就会显示出不同的轨迹。

随着风速的增大,拨片的旋转频率增大,悬臂梁自由振动的时间缩短。图6为不同基底的压电悬臂梁在启动风速 1.5 m/s 、 1.8 m/s 、 2.0 m/s 和 2.8 m/s 下的输出电压曲线。由图可知,在启动风速下,不同基底悬臂梁旋转频率对悬臂梁自由振动时间的影响很小时,电压曲线在每个弹拨周期中呈现出近似完整的自由振动衰减脉冲形式,在拨片拨动梁后,输出电压立即上升到峰值,然后以自由振动形式衰减,直到下一次拨片激励。

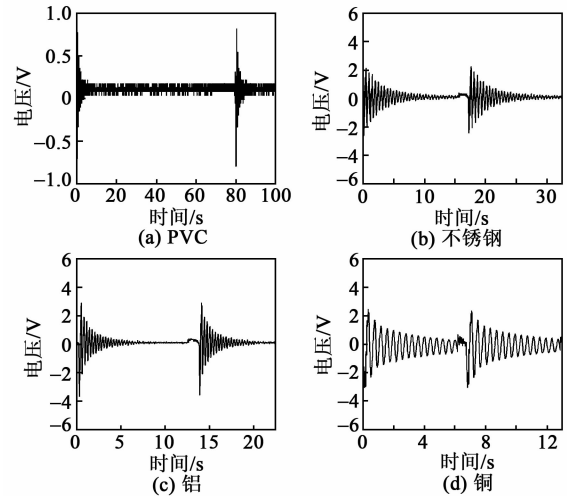


图6 不同基底压电悬臂梁在启动风速下的响应

随着风速的增加,两个连续拨动周期之间的时间间隔可能不足以使梁振动完全衰减,在这种情况下,悬臂梁仍在经历自由振动,电压曲线在每个弹拨周期中只呈现出部分自由振动衰减脉冲。图7为 4.8 m/s 风速下不同基底悬臂梁的实验输出电压曲线。

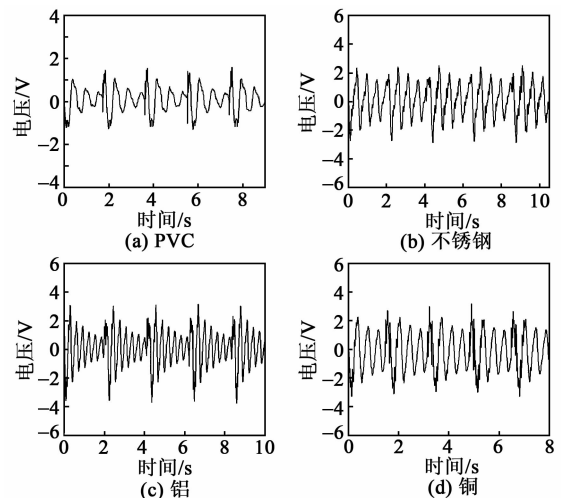


图7 不同基底压电悬臂梁的实验输出电压曲线

PVC 基底压电悬臂梁在风速为 1.5 m/s 时,拨

片可拨动悬臂梁进行转动,在风速为 4.8 m/s 时,激励频率可达 5.41 Hz,不但启动风速低,且激振力频率快。而锈钢和铝基底压电悬臂梁分别需在风速为 1.8 m/s 和 2 m/s 时,拨片才可拨动压电悬臂梁进行旋转,在风速为 4.8 m/s 时,激振力频率分别为 5.05 Hz 和 4.55 Hz,启动风速较低,激振力频率较快。铜基底压电悬臂梁在风速为 2.7 m/s 时,拨片才可拨动悬臂梁进行旋转,在风速为 4.8 m/s 时,激振力频率仅有 4.23 Hz,启动风速高,激振力频率慢。通过实验可以发现,PVC、304 不锈钢、1060 铝和 H68 黄铜基底悬臂梁的结构刚度(K)分别为 16.55 N/m、54.27 N/m、98.78 N/m 和 185.85 N/m。由此可发现,悬臂梁的 K 对系统的启动风速和激振力频率影响较大。由于 K 的不同,在相同风速条件下所受激振力频率也不同。随着 K 的增加,压电悬臂梁所需启动风速越来越高,且在相同风速条件下,随着 K 的增加,激振力频率越来越小。

3.4.2 减幅因数

图 8 为风速 1.5~5.8 m/s、不同风速下不同基底的压电悬臂梁的最大输出功率。由图可知,在整个风速范围内,所有压电悬臂梁的输出功率随着风速的增加而增加。其中不锈钢基底的压电悬臂梁输出功率在不同风速下始终最高,在 5.8 m/s 的风速下,输出功率可达到 5.59 μ W,同等条件下,锈钢基底的压电悬臂梁输出功率分别是 PVC、铝和铜基底的压电悬臂梁输出功率的 15.3、13.1 和 8.0 倍。其中 PVC 基底的压电悬臂梁输出功率最小,仅为 0.365 μ W。

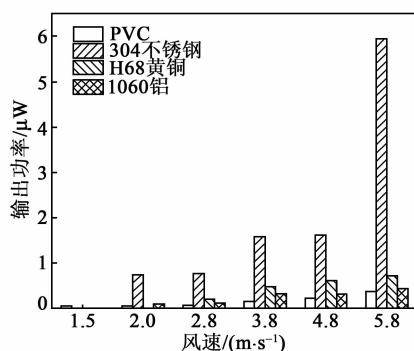


图 8 不同风速下不同材料基底的悬臂梁最大输出功率

由图 6、7 可知,不同基底的悬臂梁处于欠阻尼振动状态,且不同压电悬臂梁的输出电压衰减速度不同,所以有必要对悬臂梁的减幅因数(η)进行分析。设衰减振动时,同侧任意相邻的两个振幅分别

为 A_i 和 A_{i+1} , 则:

$$\eta = \frac{A_i}{A_{i+1}} = e^{\delta T_1} \quad (11)$$

式中: δ 为阻尼系数; T_1 为衰减振动的周期,欠阻尼状态下 $T_1 \approx T_2$, T_2 为梁的固有周期。

经过一个周期,振幅衰减到原有的 $e^{-\delta T_1}$ 倍。通过实验得出,以 PVC、铝、铜和锈钢为基底的压电悬臂梁系统的 η 分别为 1.9、1.49、1.47 和 1.25。每振动一次,PVC 基底、铜基底及锈钢基底的压电悬臂梁系统的电压振幅分别减小了 47.3%,32.9%,32.0%,20.0%。由此可知, η 越小,压电悬臂梁系统的电压振幅衰减越小。由图 8 可知, η 越小,悬臂梁的输出功率越大。这表明, η 影响了压电悬臂梁的输出电压的振幅衰减速度,进而影响压电悬臂梁的输出功率。

在 2.8~5.8 m/s 低风速下,以 PVC、锈钢、铜和铝为基底悬臂梁的能量转化效率随着风速的增加而减小,如图 9 所示。由图可知,在 2.8~3.8 m/s 风速下,铜基底压电悬臂梁能量转化率最高,分别达到 42.6% 和 38.1%;而在 4.8~5.8 m/s 风速下,铝基底压电悬臂梁能量转化率最高,分别为 24.3% 和 14%。在整个低风速环境下,PVC 基底悬臂梁能量转化率最低。

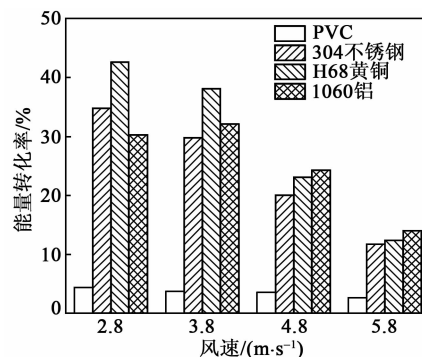


图 9 不同风速下悬臂梁的能量转化效率图

在 2.8~3.8 m/s 风速下,铜基底压电悬臂梁的输出电压峰值比铝基底压电悬臂梁的输出电压峰值小,但减幅因数小,结构刚度大,受到的激振力频率慢,在 2 个连续拨动周期期间有较长的时间把振动动能转化为电能。此时,铜基底悬臂梁能量转化效率比铝基底的转化效率高。在 4.8~5.8 m/s 风速下,随着激振力频率的增加,在 2 个连续拨动周期期间,无足够的时间将振动动能转化为电能,输出电压在还未衰减到峰值电压一半时,就会受到拨片的第二次拨动,悬臂梁的输出峰值电压成为影响能量转化率的首要

因素。此时,铝基底悬臂梁的转化效率比铜基底悬臂梁的转化效率高。

整个低风速范围内,以PVC、铝、铜和不锈钢为基底的悬臂梁随着风速增加,自由振动时间缩短,本应转化为电能的振动能在与拨片的碰撞中损耗,这是导致能量转化效率随着风速的增加而减小的重要因素。

4 结论

合适的基底材料能够更好地提高悬臂梁式压电风能发电装置的输出特性。该文基于接触式压电俘能器,在1.5~5.8 m/s低风速下,对PVC、304不锈钢、1060铝和H68黄铜基底的PVDF式压电悬臂梁进行了实验对比,得出以下结论:

1) 在整个低风速范围内,304不锈钢基底的输出功率最大,可达到 $5.59\ \mu\text{W}$,同等条件下,分别是PVC、铝和铜基底的压电悬臂梁输出功率的15.3、13.1和8.0倍。

2) 在2.8~3.8 m/s风速下,H68黄铜基底压电悬臂梁能量转化率最高。在4.8~5.8 m/s风速下,1060铝基底的压电悬臂梁能量转化率最高。

3) 对悬臂梁的参数进行分析发现,悬臂梁的结构刚度越小,系统的激振力频率越大,启动风速越低。减幅因数越小,悬臂梁的输出功率越大。

参考文献:

- [1] REZAEI-HOSSEINABADI N, TABESH A, DEHGHANI R. Atopology and design optimization method for wideband piezoelectric wind energy harvesters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(4): 2165-2173.
- [2] KARAMI M A, FARMER J R, INMAN D J. Parametrically excited nonlinear piezoelectric compact wind turbine[J]. Renewable Energy, 2013, 50: 977-987.
- [3] LI S, YUAN J, LIPSON H. Ambient wind energy harvesting using cross-flow fluttering[J]. Journal of Applied Physics, 2011, 109(2): 026104.
- [4] SHITONG F, FU X, LIAO W H. Modeling and experimental validation on the interference of mechanical plucking energy harvesting [J]. Mechanical Systems and Signal Processing, 2019, 134: 106317.
- [5] 王永峰. 双质量块结构和旋转磁结构 d_{15} 模式压电俘能器的俘能特性[D]. 湘潭:湘潭大学, 2018.
- [6] 邓冠前, 陈仲生, 陶利民. 不同形状压电振子振动发电行为的理论与有限元仿真分析研究[J]. 压电与声光, 2010, 32(3): 440-443.
DENG Guanqian, CHEN Zhongsheng, TAO Limin. Theoretical and finite element simulation analysis of vibration generation behavior of piezoelectric oscillators with different shapes[J]. Piezoelectrics & Acousto-optics, 2010, 32(3): 440-443.
- [7] 宋国梁. 基于冲击式振动的PVDF压电风能收集系统的研究[D]. 大连:大连理工大学, 2016.
- [8] HONG Yang, SUI Li, ZHANG Meiyun, et al. Theoretical analysis and experimental study of the effect of the neutral plane of a composite piezoelectric cantilever [J]. Energy Conversion and Management, 2018, 171: 1020-1029.
- [9] 宁艺文, 张健滔, 张佳, 等. 悬臂梁式PVDF压电风能发电装置的优化设计[J]. 微特电机, 2020, 48(3): 1-5.
NING Yiwen, ZHANG Jiantao, ZHANG Jia, et al. Optimization design of cantilever PVDF piezoelectric wind power generation device [J]. Micro and Special Motor, 2020, 48(3): 1-5.

《压电与声光》免费索阅卡

姓名: _____ 职务: _____ 职称: _____ 单位: _____

地址: _____ 邮编: _____ 电话: _____

企业产品: _____

索阅期号: _____ 年 _____ 月 (每次仅限壹期)

复印有效

圆环形压电振子疲劳仿真分析与实验研究

田晓超¹,王海刚¹,王虎¹,吴越²,张思达²,杨志刚²

(1. 长春大学 机械与车辆工程学院,吉林 长春 130022;2. 吉林大学 机械与航空航天工程学院,吉林 长春 130025)

摘要:压电振子作为压电驱动机构的核心部件,其工作状态和疲劳强度直接决定系统的工作性能和使用寿命。该文利用 ANSYS 软件对圆环形压电振子进行疲劳仿真分析,得到振动模态云图和最大受力点。研究不同结构尺寸参数对压电振子疲劳寿命影响,并进行双晶片与单晶片压电振子相关数据对比。结果表明,金属材料 65Mn 的抗疲劳性能最好,减小振子直径或增加振子厚度能较好提高其疲劳寿命,而施加电压幅值过高会降低振子的使用寿命,双晶片压电振子的疲劳寿命比单晶片压电振子疲劳寿命长。对圆环形压电振子进行了疲劳寿命实验,研究表明,选取的此批振子完全能达到使用要求。

关键词:压电振子;振动;疲劳寿命;仿真分析

中图分类号:TM5;TH35 **文献标志码:**A **DOI:**10.11977/j.issn.1004-2474.2020.05.024

Fatigue Simulation Analysis and Experimental Study on Ring Piezoelectric Vibrator

TIAN Xiaochao¹, WANG Haigang¹, WANG Hu¹, WU Yue², ZHANG Sida², YANG Zhigang²

(1. Institute of Mechanical and Vehicle Engineering, Changchun University, Changchun 130022, China;

2. College of Mechanical and Aerospace Engineering, Jilin University, Changchun 130025, China)

Abstract: As the core component of piezoelectric drive mechanism, the working state and fatigue strength of piezoelectric vibrator directly determine the working performance and service life of the system. In this paper, the ANSYS software is used to simulate the fatigue of the ring piezoelectric vibrator, and the cloud chart of vibration mode and the maximum stress point are obtained. The influences of different structural parameters on the fatigue life of piezoelectric vibrator are studied, and the data of bimorph and single crystal piezoelectric vibrators are compared. The results show that the metal material 65Mn has the best anti fatigue performance. Reducing the diameter of the vibrator or increasing the thickness of the vibrator can improve its fatigue life, while applying too high voltage amplitude will reduce the service life of the vibrator, and the fatigue life of the bimorph piezoelectric vibrator is longer than that of the single crystal piezoelectric vibrator. The fatigue life experiment on the ring piezoelectric vibrator is carried out. The results show that the selected batch of vibrator can fully meet the requirements of use.

Key words: piezoelectric vibrator; vibration; fatigue life; simulation analysis

0 引言

由压电材料构成的压电振子具有变形精度高,速度快,体积小,无磁干扰等特点,常被作为高速、高精度的驱动源使用^[1]。压电驱动机构的疲劳损坏或失效主要表现为压电振子的疲劳破坏。针对构成不同驱动机构及工作状态的压电振子,其失效形式也不同。因此,有必要对压电振子的疲劳破坏及使用寿命进行研究。

国内外相关学者针对压电振子疲劳破坏已进行了相关研究。Mizuno M 等^[2]建立了疲劳寿命公式和损伤变量方程表示为静态断裂强度、疲劳极限和平均

值的函数,损伤理论与实验结果比较验证了方法的有效性。M. Okayasu 等^[3]在 5 kHz 高频率下对压电陶瓷位移和裂纹扩展进行了测试,表明位移强度与扩展速率与声呐强度间存在线性关系。Mamoru Mizuno 等^[4]通过在各种载荷频率下对压电陶瓷进行压缩-疲劳试验,阐明了陶瓷表面的损伤机理。Mitsuhiro Okayasu 等^[5]研究了锆钛酸铅(PZT)的力学性能和疲劳破坏特性。Weon-Pil Tai 等^[6]研究了 PZT 极化处理和晶体结构对断裂韧性和抗疲劳性的影响。而国内学者主要针对膜片式压电振子进行疲劳仿真、建立模型及实验方法的研究^[7-13]。

收稿日期:2020-04-22

基金项目:国家自然科学基金资助项目(51705031,51405189,51875234);吉林省科技厅优秀青年人才基金资助项目(20190103050JH);吉林省科技厅自然科学基金资助项目(20200201063JC)

作者简介:田晓超(1986-)男,黑龙江肇东人,硕士生导师,博士,主要从事压电驱动与控制技术、微小机械与精密机械等方面的研究。通信作者:吴越(1984-)男,黑龙江望奎人,硕士生导师,博士,主要从事压电驱动与控制技术、微小机械与精密机械等方面的研究。

针对圆环形压电振子疲劳破坏问题,本文主要对其疲劳特性进行了研究,通过仿真分析和疲劳试验对用其构造的压电驱动机构疲劳使用寿命预测具有一定的指导意义。

1 结构组成与振动方式

图 1、2 分别为圆环形压电振子结构和实物图。环形压电陶瓷贴置在金属基板上,中间圆孔部位用于连接传振机构,通常可分为单晶片和双晶片振子。

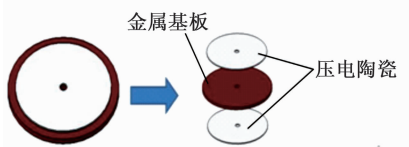


图 1 压电振子结构示意图

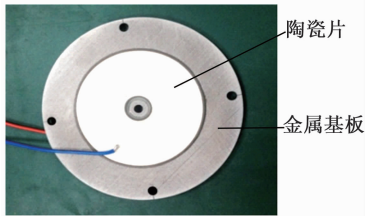


图 2 压电振子实物图

圆环形压电振子一般为陶瓷片直径小于金属基板直径,采用周边固定支撑方式。将压电振子施加交变驱动信号时,压电陶瓷会发生收缩与膨胀,进而促使振子上、下振动,形成周期性往复运动,从而驱动系统工作,其变形示意图如图 3 所示。

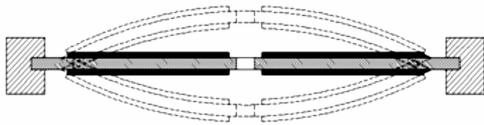


图 3 压电振子变形示意图

2 压电振子疲劳仿真分析

2.1 静力学分析

表 1 为选用的压电陶瓷材料。

表 1 压电陶瓷材料参数

陶瓷名称	弹性模量/ GPa	泊松比	材料密度/ ($\text{kg} \cdot \text{m}^{-3}$)
PZT-5	63	0.32	8 960

压电材料的压电矩阵和刚度矩阵为

$$e = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -6.5 \\ 0 & 0 & -6.5 \\ 0 & 0 & 23.3 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 17 & 0 \\ 17 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{C/m}^2) \quad (1)$$

$$c = \begin{bmatrix} 12.6 & 7.95 & 8.41 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 12.6 & 8.41 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 11.7 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 2.3 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 2.35 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 2.35 \end{bmatrix} \times 10^9 (\text{N/m}^2) \quad (2)$$

图 4 为压电振子的尺寸结构。图中, b_1 为压电陶瓷内径, b_2 为基板内径, 压电陶瓷直径 $a_1 = 48 \text{ mm}$, 金属基板直径 $a_2 = 66 \text{ mm}$, 陶瓷厚 $h_1 = 2.1 \text{ mm}$ 和基板厚 $h_2 = 1.5 \text{ mm}$ 。

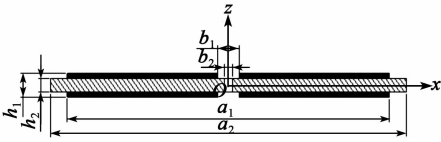


图 4 压电振子尺寸结构示意图

利用 ANSYS/Multiphysics 模块建立模型。金属基板材料选用 65Mn, 陶瓷材料选用 SOLID5 单元类型, 金属基板材料采用 SOLID45 单元类型。边界条件限定压电振子环形基板边缘 9 mm 固支。得到前四阶振动模态如图 5 所示。

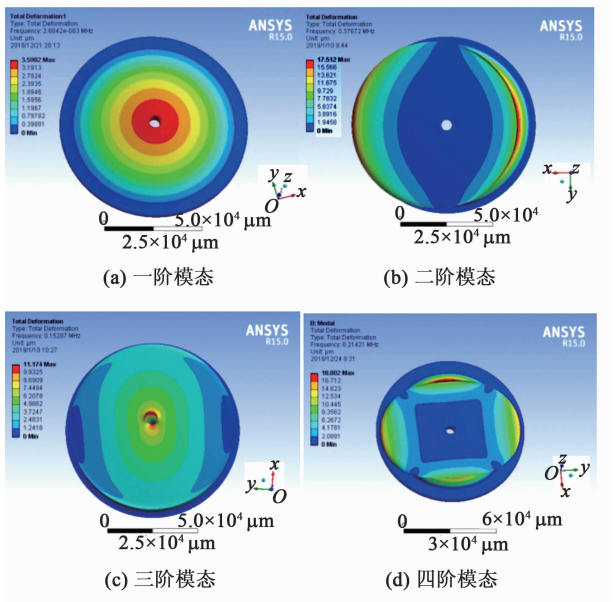


图 5 压电振子前四阶模态云图

由图 5 可知, 一阶模态符合压电振子工作模式。设定金属基板上电压为 0, 压电陶瓷表面电压为 180 V。将所有应力集中一个方向上, 仿真结果如图 6 所示。

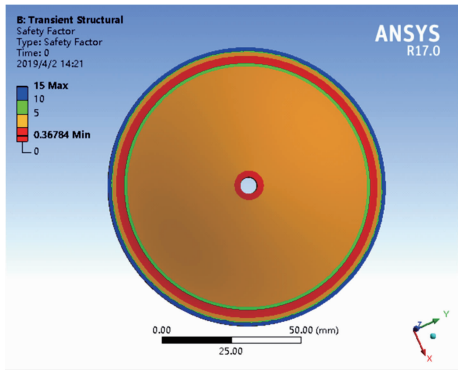


图 6 压电振子等效力云图

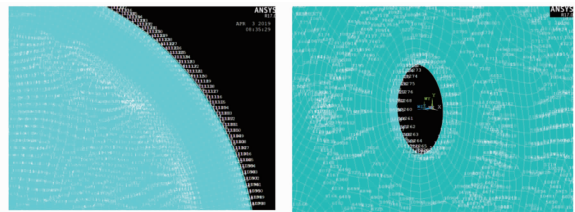
由图 6 可以看出,压电振子最大受力为 86.479 MPa,远小于材料的屈服极限(108 MPa),可认为压电振子在静力状态下不会发生疲劳破坏。

2.2 压电振子疲劳分析

将仿真疲劳计算数值进行激活,预设循环次数 $N_p = 4.67 \times 10^9$ 时,计算结果如表 2 所示。最大受力点结果如图 7 所示。

表 2 不同节点处计算结果

节点编号	最大应力/MPa	可循环次数 $N/10^9$	疲劳耗用系数
10 023	86.470	5.001	0.976 4
6 426	76.902	2.274	0.862 3
5 914	67.325	1.035	0.587 7



(a) 边缘取点 (b) 中心位置取点

图 7 最大受力点获取示意图

在节点编号为 10 023 处的最大应力为 86.47 MPa,循环次数为 5.001×10^9 。从压电振子实用性考虑,预设 6 个月循环次数 $N_p = 4.67 \times 10^9$ ($180 \times 24 \times 3\ 600 \times 300 = 4.67 \times 10^9$)。最大应力节点疲劳耗用系数小于 1,可认为压电振子不会发生疲劳破坏。

由表 2 可看出,危险节点的疲劳耗用系数均小于 1,如果压电振子最大应力节点处不发生疲劳破坏,则认为整个压电振子不会发生疲劳破坏。此次预设压电振子 6 个月循环次数,认为在这种情况下压电振子有很好的疲劳强度。

3 结构参数对疲劳特性影响

3.1 金属基板材料影响

选取金属基板材料为 65Mn、不锈钢、铝合金 3

种材料,令电压 $U = 160\text{ V}$, $a_1 = 48\text{ mm}$, $a_2 = 66\text{ mm}$, $h_2 = 1.5\text{ mm}$, $h_1 = 2.1\text{ mm}$,得到单、双晶片振子的疲劳相关数据,实验结果如表 3 所示。

表 3 不同金属基板材料单双振子疲劳参数

材料	单晶片型振子		双晶片型振子	
	最大应力/MPa	$N/10^9$	最大应力/MPa	$N/10^9$
65Mn	72.56	4.28	86.47	5.01
不锈钢	71.32	4.19	78.50	4.88
铝合金	68.44	4.01	62.10	4.26

由表 3 可看出,基板材料为 65Mn 的抗疲劳性能最好,且双晶片振子要比单晶片振子疲劳寿命长。

3.2 陶瓷与基板直径影响

保持压电陶瓷与基板直径比不变,分析压电振子疲劳性能随不同压电陶瓷的直径变化情况,结果如图 8 所示。由图可看出,随着直径的增大,循环次数呈下降趋势,表明压电陶瓷的直径越大,整个振子的疲劳寿命越短。但直径不能太小,否则振子的性能会受影响,因此,需要综合考虑各项指标来选择振子的直径尺寸。

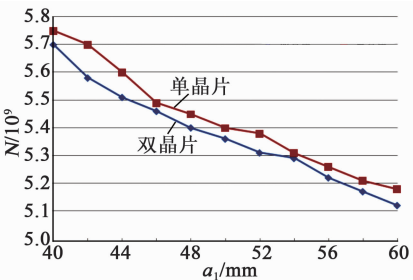


图 8 疲劳寿命受压电陶瓷直径变化曲线图

3.3 驱动电压影响

保持其他参数不变,改变驱动电压幅值,疲劳性能曲线如图 9 所示。由图可看出,压电振子循环次数随电压幅值的增加而下降,当驱动电压超过 190 V 时,压电振子未达到预定的循环次数,认为疲劳强度不能满足要求。因此,需合理选择驱动电压。

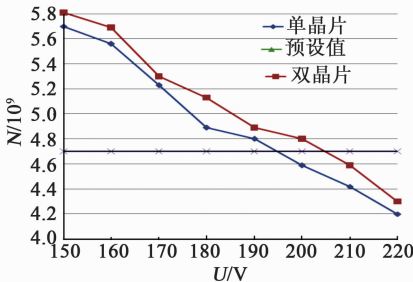


图 9 不同电压下振子疲劳寿命曲线图

3.4 陶瓷与基板厚度影响

保持 $h_1/h_2=1$,其他参数不变,压电陶瓷与基板厚度对疲劳性能的影响,如图 10 所示。由图可知,疲劳寿命随着陶瓷和基板厚度增大而不断加强。双晶片压电振子陶瓷与基板厚度均小于 0.18 mm,单晶片压电振子陶瓷与基板厚度均小于 0.23 mm 时,压电振子未达到预定的循环次数,强度不能满足要求。

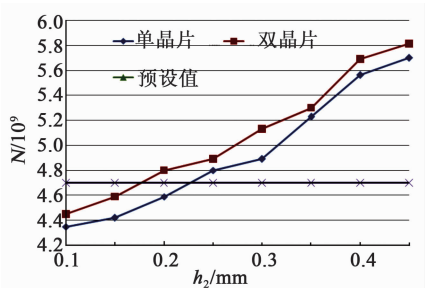


图 10 陶瓷片厚度对振子疲劳寿命曲线图

综上所述可知,金属材料 65Mn 的抗疲劳性能最好;压电振子双晶片型比单晶片型抗疲劳性强;驱动电压的幅值影响较大;陶瓷及基板直径和厚度对振子的疲劳寿命有一定影响。因此,选用强度较高的基板材料,合理增加振子厚度,选择合适的驱动电压幅值,无特殊情况下选用双晶片型振子,对提高压电振子的使用寿命具有重要意义。

4 压电振子疲劳实验

4.1 实验方法与装置

表 4 为本文选用的压电振子参数。通过对一批相同结构参数压电振子施加相同的驱动频率,对比压电振子的抗疲劳性能,并从实用性的角度对其作出可靠性分析。

表 4 振子参数列表

部件名称	材质	直径/mm	厚度/mm
压电陶瓷	PZT-5	Ø48	0.3
金属基板	65Mn	Ø66	1.5

实验步骤:

1) 取 20 个尺寸参数一致的压电振子样品,分

表 5 失效振子性能统计表(共 20 个振子)

振子编号	驱动电压幅值/V	输出力/N (实验前)	输出力/N (实验后)	下降比/%	输出位移/mm (实验前)	输出位移/mm (实验后)	下降比/%
2	190	16.3	12.3	24.5	32.3	23.1	28.4
9	200	17.8	13.6	23.6	44.6	35.3	20.8
13	200	18.6	14.3	23.1	46.8	36.1	22.8

将失效的压电振子制作驱动器样机,与未发生疲劳损坏压电振子制作的样机进行比较,如图 13 所

别编号,测定每个振子的输出力和输出位移,每个测量数据测量 3 次取平均值。

2) 将 20 个压电振子分为 4 组,每组 5 个,按每组压电振子施加电压为 160 V、170 V、180 V、190 V、200 V 进行疲劳试验。测试时间为 3 个月,记录每天振子输出力和位移。

3) 计算各压电振子试件试验前后输出力和输出位移的差值,统计相关压电振子的失效个数,算出其下降比。根据 GB1772-79《电子元器件失效率试验方法》,评判此次疲劳试验的失效率、置信度及可靠性。

图 11 为输出力测试图。图 12 为输出位移测试图。

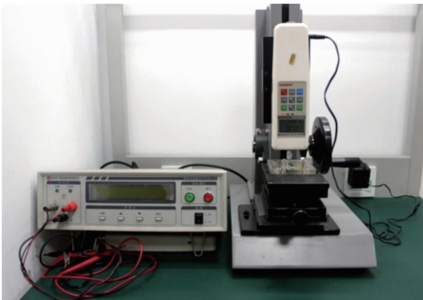


图 11 输出力测试图

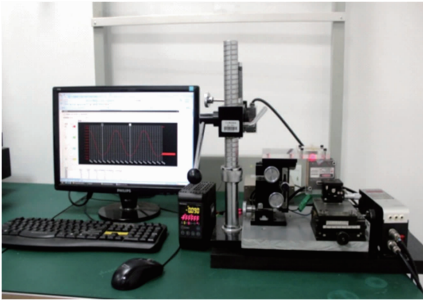


图 12 输出位移测试图

4.2 实验结果分析

表 5 为实验数据测试结果。由图可看出,有 3 个振子在实验前后振子的性能均相差 20% 以上,破坏的振子都是施加了 190 V、200 V 高电压,而电压低于 190 V 的振子暂时未达到疲劳破坏的标准,可见承受高电压的振子更易发生疲劳损坏。

示。由图可看出,用损坏振子制作的样机比正常振子制作的样机输出能力低,可见振子的性能优劣直

接影响驱动器的输出性能。压电振子在高电压状态下工作易表现出疲劳特性,其性能也明显下降,进而影响驱动器的输出性能。

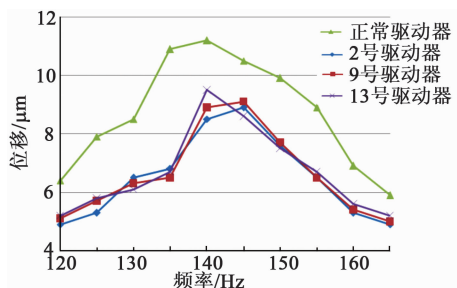


图 13 压电驱动器驱动能力对比图

此次压电振子振动循环实验预设为 90 天,除 3 个振子性能下降外,其他都未达失效标准。正常压电振子工作时间为 $90 \times 24 = 2160$ h,性能下降程度最大的振子工作时间为 $62 \times 24 = 1488$ h,此时其驱动电压为 190 V 和 200 V。可以预测,如果在低驱动电压下其使用寿命更长。因此,从压电振子实用性和可靠性的角度分析,此批压电振子可达到使用要求。

5 结束语

利用 ANSYS 软件对圆环形压电振子进行了静力学和疲劳寿命研究,分析了不同结构参数对圆环形压电振子疲劳寿命的影响。结果表明,金属材料 65Mn 的抗疲劳性能最好;振子直径和厚度变化对其疲劳寿命影响较大;压电振子双晶片型比单晶片型抗疲劳性强;高电压、高应力会降低振子的疲劳寿命。对压电振子进行了疲劳寿命实验,从振子可靠性和实用性角度分析,选取的此批振子完全能达到使用要求。

参考文献:

- [1] 吴博达,鄂世举,杨志刚,等. 压电驱动与控制技术的发展与应用[J]. 机械工程学报,2003,39(10):79-85.
- [2] MIZUNO M, WAKUI K. Modeling of internal damage evolution of piezoelectric ceramics under compression-compression fatigue tests[J]. Advanced Structured Materials,2015,64:231-240.
- [3] OKAYASU M, SATO Y. New experimental techniques for in-situ measurement of the damage characteristics of piezoelectric ceramics under high cycle fatigue testing[J]. Experimental Mechanics,2012,52(8):1009-1020.
- [4] MIZUNO M, ENOMOTO Y, OKAYASU M. Fatigue life of piezoelectric ceramics and evaluation of internal

damage[J]. Procedia Engineering,2010,2(1):291-297.

- [5] OKAYASU M, OZEKI G, MIZUNO M. Fatigue failure characteristics of lead zirconatetitanate piezoelectric ceramics[J]. Journal of The European Ceramic Society,2010,30(3):713-725.
- [6] TAI W P, KIM S H. The effect of poling treatment and crystal structure of pzt on fracture toughness and fatigue resistance [J]. Kluwer Academic Publishers,2003,38(8):1787-1792.
- [7] 陈如麒,朱贵文,沈文彬,等. 掺杂 PZT 压电振子弹性疲劳的导纳圆表征法[J]. 中山大学学报(自然科学版),2014,53(3):91-94.
CHEN Ruqi, ZHU Guiwen, SHEN Wenbin, et al. Admittance circle characterization method of elastic fatigue of doped PZT piezoelectric vibrator [J]. Journal of Sun Yat-sen University (Natural Science Edition),2014,53(3):91-94.
- [8] 刘焱,接勐,谢海峰,等. 共振型气体泵用压电振子的疲劳寿命[J]. 光学精密工程,2013,21(4):941-947.
- [9] 张森,孟庆丰,王宏金. 考虑疲劳寿命的压电悬臂梁结构优化设计方法[J]. 压电与声光,2015,37(1):68-72.
ZHANG Miao, MENG Qingfeng, WANG Hongjin. Optimization design method of piezoelectric cantilever beam structure considering fatigue life[J]. Piezoelectrics & Acoustooptics,2015,37(1):68-72.
- [10] 张森,孟庆丰,王宏金. 悬臂梁式压电振动能量收集器的疲劳分析[J]. 压电与声光,2014,36(5):757-760.
ZHANG Miao, MENG Qingfeng, WANG Hongjin. Fatigue analysis of cantilever-type piezoelectric vibration energy harvester [J]. Piezoelectrics & Acoustooptics,2014,36(5):757-760.
- [11] 何秀华,毕雨时,王健,等. 基于 ANSYS/Fatigue 的泵用压电振子疲劳分析[J]. 排灌机械工程报,2011,29(1):35-38.
- [12] 杨刚,岳振星,李龙土. 压电陶瓷场致疲劳特性与机理研究进展[J]. 无机材料学报,2007(1):1-6.
YANG Gang, YUE Zhenxing, LI Longtu. Research progress of field-induced fatigue characteristics and mechanism of piezoelectric ceramics [J]. Journal of Inorganic Materials,2007(1):1-6.
- [13] 赵坚强,岳振星,王伟强,等. 准同型相界附近 PZT 压电陶瓷电致疲劳性能研究[J]. 功能材料,2006(12):1929-1931.
ZHAO Jianqiang, YUE Zhenxing, WANG Weiqiang, et al. Study on the electrical fatigue performance of PZT piezoelectric ceramics near the quasi-homogeneous phase boundary [J]. Functional Materials,2006(12):1929-1931.

压电执行器及其在液压阀中的应用

华顺明¹, 张宇², 彭宇³, 刘立君¹, 许少锋¹

(1. 浙大宁波理工学院 机电与能源工程学院, 浙江 宁波 315100; 2. 浙江大学 机械工程学院, 浙江 杭州 310027;

3. 宁波市博尔法液压有限公司, 浙江 宁波 315502)

摘要:以压电执行器为核心的高速开关阀及伺服阀等压电式液压阀具有频响高, 微动性能好, 结构紧凑等优点, 是新型阀控类型之一, 受到国内外研究者的持续关注。首先, 该文介绍了阀用压电执行器的分类和特点, 根据工作原理分为直推式和步进式 2 类 4 种形式; 其次, 对先导型、直动型、喷嘴挡板型和开关型 4 种典型压电阀的研究进展进行了梳理, 分析了各自的代表性结构、性能特点。结果表明, 随着未来对液压阀精密化、智能化需求的提升, 压电液压阀的应用前景更广。因此, 除高性能介电材料开发外, 如微位移放大、迟滞补偿控制等关键压电驱动与控制技术仍有待深入研究。

关键词:压电陶瓷; 压电执行器; 液压阀; 位移放大; 迟滞特性

中图分类号: TM359.9; TH137.5 **文献标志码:** A **DOI:** 10.11977/j.issn.1004-2474.2020.05.025

Piezoelectric Actuator and Its Application in Hydraulic Valve

HUA Shunming¹, ZHANG Yu², PENG Yu³, LIU Lijun¹, XU Shaofeng¹

(1. College of Mechanical and Energy Engineering, Ningbo Tech. University, Ningbo 315100, China;

2. School of Mechanical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China;

3. Ningbo Bolev Hydraulics Co. LTD, Ningbo 315502, China)

Abstract: The high speed on-off valve, servo valve and other piezoelectric hydraulic valves with piezoelectric actuator as the core have the advantages of high frequency response, good inching performance, and compact structure and so on. They are one of the new valve control types, and have attracted the continuous attention of researchers at home and abroad. First of all, the classification and characteristics of piezoelectric actuators for valves are introduced. According to the working principle, they are divided into two categories of direct push and step-by-step, and four types. Secondly, the research progress of four typical types of piezoelectric valves, namely pilot type, direct drive type, nozzle flapper type and switch type, are summarized, and their representative structures and performance characteristics are analyzed. The results show that with the increasing demand for precision and intelligence of hydraulic valve in the future, the application prospect of piezoelectric hydraulic valve is broader. Therefore, in addition to the development of high-performance dielectric materials, some key piezoelectric driving and control technologies such as micro displacement amplification and hysteresis compensation control are still worth exploring deeply.

Key words: piezoelectric ceramic; piezoelectric actuator; hydraulic valve; displacement amplification; hysteresis characteristic

0 引言

随着工业智能化水平的不断提升, 液压传动技术与电子控制技术、精密驱动技术及传感器技术等联系越来越紧, 在学科相互交融的大背景下, 将智能材料(如磁致伸缩材料、压电材料、磁流变液及形

状记忆合金等)作为执行器应用到液压元件特别是液压阀中, 已是液压技术发展的一个重要方向和研究热点, 多年来一直受国内外学者的重视, 也取得了一系列的研究成果^[1]。

智能材料具有高频响、高能量密度及结构紧

收稿日期: 2020-06-17

基金项目: 宁波市科技创新 2025 重大专项基金资助项目(2019B10052); 浙江省自然科学基金资助项目(LY16E050009); 宁波市自然科学基金资助项目(2017A610091)

作者简介: 华顺明(1973-), 男, 吉林大安人, 教授, 博士, 主要从事精密机械与微小机械方面的研究。E-mail: nithuasm@126.com。

凑等优点,通过合理的设计利用,可有效提高液压阀的性能,以满足实际工况的多样化需求。与其他智能材料相比,压电材料具有输出力大,抗电磁干扰能力强,价格和功耗低等优点,因此应用更广。如对于分辨率和响应速度有要求的高精度连续控制场合,开发了压电伺服阀^[2];对于压力、流量、方向等要求连续快速控制的场合,则有压电高速开关阀^[3];以及大量介于普通开关控制和精密伺服控制间的各种压电比例控制阀(或先导阀),既能满足流量压力的连续控制,又不会因控制精度过高而造成浪费^[4]。

在上述一系列的压电液压阀中,压电执行器作为核心元件,其材料成本、机电耦合特性、结构设计及控制方法等都对液压阀的实用性和产业化推广起决定性作用。

1 阀用压电执行器

已有压电液压阀中所用执行器根据原理主要有直接推动(直推)式和步进运动(步进)式两种。直推式结构利用压电元件和柔性铰链组合实现预紧和推力输出,常见的有压电叠堆执行器和单/双晶片执行器,其理论上位移分辨率可无限小,但工作行程却只有几微米至十几微米,一旦增加放大机构,则体积变大,频响降低;步进式结构比直推式复杂,但无需专门的放大机构,常见的有谐振位移型和尺蠖型两种,一般均可双向输出推力,理论上工作行程无限^[5]。

1.1 直推式压电执行器

压电叠堆为若干压电片堆叠粘合而成,机械串联累加位移,电学并联便于引线。空载时,叠堆输出总位移^[6]为

$$S_{\text{总}} = H \cdot S = n \cdot h \cdot d_{33} \frac{U_p}{h} = n \cdot d_{33} \cdot U_p \quad (1)$$

式中: H 为叠堆高度; S 为单片位移; n 为压电片层数; d_{33} 为压电常数; U_p 为输入电压。显然,适当增加 n ,可增大 $S_{\text{总}}$ 。

当对压电叠堆施加外载荷 F_s 时,输出位移为

$$S_{\text{总}} = n \frac{h s_{33}^E F_s}{A_s} + n d_{33} U_p \quad (2)$$

式中: s_{33}^E 为恒定电场情况下压电陶瓷的弹性柔度矩阵; A_s 为该压电陶瓷片的横截面积。

压电叠堆能够产生较大的力,响应速度快,能量

损耗小,超精密驱动,驱动电压低和稳定性好。但其材料参数分散性较大,且价格高,尚未有可大规模工业应用的堆叠型压电材料问世。

1931年,Baldwin Sawyer首次发明压电单/双晶片。目前被广泛应用于声学检测、自动传感器检测系统(USMS)、激光束偏转器、滤波器、加速度计、光学斩波器、电液伺服阀等领域。图1为4种常用的单/双晶片结构。图中, p 为极化。图1(a)、(b)中,2个相同的压电陶瓷片相互粘合,且极化方向相反,外接电源的电极布置在双晶片两侧,因此,这两种结构被称为反平行型压电双晶片或串型压电双晶片。图1(c)中双晶片在2个极板间有1个额外的电极,2个极板沿驱动电压的方向极化,因此,被称为并型压电双晶片。图1(d)为单晶片,由基板(非压电)和涂有电极的压电振子组成。

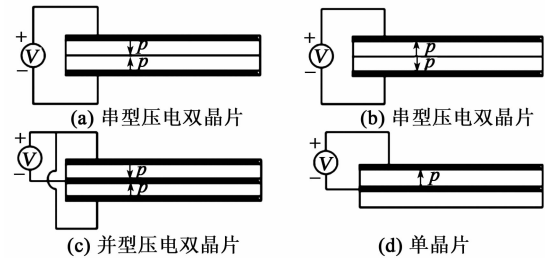


图1 压电单/双晶片的常用结构

对于图1(a)~(c)的双晶片结构,当外加电场时,由于逆压电效应,其中一个振子伸展,另一个振子收缩,所以双晶片发生弯曲变形,且图1(c)变形量是图1(a)、(b)的2倍(工作电压是前者的2倍);对于图1(d)的单晶片结构,工作原理类似,但其运动和输出可通过改变压电振子和基板间的厚度比或改变基板材料的弹性模量来调节^[7-8]。

串型压电双晶片的位移为

$$S = \frac{3L^2 d_{31}}{2B^2} U \quad (3)$$

并型压电双晶片的位移为

$$S = \frac{3L^2 d_{31}}{B^2} U \quad (4)$$

式中 L, B 分别为压电双晶片长度和厚度。

1.2 步进式压电执行器

谐振位移型压电执行器利用压电材料的谐振原理(大都在超声频段)放大微位移,当驱动电压频率和系统固有频率相等时,执行器将产生谐振现象(见图2)。压电超声马达是典型且发展成熟的步进式执行器,在液压阀/气压阀中亦有应用。

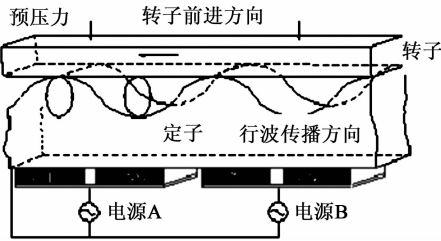


图 2 谐振位移型压电执行器

谐振位移执行器虽然有无电磁干扰、无噪声及高能量密度等优点,但其稳定性与连续工作时间和温度波动密切相关。从设计到使用,要从以下方面注意对压电陶瓷的保护:

- 1) 时效稳定性。压电陶瓷的稳定性会随着时间的推移而产生波动。
- 2) 热去极化。如果连续工作时间太长,导致温度过高,偶极子会逐渐无序化,陶瓷性能随之降低。
- 3) 通电去极化。若在电极上施加过强电场,就会发生去极化。
- 4) 机械极化。过大的机械应力也会破坏压电陶瓷中的偶极子,导致陶瓷性能下降^[8]。

2012 年,郭向东^[9]提出采用一种贴片式弯曲振动模态超声电机作为喷嘴挡板式先导型电气比例压力阀的驱动器,以求提高现有电气比例压力阀的稳态精度和分辨率。阀的整体结构如图 3 所示,图中 p_s 为气源压力, p_c 为控制腔压力。实验结果表明,样机的线性度为 $\pm 0.40\%$, 稳态精度为 0.33% , 迟滞 $\pm 0.40\%$, 0.2 MPa 阶跃响应时间为 0.40 s 。与同类别的 ITV3050 电气比例阀相比,该阀的稳态精度提高了约 75% , 分辨率提高了约 28% 。

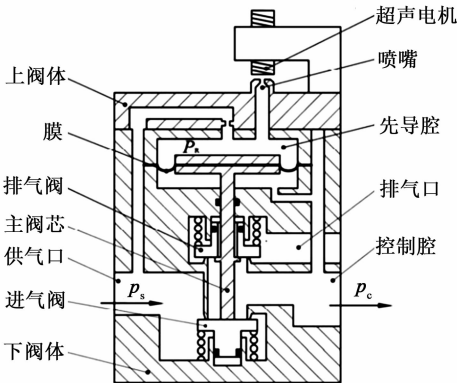


图 3 电气比例阀的结构示意图

尺蠖型压电执行器是模仿自然界生物的尺蠖运动原理形成连续精密步进输出,能产生比谐振位移压电执行器更大的输出力或力矩。图 4 为一种线性尺蠖型压电执行器原理图^[10-11],其中 T 为执行器的

1 个运行周期。

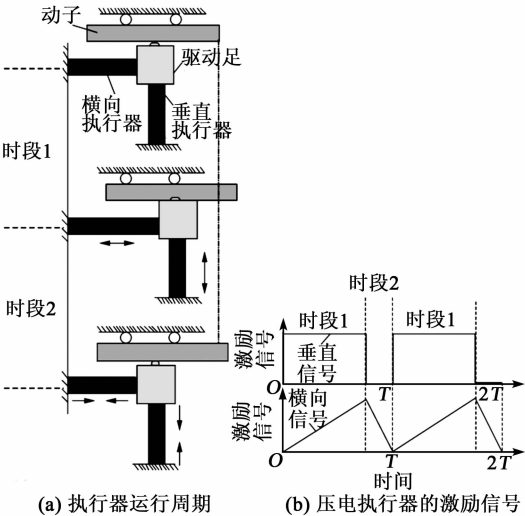


图 4 尺蠖型步进执行器原理图

方波控制信号和锯齿波控制信号的时序同步,分别控制垂直执行器(VA)和横向执行器(LA)。

- 1) 第 1 时段。VA 为方波高电平,始终顶紧动子;LA 为锯齿波缓慢上升段,逐渐伸长而推动“动子+VA”右移一大步。
- 2) 第 2 时段。VA 为低电平,松开动子;LA 为锯齿波快速下降段,在预紧力作用下连同 VA 一起快速复位,动子受惯性和摩擦力综合作用向左回退一小步,完成一个工作循环。

显然,第 2 时段动子处于短时自由状态,如用于推动主阀芯或先导阀芯运动,此时段需增加一路锁紧信号,方可平衡阀芯另一端的回复力。

2014 年,李亚坤^[12]利用尺蠖原理(见图 5)提出一种新型的气动节流阀压力调节孔开度微调系统,仿真结果表明,该系统的响应时间为 0.5 ms , 进给分辨率为 $1\text{ }\mu\text{m}$,通过使用柔性铰链结构,保证了 1 mm 以上的位移输出。

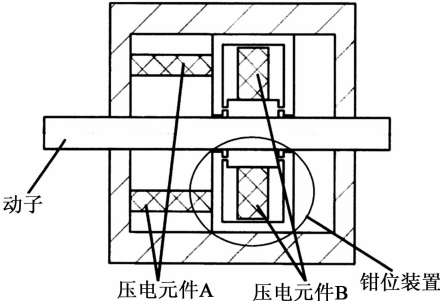


图 5 尺蠖型促动器基本结构

目前,阀用压电执行器以直推式执行器为主,因结构紧凑设计灵活,发展充分,最接近于实用化,特

别适合高速高精度等应用场合;与直推式执行器相比,步进式压电执行器结构较复杂,驱/测/控要求均较高,与液压阀的集成还处在实验室探索阶段。

2 压电液压阀

经过多年探索和发展,压电液压阀的种类日趋多样化。根据执行器的使用位置和结构特征,目前压电液压阀的研究主要为以下 4 种类型。

2.1 先导型

2017 年,杨庆俊等^[13]提出一种先导式比例减压阀(见图 6(a)),该阀采用压电执行器控制先导阀阀口开度(见图 6(b))。执行器采用棱形差动放大结构,固定安装于阀体端面支架上,其输出端通过连接螺栓与导阀芯相连,导阀芯与导阀座配合,形成节流阀口。先导阀口开度由压电执行器控制,与先导供油器的固定节流孔形成分压作用,从而实现对先导压力的控制。仿真结果显示,主阀芯直径、开度等主要由静态特性决定,三台肩阀芯结构在不显著减少流量的前提下液动力减小,特别是负开口条件下改善更明显;影响动特性的参数有先导供油器节流孔径、先导阀座孔直径、阻尼器阻尼孔径及负载等效节流孔径,其中反馈阻尼孔是影响系统动特性的最重要因素,而其他参数对系统动特性影响较小。

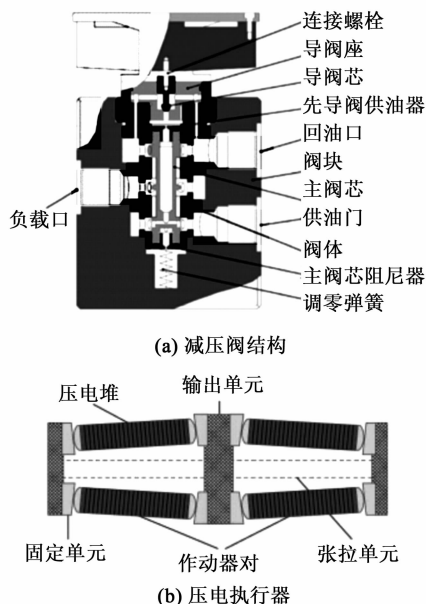


图 6 先导式比例减压阀

2019 年,胡良谋等^[14]将压电叠堆作为先导级驱动器应用到射流管伺服阀中,提出了一种新型压电叠堆驱动式射流管伺服阀(见图 7),压电叠堆通过桥式放大机构驱动连杆控制射流管的偏转。通过

正交因素分析的方法,对预压力刚度系数 K_0 、桥式放大机构及射流管放大倍数 K_2 、位移传感器的反馈系数 K 进行优化,通过分析可知, K_0 取值对稳定值影响很小,降低 K_0 能够提升频响, K 及 K_2 对整阀影响较大,综合优化后, $K_0 = 5 \text{ N}/\mu\text{m}$, $K_2 = 14$, $K = 2.35 \times 10^5$,对比优化前、后的时域与频域特性图知,优化后的伺服阀动态性能得到提升。

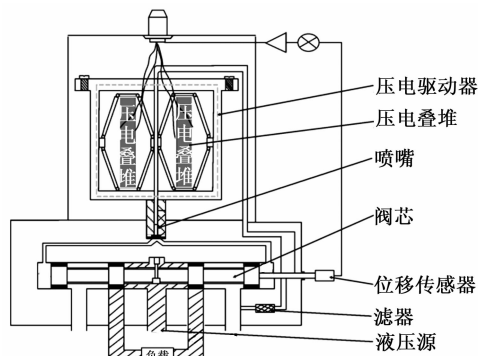


图 7 射流管伺服阀

2011 年,DhineshK. Sangiah^[15]设计了一种多层压电双晶片驱动的射流导向先导级伺服阀(见图 8),以机械反馈替代电气反馈,简化了控制单元,推导了先导伺服阀数学模型用于阀门性能模拟,并用有限元法对执行器装配刚度进行了校核。试验表明,14 MPa 压力下,阀门 -90° 相位带宽约为 70 Hz,与非线性仿真结果吻合较好。将非线性模型进行线性化处理,可通过改变双晶片和反馈组件的几何构型来调节输出,简化了影响阀门性能的调整参数。该简化模型,还能以合理的精度预测伺服阀性能,实用性较好。

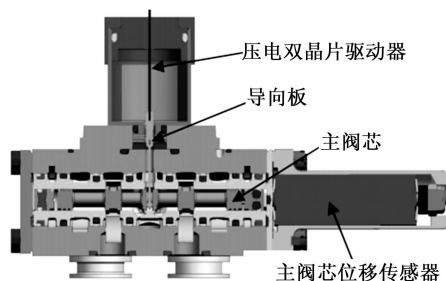


图 8 先导级伺服阀结构图

2.2 直动型

2013 年,俞军涛等^[16]提出了一种基于液压微位移放大结构的压电陶瓷直接驱动伺服阀(见图 9)。压电陶瓷叠堆推动液压放大部分右端的柔性铰链膜片(大面积活塞),产生输入位移,改变放大部分密闭容腔中油液的形态,在左端小面积活塞上产生

与右端输入位移对应的放大的位移输出,推动功率滑阀的阀芯向左端运动。仿真结果表明,液压位移放大倍数为9倍,阀芯位置控制误差小于1%,频宽大于550 Hz。实验测得,7 MPa压力下,控制流量达到17 L/min。

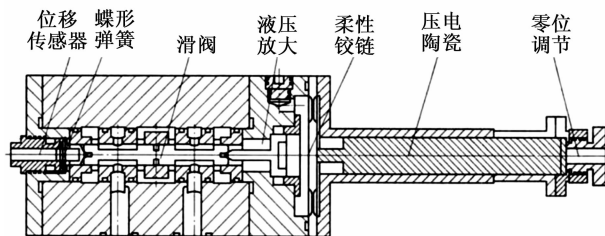


图9 压电陶瓷直驱伺服阀

2017年,Chulhee Han等^[17]设计了一种带有杠杆放大机构的叠堆直驱滑阀(PDDV)(见图10)。通过经典比例积分微分(PID)控制器,并结合模糊算法,实现了PID增益随输入频率和工作温度的变化而自动调整,以满足目标频率和位移的要求。在最高温度150℃和最大频率200 Hz条件下,对阀芯位移跟踪性能进行了实测,结果表明,该阀系统在30℃和150℃下均表现出良好的跟踪控制性能,但由于回位弹簧刚度较低,时滞出现在与工作温度无关的50 Hz频率上。试验同时表明,在150℃下操作压电驱动伺服阀系统时,需要考虑隔热因素。

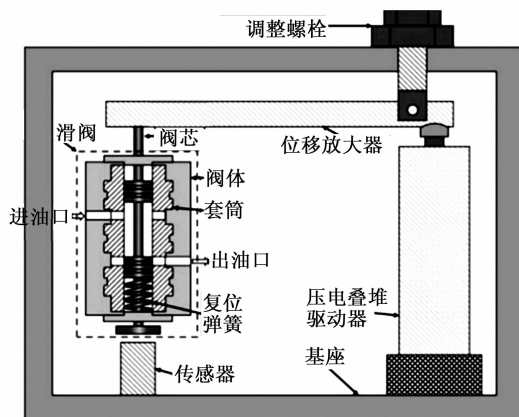


图10 压电叠堆直接驱动阀

2.3 喷嘴挡板型

2012年,ZHOU Miaolei等^[18]设计了一种双喷嘴挡板电液伺服阀(见图11(a), p_{c1} 、 p_{c2} 为负载压力, x_{d0} 为喷嘴间隙),其中,喷嘴挡板换能器采用压电双晶片和铍青铜材料制作(见图11(b))。由图可以看出,这种喷嘴挡板放大器可实现压力和流量的稳定输出,具有良好的静态特性。压力特点是放大倍

数大,输出压力大,输出压力为-10~10 MPa。流量特性具有较大的线性范围和较大的流量,其输出流量为-20~20 L/min。

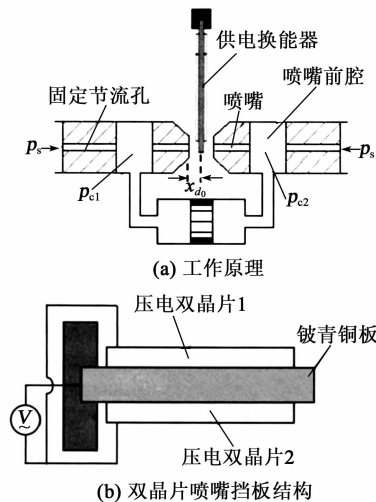


图11 双喷嘴挡板式电液伺服阀

2014年,彭畅^[19]提出了一种喷嘴挡板式压电伺服阀(见图12)。将压电叠堆置于阀体外,通过杠杆与挡板相连,利用杠杆的放大作用,克服了挡板开度不够的问题。仿真结果表明,该阀响应时间为1 ms,频宽大于400 Hz,21 MPa系统压力下,驱动电压为90 V时,控制流量为12 L/min。

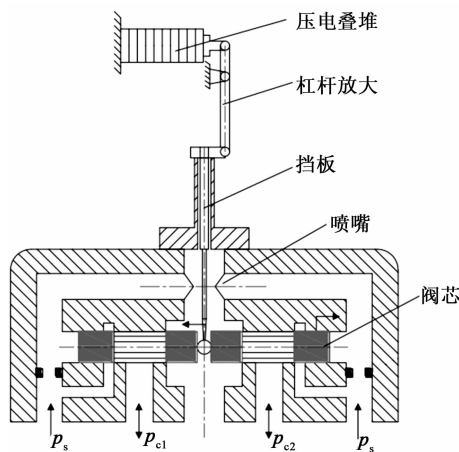


图12 喷嘴挡板压电伺服阀

2.4 开关型

2018年,宋敏等^[20]设计了一种压电高速开关锥阀(见图13)。通过压电叠堆的输出力和弹簧的恢复力,控制阀芯快速移动,进而控制开关阀快速开关。仿真结果表明,高速开关阀所产生的涡流面积及负压区远小于同一开度下的静态锥阀,同时在高速开关锥阀尾部加上尾锥可消除开口处的涡旋,减小负压区面积。

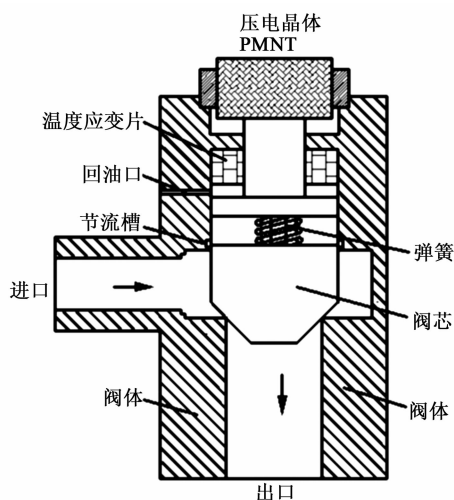


图 13 压电高速开关阀

2008 年, 欧阳小平等^[21]提出一种压电高速开关阀结构(见图 14)。该阀采用 3 个压电执行器, 利用压电晶体高频响、高输出力特性, 通过直接撞击阀芯, 实现对阀的快速启闭控制, 并针对压电晶体的温度效应问题进行了温度补偿。仿真结果表明, 压电执行器能高频响地控制油液的切换, 适于高压大流量场合。该阀最大输出压力为 20 MPa, 最大流量为 10 L/min, 最高响应频率为 200 Hz。

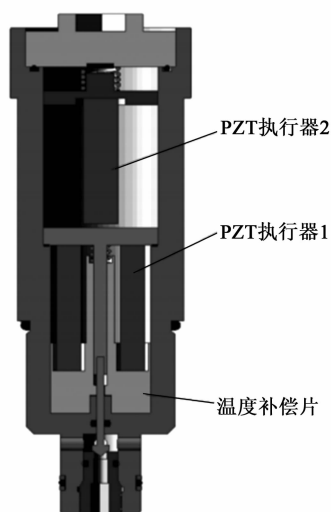


图 14 压电高速开关阀

3 关键技术

与传统液压阀相比, 压电驱动式液压阀优点较多, 特别是在高速、高精度、微流量、抗电磁干扰等场合。为更好地发挥压电液压阀的特点, 还有若干关键技术(如微位移放大、迟滞控制等)需进一步研究。

1) 微位移放大。受压电材料自身特性限制, 直

推式执行器通常需要利用放大机构增大其输出位移。常见的放大方式有柔性铰链放大、压曲放大、液压放大及组合放大等, 增益约 10 倍。放大近 100 倍、输出位移达毫米级的紧凑型放大机构还未见报道。由于执行器输出端位移远低于比例电磁铁, 所以已成为制约其实际应用的瓶颈问题之一。另外, 某些工况(如高压大流量)下, 放大机构设计时还要兼顾位移增大带来的阀芯推力减小问题。

2) 迟滞补偿及控制方法。目前控制法常用的有前馈、反馈和前馈-反馈 3 类^[22-23]。其中, 前馈控制利用 Duhem 模型、Preisach 模型、Prandtl-Ishlinskii(PI)模型和 Bouc-Wen 模型等的逆运算级联构成前馈控制器, 以消除迟滞效应。反馈控制法将滞后非线性视为有界非线性, 基于 PID、自适应和滑模控制等策略设计控制器以抑制扰动。前馈-反馈控制法兼具二者优点, 通过前馈控制减轻迟滞非线性, 反馈控制补偿迟滞模型的不精确性和未知干扰。但不同滞后模型和反馈法在跟踪低频参考信号时, 跟踪误差一般大于 20 nm。对于精度要求极高的操作, 将模型预测控制和滞环补偿进行复合控制是一种思路。

3) 驱动电源。压电执行器的电气负载特性为容性或电阻电容串联, 因此, 对驱动电源要求较高, 为电压或电荷控制。一般应满足以下要求^[24]: 输出电压稳定, 纹波低、线性度高; 输出功率大, 负载能力强; 可编程控制电源输出; 可提高压电陶瓷输出位移的线性度。因此, 研制适合 PZT 动态控制的直流放大驱动电源很重要, 将反馈算法与相位补偿相结合, 同运放补偿元件一起加入到驱动电源中, 是目前的一个研究方向。

4 结束语

随着现代制造业的智能化发展趋势, 液压这一传统工业领域也在不断推陈出新, 朝着精细化、精密化、智能化方向发展, 以满足更多样、更严苛的应用需求。压电执行器以其独特的性能特点, 给关键液压元件研发提供了新思路。同时, 压电材料自身成本高及迟滞大等因素, 使其在液压阀及相关领域的研究大多仍处于试验和探索阶段。因此, 压电液压阀的发展空间还很大, 其关键技术仍值得深入探讨和突破。

参考文献:

[1] 施虎, 梅雪松. 现代液压传动技术的若干新特点及其发

- 展趋势[J]. 机床与液压, 2017, 45(23): 165-173.
- SHI Hu, MEI Xuesong. New features and development prospect of modern hydraulics drive techniques [J]. Machine Tool & Hydraulics, 2017, 45(23): 165-173.
- [2] 李曙光, 胡良谋, 方鸽, 等. 新型压电叠堆式射流管伺服阀前置级设计及性能分析[J]. 机械设计与研究, 2018, 34(3): 111-115.
- [3] 罗樟, 朱玉川. 智能材料驱动的高速开关阀[J]. 压电与声光, 2019, 41(4): 575-581.
- LUO Zhang, ZHU Yuchuan. High speed on-off valve driven by smart material [J]. Piezoelectrics & Acousto-optics, 2019, 41(4): 575-581.
- [4] GUNDA A, GÜRHANÖZKAYAR, TICHEM M, et al. Micromachines proportional microvalve using a snimorph piezoelectric microactuator [J]. Micro-machines, 2020, 11(2): 130.
- [5] LI J, HUANG H, ZHAO H. A piezoelectric-driven linear actuator by means of coupling motion [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(3): 2458-2466.
- [6] 彭畅, 曹树平, 罗小辉. 电液伺服阀用压电叠堆驱动器动态特性研究[J]. 机床与液压, 2014, 42(13): 32-35.
- PENG Chang, CAO Shuping, LUO Xiaohui. Study on the dynamic performance of a piezo-electric stack actuator for electro-hydraulic servo valve [J]. Machine Tool & Hydraulics, 2014, 42(13): 32-35.
- [7] 欧阳小平, 杨华勇, 徐兵, 等. 压电晶体及其在液压阀中的应用 [J]. 浙江大学学报(工学版), 2008, 42(6): 1036-1041.
- OUYANG Xiaoping, YANG Huayong, XU Bing, et al. Piezoelectric actuator and its application in hydraulic valves [J]. Journal of Zhejiang University (Engineering Science), 2008, 42(6): 1036-1041.
- [8] ZHAO C. Fundamentals of piezoelectricity and piezoelectric materials for ultrasonic motors [M]. Berlin: Springer, 2011.
- [9] 郭向东. 基于贴片式弯振模态超声电机驱动电气比例阀的研究 [D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2012.
- [10] HEIJER M, FOKKEMA V, SAEDI A, et al. Improving the accuracy of walking piezo motors [J]. Rev Sci Instrum, 2014, 85: 055007.
- [11] CHEN X, WANG Y, SUN M, et al. Linear piezoelectric stepping motor with broad operating frequency [J]. Transaction of Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2015, 32(2): 137-142.
- [12] 李亚坤. 气动节流阀压力调节孔开度微调系统研究 [D]. 长春: 长春理工大学, 2014.
- [13] 杨庆俊, 汪俊龙, 吕庆军, 等. 压电作动器驱动两级电液比例减压阀设计分析 [J]. 哈尔滨工业大学学报, 2017, 49(7): 46-51.
- YANG Qingjun, WANG Junlong, LÜ Qingjun, et al. Design and analysis on two stage proportional electro-hydraulic pressure reducing valve driven by piezoelectric actuator [J]. Journal of Harbin Institute of Technology, 2017, 49(7): 46-51.
- [14] 胡良谋, 李曙光, 方鸽, 等. 新型压电叠堆驱动式射流管伺服阀的参数优化 [J]. 机床与液压, 2019, 47(5): 15-19.
- [15] DHINESH S, PLUMMER A R, BOWEN C R, et al. Modelling and experimental validation of a novel piezo-hydraulic servo valve [J]. Proceedings of the ASME 2011 Dynamic Systems and Control Conference, 2011: 1-8.
- [16] 俞军涛, 焦宗夏, 吴帅. 基于液压微位移放大结构的新压电陶瓷直接驱动阀设计及仿真 [J]. 机械工程学报, 2013, 49(2): 151-158.
- [17] CHULHEE H, YONG-HOON H, SEUNG-BOK C. Tracking control of a spool displacement in a direct piezoactuator driven servo valve system [J]. Frontiers in Materials, 2017, 4: 1-9.
- [18] ZHOU Miaolei, GAO Wei, YANG Zhigang. Static characteristics of the new type nozzle flapper amplifier for double nozzle flapper electro-hydraulic servo valve [J]. Journal of Iron and Steel Research: International, 2012(Suppl. 2): 617-620.
- [19] 彭畅. 基于压电驱动的电液伺服阀研究 [D]. 武汉: 华中科技大学, 2014.
- [20] 宋敏, 朱建公. 基于 Fluent 的压电高速开关阀动态流场分析 [J]. 西南科技大学学报, 2018, 33(1): 91-95.
- SONG Min, ZHU Jiangong. Analysis of the dynamic flow field for the piezoelectric high-speed on-off valve based on fluent [J]. Journal of Southwest University of Science and Technology, 2018, 33(1): 91-95.
- [21] 欧阳小平, 杨华勇, 蒋昊宜, 等. 新型压电高速开关阀仿真研究 [J]. 科学通报, 2008, 53(14): 1737-1741.
- OUYANG Xiaoping, YANG Huayong, JIANG Haoyi, et al. Simulation research on new piezoelectric high speed on-off valve [J]. Chinese Science Bulletin, 2008, 53(14): 1737-1741.
- [22] OUBELLIL R, RYBA L, VODA A, et al. Experimental model inverse-based hysteresis compensation on a piezoelectric actuator [C] // Cheile Gradistei, Romania: 19th International Conference on System Theory, Control and Computing (ICSTCC). IEEE, 2015.
- [23] WANG A, CHENG L. A composite controller for piezoelectric actuators with model predictive control and hysteresis compensation [C] // Nanjing, China: International Conference on Life System Modeling and Simulation International Conference on Intel Ligent Computing for Sustainable Energy and Environment, 2017.
- [24] 叶彦. 高功率精密压电陶瓷驱动电源的研究与设计 [D]. 合肥: 合肥工业大学, 2016.

压电能量回收的自适应机械开关电路

黄瑶,秦刚,刘伟群

(西南交通大学 机械工程学院, 四川 成都 610031)

摘要:压电能量回收装置离不开能量提取电路,传统标准电路的能量提取效率不高,而采用同步切换开关的能量提取电路能有效提高了能量提取效率。该文提出采用粘性材料作为自适应机械开关结构的移动电极,它不需额外的电子器件,且可自适应悬臂梁的位移幅值,获得更高功率。分别采用正弦激励和噪声激励对粘性材料的参数进行了分析。结果表明,激励不同时,粘性材料的参数选择也不同,同时还证明了自适应机械开关的性能。

关键词: 能量提取电路;粘性材料;自适应机械开关;能量提取效率;参数优化

中图分类号: TN384; TM619 **文献标志码:** A **DOI:** 10.11977/j.issn.1004-2474.2020.05.026

Adaptive Mechanical Switching Circuit for Piezoelectric Energy Harvesting

HUANG Yao, QIN Gang, LIU Weiqun

(Mechanical Engineering College, Southwest Jiaotong University, Chengdu 610031, China)

Abstract: The piezoelectric energy harvesting device relies on the energy extraction circuit, the energy extraction efficiency of traditional standard circuit is not high, and the synchronous switch circuit can effectively improve the energy extraction efficiency. In this paper, the use of viscous material as the moving electrode of adaptive mechanical switch structure is proposed. It does not require additional electronic devices and can adapt to the displacement amplitude of the cantilever beam to harvest higher power. The sinusoidal excitation and noise excitation are used to analyze the parameters of the viscous material. The results show that when the excitation is different, the parameter selection of the viscous material is also different, which also proves the performance of the adaptive mechanical switch.

Key words: energy extraction circuit; viscous material; adaptive mechanical switch; energy extraction efficiency; parameter optimization

0 引言

近年来,由于压电材料的能量密度大,使用寿命长,压电式能量回收装置已备受关注^[1-2]。为提高压电式能量回收装置的输出功率,通常有两种实现方法:

- 1) 优化能量收集装置的结构。
- 2) 优化能量提取电路。

这两种方法都能有效地提升装置的输出功率。普通标准能量回收电路(SEH)的能量回收效率很低,因此,研究者提出了同步开关电路(SSHI)及同步电荷提取电路(SECE)等,这些电路中引入了同步切换开关来提升输出功率。目前用得较多的同步开关是采用电路控制的电子断路器^[3-4]或速度控制

开关^[5],这些同步开关增加了装置的功耗。由此,出现了不消耗电能且启动电压较低的机械开关^[6-9]。大多数机械开关是采用静态或采用两自由度的结构作为开关的电极,但这些结构仅能在部分位移幅值附近正常工作,这类机械开关不能完全满足能量收集电路的要求。因此,本文提出了一种采用粘性材料作为能量收集电路中的机械开关电极,这种机械开关能自动适应不同的位移幅值,能量收集电路的收集效率得到提高。为进一步提升该结构的实用性及可靠性,本文对结构的参数进行了详细研究与分析。

1 传统机械开关

传统机械同步开关是在质量块的两侧设置2个

收稿日期:2019-12-23

基金项目:国家自然科学基金资助项目(51875488,51875488)

作者简介:黄瑶(1995-),女,四川资阳人,硕士生,主要从事压电振动能量回收方面的研究。刘伟群,男,湖南衡阳人,副教授,博士,主要从事振动能量回收、智能材料结构与系统、新能源汽车电子控制的研究。

固定电极并用于 SSHI,如图 1 所示。图中, S_1 、 S_2 表示 2 个机械开关, D_1 、 D_2 表示 2 个二极管, L 、 C_r 分别为电感和电容, R_L 、 V_{DC} 分别为负载和负载电压。SHI 电路的同步开关闭合位置越靠近位移峰值,其能量采集效率越高。当质量块与固定电极接触时,机械开关导通,其分离后机械开关立即断开。这种机械开关结构简单,但当悬臂梁的振幅较小时其不能工作,悬臂梁振幅过大时机械开关又会提前闭合,不仅如此,此时固定电极还会抑制悬臂梁的振动,这都不利于能量采集。实际振动环境大多是噪声环境,这类机械开关的能量采集效率低,不适合在噪声振动时采集能量。

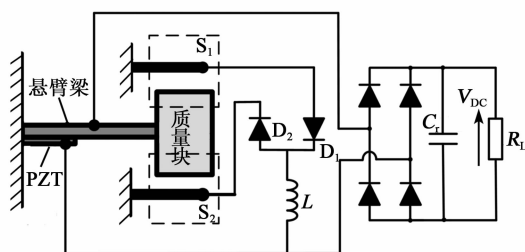


图1 传统机械开关结构

2 结构原理与参数分析

2.1 粘性材料机械开关原理

本文中自适应机械开关是采用一种粘性材料作机械开关的移动电极,质量块作为中心电极,如图 2 所示。图中, x_1 为压电悬臂梁的位移, K_2 、 μ_2 分别为粘性材料的刚度和阻尼。这种材料可认为是一个无质量的一阶系统,其阻尼力大于弹性恢复力。当悬臂梁在激励作用下发生振动时,质量块压缩粘性材料直到悬臂梁的位移极值点,由于粘性材料的阻尼力大于弹性恢复力,因此,在每个周期内,粘性材料总是在悬臂梁的位移峰值附近与其接触,并使机械开关闭合,随着悬臂梁振幅的变化,粘性材料总能适应悬臂梁的幅值,有效提高了 SSHI 电路的能量采集效率。

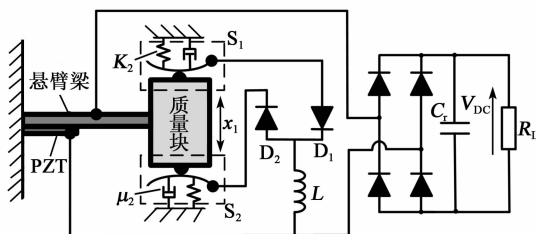


图2 自适应机械开关结构

2.2 正弦激励参数分析

根据结构原理进行了仿真,正弦激励仿真结果如图 3 所示。图中, x_2 、 x_3 分别为 2 个移动电极的位移。由图可看出,移动电极的位移能保持在悬臂梁的位移峰值附近。由图还可看出,正弦激励时移动电极的接触位置并不能保证在悬臂梁位移的极值处,这是由系统参数决定的。

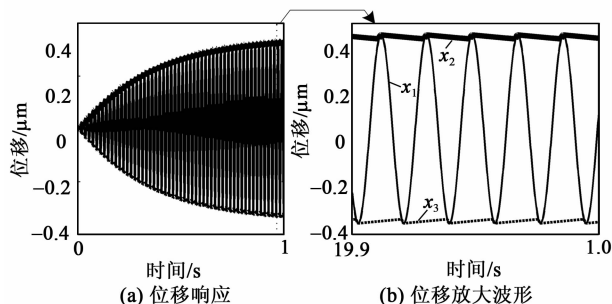


图3 正弦激励位移响应

为确定最优的系统参数,采用不同频率的正弦激励对粘性材料参数进行了仿真分析,如图 4 所示。 x_2 、 x_3 与 x_1 的接触点到 x_1 极值点的距离占 1/4 周期的比例可定义为相位提前角。由图 4 可看出, K_2 越小, μ_2 越大,相位提前角越小,机械开关闭合位置越靠近悬臂梁的位移极值点,能量采集效率越高。并且激励频率越高,相位提前角越小,这是因为频率高周期反而小,机械开关连续两次闭合的时间间隔越小,粘性材料回弹的距离越少。

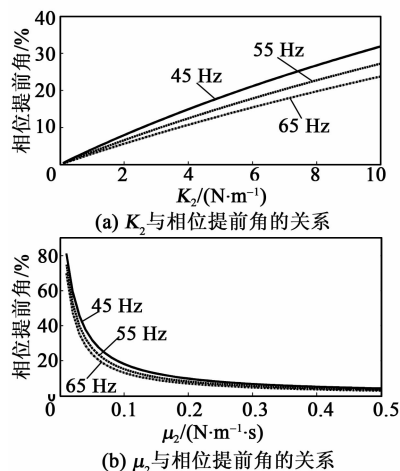


图4 正弦激励参数分析

2.3 噪声激励参数分析

由于实际环境中大多数激励无规律,根据正弦仿真结果,采用噪声激励对系统进行仿真,结果如图 5 所示。由图可看出,在位移幅值增加的区域,移动

电极的位移都能保持在悬臂梁的位移峰值附近,而在悬臂梁位移幅值减小的区域,移动电极并不能与中心电极接触,此时机械开关不起作用。这种情况是粘性材料的刚度太低,不能及时回弹引起的,对此在采用噪声激励,对系统参数进行分析。

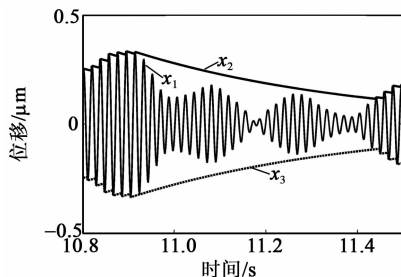


图5 噪声激励位移响应

为评估机械开关的性能,噪声仿真后选取若干个周期,选用 x_1 、 x_2 的波形为研究对象,提取出每个周期中 $-\Delta x$ ($-\Delta x$ 为 x_1 的最大位移值与 x_1 、 x_2 接触点位移值的差值)和 Δx (Δx 为 x_1 、 x_2 未接触时峰值处的位移差值),并求 $-\Delta x$ 与 Δx 的均方根值 S , S 越小,说明 x_2 与 x_1 的接触点越靠近 x_1 的极值点,此时机械开关闭合更有利于能量采集。图6为采用噪声激励时 S 随 μ_2 、 K_2 的变化关系。随着 K_2 、 μ_2 的增加, S 值迅速减小,稳定后逐渐增加,这表明噪声激励时系统参数有一组最优值,采用最优值移动电极能在中心电极的峰值附近与其接触,并能在大多数周期内机械开关能正常工作。这个结果与正弦激励的仿真结果有很大区别,实际使用中应根据激励选择合适的系统参数,使系统的能量采集性能达到最优。

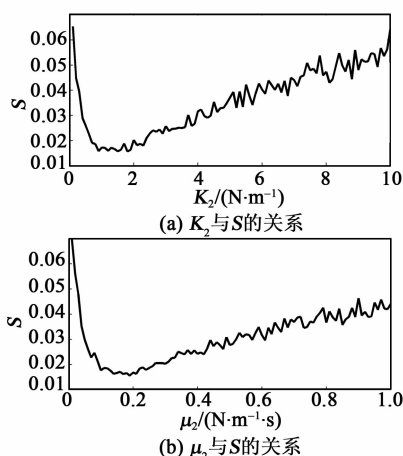


图6 噪声激励参数分析

2.4 功率分析

图7为分别采用正弦激励和噪声激励进行仿真

得到负载功率与系统参数的关系。由图可看出,正弦激励时,粘性材料的 K_2 、 μ_2 越小,负载功率越高,而噪声激励时,负载功率有一个最优区域,这与上文分析一致。

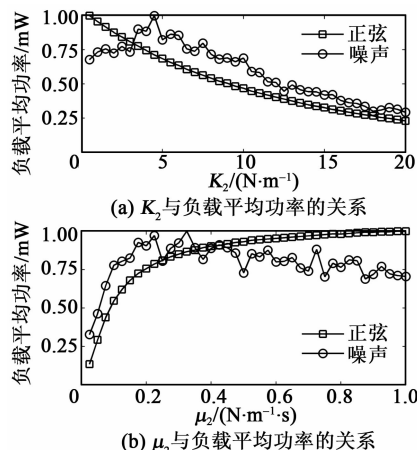


图7 正弦与噪声激励的负载功率

3 实验测试

首先根据仿真参数搭建了实验平台,如图8所示。实验采用贴有压电片的悬臂梁作为集能器,悬臂梁末端有一质量块作为中心电极,质量块两端固定有2个慢回弹泡沫作为粘性材料,其末端覆盖一层导电材料作为移动电极,初始状态时中心电极与移动电极刚好接触。

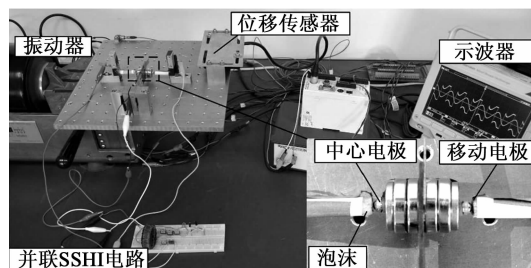
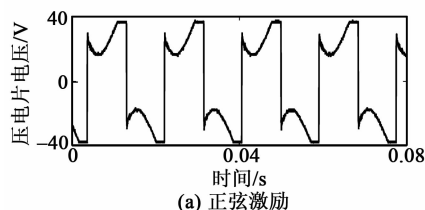


图8 实验平台

图9为分别采用正弦激励和噪声激励对系统进行测试结果。由图9(a)可看出,正弦激励时,压电片能获得较高的电压,相应的负载输出功率较高。由图9(b)可看出,机械开关在大多数周期内都能正常工作,且其相位提前角较小,能量采集效率高,负载能获得稳定的功率。



(a) 正弦激励

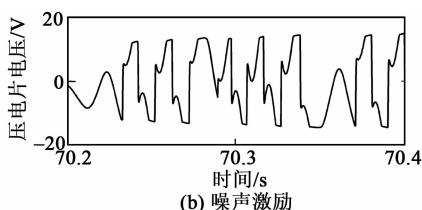


图9 正弦与噪声激励的电压

为了观察优化后自适应机械开关的优势,采用频率为 54 Hz 的正弦激励,选择 6 种不同的悬臂梁振幅分别采用自适应机械开关 SSHI 电路、电子断路器 SSHI 电路、标准电路进行实验测试。实验结果如图 10 所示。实验发现,自适应机械开关电路的负载功率高于电子断路器电路,且远高于标准电路,随着悬臂梁幅值的增大,自适应机械开关电路的优势更明显,这表明所提出的自适应机械开关性能良好。

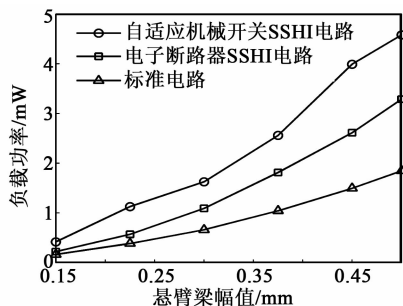


图10 不同电路的负载功率

4 结束语

本文提出了一种采用粘性材料作为移动电极的自适应机械开关。分别采用正弦和噪声激励进行系统仿真,参数研究表明,在正弦激励下低刚度、高阻尼的移动电极材料更利于能量采集,而在噪声激励下移动电极材料的参数有一最优区间,在最优区间内 SSHI 电路的能量提取效率较高,同样的负载能够获得更高的功率。通过实验测试发现,无论是正弦激励还是噪声激励,所提出的自适应机械开关能很好地自适应悬臂梁的幅值,并且所采集到的负载功率明显高于电子断路器电路和标准电路,SSHI 电路的能量提取效率明显提高。

参考文献:

[1] 边义祥,杨成华. 基于压电材料的振动能量回收技术

现状综述[J]. 压电与声光,2011,33(4):612-622.

BIAN Yixiang, YANG Chenghua. A review of current research for energy harvesting based on vibration of piezoelectric materials[J]. Piezoelectrics & Acousto-optics, 2011, 33(4): 612-622.

[2] 王爽,吕宝占. 典型压电俘能器的发展现状与俘能机理分析[J]. 电子元件与材料,2018,37(11):1-11.

WANG Shuang, LYU Baozhan. Mechanism and status of typical piezoelectric energy harvester[J]. Electronic Components & Materials, 2018, 37(11): 1-11.

[3] LALLART M, GUYOMAR D. An optimized self-powered switching circuit for non-linear energy harvesting with low voltage output[J]. Smart Materials and Structures, 2008, 17(3): 035030.

[4] LIANG J, LIAO W H. Improved design and analysis of self-powered synchronized switch interface circuit for piezoelectric energy harvesting systems [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 59(4): 1950-1960.

[5] CHEN Y Y, VASIC D, COSTA F, et al. A self-powered switching circuit for piezoelectric energy harvesting with velocity control[J]. The European Physical Journal-Applied Physics, 2012, 57(3): 30903.

[6] GIUSA F, GIUFFRIDA A, TRIGONA C, et al. Random mechanical switching harvesting on inductor: A novel approach to collect and store energy from weak random vibrations with zero voltage threshold[J]. Sensors and Actuators A: Physical, 2013, 198: 35-45.

[7] WU Y, BADEL A, FORMOSA F, et al. Nonlinear vibration energy harvesting device integrating mechanical stoppers used as synchronous mechanical switches[J]. Journal of Intelligent Material Systems and Structures, 2014, 25(14): 1658-1663.

[8] LIU W, FORMOSA F, BADEL A, et al. Self-powered nonlinear harvesting circuit with a mechanical switch structure for a bistable generator with stoppers[J]. Sensors and Actuators A: Physical, 2014, 216: 106-115.

[9] SHIH Y S, VASIC D, WU W J. A non-contact mechanical solution for implementing synchronized switching techniques for energy harvesting using reed switches[J]. Smart Materials and Structures, 2016, 25(12): 125013.

基于 H-like 模型的压电陶瓷作动器内模控制

尚爱鹏,王贞艳,贺一丹

(太原科技大学 电子信息工程学院, 山西 太原 030024)

摘要:针对压电陶瓷作动器的率相关特性降低应用端控制精度的问题,该文研究了基于 Hammerstein-like 模型的内模控制策略。其中非线性部分由最小二乘支持向量机模型表示,动态线性部分由自回归遍历模型表示。在此基础上构建了系统逆模型,设计了内模控制器以实现对接电陶瓷作动器的跟踪控制,最后通过实验平台进行了验证。实验结果表明,实时跟踪 100 Hz 内的期望信号相对误差均小于 10%,证明了所设计内模控制方案的有效性。

关键词:压电陶瓷作动器;迟滞;Hammerstein-like 模型;最小二乘支持向量机;内模控制

中图分类号:TN384;TP273 **文献标志码:**A **DOI:**10.11977/j.issn.1004-2474.2020.05.027

Internal Mode Control of Piezoelectric Ceramic Actuator Based on H-like Model

SHANG Aipeng, WANG Zhenyan, HE Yidan

(School of Electronical and Information Engineering, Taiyuan University of Science and Technology, Taiyuan 030024, China)

Abstract: Aiming at the problem that the rate-dependent characteristics of piezoelectric ceramic actuators seriously reduce the control accuracy of the application side, the internal model control strategy based on the Hammerstein-like model is studied in this paper. The nonlinear part is represented by the least squares support vector machine model, and the dynamic linear part is represented by the autoregressive traversal model. On this basis, the inverse model of the system is constructed, and then the internal model controller is designed to realize the tracking control of the piezoelectric ceramic actuator. Finally, it is verified by the experimental platform. The experimental results show that the relative error of the expected signal within 100 Hz of real-time tracking is less than 10%, which proves the effectiveness of the designed internal model control scheme.

Key words: piezoelectric ceramic actuator; hysteresis; Hammerstein-like model; least squares support vector machine; internal model control

0 引言

压电陶瓷作动器作为一种微位移智能材料,在精密定位领域已被广泛应用,但其在输入、输出关系上呈现率相关性,这种迟滞特性严重降低了应用端的控制精度^[1]。针对系统非线性问题,现已发展成多种建模和控制方法。比较常用的迟滞模型有支持向量机建模^[2]、神经网络建模^[3]及 Preisach 模型^[4]等。此外,针对率相关问题的建模理论可分为整体与分离两种模型。常见的分离式模型有三明治模型、Hammerstein 模型^[5]及 Wiener 模型等,与整体式模型相比,其结构明确,在非线性问题的研究中尚有很大的发展空间。一般控制策略有自适应控

制^[6]、鲁棒控制^[7]、比例积分微分(PID)控制^[8]及滑模控制^[9]等。在控制方法中,内模控制法由于良好的实用性被逐渐应用到迟滞非线性跟踪控制中。本文采用最小二乘支持向量机(LS-SVM)和自回归遍历模型(ARX)组成 Hammerstein-like 模型来对接电陶瓷作动器进行建模,然后在模型基础上设计内模控制器,通过构建的实验平台进行跟踪控制实验,最后通过实验结果验证控制方案的有效性。

1 作动器率相关模型

1.1 Hammerstein-like 模型

Hammerstein-like 模型是在传统 Hammerstein 模型基础上发展得到的,它将传统模型中的静态非

收稿日期:2020-06-10

基金项目:山西省研究生教改基金资助项目(2019JG165);山西省基础 Research 计划基金资助项目(自然)(201901D111263)

作者简介:尚爱鹏(1994-),男,山西吕梁人,硕士,主要从事迟滞非线性系统的建模及控制方面的研究。通信作者:王贞艳(1981-),女,山西运城人,副教授,主要从事非线性系统、先进控制及智能控制等方面的研究。

线性环节调整为动态以对压电陶瓷作动器率相关特性进行更好的描述。模型结构如图 1 所示,分别以 LS-SVM 和 ARX 模型来表示模型的迟滞非线性部分和线性动态部分。图中, u , y 分别为系统的输入与输出, x 既为非线性模型的输出又是线性模型的输入。

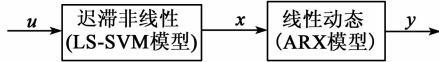


图 1 Hammerstein-like 模型结构图

1.1.1 LS-SVM

LS-SVM 通过对支持向量机的改进^[10],将误差的二次项视为损失函数,不等式约束转化为等式约束,能够对凸二次规划问题合理优化,其表达式为

$$\min R(\omega, \xi) = \frac{1}{2} \|\omega\|^2 + C \sum_{i=1}^n \xi_i^2$$

$$(y_i = \omega \cdot \phi(x_i) + b + \xi_i, i = 1, 2, \dots, n)$$
(1)

式中: C 为惩罚因子; y_i 为输出; x_i 为回归向量; ξ 为预测输出与实际输出之间的误差; ω, b 为待辨识参数; $\phi(x)$ 为非线性映射。

通过拉格朗日乘子法将优化问题转化为求解线性方程组,即:

$$\begin{bmatrix} 0 & e^T \\ e & \Omega + \frac{I}{2C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b \\ \alpha \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ Y \end{bmatrix}$$
(2)

式中: $e = [1, 1, \dots, 1]^T$; $\alpha = [\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n]^T$; $Y = [y_1, y_2, \dots, y_n]^T$; $\Omega_{ij} = K(x_i, x_j) = \phi(x_i) \cdot \phi(x_j)$ ($i = 1, 2, \dots, n$) 为核函数。

非线性回归估计模型为

$$f(x) = \sum_{i=1}^n \alpha_i K(x, x_i) + b$$
(3)

$$K(x, x_i) = \exp\left(-\frac{\|x - x_i\|^2}{2\sigma^2}\right)$$
(4)

式中: α_i ($i = 1, 2, \dots, n$) 为拉格朗日乘子; $K(x, x_i)$ ($i = 1, 2, \dots, n$) 为高斯核函数^[11]; σ 为核参数。

1.1.2 ARX 模型

ARX 模型表达式为

$$y_t = \sum_{i=1}^q a_i y_{t-i} + \sum_{j=0}^p b_j u_{t-j} + e_t \quad (\forall t \in \mathbb{Z})$$
(5)

式中: e_t 为白噪声信号; p, q 为阶数。其结构写成传递函数形式为

$$G = \frac{B(z)}{A(z)} \quad (6)$$

式中: $A(z) = 1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + \dots + a_q z^{-q}$; $B(z) = b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + \dots + b_p z^{-p}$, z^{-1} 为单位延迟算子。

1.2 模型辨识

1.2.1 LS-SVM 模型辨识

相关实验结果表明,小于 1 Hz 信号的压电陶瓷作动器迟滞环形状基本不随频率变化而变化,故非线性部分 LS-SVM 模型通过 1 Hz 信号下的作动器数据建模。选取动态阶数 $m = n = 3$,通过微粒群优化算法调整参数结果为 $C = 9.20 \times 10^{12}$, $\sigma = 9$ 。

1.2.2 ARX 模型辨识

首先在 1~100 Hz 正弦扫描输入信号 $u(t)$ 激励下采集得到压电陶瓷作动器的输出 $y(t)$,然后通过 LS-SVM 模型根据 $u(t)$ 估计中间变量 $x(t)$,最后由 $x(t)$ 、 $y(t)$ 辨识出线性动态环节 ARX 模型。建模的精确度由均方根误差和相对误差表示,定义相对误差与均方根误差分别为

$$RE = \sqrt{\sum_{i=1}^n |y^i - y_0^i|^2 / \sum_{i=1}^n |y_0^i|^2}$$
(7)

$$RMSE = \sqrt{\sum_{i=1}^n |y^i - y_0^i|^2 / N}$$
(8)

式中 y^i, y_0^i 分别为第 i 个样本的模型输出值和实际值。

辨识得到的 ARX 模型为

$$G(z) = \frac{1.0551(z - 0.8595)}{(z - 0.8453)(z + 0.3546)}$$
(9)

2 内模控制器设计

内模控制器建立在系统逆模型基础上,其结构简单,需要调节的变量少,更易于应用到工程实践中。Hammerstein-like 模型是块连接结构,其逆模型分别针对非线性部分和线性动态部分建立。内模控制结构图如图 2 所示。图中, M 为作动器辨识模型, N 为 Hammerstein-like 模型非线性部分, G 为 Hammerstein-like 模型线性部分, Q 为前馈控制器, N^{-1} 为 N 的逆模型, W 为 G 的逆模型, F 为滤波器, r 为期望信号。

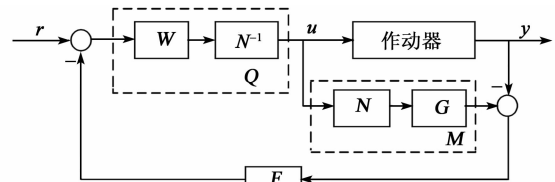


图 2 内模控制结构图

2.1 Hammerstein-like 模型的逆

内模控制方案中,前馈控制器的设计是其关键环节。在整个控制结构中,以系统逆模型作为前馈控制器,非线性部分的逆模型同样采用最小二乘支持向量机,无需深入分析压电陶瓷作动器本身的物理机理,只需根据实验测得的数据样本,把当前时刻系统的输出和历史时刻的输入、输出作为 LS-SVM 的输入,把当前时刻系统的输入信号作为 LS-SVM 的参考输出,得到压电陶瓷作动器逆动态的规律。

动态线性部分 $G(z)$ 的逆为

$$W(z) = G^{-1}(z) \quad (10)$$

2.2 滤波器设计

在整个控制结构中,引入反馈滤波器可抑制输出振荡,从而使系统鲁棒性得到增强。实际控制中,滤波器的使用更倾向于采用一阶形式滤波器,即:

$$F(z^{-1}) = \frac{1 - \alpha_f}{1 - \alpha_f z^{-1}} \quad (11)$$

式中 $\alpha_f (0 < \alpha_f < 1)$ 为滤波器系数。

滤波器参数的选取是否合理不仅直接关系到系统的响应性能,还会对其鲁棒性产生影响。所以,应在考虑鲁棒性及响应速度两个因素的基础上选取合适的参数。

3 实验结果

3.1 实验系统简介

图 3 为压电陶瓷作动器实验系统设备,主要由作动器、驱动电源、电涡流传感器、dSPACE 4 部分组成。

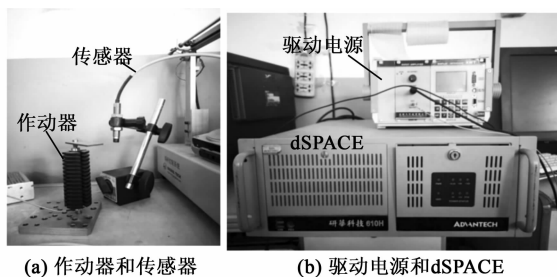


图 3 实验设备

在实验过程中,采样频率为 10 kHz,信号由 Simulink 方框图下载传输至 dSPACE 系统中,进行 D/A 转换后由驱动电源实现对压电陶瓷作动器的驱动,作动器与电涡流传感器相连,传感器将输出位移信号进行 A/D 处理后再传输至 dSPACE 系统内。

3.2 建模结果

通过实验数据采集系统测得压电陶瓷作动器单一频率(1~100 Hz)及复合频率(10 Hz/20 Hz/.../90 Hz、20 Hz/40 Hz/60 Hz/80 Hz、30 Hz/60 Hz/90 Hz)下的输入、输出数据对,分别与对应频率下的模型输出进行比较。图 4~6 分别为不同频率下的建模结果。模型检验误差如表 1 所示。

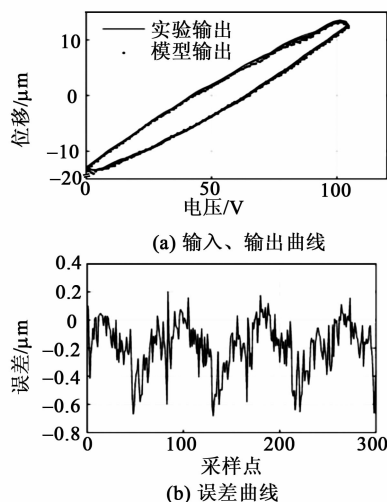


图 4 60 Hz 建模结果

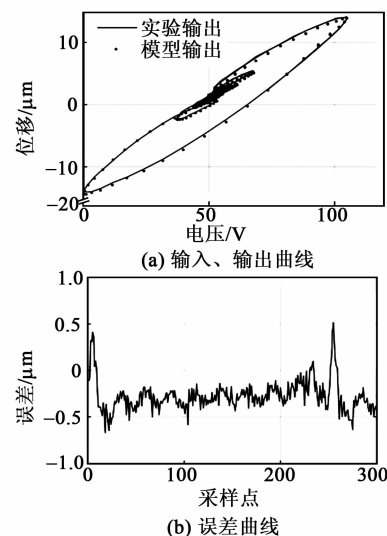
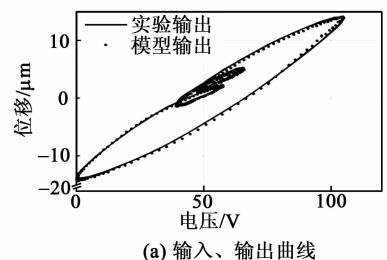


图 5 复合频率 10 Hz/20 Hz/.../90 Hz 建模结果



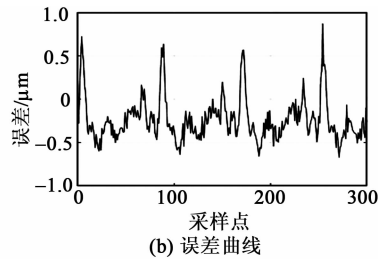


图 6 复合频率 30 Hz/60 Hz/90 Hz 建模结果

表 1 检验误差

频率/Hz	均方根误差/ μm	相对误差
5	0.121 2	0.013 3
10	0.153 2	0.014 0
60	0.369 8	0.039 4
80	0.352 6	0.043 3
100	0.416 1	0.050 5
10/20/.../90	0.148 9	0.028 5
20/40/60/80	0.169 8	0.026 6
30/60/90	0.203 6	0.031 1

由图 4~6 和表 1 可知,所建 Hammerstein-like 模型能很好地拟合压电陶瓷作动器不同频率下的迟滞曲线,均方根误差为 0.121 2~0.416 1 μm ,相对误差为 0.013 3~0.050 5。

3.3 跟踪控制结果

通过压电陶瓷作动器实验平台进行 1~100 Hz 单一频率和复合频率期望信号进行跟踪控制实验。在线调整滤波器参数为 $\alpha_f=0.97$,图 7~9 分别为不同频率下的跟踪和误差曲线。表 2 为不同频率信号下的跟踪误差。由图 7~9 和表 2 可知,基于 Hammerstein-like 逆模型的内模控制有着良好的跟踪效果,不管对单一频率和复合频率都有较高的跟踪精度,验证了内模控制策略的有效性。

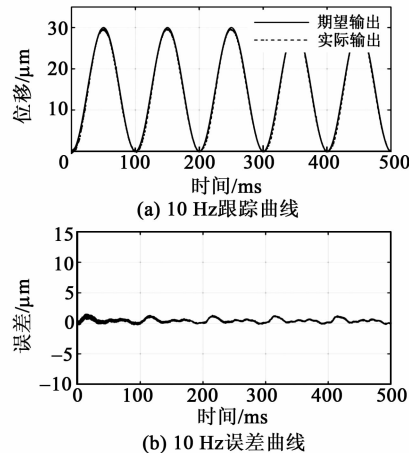


图 7 10 Hz 跟踪控制结果

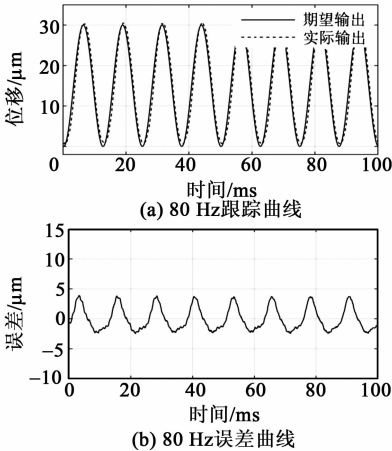


图 8 80 Hz 跟踪控制结果

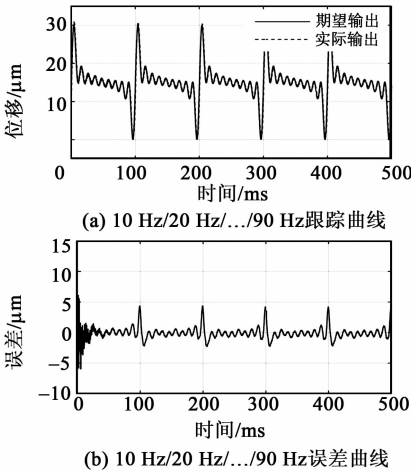


图 9 10 Hz/20 Hz/.../90 Hz 跟踪控制结果

表 2 跟踪误差

频率/Hz	均方根误差/ μm	相对误差
20	1.372 5	0.071 1
60	1.412 4	0.079 3
80	1.455 6	0.081 5
100	1.886 2	0.092 4
10/20/.../90	1.382 2	0.072 6
20/40/60/80	1.401 3	0.073 8

4 结束语

针对压电陶瓷作动器的率相关迟滞非线性问题,首先建立了 1~100 Hz 内统一的 Hammerstein-like 模型,分别以 LS-SVM 模型和 ARX 模型表示非线性部分和线性动态部分。在验证了模型精度后,通过构造其正、逆模型设计了内模控制器,最后在实验平台对压电陶瓷作动器进行了跟踪控制实验。对 1~100 Hz 内单一频率和复合频率信号都有良好的跟踪控制效果,相对误差均在 10% 内,满足

工程要求。

参考文献:

- [1] 杨晓京,胡俊文,李庭树. 压电微定位台的率相关动态迟滞建模及参数辨识[J]. 光学精密工程, 2019, 27(3): 610-618.
YANG Xiaojing, HU Junwen, LI Tingshu. Modeling and parameter identification of rate-dependent dynamic hysteresis for piezoelectric micropositioning stations [J]. Opt Precision Eng, 2019, 27(3): 610-618.
- [2] 严秀权,吴洪涛,李耀,等. 压电作动器的支持向量机迟滞模型[J]. 仪器仪表学报, 2018, 39(9): 228-235.
YAN Xiuquan, WU Hongtao, LI Yao, et al. Support vector machine-based hysteresis model of piezoelectric actuators[J]. Journal of Instrumentation, 2018, 39(9): 228-235.
- [3] 刘鑫,李新阳,杜睿. 压电陶瓷驱动器迟滞非线性建模及逆补偿控制[J]. 光电工程, 2019, 46(8): 25-32.
LIU Xin, LI Xinyang, DU Rui. Hysteresis nonlinear modeling and inverse compensation control of piezoelectric ceramic drivers[J]. Opto-Electronic Engineering, 2019, 46(8): 25-32.
- [4] BERMUDEZ A, DUPRE L, GOMEZ D, et al. Electromagnetic computations with preisach hysteresis model [J]. Finite Elements in Analysis and Design, 2017, 126(4): 65-74.
- [5] 贾高欣,王贞艳. 压电陶瓷作动器的率相关迟滞建模与内模控制[J]. 压电与声光, 2019, 41(1): 130-134.
JIA Gaoxin, WANG Zhenyan. Modeling of rate-dependent hysteresis and internal model control of piezoelectric ceramic actuators[J]. Piezoelectrics & Acousto-optics, 2019, 41(1): 130-134.
- [6] ZHOU M, ZHANG Y, JI K, et al. Model reference adaptive control based on k_p model for magnetically controlled shape memory alloy actuators[J]. J Appl Biomater Funct Mater, 2017, 15(1): 31-37.
- [7] 张臻,辛峰,周克敏. 压电舵机动态迟滞建模与带有鲁棒干扰观测器的两自由度控制[J]. 控制理论与应用, 2019, 36(6): 841-849.
ZHANG Zhen, XIN Feng, ZHOU Kemin. Dynamic hysteresis modeling of piezoelectric servo and two-degree-of-freedom control with robust disturbance observer[J]. Control Theory & Applications, 2019, 36(6): 841-849.
- [8] 王钰锋,郭咏新,毛剑琴. 压电作动器的率相关迟滞建模与跟踪控制[J]. 光学精密工程, 2014, 22(3): 616-625.
WANG Yufeng, GUO Yongxin, MAO Jianqin. Rate-dependent hysteresis modeling and tracking control of piezoelectric actuators[J]. Opt Precision Eng, 2014, 22(3): 616-625.
- [9] 徐子睿,许素安,富雅琼. 基于 Duhem 前馈逆补偿的压电陶瓷迟滞非线性自适应滑模控制[J]. 传感技术学报, 2019, 32(8): 1209-1214.
XU Zirui, XU Su'an, FU Yaqiong. Piezoceramic hysteresis nonlinear adaptive sliding mode control based on Duhem feedforward inverse compensation[J]. Chinese Journal of Sensors and Actuators, 2019, 32(8): 1209-1214.
- [10] SUYKENS J A K, VANDEWALLE J. Least squares support vector machine classifiers[J]. Neural Processing Letters, 1999, 9(3): 293-300.
- [11] VAPNIK V. 统计学习理论的本质[M]. 北京:清华大学出版社, 2002.

读者信息反馈卡(2020 年第 5 期)

▲您目前最感兴趣的技术问题: _____

▲您认为本期最佳文章: _____ 理由: _____

▲您认为本期欠佳文章: _____ 理由: _____

▲您希望本刊增加哪些内容: _____

读者姓名: _____ 通信地址: _____ 邮码: _____

复印有效

位移载荷下折叠式压电振子的疲劳分析

赵春明, 龚立娇, 周天烁, 张新, 张鹏飞

(石河子大学 机械电气工程学院, 新疆 石河子 832003)

摘要:在位移载荷下,为了预测粘结层厚度对折叠式压电振子的疲劳寿命,该文对粘结层进行理论分析,建立了一种折叠式压电振子的有限元模型,分别在 85.5 Hz、105.8 Hz 及 153.2 Hz 3 种不同的工作模式下,施加正弦位移载荷,并进行了模型静力分析,将分析结果传输到 nCode DesignLife 软件进行疲劳分析。结果表明,在粘结层厚度为 0.07 mm 时,弹性层和压电层所受应力值最小;由疲劳寿命分析可知,结构发生破坏集中在压电陶瓷层,在 105.8 Hz 时,压电层的疲劳寿命次数为 5.317×10^7 ;在 85.5 Hz、153.2 Hz 时,压电层的疲劳寿命次数分别为 8.82×10^6 和 1.624×10^6 。因此,在折叠压电振子实际应用中,需综合考虑粘结层厚度、位移载荷及压电陶瓷的疲劳寿命,才能实现最大的电能输出。

关键词:压电振子;有限元;粘结层厚度;疲劳分析;正弦位移

中图分类号:TN384;TM22 **文献标志码:**A **DOI:**10.11977/j.issn.1004-2474.2020.05.028

Fatigue Analysis of Folded Piezoelectric Vibrator Based on Displacement Load

ZHAO Chunming, GONG Lijiao, ZHOU Tianshuo, ZHANG Xin, ZHANG Pengfei

(School of Mechanical and Electrical Engineering, Shihezi University, Shihezi 832003, China)

Abstract: Under displacement load, in order to predict the fatigue life of the folding piezoelectric vibrator due to the thickness of the bonding layer, a theoretical analysis of the bonding layer was carried out and a finite element model of the folding piezoelectric vibrator was established. The sinusoidal displacement loads are applied under three different working modes of 85.5 Hz, 105.8 Hz and 153.2 Hz, and the static analysis of the model was performed. The analysis results were transmitted to the nCode DesignLife software for fatigue analysis. The results show that when the thickness of the adhesive layer was 0.07 mm, the stress values of the elastic layer and the piezoelectric layer were the minimum. From the analysis of fatigue life, the structural damage was concentrated in the piezoelectric ceramic layer. At 105.8 Hz, the fatigue life of the piezoelectric layer was 5.317×10^7 , at 85.5 Hz and 153.2 Hz, the fatigue life of the piezoelectric layer is 8.82×10^6 and 1.624×10^6 respectively. Therefore, in the practical application of folded piezoelectric vibrators, it is necessary to comprehensively consider the thickness of the bonding layer, the displacement load and the fatigue life of the piezoelectric ceramics in order to achieve the maximum power output.

Key words: piezoelectric vibrator; finite element; adhesive layer thickness; fatigue analysis; sinusoidal displacement

0 引言

压电俘能器利用压电材料的正压电效应将振动能量转换为电能,通过匹配能量采集电路,为负载提供电能。通常压电俘能器的结构简单且易发电,因而国内外专家已广泛研究^[1-2]。本文提出的一种折

叠式压电振子结构^[3]由压电层、弹性层和粘结层组成。在实际应用中,压电振子的固有频率与环境的振动频率接近,使其机电转换性能得到充分利用。相应地,随着交变位移作用,折叠压电振子的各部分材料将会出现疲劳现象,直至结构产生破坏。由此可见,

收稿日期:2020-07-07

基金项目:国家自然科学基金资助项目(51867021)

作者简介:赵春明(1993-),男,四川通江人,硕士生,主要从事振动能量收集技术的研究。E-mail:chunming_shzu@163.com。通信作者:龚立娇(1978-),女,甘肃武威人,教授,博士生导师,博士,主要从事新型环境能量采集技术的研究。E-mail:glj_mac@shzu.edu.cn。

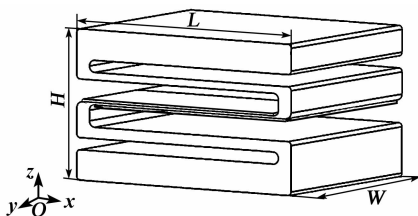
疲劳寿命将成为影响压电振子输出电能的一个重要因素^[4-5]。

目前对压电振子振动发电性能的研究较多,而其中粘结层对压电结构性能的影响显著^[6-7]。Jurk M 等^[8]给出了评估粘结层对压电式传感器质量影响的方法。Jin Congrui 等^[9]提出了粘结层的几何与材料特性对单晶压电振动悬臂梁结构的机电耦合的影响。Anil Can Turkmen 等^[10]设计了一种拔型压电能量采集装置,将其嵌入人的鞋跟中,通过人行走时自身体重作为谐波载荷作用在装置上。当质量为 90 kg 的人正常行走时,可产生的电能为 1.43 mW,但未考虑装置的使用寿命。张森等^[11]通过给悬臂梁式压电振子施加位移激励,然后对压电层进行疲劳分析,但未考虑粘结层对压电振子的疲劳影响。在实际应用中,压电振子由于各层间边缘处的不连续及材料参数差异较大,而粘结层表面会出现复杂的应力分布,且在中间层的两端圆角位置会出现高度的应力集中,这影响了压电结构的使用寿命。

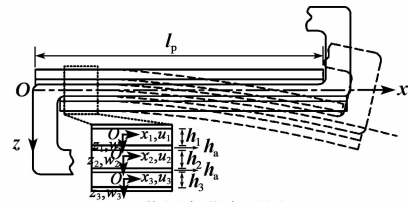
本文针对一种折叠式压电振子,对其粘结层进行理论分析,通过 Ansys Workbench 建立有限元模型;同时考虑在位移载荷下,分析粘结层厚度对折叠式压电振子的弹性层和压电层的应力影响;将静力分析结果传输到 nCode DesignLife 疲劳软件,对压电层进行疲劳寿命分析。

1 折叠式压电振子粘结层理论分析

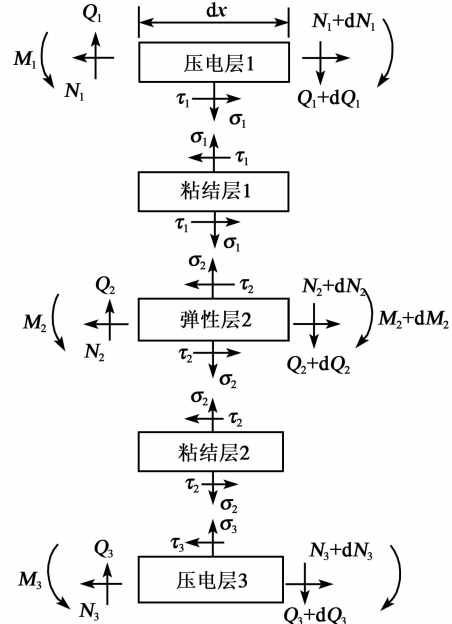
折叠式压电振子由弹性折叠梁、压电片及粘结层组成,如图 1(a)所示。弹性折叠梁的上、下表面粘贴压电陶瓷片,折叠梁的长、宽、高分别为 L 、 W 、 H ,弹性层的厚度为 h_2 ;压电片的长度、厚度分别为 l_p 、 h_1 (h_3);粘结层的厚度为 h_a 。建立折叠式压电振子的局部坐标系如图 1(b)所示。图中, x_1 (x_3), x_2 分别为压电层、弹性层的横坐标, z_1 (z_3), z_2 分别为压电层、弹性层的纵坐标, u_1 (u_3), u_2 分别为压电层、弹性层的轴向位移, w_1 (w_3), w_2 分别为压电层、弹性层的横向位移。



(a) 折叠式压电振子



(b) 薄梁弯曲变形图



(c) 折叠梁的微元体受力分析

图 1 折叠式压电振子结构

假设折叠式压电振子中层与层的材料参数与几何参数不同,而同一层的材料性能与厚度相同,各层材料为各向同性材料,则折叠梁各层中任一点的轴向位移 $U_i(x_i, z_i, t)$ 及横向位移 $W_i(x_i, z_i, t)$ ^[12] 分别为

$$U_i(x_i, z_i, t) = u_i(x, t) - \frac{\partial w_i(x, t)}{\partial x} z_i \quad (1)$$

$$W_i(x_i, z_i, t) = w_i(x, t) \quad (2)$$

粘结层 1、2 的上、下表面轴向位移 U'_1 、 U'_2 、 U'_2 、 U'_2 分别为

$$U'_1 = U_1\left(x, \frac{h_1}{2}, t\right) \quad (3)$$

$$U'_1 = U_2\left(x, -\frac{h_2}{2}, t\right) \quad (4)$$

$$U'_2 = U_2\left(x, \frac{h_2}{2}, t\right) \quad (5)$$

$$U'_2 = U_3\left(x, -\frac{h_3}{2}, t\right) \quad (6)$$

粘结层 1、2 的剪应变分别为

$$\gamma_1 = \frac{U'_1 - U'_1}{h_a} = \frac{u_2 - u_1 + \frac{h_a}{2} \cdot \frac{\partial w_2}{\partial x} + \frac{h_1}{2} \cdot \frac{\partial w_1}{\partial x}}{h_a} \quad (7)$$

$$\gamma_2 = \frac{U_2'' - U_1'}{h_a} = \frac{u_3 - u_2 + \frac{h_2}{2} \cdot \frac{\partial w_2}{\partial x} + \frac{h_3}{2} \cdot \frac{\partial w_3}{\partial x}}{h_a} \quad (8)$$

折叠梁的微元体受力分析如图 1(c) 所示。各层中存在轴力 N_i 、弯矩 M_i 和剪力 Q_i ($i=1(3), 2$ 表示压电层和弹性层); $\tau_{1(2)}, \sigma_{1(2)}$ 分别为粘结层 1、2 的切应力和剥离应力。

为便于分析计算,粘结层内的剪切应力、剥离应力沿其厚度方向保持不变,同时可忽略粘结层惯性力的影响。粘结层 1 的切应力:

$$\tau_1 = \frac{\left(u_2 - u_1 + \frac{h_2}{2} \cdot \frac{\partial w_2}{\partial x} + \frac{h_1}{2} \cdot \frac{\partial w_1}{\partial x}\right) G_a}{h_a} \quad (9)$$

剥离应力:

$$\sigma_1 = \frac{(\omega_2 - \omega_1) Y_a}{h_a} \quad (10)$$

粘结层 2 的切应力:

$$\tau_2 = \frac{\left(u_3 - u_2 + \frac{h_2}{2} \cdot \frac{\partial w_2}{\partial x} + \frac{h_3}{2} \cdot \frac{\partial w_3}{\partial x}\right) G_a}{h_a} \quad (11)$$

剥离应力:

$$\sigma_2 = \frac{(\omega_2 - \omega_3) Y_a}{h_a} \quad (12)$$

式中 G_a, Y_a 分别为粘结层的剪切模量和弹性模量。

随着位移载荷作用在折叠压电振子上,中间层产生弯曲变形。为了防止折叠式压电振子在粘结层处剪切破坏,根据式(1)、(2)可推导出粘结层的剪应变、切应力及剥离应力。由式(7)、(9)、(10)可见,对于折叠式压电振子,随着粘结层厚度的减小,其剪切强度增大;而粘结层的切应力、剥离应力增大,则会产生折叠压电振子的疲劳破坏,减少使用寿命。因此,本文通过施加位移载荷,研究了粘结层厚度对折叠式压电振子的疲劳寿命影响。

2 折叠式压电振子的建模与静力分析

2.1 建模方法与过程

由图 1 所示的一种折叠式压电振子,本文选用 Ansys Workbench 软件建立有限元模型。在建模过程中,粘贴于中间薄梁上、下表面的 4 个压电陶瓷片,因同一层的变形区域相同,可等效粘贴为上、下两个压电片。

折叠梁结构尺寸: $L=34 \text{ mm}, W=27 \text{ mm}, H=19.5 \text{ mm}, h_2=0.3 \text{ mm}, l_p=32 \text{ mm}, h_1=h_3=0.22 \text{ mm}$ 。粘结层长为 $32 \text{ mm}, h_a=0.01 \sim 0.1 \text{ mm}$ 。构成折叠式压电振子的材料:弹性折叠梁选用 304 钢,压电材料选用 P-51,粘结层选用胶体材料环氧树脂胶,具体参数如表 1 所示。

表 1 折叠式压电振子参数

材料	弹性模量/GPa	密度/($\text{kg} \cdot \text{m}^{-3}$)	泊松比
弹性层	186.0	7 850	0.30
压电层	60.0	7 450	0.32
粘结层	3.5	1 960	0.36

设置折叠式压电振子的材料属性,然后进行网格划分。弹性折叠梁与粘结层可采用四面体单元类型,压电层采用六面体单元类型。而在中间薄梁两端圆角的过渡位置,为避免应力奇异点,可采用局部网格优化。图 2 为折叠式压电振子的有限元模型。

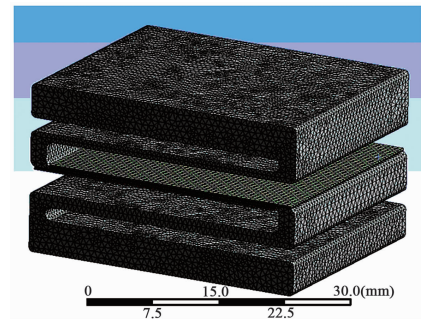


图 2 折叠式压电振子有限元模型

2.2 折叠压电振子静力分析

网格划分后,对折叠式压电振子进行静力分析。假设粘结层在弹性层与压电层之间均匀分布,位移连续,且弹性层与压电层受力均匀。通常,粘结胶体材料的剪切强度数值越大,其粘接的强度越高。本文粘结层的性能参数取室温(25°C),粘结强度(即拉伸极限强度)为 31 MPa 。

对折叠式压电振子的底面采取固定约束,其弹性层、压电层的应力分布对应以下 3 种工作模式:

1) 频率为 85.5 Hz 时,在折叠压电振子的最上层质量块的左侧面施加大小 1 mm 、方向竖直向下的位移载荷,分析得到等效应力分布云图,如图 3(a) 所示。

2) 频率为 105.8 Hz 时,对折叠压电振子的上表面施加大小为 1 mm 、方向竖直向下的位移载荷,分析得到等效应力分布云图,如图 3(b) 所示。

3) 频率为 153.2 Hz 时,对折叠压电振子最上层质量块的前、后面均施加大小为 1 mm、方向竖直向下的位移载荷,分析得到等效应力分布云图,如图 3(c)所示。

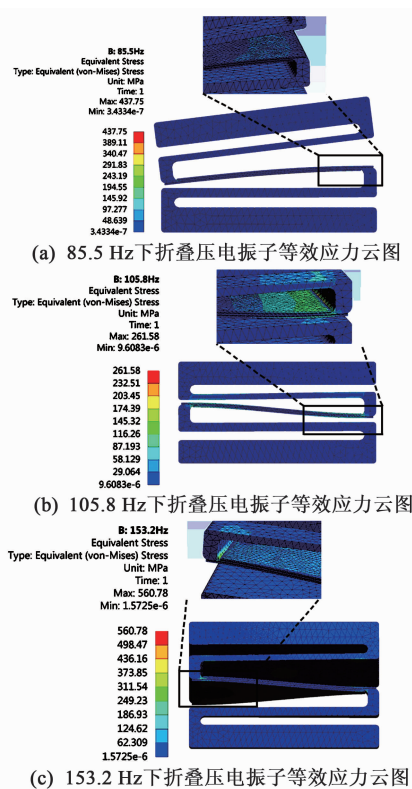


图 3 折叠压电振子等效应力分布图

由图 3 可见,85.5 Hz 时折叠压电振子薄梁部分发生左、右横向振动;105.8 Hz 时薄梁部分发生上、下横向振动,是常见的工作模式,弹性层的应力分布集中在两端圆角的过渡位置,所处位置的应力值为 203.45 MPa;153.2 Hz 时薄梁部分发生扭转振动。通过分析折叠压电振子的应力变化,可得弹性层与压电层随粘结层厚度变化的应力曲线,如图 4、5 所示。

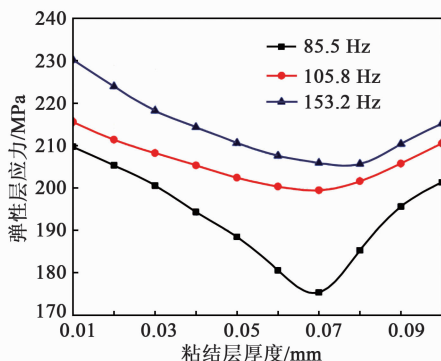


图 4 弹性层应力随粘结层厚度变化曲线

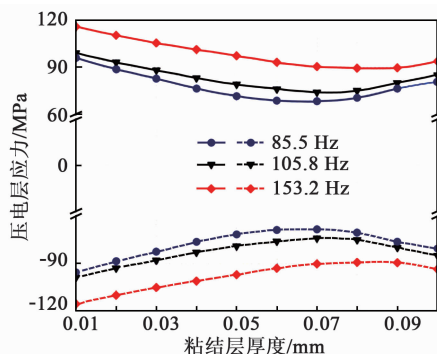


图 5 压电层应力随粘结层厚度变化曲线

弹性层的屈服强度为 205 MPa。由图 4 可见,弹性层分别在 85.5 Hz、105.8 Hz,粘结层厚分别为 0.03~0.10 mm 及 0.05~0.08 mm 时,所受应力小于许用应力值,满足弹性层抵抗微量塑性变形的要求。其中,当粘结层厚为 0.07 mm 时,弹性层在不同频率下所受应力最小,当 85.5 Hz 时,弹性层应力值为 175.34 MPa。

折叠压电振子在频率 153.2 Hz 的作用下,粘结层厚为 0.07~0.08 mm。应力值接近弹性层的屈服强度,在长久的工作条件下,将使折叠压电振子永久失效,无法恢复强度要求。

本文研究的折叠式压电振子为中心对称结构。由图 3 可以看出,上下压电层的应力大小相等,方向相反。当薄梁部分发生弯曲变形时,沿其长度方向的上下压电层的应力表现为一侧拉应力,另一侧为压应力。由图 5 可以看出,折叠压电振子在不同的工作模式下,粘结层厚度为 0.06~0.08 mm 时,压电层的应力值最小。85.5 Hz 时压电层所受应力值为 68.34 MPa。

因此,折叠压电振子在不同的工作模式下,通过分析弹性层与压电层的应力变化可知,当粘结层厚为 0.07~0.08 mm,应力变化最小。为保证折叠式压电振子能长时间工作,现对其进行疲劳寿命分析。

3 折叠式压电振子的疲劳分析

本文选用 nCode DesignLife 软件对折叠式压电振子进行疲劳寿命分析。疲劳是结构在应力或应变的反复作用下发生破坏的现象。疲劳寿命是指结构发生破坏时,循环载荷作用的次数或时间。

将其静力分析的结果传输到疲劳分析软件中,选用时间载荷的应力-寿命模块。弹性折叠梁的材料为 304 钢,其应力-寿命疲劳特性曲线可通过 nCode 材料库直接获取;而压电材料与粘结层在材

料库中无对应的应力-寿命曲线,可通过压电材料的弹性模量(60 GPa)、拉伸极限强度(77 MPa)及粘结层的弹性模量(3.5 GPa)、拉伸极限强度(31 MPa)进行自定义,生成修正的应力-寿命曲线。

设置弹性层、压电层和粘结层结构材料参数。设置正弦位移载荷幅值为 1 mm,作用时间为 1 s。经过疲劳寿命计算,在 3 种工作模式下折叠式压电振子的寿命分布如图 6 所示。

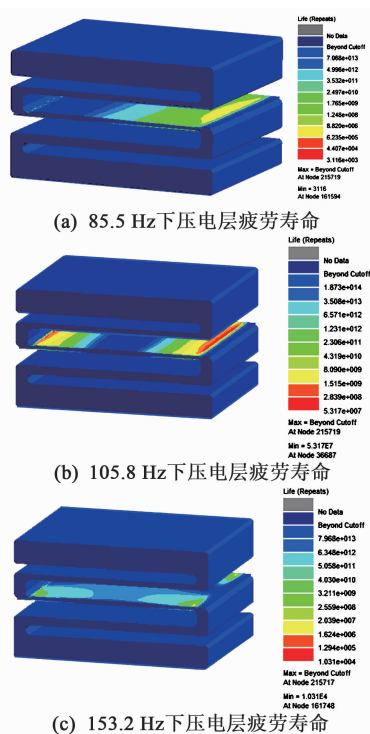


图 6 折叠式压电振子压电层的疲劳寿命分布

由图 6 可见,折叠压电振子在振动过程中,结构的疲劳破坏发生在压电层。85.5 Hz 下,结构发生左、右横向振动,位于薄梁端部的压电层的疲劳寿命次数为 8.82×10^6 。在常用的工作模式 105.8 Hz 时,薄梁部分发生上、下横向振动,压电层的破坏发生在中间薄梁圆角两端的过渡位置,疲劳寿命次数为 5.317×10^7 。153.2 Hz 下,薄梁部分发生扭转振动,压电层的疲劳寿命次数为 1.624×10^6 。在 3 种工作模式下,通过分析折叠压电振子压电层的疲劳寿命,得到压电层随粘结层厚度变化的疲劳寿命曲线(见图 7)。由图 7 可知,当粘结层厚度在 0.07~0.08 mm 时,压电层的疲劳寿命最高。在 105.8 Hz 时,其疲劳寿命次数可达 10^7 ;而在 85.5 Hz 和 153.2 Hz 时,压电层的疲劳寿命次数为 10^6 。这是因为在位移载荷下,薄梁部分发生左、右横向振动和

扭转振动时,压电层在薄梁部分两端圆角的过渡位置产生应力集中,使疲劳寿命减小 1 个数量级。

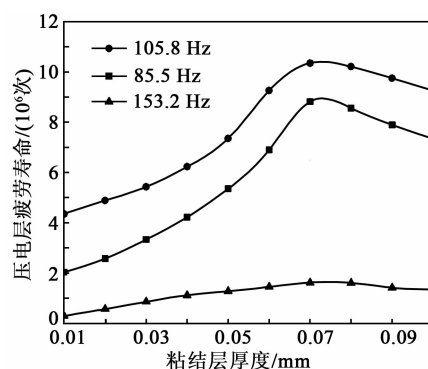


图 7 压电层疲劳寿命与粘结层厚度的关系

4 结束语

本文对一种折叠式压电振子的疲劳寿命进行了分析。通过对粘结层的理论分析,在 3 种不同工作的模式下施加位移载荷,讨论了粘结层厚度对弹性层和压电层的应力变化情况,并将结果传输到疲劳分析软件中,得出折叠压电振子压电层的疲劳寿命分布云图。经过分析,当粘结层厚为 0.07 mm 时,在第 2 种工作模式下(105.8 Hz)压电层的疲劳寿命最高。

由此可见,粘结层厚度的变化和不同的位移载荷对压电陶瓷的疲劳寿命影响很大。在实际应用中,折叠压电振子应选择适宜的粘结层厚度和正确的工作模式,综合考虑压电陶瓷的疲劳寿命,才能实现最大的电能输出。

参考文献:

- [1] TAMJIDI N, SATO K, SAKURAI J, et al. PVDF actuator for high-frequency fatigue test of thin-film metals[J]. IEEE Transactions on Electrical and Electronic Engineering, 2013, 8(2):199-205.
- [2] 何秀华,毕雨时,王健,等. 基于 ANSYS_Fatigue 的泵用压电振子疲劳分析[J]. 排灌机械工程学报, 2011, 29(1):35-38, 81.
- [3] HE Xiuhua, BI Yushi, WANG Jian, et al. Fatigue analysis of piezoelectric vibrator for pump based on ANSYS_Fatigue[J]. Journal of Drainage and Irrigation Machinery Engineering, 2011, 29(1):35-38, 81.
- [3] GONG Lijiao, PAN Qiaosheng, LI Wei, et al. Harvesting vibration energy using two modal vibrations of a folded piezoelectric device[J]. Applied Physics Letters, 2015, 107(3):033904-1-4.

(下转第 720 页)

稳定提拉法晶体生长界面的装置和方法研究

周益民¹, 何 晔¹, 岑 伟¹, 陈川贵¹, 邓江涛²

(1. 中国电子科技集团公司第二十六研究所, 重庆 400060; 2. 麦格磁电科技有限公司, 广东 珠海 519040)

摘 要:为了解决传统提拉单晶体生长界面不稳定的难题, 该文在传统全自动提拉单晶炉等径控制理论的基础上, 通过原料补充装置, 不断添加与晶体生长量相等的晶体原料至坩埚内, 以稳定晶体生长液面的高度不变; 再通过光学放大和电荷耦合器件(CCD)成像装置测量晶体实时直径的变化, 以此变化率调整晶体旋转速度, 最终使晶体生长界面始终维持在一个相对稳定的理想状态, 从而保证晶体外形符合设定要求和内部品质的优良。

关键词:提拉(CZ)法; 生长界面; 单晶炉; 晶体生长; 自动控制

中图分类号:TM382; O78 **文献标志码:**A **DOI:**10.11977/j.issn.1004-2474.2020.05.029

Study on Device and Method of Stabilizing Growth Interface of Czochralski Method

ZHOU Yimin¹, HE Ye¹, CEN Wei¹, CHEN Chuangui¹, DENG Jiangtao²

(1. The 26th Institute of China Electronics Technology Group Corporation, Chongqing 400060, China;

2. Emicore Co. Ltd, Zhuhai 519040, China)

Abstract: In order to solve the problem of unstable interface in the conventional Czochralski single crystal growth interface, on the basis of the conventional automatic control theory of the single crystal equal diameter, through raw material supplement device, the crystal raw materials equal to the crystal grow amount being added constantly into the crucible to stable the height of crystal growth liquid surface. Then, the real-time diameter change of the crystal is measured by the optical amplifier and charge coupled device (CCD) imaging device, and the crystal rotation speed is adjusted by this rate of change, and finally the crystal growth interface is always maintained in a relatively stable ideal state to ensure that the crystal shape conforms to the setting requirements and the internal quality in the crucible stable crystal growth on the surface of the liquid height is not changed, and then through the optical amplifier and CCD imaging device measuring crystal diameter variation in real time, in order to adjust the crystal rotation rate, eventually make crystal growth interface is always maintained in a relatively stable state of ideal, ensure crystal conform to the requirements of the set and the internal quality of excellent shape.

Key words: Czochralski(CZ) method; growth interface; single crystal furnace; crystal growth; automatic control

0 引言

晶体生长界面稳定是生长高质量晶体的重要条件。全自动提拉单晶炉使用高精度上称重系统^[1]间接测量晶体的实际生长直径, 并反馈到计算机控制系统控制加热源输出功率, 可较好地控制整个晶体按照预设的形状完成生长过程。但从引晶开始到生长结束的过程中, 随着晶体的生长, 晶体的固-液界面不断往下移动, 在不同位置, 生长界面^[2-3]受晶体散热改变、保温系统保温改变及加热系统加热效果改变等综合因素的影响, 导致生长界面的温度梯度不断地发生变化, 从而使生长界面的形状也相应改

变, 整个生长过程中生长界面不稳定。

不稳定的生长界面将影响整个晶体的内部品质的一致性。同时, 生长界面形状的改变, 改变了晶体所受浮力的大小, 这样作用到上称重系统的合力除增加的晶体质量外, 还有一个浮力的改变量, 导致以晶体质量为反馈参数的晶体等径控制系统出现控制失真, 引起晶体直径的不合理改变。

1 结构及原理描述

本文从引起晶体生长界面形状改变的主要因素入手:

1) 不断添加晶体生长原料, 使熔液界面在一个

很小的区间内波动,解决传统控制系统由于熔液界面下降而造成的温度梯度变化,同时为光学检测晶体直径偏差提供可靠的保证。

2) 通过光学检测晶体直径与理论直径的偏差,控制晶体的旋转速度来调节生长界面的角度,使生长界面角度始终维持在一个很小的区间波动。

图1为稳定晶体生长界面的装置结构示意图。图中, v_1 为晶体的提拉速度, v_2 为料棒下降速度, ω_1 为晶体的旋转速度, ω_2 为电荷耦合器件(CCD)的旋转速度。

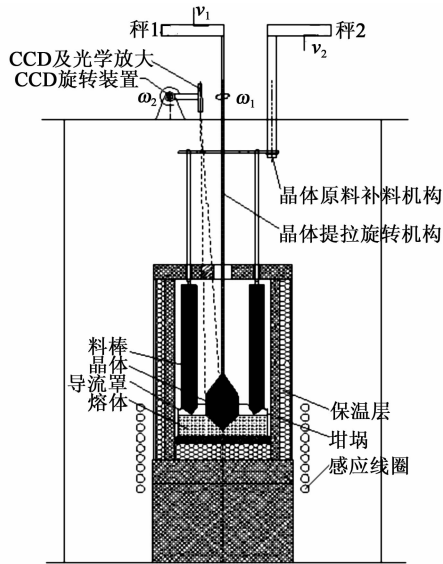


图1 稳定晶体生长界面的装置结构示意图

图1由传统的全自动控制系统、原料补充系统、光学放大CCD成像^[4]直径变化测量装置3套独立控制系统组成。

传统的全自动控制装置中秤1测量生产出的晶体质量 g_1 。 g_1 与控制软件设计的质量(即晶体理论质量 G_1)进行比较,其差值 $((\Delta g_1)_i = g_1 - G_1)$ 作为控制加热源的功率变化值,最终达到晶体按照设计的质量进行生长的目的,从而实现晶体几何形状按照预设的形状进行生长的结果。 P_1 、 I_1 、 D_1 、 T_1 为该控制系统的比例、积分、微分(PID)控制参数及采样周期,晶体等径控制过程中加热电源功率调整值为

$$\Delta P = P_1 \times [(\Delta g_1)_i - (\Delta g_1)_{i-1} + T_1/I_1 \times ((\Delta g_1)_i + D_1/T_1 \times ((\Delta g_1)_i - 2 \times (\Delta g_1)_{i-1} + (\Delta g_1)_{i-2}))] \quad (1)$$

原料补充系统中,由秤2测量料棒的质量 g_2 ,

控制软件不断记录 $g_1 + g_2$ 的值为 q ,初始值为 q_0 ,在第 i 个控制周期,即以 $\Delta q_i = q_i - q_0$ 作为调整料棒下降速度的调整源, Δv_2 为料棒下降速度的调整量, P_2 、 I_2 、 D_2 、 T_2 为该控制系统的PID控制参数及采样周期,通过下列控制算法可较好地保证熔液液面高度的稳定。

$$\Delta v_2 = P_2 \times [\Delta q_i - \Delta q_{i-1} + T_2/I_2 \times \Delta q_i + D_2/T_2 \times (\Delta q_i - 2 \times \Delta q_{i-1} + \Delta q_{i-2})] \quad (2)$$

CCD系统为光学放大CCD成像^[4]直径变化测量装置,图2为晶体俯视图,使用颜色分为3个区,从外到内依次为坩埚内壁、晶体熔液、晶体熔液过度区、晶体。

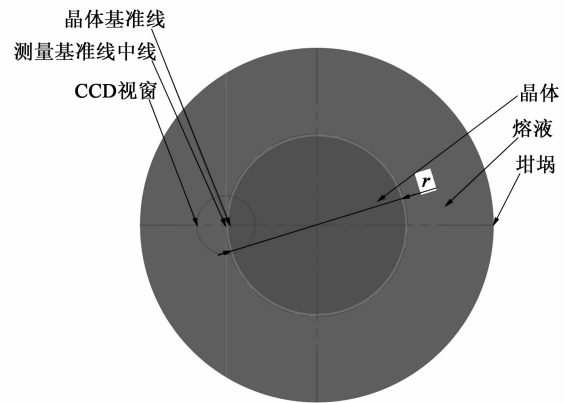


图2 晶体生长界面俯视图

图3为光学放大后的CCD视窗图。图1中旋转 ω_2 直到晶体生长固液界面处于视窗中心,从CCD视窗中确定晶体边缘为“晶体基准线”,并记录其灰度值 H_1 ^[5],以某一灰度值 H_0 (与晶体种类有关)定义“测量基准线中线”,该中线在整个控制过程中在CCD视窗中保持不变,并记录 H_0 与 H_1 的间距为 L_0 ,在控制周期 i 时,测量灰度值为 H_1 处与“测量基准线中线”的距离为 L_i ,并得到 $\Delta L_i = L_i - L_0$, P_3 、 I_3 、 D_3 、 T_3 为该控制系统的PID控制参数,得到 ω_1 的调整量 $\Delta \omega_1$ 为

$$\Delta \omega_1 = P_3 \times [\Delta L_i - \Delta L_{i-1} + T_3/I_3 \times \Delta L_i + D_3/T_3 \times (\Delta L_i - 2 \times \Delta L_{i-1} + \Delta L_{i-2})] \quad (3)$$

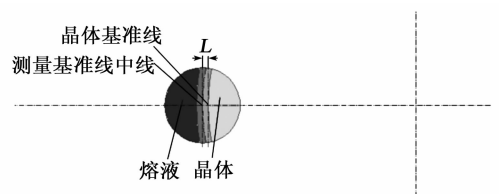


图3 CCD视窗放大图

2 结束语

3 套控制系统既独立运行,又相互影响,通过综合调整各个控制系统的 P 、 I 、 D 、 T 参数,可较好地维持晶体生长界面的稳定。原料补充系统的正确运行,在保证液面高度不变的同时,为光学放大 CCD 成像直径变化测量装置测量晶体直径变化提供了稳定的测量环境,保证光学测量直径的准确性。传统的全自动控制系统在正确运行情况下,光学放大 CCD 成像直径变化测量装置监测到晶体直径发生了变化,这说明晶体生长界面发生了改变,使传统的全自动控制系统出现了控制失真。通过调整晶体旋转速度,使晶体生长界面恢复到原来的状态,这样既保证了晶体外形符合设定尺寸要求,又可以保证晶体内部品质的优良。

(上接第 717 页)

- [4] ANSARI M H, KARAMI M A. Modeling and experimental verification of a fan-folded vibration energy harvester for leadless pacemakers [J]. Journal of Applied Physics, 2016, 119: 094506-1-11.
- [5] AVVARI P V, YANG Yaowen, SOH C K. Long-term fatigue behavior of a cantilever piezoelectric energy harvester [J]. SAGE Publications, 2017, 28(9): 1188-1210.
- [6] 程曦. 粘结层对悬臂梁压电俘能器力电性能影响的研究 [D]. 北京: 北京交通大学, 2017.
- [7] 龚俊杰, 阮志林, 李康超, 等. 新型多层悬臂梁压电发电装置发电性能研究 [J]. 机械工程学报, 2014, 5(50): 135-140.
- GONG Junjie, RUAN Zhilin, LI Kangchao, et al. Research on power generation performance of new multi-layer cantilever beam piezoelectric generator [J]. Journal of Mechanical Engineering, 2014, 5(50): 135-140.
- [8] WANDOWSKI T, MOLL J, MALINOWSKI P, et al. Assessment of piezoelectric sensor adhesive bonding

参考文献:

- [1] 陈川贵, 贺碧会, 余建军, 等. 单晶炉上称重电子秤系统的研究与分析 [J]. 压电与声光, 2008, 30(5): 598-600.
- CHEN Chuangui, HE Bihui, SHE Jianjun, et al. Research and analysis on the up-weighing electronic balance system of a crystal growing furnace [J]. Piezoelectrics & Acoustooptics, 2008, 30(5): 598-600.
- [2] 陈俊玉, 白剑铭, 郭志丰, 等. 单晶直拉过程中的热力学研究 [J]. 英利中国新能源, 2012, 31(3): 306.
- [3] 曹建伟. 直拉式单晶硅生长炉的关键技术研究 [D]. 杭州: 浙江大学, 2010.
- [4] 郝珍妹. 基于 CCD 的大范围直径测量系统研究 [D]. 北京: 北京交通大学, 2015.
- [5] 郭延杰, 白福忠, 张铁英, 等. 基于 Radon 变换与灰度重心法的环形目标直径测量方法 [J]. 激光与光电子进展, 2015(8): 209-213.
- [C]//Ghent, Belgium: 11th International Conference on Damage Assessment of Structures, 2015: 762-766.
- [9] JIN Congrui, WANG Xiaodong. The effect of adhesive layers on the dynamic behavior of surface-bonded piezoelectric sensors with debonding [J]. Journal of Intelligent Material Systems and Structures, 2011, 22(7): 655-670.
- [10] TURKMEN A C, CELIK C. Energy harvesting with the piezoelectric material integrated shoe [J]. Energy, 2018, 150: 556-564.
- [11] 张淼, 孟庆丰, 王宏金. 考虑疲劳寿命的压电悬臂梁结构优化设计方法 [J]. 压电与声光, 2015, 37(1): 68-72.
- ZHANG Miao, MENG Qingfeng, WANG Hongjin. Structural optimization design method of piezoelectric cantilever beam considering fatigue life [J]. Piezoelectrics & Acoustooptics, 2015, 37(1): 68-72.
- [12] WANG Jialai, ZENG Shixin. Dynamics of piezoelectric smart beams using a three-parameter elastic foundation model [J]. Journal of Intelligent Material Systems and Structures, 2011, 22: 3-15.

安装误差对单轴旋转对准精度影响分析

刘鑫¹, 贾继超¹, 黎坤¹, 赵瑞星², 董树冰¹

(1. 航天科技集团 九院 16 所, 陕西 西安 710100; 2. 火箭军装备部 驻西安地区第三军事代表室, 陕西 西安 710100)

摘 要:针对激光陀螺单轴旋转惯导系统初始对准问题, 分析了影响初始对准精度的惯性器件误差参数, 理论推导了陀螺安装误差对对准精度及加速度计零位估计的影响, 并进行了仿真分析。仿真结果表明, 陀螺安装误差直接带入失准角估计误差, 并会引起等效加速度计零位估计误差, 可通过标定陀螺安装误差提高对准精度。

关键词:捷联惯导系统(SINS); 多位置对准; 单轴旋转; 卡尔曼滤波; 失准角; 安装误差

中图分类号: TN966; V249 **文献标志码:** A **DOI:** 10.11977/j.issn.1004-2474.2020.05.030

Analysis of Effect of Installation Error on Alignment Accuracy of Single-Axial Rotation

LIU Xin¹, JIA Jichao¹, LI Kun¹, ZHAO Ruixing², DONG Shubing¹

(1. 16th Institute, China Aerospace Science and Technology Corporation, Xi'an 710100, China;

2. Third Military Representative Office of Rocket Force Equipment Department in Xi'an Area, Xi'an 710100, China)

Abstract: Aiming at the problem of initial alignment of the laser gyroscope single-axial rotation inertial navigation system, the error parameters of the inertial device affecting the alignment accuracy are analyzed, the effect of gyroscope installation error on the alignment accuracy and accelerometer bias estimation is analyzed and the simulation is carried out. The simulation result indicates that the gyroscope installation error can bring alignment error and accelerometer bias error. The alignment accuracy can be improved through calibrating accurately the gyroscope installation error angles.

Key words: strapdown inertial navigation system(SINS); multi-position alignment; single-axial rotation; Kalman filter; misalignment angle; installation error

0 引言

初始对准技术是惯性导航系统的关键技术之一, 初始对准的精度直接决定着系统的精度。单位置初始准时, 水平对准精度与水平加速度等效零位有关, 方位对准精度与陀螺等效零偏有关。采用单轴旋转多位置对准可以消除或减小惯性器件的常值漂移对对准精度的影响, 从而提高惯性导航系统对准精度。文献[1-4]通过研究惯性器件误差与惯性测量单元(IMU)角位置之间的关系, 定量分析了IMU的转动方式, 明确了使捷联惯导系统(SINS)误差状态达到最优估计时IMU的最佳旋转角位置。文献[5]系统地分析了多位置准时卡尔曼滤波器参数(P_0 、 Q 、 R)的选取对陀螺零偏和加速度计零位的影响规律。文献[6]研究了惯性仪表的随机

噪声不同时单轴旋转双位置对准问题。由于单轴旋转多位置对准增加了旋转过程, 对准误差源也会发生相应变化^[7-9]。文献[8]分析了影响旋转对准精度的惯性器件误差参数, 指出天向陀螺标度因数非对称性误差、天向陀螺标度因数误差对航向角对准精度的影响较大。文献[9]指出, 采用双位置标定3个陀螺漂移和3个加速度计零位时, 陀螺安装偏角会造成水平加速度计零位估计误差。本文将从理论上推导陀螺安装误差对单轴旋转多位置对准精度和加速度计零位估计的影响, 并通过单轴旋转多位置对准仿真进行了实验验证, 进而为高精度单轴旋转多位置对准方案设计提供参考。

1 单轴旋转多位置对准误差模型

单轴旋转惯导系统的误差传播特性由系统的误差模型来描述。将激光陀螺的零偏和加速度计的零

收稿日期: 2020-06-23

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(61701387)

作者简介: 刘鑫(1996-), 男, 陕西省宝鸡市人, 硕士生, 主要从事高精度捷联惯性技术的研究。通信作者: 贾继超(1977-), 男, 河南省新乡人, 研究员, 主要从事惯性导航相关技术的研究。E-mail: jjc197697@sina.com。

位误差看作随机常值并扩充为状态变量,采用东、北、天(E, N, U)坐标系建立的十阶 SINS 误差状态模型为

$$\dot{\mathbf{X}}(t) = \mathbf{F}(t)\mathbf{X}(t) + \mathbf{W}(t) \quad (1)$$

式中: $\mathbf{X}(t) = [\delta v_E \ \delta v_N \ \varphi_E \ \varphi_N \ \varphi_U \ \nabla_x \ \nabla_y \ \epsilon_x \ \epsilon_y \ \epsilon_z]^T$ 为状态变量, $\delta v_E, \delta v_N$ 分别为东、北向的速度误差, $\varphi_E, \varphi_N, \varphi_U$ 分别为东、北、天向的失准角误差; ∇_x, ∇_y 分别为 X, Y 加速度计的零位; $\epsilon_x, \epsilon_y, \epsilon_z$ 分别为 X, Y, Z 陀螺的零偏; $\mathbf{W}(t)$ 为系统噪声; $\mathbf{F}(t)$ 具体形式参见文献[5]。

选择水平速度误差作为量测量,量测方程为

$$\mathbf{Z} = \mathbf{H}\mathbf{X}(t) + \mathbf{V} \quad (2)$$

式中: $\mathbf{Z} = [\delta v_E \ \delta v_N]^T$ 为观测向量; $\mathbf{V}$ 为量测噪声; $\mathbf{H} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$ 。

2 陀螺安装误差对对准影响分析

为了确保激光陀螺单轴旋转惯导系统的初始对准和导航精度,必须对误差参数进行精确标定,并通过系统软件加以补偿。而在实际使用过程中,由于惯性器件的性能保持期较短,误差参数会随时间、环境等因素发生改变。为消除或减小了惯性器件的常值漂移对对准精度的影响,可以采用单轴旋转多位置对准方案,而在多位置对准的旋转过程中,陀螺安装误差与旋转角速度的共同作用会造成失准角误差,进而会影响对准精度和加速度计零位估计值。对于激光陀螺单轴旋转惯导系统而言,由于激光陀螺标度因数稳定,由陀螺标度因数误差引起的失准角误差较小,可忽略。

激光陀螺单轴旋转惯导系统常采用转停结合的方式,旋转过程中由陀螺安装误差引起失准角变化率为

$$\begin{bmatrix} \dot{\varphi}_E \\ \dot{\varphi}_N \\ \dot{\varphi}_U \end{bmatrix} = -\mathbf{C}_b^n \begin{bmatrix} 0 & E_{xy} & E_{xz} \\ E_{yx} & 0 & E_{yz} \\ E_{zx} & E_{zy} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega_x \\ \omega_y \\ \omega_z \end{bmatrix} \quad (3)$$

式中: $\mathbf{C}_b^n$ 为载体姿态阵; $E_{xy}, E_{xz}, E_{yx}, E_{yz}, E_{zx}, E_{zy}$ 分别为 X 陀螺相对载体系 y 轴和 z 轴、 Y 陀螺相对载体系 x 轴和 z 轴、 Z 陀螺相对载体系 x 轴和 y 轴的安装误差; $\omega_x, \omega_y, \omega_z$ 分别为载体系 x, y 和 z 轴的角速度。

绕方位轴旋转时有 $\omega_z \gg \omega_x, \omega_z \gg \omega_y$, 且初始对准时接近水平,在旋转过程中由陀螺安装误差引起失准角变化为

$$\begin{cases} \Delta\varphi_E = -\int_0^t (E_{xz}\omega_z \cos \phi + E_{yz}\omega_z \sin \phi) dt \\ \Delta\varphi_N = -\int_0^t (-E_{xz}\omega_z \sin \phi + E_{yz}\omega_z \cos \phi) dt \end{cases} \quad (4)$$

式中 ϕ 为航向角。

最优双位置对准方案是绕方位轴旋转 180° , 假设初始时刻姿态矩阵为单位矩阵,结合水平初始对准模型,可推得:

$$\begin{cases} \varphi_{E2} = -E_{yz} \\ \varphi_{N2} = E_{xz} \\ \nabla_x = -E_{xz} \cdot g \\ \nabla_y = -E_{yz} \cdot g \end{cases} \quad (5)$$

式中 g 为重力加速度。

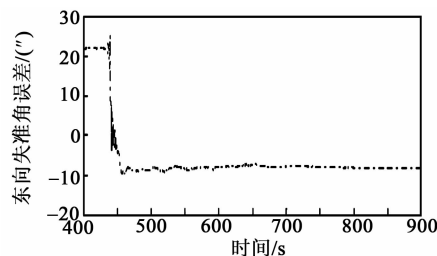
由式(5)可知,东、北向失准角估计误差分别为 $-E_{yz}$ 和 E_{xz} , X 加速度计零位估计误差为 $-E_{xz}g$, Y 加速度计零位估计误差为 $-E_{yz}g$ 。为了提高单轴旋转多位置对准精度和加速计零位估计精度,需要精确标定陀螺安装误差,主要是安装误差 E_{xz}, E_{yz} , E_{xz}, E_{yz} 的标定可以利用单轴速率转台实现。

3 仿真结果与分析

通过仿真分析研究了陀螺安装误差对激光陀螺单轴旋转惯导系统对准精度和加速计零位估计的影响。仿真过程中,式(1)为系统的状态方程,式(2)为量测方程。设定仿真时间为 900 s, ϕ 、俯仰角 θ 和横滚角 γ 均取 0° , 陀螺零偏为 $0.01 (^\circ)/h$, 角随机游走系数为 $0.001 (^\circ)/\sqrt{h}$, 加速度计零位为 $100 \mu g$, 随机漂移为 $10 \mu g$, 安装误差 E_{xz}, E_{yz} 分别为 $4''$ 和 $8''$ 。

卡尔曼滤波器初值设置 $\hat{\mathbf{x}}_0 = \mathbf{0}_{15 \times 1}$, $\varphi(0) = [30' \ 30' \ 60']^T$, $\delta \mathbf{v}(0) = [0.1 \text{ m/s} \ 0.1 \text{ m/s}]^T$, $\mathbf{p}_0 = \{\text{diag}(\delta \mathbf{v}(0) \ \varphi(0) \ \nabla \ \epsilon)\}^2$ 。

图 1、2 分别为水平失准角估计曲线和水平加速度计零位估计曲线。由图 1 可看出,东向失准角估计误差约为 $-8''$, 北向失准角估计误差约为 $4''$, 与理论分析一致,由图 2 可看出, X 加速度计零位估计误差约为 $-2 \times 10^{-5} g$, Y 加速度计零位估计误差约为 $-4 \times 10^{-5} g$, 与理论分析一致。



(a) 东向失准角误差

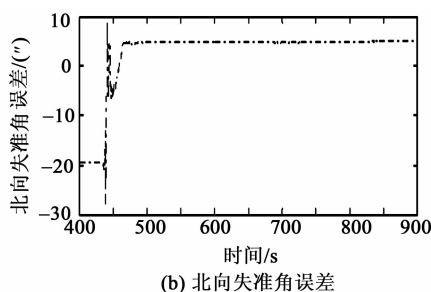


图1 水平失准角估计曲线(局部放大)

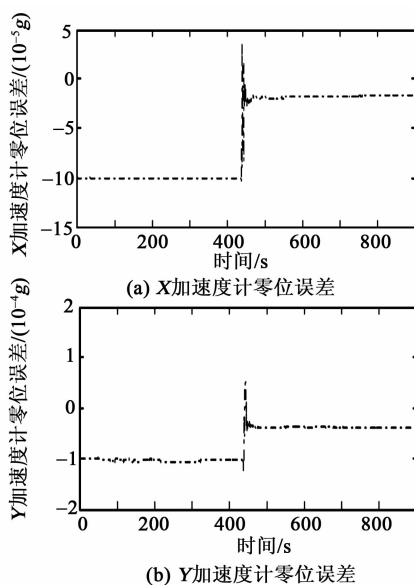


图2 水平加速度计零位估计曲线

4 结束语

理论推导了陀螺安装误差对激光陀螺单轴旋转惯导系统对准精度和加速度计零位的影响,并通过仿真进行了验证。从理论分析和仿真验证可看出,陀螺安装误差 E_{xz} 、 E_{yz} 一方面影响水平姿态对准精度,另一方面影响水平加速度计零位估计值。为减小陀螺安装误差 E_{xz} 、 E_{yz} 对激光陀螺单轴旋转惯导系统对准精度的影响,提出基于单轴速率转台的 E_{xz} 、 E_{yz} 标定方案。相关研究为提高激光陀螺单轴旋转惯导系统对准精度提供了理论依据。

参考文献:

- [1] JANG G L, CHAN G P, HEUNG W P. Multiposition alignment of strapdown inertial system [J]. IEEE Trans on Aerospace and Electronic Systems, 1993, 29 (4): 1323-1328.
- [2] 郭琦, 周召发, 童树兵, 等. 单轴旋转惯导系统最优二位置对准方案设计 [J]. 压电与声光, 2016, 38 (6): 951-955.
- GUO Qi, ZHOU Zhaofa, TONG Shubing, et al. Design of optimal two-position alignment of signal-axis rotary

- SINS [J]. Piezoelectrics & Acoustooptics, 2016, 38 (6): 951-955.
- [3] 刘志琴, 王新龙. 捷联惯导系统最优多位置对准的确定4与分析 [J]. 北京航空航天大学学报, 2013, 39 (3): 330-334.
- LIU Zhiqin, WANG Xinlong. Confirmation and analysis on the optimal multiposition alignment of strapdown inertial navigation system [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2013, 39 (3): 330-334.
- [4] 高伟, 叶攀, 白红美, 等. 惯性系下捷联惯导系统最优两位置对准 [J]. 压电与声光, 2015, 37 (3): 386-388.
- GAO Wei, YE Pan, BAI Hongmei, et al. Optimal two-position alignment for SINS under inertial frame [J]. Piezoelectrics & Acoustooptics, 2015, 37 (3): 386-388.
- [5] 于旭东, 龙兴武, 王宇, 等. 激光陀螺单轴旋转惯导系统多位置对准技术研究 [J]. 传感技术学报, 2011, 24 (6): 824-828.
- YU Xudong, LONG Xingwu, WANG Yu, et al. Research on multi-position alignment in single-axis rotation inertial navigation system with ring laser gyroscope [J]. Chinese Journal of Sensors and Actuators, 2011, 24 (6): 824-828.
- [6] 贾继超, 秦永元, 张波, 等. 系统随机噪声对捷联惯导初始对准影响分析 [J]. 传感技术学报, 2013, 26 (12): 1715-1718.
- JIA Jichao, QIN Yongyuan, ZHANG Bo, et al. The effect of system stochastic noise on SINS initial alignment [J]. Chinese Journal of Sensors and Actuators, 2013, 26 (12): 1715-1718.
- [7] 叶文, 翟风光, 蔡晨光, 等. 基于状态量扩维的旋转式捷联惯导系统精对准方法 [J]. 北京航空航天大学学报, 2019, 45 (5): 912-918.
- YE Wen, ZHAI Fengguang, CAI Chenguang, et al. Fine alignment method for rotary strapdown inertial navigation system based on augmented state [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2019, 45 (5): 912-918.
- [8] 刘永红, 刘明雍, 谢波. 单轴旋转式激光陀螺捷联惯导系统对准精度分析 [J]. 鱼雷技术, 2014, 22 (2): 115-120.
- LIU Yonghong, LIU Mingyong, XIE Bo. Analysis of alignment accuracy for single-axis rotation ring laser gyroscope SINS [J]. Torpedo Technology, 2014, 22 (2): 115-120.
- [9] 吉翠萍, 雷宏杰, 陈璞, 等. 激光陀螺捷联惯导系统元件误差自标定技术 [J]. 火力与指挥控制, 2006, 31 (11): 15-17.
- Ji Cuiping, LEI Hongjie, CHEN Pu, et al. Study of self-calibration technique for sensor errors in ring laser gyro strapdown inertial navigation system [J]. Fire Control and Command Control, 2006, 31 (11): 15-17.

基于 IMU/视觉融合的导航定位算法研究

董伯麟, 柴旭

(合肥工业大学 机械工程学院, 安徽 合肥 230009)

摘要:针对基于视觉传感器的移动机器人在快速运动或发生旋转时出现图像模糊和特征丢失,以至无法进行特征匹配,从而导致系统定位和建图的准确度及精确度下降问题,该文提出了一种以深度相机(RGB_D)融合惯性测量单元(IMU)的方案。采用 ORB SLAM2 算法进行位姿估计,同时将 IMU 信息作为约束弥补相机数据的缺失。两种传感器的测量数据采用基于扩展卡尔曼滤波的松耦合方式进行非线性优化,通过数据采集实验表明,该方法能有效提高机器人的定位精度和系统建图效果。

关键词:同步定位与建图;深度相机(RGB_D);惯性测量单元;ORB 特征;扩展卡尔曼滤波(EKF)

中图分类号:TN911.73;TP182 **文献标志码:**A **DOI:**10.11977/j.issn.1004-2474.2020.05.031

Research on Navigation and Localization Algorithm Based on IMU/Vision Fusion

DONG Bolin, CHAI Xu

(School of Mechanical Engineering, Hefei University of Technology, Hefei 230009, China)

Abstract: Aiming at the problem that the image blurring and feature loss during fast motion or rotation of the mobile robots with visual sensors occur so that the feature matching fails resulting in the decrease of accuracy and precision of system localization and mapping, a scheme fusing the depth camera(RGB_D) with inertial measurement unit(IMU) is proposed in this paper, in which the ORB SLAM2 algorithm is used to estimate the pose, and the IMU information is used as a constraint to compensate for the lack of camera data. The measurement data of the two sensors are nonlinearly optimized by the loose coupling method based on extended Kalman filter. The experimental results of data set show that the method can effectively improve the positioning accuracy and system mapping effect of the robot.

Key words: simultaneous localization and mapping; RGB_D; inertial measurement unit; ORB feature; extended Kalman filter(EKF)

0 引言

近年来,随着无人驾驶、虚拟现实等应用的空前发展,同时定位与地图构建(SLAM)^[1]被认为是实现这些应用的关键技术,所以 SLAM 也逐步从实验室研究阶段迈向市场应用。SLAM 可描述为机器人搭载某种传感器,在无场景信息情况下,在运动过程中进行自主定位同时构建增量式环境地图。自 1986 年提出 SLAM 概念以来,它一直是机器人领域的热点问题。

2007 年, A. J. Davison 等^[2]提出的 Mono-SLAM 是第一个实时单目视觉 SLAM 系统,它以特

征点法为前端,以扩展卡尔曼滤波(EKF)为后端,其应用范围较小,且易遇到特征丢失的情况。Klein 等^[3]提出的同步跟踪与建图(PTAM)实现了定位与建图的并行化处理,且首次使用非线性优化作为后端方案,引入关键帧机制,PTAM 的缺陷与 Mono-SLAM 类似。ORB-SLAM^[4]作为现代较完善易用的系统,它支持多种传感器模式,使用了三线程模式保证轨迹与地图的一致性,ORB 特征的计算非常耗时,地图只能满足定位需求。J. Engle 等^[5]提出的 LSD-SLAM 不需计算特征就可构建半稠密地图,但也继承了直接法的缺点,对光照敏感,在相机快速运

收稿日期:2019-12-06

作者简介:董伯麟(1973-),男,安徽安庆人,副教授,博士,主要从事机器人控制系统的研究。柴旭(1995-),男,湖北黄冈人,硕士生,主要从事视觉 SLAM 的研究。

动时易丢失。Forster 等^[6]提出了半直接法视觉里程计(SVO),与其他方案相比,速度极快,实时性较好,但无建图功能,位姿估计存在累积误差,也不能进行重定位。M. Labbe 等^[7]提出的 RTAB-MAP 是深度相机(RGB-D) SLAM 中的经典方案,它提供了定位和建图功能。

上述基于视觉传感器的 SLAM 方案由于其传感器和算法原因在实际应用中具有局限性。本文基于多传感器融合将不同传感器数据融合起来,让各种传感器的优势互补,从而提高 SLAM 系统的精度和鲁棒性,设计了基于 RGB-D 与惯性测量单元(IMU)融合的多传感器 SLAM 方案。

1 传感器工作原理

1.1 IMU 传感器导航工作原理

IMU 是一种惯性传感器,它可利用传感器特性获取移动机器人载体自身的运动信息(如位置、姿态(俯仰角、偏航角、滚动角)、速度等)。由于最近几年基于视觉惯性里程计(VIO)SLAM 技术方案成为 SLAM 研究的热点,IMU^[8]也开始在组合导航系统中发挥重要作用。

本文采用的六自由度 IMU 主要由三轴加速度计和三轴陀螺仪组成。加速度计可测量惯性系统的三轴线加速度,进行一次积分可得到速度,二次积分可计算出位移。陀螺仪可测量系统的三轴角速度,通过一次积分获得系统转过的角度。图 1 为 IMU 传感器导航功能示意图。其中加速度计和陀螺仪测量值都是基于 IMU 载体坐标系下的数据,需通过坐标系变换和积分运算得到在世界坐标系中的位姿。加速度计在惯性导航系统中主要起定位及修正姿态的作用,而陀螺仪负责姿态解算及辅助定位。

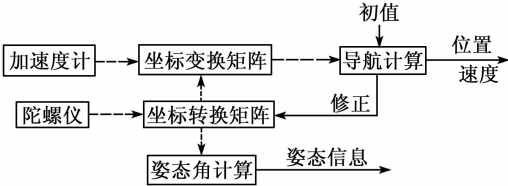


图 1 IMU 传感器导航功能示意图

1.2 双目结构光 RGB-D 工作原理

在视觉 SLAM 中,与基于单目或双目传感器的 SLAM 系统相比,RGB-D 由于自身结构(通过结构光技术或时间飞行原理)可主动获取图像像素的景深信息,没有单目尺度不确定性和双目通过视差法计算深度导致计算量复杂的缺陷,RGB-D 已广泛使

用在 SLAM 系统中。目前,RGB-D 根据原理可分为双目方案、结构光方案及飞行时间(TOF)方案。本文使用的 RGB-D 是基于“双目+结构光”原理,其继承了两种方案的优势。图 2 为结构光成像原理图。投射器通过对发出的结构光编码投射到物体表面,在其表面形成调制的光栅三维图像,摄像机捕获此信息获得光栅二维图像。由于投射器和摄像机在相机中位置固定,光栅显示的位移与物体表面的深度信息对应,由光栅二维图像便可构建待测物体的三维轮廓。

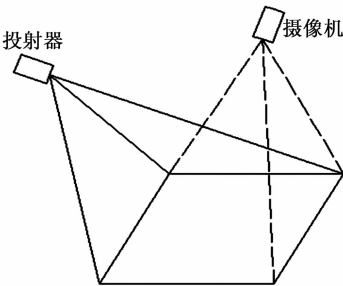


图 2 结构光成像原理图

图 3 为本文采用的 RGB-D。RGB 摄像头可直接获得应用场景的彩色图像,双目红外摄像头发射的红外结构光遇到物体表面会反射获得与彩色图像对应的深度数据。与其他 RGB-D 相比,本文所用相机光学增强系统的作用是:普通双目方案在室内光线较暗或被测对象特征不明显的场景下鲁棒性较差;而结构光方案虽然适应普通弱光环境,但在强光下,由于其他红外线的干扰导致测量效果受损。光学增强系统可主动调整系统亮度和图像传感器的曝光参数,对光照实现自适应,在室内外能很好的识别物体,获得更多的景深细节信息,优化成像效果。



图 3 双目结构光 RGB-D

2 IMU-RGBD 算法设计

2.1 算法框架图

图 4 为本文算法流程图。设计了基于扩展卡尔曼滤波的 IMU 信息与 RGB-D 特征融合的方式来解决视觉 SLAM 所存在的问题。由 RGB-D 得到场景的彩色图和深度图,包含特征信息和深度数据

(Depth), 两种数据对应便可得三维空间信息, 也即一个 3D 点。后续通过特征提取与匹配及 RANSAC 算法将错误匹配点对删除, 最后由迭代最近点算法 (ICP) 求出相邻两帧 3D 点间的位姿变信息 (旋转矩阵 $\mathbf{R}$ 和平移向量 $\mathbf{t}$)。同时, 由 IMU 所测加速度和角速度数据, 通过预积分使 IMU 数据频率与相机获取图像的频率一致, 之后由数据处理计算出 IMU 的位姿信息 (包括位置 P 、速度 v 及姿态四元数 Q)。

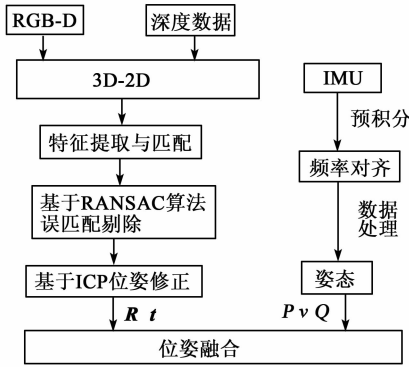


图 4 本文算法框架图

2.2 RGB-D 位姿估计

RGB-D 采集到的数据为空间 3D 点经过相机成像后生成的 2D 图像, 在综合评价尺度不变特征变换 (SIFT)、加速鲁棒特征 (SURF)、ORB 3 种特征点在相机运动、环境光照变化及计算量带来的实时性问题后, 选择了 ORB 特征点作为检测算子。

在得到匹配的特征点对后, 通过迭代最近点初步估计相机的运动, 得到场景的局部结构。

设 p_k 为空间中一点, p_{k+1} 为该点在相机视频流中下一帧所在位置, 那么位姿变换可看作对于 $\forall k$, 均有 $p_{k+1} = \mathbf{R}p_k + \mathbf{t}$, 构建误差项 $e_k = p_{k+1} - (\mathbf{R}p_k + \mathbf{t})$, 构建最小二乘法使误差项 e_k 最小, 从而达到 3D 特征点匹配精度最高的目的, 即

$$\min_{\mathbf{R}, \mathbf{t}} J = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^n \| [p_{k+1} - (\mathbf{R}p_k + \mathbf{t})] \|_2^2 \quad (1)$$

根据 $\mathbf{R}, \mathbf{t}$ 及相机的内、外部参数对 RGB 图像和深度图像进行处理, 即可把点云加起来得到点云地图。但由于视觉相机总会遇到特征丢失的情况 (如相机快速运动时, 纯旋转运动, 场景纹理复杂等) 导致 SVO 所估计的相机运动过程不完整和定位不精确, 因此, 本文在此基础上加入 IMU 传感器进行辅助定位。

2.3 IMU 位姿估计

IMU 的测量模型为

$$\begin{cases} \hat{a} = a + b_a + n_a + \mathbf{R}_w g^w \\ \hat{\omega} = \omega + b_\omega + n_\omega \end{cases} \quad (2)$$

式中: $\hat{a}, \hat{\omega}$ 为 IMU 测量所得加速度和角速度; a, ω 为 IMU 真实加速度和角速度; b_a, b_ω 分别为加速度计与陀螺仪的偏置; n_a, n_ω 分别为加速度计与陀螺仪的噪声项; g^w 为世界坐标系下的重力加速度; $\mathbf{R}_w$ 为从世界坐标系到 IMU 坐标系的变换矩阵。

IMU 作为惯性传感器用来测量物体的角速度和加速度, 对短时间内的快速运动很敏感。因此, 其工作频率很高才能进行测量。通常 IMU 采集数据的频率与 RGB-D 采集图像的频率不一致, 本文所用的 IMU 采集数据为 100 Hz, 而 RGB-D 采集图像频率为 30 Hz。为了使相机在某时刻采集的图像能与此时刻 IMU 数据对应, 需将此时间段内的 IMU 数据积分, 预积分示意图如图 5 所示。根据 IMU 预积分理论模型, 设 i 与 j 为相机在第 $k, k+1$ 帧图像时所对应的 IMU 数据时间段, 时间间隔为 Δt , 在已知 i 时刻的 IMU 状态量的情况下, 则有:

$$\begin{cases} p_j = p_i + v_i \Delta t + \frac{1}{2} a \Delta t \\ v_j = v_i + a \Delta t \\ Q_j = Q_i \otimes \begin{bmatrix} 1 \\ \frac{1}{2} \omega \Delta t \end{bmatrix} \end{cases} \quad (3)$$

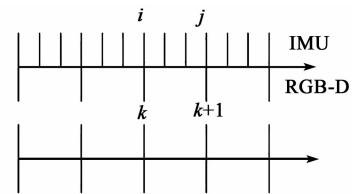


图 5 预积分示意图

2.4 基于扩展卡尔曼滤波 (EKF) 的 RGB-DSLAM 与 IMU 数据融合

IMU 惯性导航系统的状态误差是进行 (EKF) 融合的基础, 在 IMU 的测量模型中定义系统的误差状态方程为

$$\tilde{x} = x - \hat{x} \quad (4)$$

式中: $\tilde{x}$ 为误差值; x 为真值; $\hat{x}$ 为测量值。

定义 EKF 中的状态向量为

$$\mathbf{x} = [p, v, Q, \mathbf{R}, \mathbf{t}] \quad (5)$$

在解算机器人运动状态过程中可获得两种数

据:控制数据 u_k 记录自身运动的传感器数据(如 IMU);观测数据 z_k 记录环境信息的传感器数据(如相机)。假设系统状态满足马尔可夫性,采用运动方程和观测方程来描述系统的运动过程,系统的运动方程和观测方程定义为

$$\begin{cases} x_k = f(x_{k-1}, u_k) + \epsilon_k \\ z_k = h(x_k) + \delta_k \end{cases} \quad (6)$$

在运动方程中, k 时刻的状态 x_k 由上一时刻估计的状态和 $(k-1) \sim k$ 时刻的运动测量预测的当前时刻状态 $\bar{x}_k$ 构成,由于运动噪声的存在,真实状态 x_k 与预测状态 $\bar{x}_k$ 间的误差由运动噪声 ϵ_k 表示。在观测方程中, z_k 为 k 时刻观测到的所有路标点, δ_k 为观测噪声。

现将系统的状态在 $k-1$ 时刻进行一阶泰勒展开,进行线性化处理,有:

$$\begin{cases} x_k \approx f(\hat{x}_{k-1}, u_k) + \frac{\partial f}{\partial x_{k-1}} \Big|_{\hat{x}_{k-1}} (x_{k-1} - \hat{x}_{k-1}) + \epsilon_k \\ z_k \approx h(\bar{x}_k) + \frac{\partial f}{\partial x_k} \Big|_{\bar{x}_k} (x_k - \bar{x}_k) + \delta_k \\ \mathbf{F} = \frac{\partial f}{\partial x_{k-1}} \Big|_{\hat{x}_{k-1}} \\ \mathbf{H} = \frac{\partial f}{\partial x_k} \Big|_{\bar{x}_k} \end{cases} \quad (7)$$

式中: $\mathbf{F}$ 为状态转移矩阵; $\mathbf{H}$ 为测量矩阵。

在 EKF 的预测部分中的测量状态向量为

$$\bar{x}_k = f(\hat{x}_{k-1}, u_k) \quad (8)$$

协方差矩阵为

$$\bar{\mathbf{P}}_k = \mathbf{F} \hat{\mathbf{P}}_{k-1} \mathbf{F}^T + \mathbf{Q} \quad (9)$$

式中 $\mathbf{Q}$ 为过程噪声。在进行状态更新前,定义卡尔曼增益 K 为

$$\mathbf{K} = \bar{\mathbf{P}}_k \mathbf{H}^T (\bar{\mathbf{P}}_k \mathbf{H}^T + \mathbf{S})^{-1} \quad (10)$$

式中 $\mathbf{S}$ 为测量噪声矩阵。

在卡尔曼增益下,更新后的系统状态向量为

$$\hat{x}_k = \bar{x}_k + K_k [z_k - h(\bar{x}_k)] \quad (11)$$

更新后的系统协方差矩阵为

$$\hat{\mathbf{P}}_k = (\mathbf{E} - K_k \mathbf{H}) \bar{\mathbf{P}}_k \quad (12)$$

式中 $\mathbf{E}$ 为单位矩阵。

系统的整个运动状态过程是根据运动方程上一个时刻状态和当前时刻运动输入来估计预测当前状

态。在视觉 SLAM 中,由于没有运动输入,一般是构建重投影误差进行运动优化估计。在多传感器数据融合中加入了其他传感器数据进行联合估计,可对系统状态进行更好的预测。

3 实验结果与分析

本文是在 ORB-SLAM2 的基础上融合 IMU 数据,为了验证本文算法的效果,使用 EuRoC 数据集进行验证。这个数据集是用微型飞行器在两个不同的房间和工业厂房中飞行,根据光照、纹理、运动快慢和运动模糊,将序列分为 easy、medium 和 difficult。采集到的视觉惯性数据包括相机图片及同步的 IMU 数据,高精度外部运动捕捉系统采集到相机真实位姿(groundtruth)。

为了评估本文算法的定位精度和运行效率,在评估定位精度时,使用算法估计的移动机器人位姿和外部运动捕捉系统采集到的相机真实位姿的均方根误差(RMSE)来衡量。均方根误差计算式为

$$RMSE(\hat{\mathbf{X}}, \mathbf{X}) = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \|\text{trans}(\hat{\mathbf{X}}_i) - \text{trans}(\mathbf{X}_i)\|^2} \quad (13)$$

式中: $\hat{\mathbf{X}} = [\hat{\mathbf{X}}_1, \hat{\mathbf{X}}_2, \dots, \hat{\mathbf{X}}_n]$ 为算法估计的位姿矩阵; $\mathbf{X} = [\mathbf{X}_1, \mathbf{X}_2, \dots, \mathbf{X}_n]$ 为真实位姿矩阵。

在 4 个不同场景和难度的数据集上进行测试,并与 ORBSLAM2 对比,结果如表 1 所示。

表 1 均方根误差与运行时间对比

	本文算法		ORB SLAM2	
	均方根 误差/m	运行 时间/s	均方根 误差/m	运行 时间/s
MachineHall01	0.037	184.10	0.072	138.10
MachineHall04	0.043	101.65	0.081	76.24
ViconRoom1 01	0.032	145.60	0.045	109.20
ViconRoom2 02	0.028	117.40	0.038	88.10

均方根误差值越小,说明估计轨迹与真实轨迹误差越小,则定位精度越高。表 1 表明了本文算法在 4 种场景下定位精度比 ORB SLAM2 均提高,这是由于融合了 IMU 数据能在某些场景下弥补视觉数据的缺陷。在运行效率上,与 ORB SLAM2 相比,其运行时间整体增加 25%,这是由于加入了松耦合,算法复杂度提升,导致运行时间提高。

图 6 为算法在 VR1_01 数据集上的 SVO 效果图。由图可看出,房间左边、前面及右边由特征点组成的三面墙体较直观地展示了系统建图的效果。

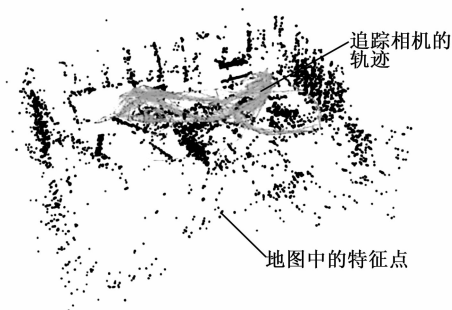


图 6 VR1_01 数据集构图效果

4 结束语

本文提出了一种基于 ORBSLAM2 的改进 SLAM 算法,融合了惯性传感器 IMU 测量的数据,对 RGB-D 的位姿估计的结果进行扩展卡尔曼滤波(EKF)融合,提升了视觉里程计的定位精度。但是由于采用的是基于松耦合数据融合方法,在运行效率上有所降低,后续可以考虑采用更好的数据融合方案来提升算法的时性,如采用直接法融合 IMU 无需计算特征点从而减少算法计算时间。

参考文献:

- [1] 刘浩敏,章国锋,鲍虎军. 基于单目视觉的同时定位与地图构建方法综述[J]. 计算机辅助设计与图形学学报, 2016, 28(6): 855-868.
LIU Haomin, ZHANG Guofeng, BAO Hujun. Asurveyo fmonocular simultaneous localization and mapping [J]. Journal of Computer-Aided Design & Computer Graphics, 2016, 28(6): 855-868.
- [2] DAVISON A J, REID I D, MOLTON N D, et al. MonoSLAM: real-time single camera SLAM[J]. IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence, 2007, 29(6): 1052-1067.
- [3] KLEIN G, MURRAY D. Parallel tracking and mapping for small arworkspaces[A]. In: Miced and Augmented Reality[C]//[S. l.]: 2007 ISMAR 2007. 6th IEEE and ACM International Symposium on, 2007: 225-234.
- [4] MUR-ARTAL R, MONTIEL J M M, TARDOS J D. ORB-SLAM: Aversatile and accurate monocular SLAM system [J]. IEEETransactions on Robotics, 2015, 31(5): 1147-1163.
- [5] ENGEL J, SCHOPS T, CREMERS D. Lsd-slam: large-scale direct monocular slam[C]//[S. l.]: Computer Vision-ECCV 2014, 2014: 834-849.
- [6] FORSTER C, PIZZOLI M, SCARAMUZZA D. Svo: Fast semi-direct monocular visual odometry[A]. In: Robotics and Automation(ICRA) [C]//[S. l.]: 2014 IEEE International Conference on (rs, ed.), 2014: 15-22.
- [7] LABBE M, MICHAUD F. Online global loop closure detection for large-scale multi-session graph-based slam[C]//[S. l.]: 2014 IEEE/RS J International Conference on Intelligent Robots and Systemrs, 2014: 2661-2666.
- [8] 李宝林,李勇建,刘勇,等. INS/GPS 多传感器车载组合导航系统算法研究[J]. 压电与声光, 2012, 34(1): 37-41.
LI Baolin, LI Yongjian, LIU Yong, et al. Optimized arithmetic of INS/GPS multi-sensor integrated navigation system used in vehicle [J]. Piezoelectrics & Acoustooptics, 2012, 34(1): 37-41.

欢迎订阅《压电与声光》杂志

基于耦合电感的压电能量采集电路设计与仿真

周天烁, 龚立娇, 赵春明, 杨建欣

(石河子大学 机械电气工程学院, 新疆 石河子 832000)

摘要:利用压电材料的环境振动能量收集技术具有能量密度大, 无电磁干扰, 较易收集的特点, 该文提出一种自供电式压电振动能量采集电路, 即基于耦合电感的同步电荷提取和电压翻转电路(SCET&VII), 利用电子仿真软件 LTspice 对标准能量采集(SEH)电路、同步电荷提取(SECE)电路和 SCET&VII 进行仿真分析和对比。结果表明, 在相同振动激励条件下, SCET&VII 接口电路的负载取用功率是 SEH 的 2.65 倍、SECE 的 1.76 倍, 且功率输出不受负载影响, 同时实现了能量收集中的开关动作能量自给。

关键词:压电悬臂梁; 振动能量采集; 同步电荷提取; 电压翻转; 电路仿真

中图分类号: TM619; TN384 **文献标志码:** A **DOI:** 10.11977/j.issn.1004-2474.2020.05.032

Design and Simulation of Piezoelectric Energy Harvesting Circuit Based on Coupled Inductance

ZHOU Tianshuo, GONG Lijiao, ZHAO Chunming, YANG Jianxin

(School of Mechanical and Electrical Engineering, Shihezi University, Shihezi 832000, China)

Abstract: The environmental vibration energy collection technology of piezoelectric materials has the characteristics of large energy density, no electromagnetic interference, and easy collection. In this paper, a self-powered piezoelectric vibration energy acquisition circuit is proposed, that is, a synchronous charge extraction and voltage reversal circuit based on coupled inductance (SCET&VII), standard energy harvesting (SEH) circuit based on electronic simulation software LTspice, and synchronous charge extraction (SECE) circuit were analyzed and compared by using LTspice. The results show that under the same vibration excitation condition, the output power of SCET&VII interface circuit under load is 2.65 times that of SEH and 1.76 times that of SECE, and the power output is not affected by the load. At the same time, the energy self-sufficiency of switching action in energy collection is realized.

Key words: piezoelectric cantilever beam; vibration energy harvesting; synchronous charge extraction; voltage inversion; circuit simulation

0 引言

电源技术的发展滞后于微功耗无线传感网络技术, 传统电池供电依然存在维护成本高, 不可循环使用等缺陷。因此, 可适应诸多场景的微功耗设备供电技术亟需提升, 基于压电材料的环境振动能量收集技术具有能量密度大、无电磁干扰、较易于收集的特点, 已成为能量收集技术中的研究热点之一^[1-2]。

Ottman 等^[3]首次提出由二极管整流桥和滤波电容构成的整流滤波标准能量采集电路(SEH); Taylor 等^[4]利用开关电感与压电元件形成串联同步开关电感电路(S-SSH1)。自此, 基于同步开关技

术的能量收集电路陆续出现。Lefeuvre 等^[5]提出了一种同步电荷提取(SECE)电路, Lefeuvre 和 Guyomar 等^[6]实现了并联同步开关电感电路(P-SSH1)。Lallart 等^[7]及孙皓文等^[8]对以上几种接口电路进行了优化, 并使功率与负载无关, 提出双同步开关能量采集接口电路(DSSH), 上述电路都基于“同步电压翻转”动作过程。为进一步提高能量收集效率, 解决输出功率受负载变化影响的问题, 研究人员相继采用电荷提取电路的优化型(OSECE)^[9]、同步多偏置-翻转接口电路(SMBF)^[10]、同步电荷提取和反转电路(SCEVI)^[11]。为实现电路的完全能量采集功能,

收稿日期: 2020-05-13

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(51867021); 国家大学生(石河子大学)创新创业训练计划基金资助项目(201910759034)

作者简介: 周天烁(1995-), 男, 新疆石河子人, 硕士生, 主要从事环境能量采集技术的研究。E-mail: tianshuozhou@163.com。通信作者: 龚立娇(1978-), 女, 甘肃武威人, 教授, 博士生导师, 主要从事能量采集, 电能无线传输的研究。E-mail: glj_mac@shzu.edu.cn。

而不需要外部供电给开关控制电路,研究人员实现了自供电的优化型(OSECE)^[12]、自供电同步开关电感电路(SP-SSHI)^[13]。Lallart 等^[14]研究了无需电感即可实现电压翻转动作的同步开关捕获振荡器(SS-HO)。Chen 等^[15]提出翻转电容整流器(FCR)。

为了实现压电振动收集电路功率与负载无关、提高收集效率,本文提出了一种基于耦合电感的同步电荷提取和电压翻转电路(SCET&VII)设计策略,并通过理论分析、建模仿真验证了该电路的有效性和优越性。

1 理论模型

图 1(a)为一个悬臂梁式压电振动结构。考虑机构阻尼和介电损耗,在共振频率下,将该结构视作单自由度的(弹簧+质量块+阻尼)系统模型(见图 1(b))。机电方程和运动方程^[16]表示为

$$I = \alpha \dot{u} - C_0 \dot{V} \quad (1)$$

$$M\ddot{u} + C\dot{u} + K_E u - \alpha V = F \quad (2)$$

式中: I, V 为压电元件输出电流和压电元件电压; α 为力因子; C_0 为电容; u 为等效质量位移; M, C 分别为结构等效质量、等效阻尼; K_E 为短路时压电元件刚度与薄梁刚度之和; F 为外界激振力。

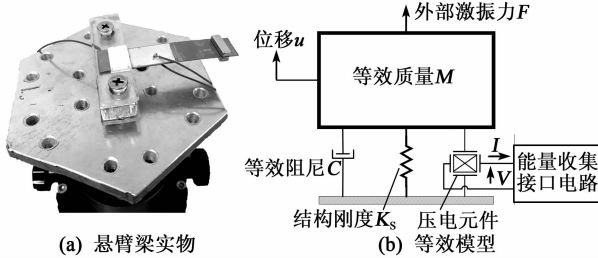


图 1 压电振动悬臂梁及模型

压电片可等效为正弦电流源与 C_0 并联, I ^[17] 可表示为

$$I = I_m \sin(\omega t) - C_0 \dot{V} \quad (3)$$

式中: I_m 为正弦电流幅值; ω 为角频率。

假设 $u = -u_M \sin(\omega t)$ (u_M 为振幅),联立式(1)可得:

$$I = \omega \alpha u_M \sin(\omega t) - C_0 \dot{V} \quad (4)$$

机械振动频率与等效电流源的频率相等,对比式(3)、(4),且 $\omega = 2\pi f$ (f 为外部振动频率),可得:

$$I_m = 2\pi f \alpha u_M \quad (5)$$

即电路仿真分析时,可根据实际的 f, α 和 u_M 确定 I_m 。

2 接口电路分析

2.1 SEH 和 SECE 接口电路

如图 2(a)所示,Ottman 提出的 SEH 由整流桥

和滤波电容构成,假设在简谐运动频率下,标准能量电路负载端电压 V_{DC} 和输出功率 P_{SEH} ^[3] 可分别表示为

$$V_{DC} = \frac{\alpha R_L}{R_L C_0 \omega + \frac{\pi}{2}} \omega u_M \quad (6)$$

$$P_{SEH} = \frac{V_{DC}^2}{R_L} = \frac{R_L \alpha^2}{\left(R_L C_0 \omega + \frac{\pi}{2}\right)^2} \omega^2 u_M^2 \quad (7)$$

式中 R_L 为负载电阻。

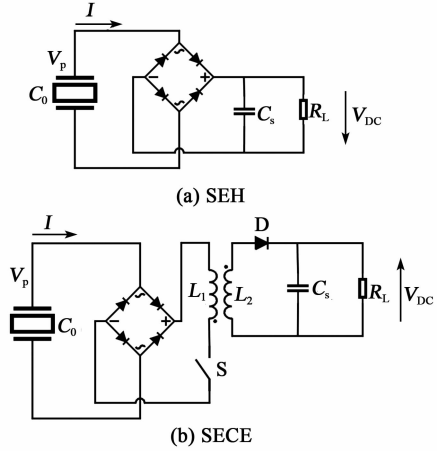


图 2 接口电路

由式(7)可知, P_{SEH} 随着 R_L 增大而增大。但在实际情况下, R_L 过大会抑制振动梁的谐振,限制输出功率的提高。

图 2(b)为同步电荷提取电路(SECE)的一种实现形式,忽略电路中等效电阻的损耗,可视为压电片上的电荷都被提取至电感 L_1 内,在这个过程,收集的能量^[5]可表示为

$$E_{extr} = \frac{1}{2} L_1 I_M^2 = \frac{1}{2} C_0 V_P^2 \eta \quad (8)$$

式中 η 为变换器转换效率。开关 S 断开后, $I=0$, 由式(1)可得压电元件两端开路电压 V_P , 即

$$V_P = 2 \frac{\alpha}{C_0} u_M \quad (9)$$

SECE 电路输出功率为

$$P_{SECE} = \frac{2\omega \alpha^2 u_M^2}{\pi C_0} \eta \quad (10)$$

2.2 同步电荷提取和翻转接口电路

同步电荷提取和电压翻转(SCEVI)接口电路集合了 P-SSHI 和 SECE 的优点,提高能量收集效率的同时,也阻断了收集功率与负载间的直接关系, SCEVI 原理图如图 3(a)所示,信号 s_1, s_2 分别在高电平时驱使 S_1, S_2 导通,如图 3(b)所示, S_1 断开瞬间 S_2 导通^[15,18]。图中, V_P 为压电片两端的开路电压,

V_p 为压电片两端开路电压峰值, V_m 为第二个翻转后的电压值。

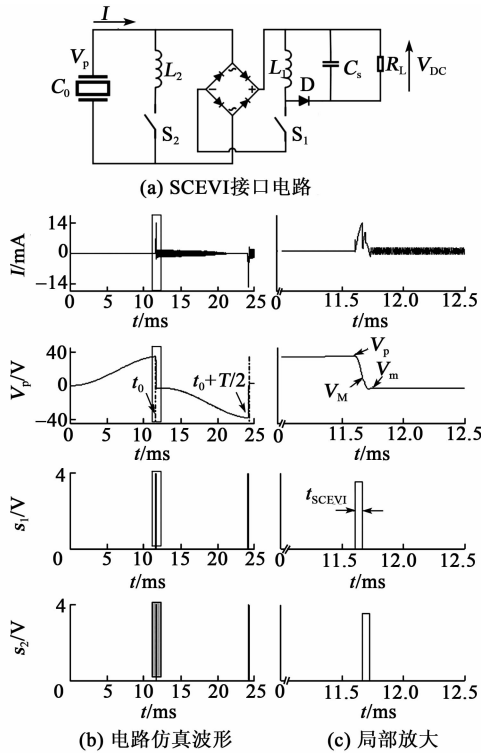


图3 同步电荷提取和翻转接口电路及波形

在半个周期 $t_0 \sim (t_0 + T/2)$ 内, SCEVI 工作可分为 3 个阶段:

1) 能量提取。压电结构 u 达到极值 u_M 后, 开关 S_1 闭合, 构成 $L_1 C_0$ 振荡, 压电片内的电荷转移至电感 L_1 , 而后开关 S_1 断开, 压电片电压由峰值 V_p 转至 V_M , L_1 中的能量经二极管 D 释放至电容 C_s 和负载 R_L , 且:

$$V_M = x \cdot V_p \quad (0 \leq x \leq 1) \quad (11)$$

式中 x 为 $L_1 C_0$ 振荡的翻转系数, 由 L_1 和 S_1 导通时间 t_{SCEVI} 共同决定, L_1 一定时, t_{SCEVI} 越长, x 越小, V_M 越小。

2) 电压翻转。 S_1 断开的瞬间 S_2 闭合, 构成 $L_2 C_0$ 振荡。半个振荡周期后, S_2 断开, 压电片电压由 V_M 翻转为 V_m , V_m 与 $L_2 C_0$ 振荡的翻转系数 γ 存在以下关系:

$$V_m = -\gamma \cdot V_M \quad (0 < \gamma < 1) \quad (12)$$

3) 压电片开路。 S_2 断开后, 压电片进入开路状态, V_p 随着 u 的增大而增大, 直至 $t_0 + T/2$ 时刻达到极值。开路状态下 $I = 0$, 由式(1)可得 $\dot{au} = C_0 \dot{V}$, 在开路阶段对其积分得到:

$$V_m + V_p = \frac{2\alpha}{C_0} u_M \quad (13)$$

SCEVI 在能量提取阶段, S_1 导通时间存在限制, 并未将所有能量提取到 L_1 中, 未提取的能量经 $L_2 C_0$ 振荡, 将 V_p 进一步提高, 可实现能量收集功率的提升。

在半个振动周期内, 提取的能量为

$$E_{\text{extr}} = \left(\frac{1}{2} C_0 V_p^2 - \frac{1}{2} C_0 V_M^2 \right) \cdot \eta_1 \quad (14)$$

式中 η_1 为 Buck-Boost 转换器的转换效率。

结合式(11)~(14)可得:

$$E_{\text{extr}} = \frac{2\alpha^2 u_M^2}{C_0} \cdot \frac{1 - x^2}{(1 - \gamma x)^2} \cdot \eta_1 \quad (15)$$

SCEVI 的能量收集功率为

$$P_{\text{SCEVI}} = \frac{E_{\text{extr}}}{T/2} = \frac{2\alpha\alpha^2 u_M^2}{\pi C_0} \cdot \frac{1 - x^2}{(1 - \gamma x)^2} \cdot \eta_1 \quad (16)$$

存在一个最优 x , 使 SCEVI 收集功率最大, 令 $dP/dx = 0$, 可得:

$$x_{\text{opt}} = \gamma \quad (17)$$

此时最大的收集功率为

$$P_{\text{SCEVI\&MAX}} = \frac{2\alpha\alpha^2 u_M^2}{\pi C_0 (1 - \gamma^2)} \cdot \eta_1 \quad (18)$$

3 设计与仿真

3.1 SCET&VII 主电路

本文设计了一种基于耦合电感的同步电荷提取和电压翻转(SCET&VII)电路, 并实现开关控制电路由压电振动发电机供电。主电路原理如图 4(a)所示。 S_2 耦合电感(L_2 、 L_3)、 D 和 C_s 组成单端反激变换器, 实现同步电荷提取功能; 压电梁的一个输出端 P_1 、电感 L_1 和开关 S_1 并联可实现电压 V_p 进一步翻转。

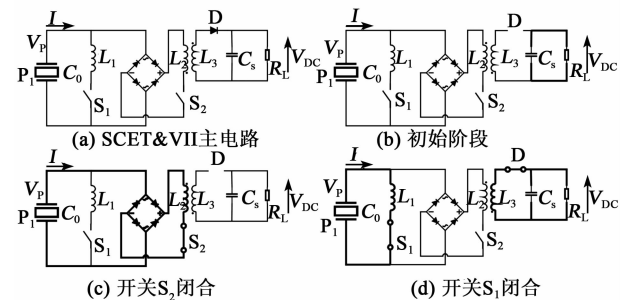


图4 SCET&VII 主电路及工作状态

与 SCEVI 接口电路相比, 首先, SCET&VII 利用单端反激式变换器将输入、输出隔离, 整个系统可共用一个“地”端, 便于实现能量收集系统的自供电; 其次, 添加了耦合电感, 可通过改变续流二极管 D

的方向或绕组同名端获取负载所需要的极性;最后可通过更改耦合电感的匝数比调节输出电压。

SCET&VII 主电路的工作可分为 3 个阶段:

1) 图 4(b)为起振阶段。压电元件开路, S_1 、 S_2 断开, 续流二极管 D 截止。

2) 图 4(c)为压电元件的位移到达极值点(即 V_P 达到最大值)。 S_2 闭合, 产生 $L_2 C_0$ 振荡, 一部分能量被提取至原边电感 L_2 中, 以磁场的状态存在。

3) 断开 S_2 , 同时闭合 S_1 , L_3 出现感应电流, D 导通(见图 4(d)), 能量供给电容 C_s 和负载。同时, $L_1 C_0$ 并联形成振荡, 进一步提升 V_P 。

SCET&VII 是 SCEVI 接口电路的一种实现形式, 均将能量提取至 L_2 中, 若假设耦合电感处于全耦合状态, SCET&VII 接口电路收集功率为

$$P_{\text{SCET\&VII}} = \frac{2\omega\alpha^2 u_M^2}{\pi C_0} \cdot \frac{1-x^2}{(1-\gamma x)^2} \cdot \eta \quad (19)$$

图 5(a)为 SCET&VII 主电路在理想状态下的仿真电路波形。图 5(b)为开关动作瞬间的放大图。在 S_2 断开、 S_1 闭合瞬间, 从 V_P 和 I 的波形均可看出连续发生了两次振荡; 从耦合电感上电流波形看出, L_2 断开后, L_3 上立刻出现感应电流。

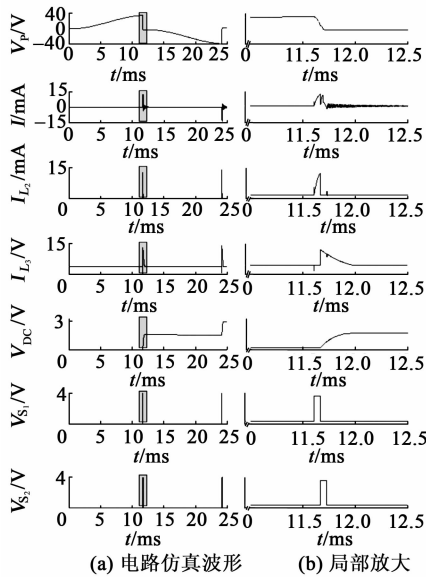


图 5 SCET&VII 主电路工作波形

S_2 闭合后电流增大, 直至达到峰值, 原边电感 L_2 上提取的能量为

$$E_{L_2} = \frac{1}{2} L_2 I_{L_2, \text{peak}}^2 - \frac{1}{2} L_2 I_{L_2, \text{valley}}^2 \quad (20)$$

式中 $I_{L_2, \text{valley}}$ 为谷点电流值。

由于 S_2 大部分时间断开, 原边电感内无电流, 故 $I_{L_2, \text{valley}} = 0$, 则提取到的能量和收集功率分别为

$$E_{L_2} = \frac{1}{2} L_2 I_{L_2, \text{peak}}^2 \cdot \eta \quad (21)$$

$$P = \frac{\frac{1}{2} L_2 I_{L_2, \text{peak}}^2}{T/2} \cdot \eta \quad (22)$$

3.2 SCET&VII 全电路设计及仿真

图 6 为本文设计的 SCET&VII 主电路和可自供电的开关控制电路。图中, P_1 、 P_2 为压电振动发电梁的两个输出源。表 1 为悬臂梁发电机接口参数。这里仅以该压电振动发电源为例开展此电路能量收集效果的仿真分析研究, 为后续现场能量收集提供设计依据。主电路模块中 2 个 NMOS 管 Q_1 、 Q_2 的源极共地, 漏极分别与电感 L_{1-1} 、 L_{1-2} 连接并呈对称分布, 起开关 S_1 作用, 由控制信号模块中的脉冲信号 s_2 控制, 同理, Q_3 、 Q_4 为开关 S_2 , 其控制信号为控制信号模块中的脉冲信号 s_1 。

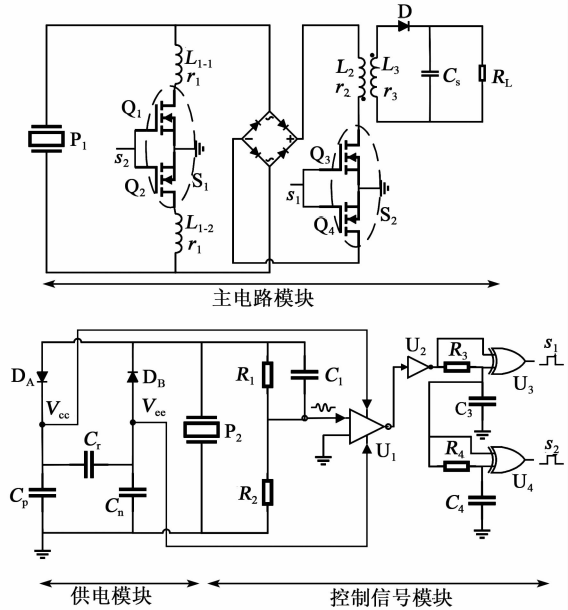


图 6 SCET&VII 接口电路仿真接线图

表 1 悬臂梁发电机接口参数

物理意义	参数
悬臂梁尺寸/mm	53×15×0.3
压电片尺寸/mm	22×14×0.2
压电应力常数 $e_{33}/(\text{C} \cdot \text{m}^{-2})$	17.84
夹持介电常数 $\epsilon_{33}^S/(10^{-9} \text{F} \cdot \text{m}^{-1})$	9.074
振动频率 f/Hz	40
C_0/nF	19
u_M/mm	0.3
γ	0.4
x	0.28
η	0.8

在振动条件下压电片 P_2 、 P_1 存在相同的相位关系,可作为控制信号模块和供能模块的能量源。图6中控制信号模块工作原理:电阻 R_1 、 R_2 和电容 C_1 构成的微分电路在电压极值时产生尖峰脉冲信号,经比较器 U_1 产生占空比为 50% 的“正-负-正”矩形波,由逻辑非门 U_2 取反输出“正-零-正”矩形波,矩形波边沿对应压电片电压的极值点。矩形波经 R_3 、 C_3 延时电路送入逻辑异或门 U_3 的输入 A 端,矩形波连接输入 B 端,对比边沿时刻,获得占空比可调节的控制信号 s_1 。同理,电容 C_3 上的电压与经 R_4 、 C_4 延时后的信号,由逻辑异或门 U_4 对比边沿时刻,达到 S_1 断开瞬间, S_2 导通的要求,控制信号如图5所示。

P_2 与供电模块连接,利用半桥整流产生双电源,正半周时 C_p 储能,产生正向直流电压 V_{cc} ,负半周时 C_n 储能,产生负向直流电压 V_{ee} , C_r 用于滤波^[8]。

为验证 SCET&VII 全电路的有效性,利用仿真软件 LTspice 搭建仿真模型。根据式(5)确定等效电流源幅值 $I_m = 80 \mu A$, $C_0 = 19 nF$ 。

在振动周期内得到压电片开路电压 $V_{(P,N001)}$ 、压电片电流 I_{P1} 、 C_0 的电流 I_{C0} 、耦合电感的互感线圈上电流 I_{L2} 和 I_{L3} 、负载两端电压 V_{load} ,如图7所示。

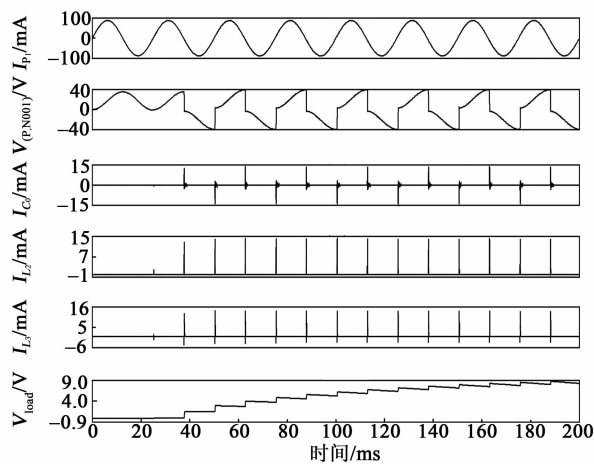


图7 SCET&VII 接口电路仿真波形

将系统参数值代入式(19),仿真结果中 L_2 的电流值代入式(22),计算后对比发现,理论收集功率与仿真收集功率基本吻合。第1个振动周期内未提取出能量,由于初始阶段,控制信号部分电压不足, U_2 未能实现冷启动。

4 结果分析

由式(7)、(10)、(19)可计算理论上负载与功率

的变化曲线如图8所示。为对比所设计的基于耦合电感的 SCET&VII 能量收集效果,在相同等效电流源的激励条件下,运用 LTspice 仿真软件分别建立上述 SEH、SECE 和 SCET&VII 电路模型,得到负载取用功率关于负载影响的仿真结果。与理论计算相比,负载与取用功率仿真结果曲线的趋势基本一致。

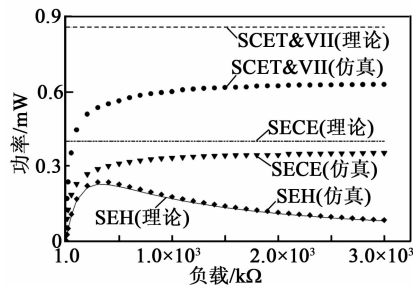


图8 负载取用功率对比

仿真中考虑到电感内阻、二极管压降等功率损耗,且 SCET&VII 的开关信号控制为自供电形式,故与理论值有一定差距。由图8可知,SCET&VII 的负载取用功率是 SEH 接口电路的 2.65 倍,SECE 接口电路的 1.76 倍。同时,负载较小时,3 个接口电路负载取用功率随着负载增大而增大,负载 $R_L > 300 k\Omega$ 时,SEH 接口电路的功率逐渐降低,SECE 和 SCET&VII 均保持较高的功率。

5 结束语

随着压电振动能量收集接口电路被广泛关注,提升能量收集电路采集效率和适应宽频振动特性是在实际振动环境中应用能量收集技术的关键点。理论和仿真分析均表明,本文设计的基于耦合电感的同步电荷提取和电压翻转接口(SCET&VII)电路,在提升收集效率、保证收集功率与负载无关的同时,解决了能量功率收集技术中开关动作能量自给的问题。以上研究可为下一步实际振动能量收集电路整体实验和性能改善提供帮助,后续可完善控制信号模块的冷启动功能,进一步提升振动能量收集系统效率。

参考文献:

- [1] GONG Lijiao, PAN Qiaosheng, LI Wei, et al. Harvesting vibration energy using two modal vibrations of a folded piezoelectric device[J]. Applied Physics Letters, 2015, 107(3): 033904.
- [2] GONG Lijiao, PAN Chengliang, PAN Qiaosheng, et al.

- Theoretical analysis of dynamic property for piezoelectric cantilever triple-layer benders with large piezoelectric and electromechanical coupling coefficients [J]. *Journal of Advanced Dielectrics*, 2016, 6(3):1650017.
- [3] OTTMAN G, HOFMANN F H, LESIEUTRE G A. Optimized piezoelectric energy harvesting circuit using step-down converter in discontinuous conduction mode [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2003, 18(2):696-703.
- [4] TAYLOR G W, BURNS J R, KAMMANN S A, et al. The energy harvesting eel: A small subsurface ocean/river power generator [J]. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 2001, 26(4):539-547.
- [5] LEFEUVRE E. Piezoelectric energy harvesting device optimization by synchronous electric charge extraction [J]. *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*, 2005, 16(10):865-876.
- [6] GUYOMAR D, BADEL A, LEFEUVRE E, et al. Toward energy harvesting using active materials and conversion improvement by nonlinear processing [J]. *IEEE Transaction on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 2005, 52(4):584-595.
- [7] LALLART M, GARBUIO L, PETIT L, et al. Double synchronized switch harvesting (DSSH): A new energy harvesting scheme for efficient energy extraction [J]. *IEEE Transactions on Ultrasonic, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 2008, 55(10):2119-2130.
- [8] 孙皓文, 龚立娇, 吴延祥, 等. 一种压电振动能量回收电路[J]. *压电与声光*, 2017, 39(5):770-775.
SUN Haowen, GONG Lijiao, WU Yanxiang, et al. A kind of piezoelectric vibration energy recovery circuit [J]. *Piezoelectrics & Acoustooptics*, 2017, 39(5):770-775.
- [9] WU Yipeng, BADEL A, FORMOSA F, et al. Piezoelectric vibration energy harvesting by optimized synchronous electric charge extraction [J]. *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*, 2013, 24(12):1445-1458.
- [10] LIANG J, CHUNG S H. Best voltage bias-flipping strategy towards maximum piezoelectric power generation [J]. *Journal of Physics Conference*, 2013, 476(1):2025.
- [11] 石东雨, 王宏涛, 张宝强, 等. SCEI 能量回收接口电路的设计 [J]. *压电与声光*, 2014, 36(5):837-841.
SHI Dongyu, WANG Hongtao, ZHANG Baoqiang, et al. The design of SCEI interface circuit in piezoelectric energy harvesting system [J]. *Piezoelectrics & Acoustooptics*, 2014, 36(5):837-841.
- [12] WU Yipeng, BADEL A, FORMOSA F, et al. Self-powered optimized synchronous electric charge extraction circuit for piezoelectric energy harvesting [J]. *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*, 2014, 25(17):2165-2176.
- [13] LIANG J. Improved design and analysis of self-powered synchronized switch interface circuit for piezoelectric energy harvesting systems [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2011, 59(4):1950-1960.
- [14] LALLART M, WU W, YAN L, et al. Inductorless synchronized switch harvesting using a piezoelectric oscillator [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2020, 35(3):2585-2594.
- [15] CHEN Zhiyuan, MAN-KAY L, PUI-IN M, et al. Fully integrated Inductor-less flipping-capacitor rectifier for piezoelectric energy harvesting [J]. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 2017, 52(12):3168-3180.
- [16] LEFEUVRE E, BADEL A, RICHARD C, et al. A comparison between several vibration-powered piezoelectric generators for standalone systems [J]. *Sensors & Actuators A Physical*, 2006, 126(2):405-416.
- [17] OTTMAN G K, HOFMANN H F, BHATT A C, et al. Adaptive piezoelectric energy harvesting circuit for wireless remote power supply [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2002, 17(5):669-676.
- [18] WANG Hongtao, SHI Dongyu, ZHENG Shijie. Synchronous charge extraction and voltage inversion (SCEVD): A new efficient vibration-based energy harvesting scheme [J]. *Journal of Vibroengineering*, 2015, 17(2):1037-1050.

CONTENTS

Study on the Design of Miniaturized Dual Band SAW Filter	
..... PENG Xiong, PENG Xiao, DU Xuesong, TANG Xiaolong, CHEN Tingting, JIANG Pingying, MA Jinyi, TANG Mi(583)	
Design of High-frequency Detection System for SAW Immunosensor	LI Xiaoyu, YIN Jiawei, SHI Xingyuan, LIU Yuqi, SUN Kexue(589)
Design and Simulation of Digital-control Selectable Microstrip Filter Bank	CAO Liangzu, FU Xianmin, CAI Bingbing, LI Zijing(593)
Design of Multi-frequency Acoustic Source with Piezoelectric PVDF Film Array	
..... HU Ming, KONG Deyi, XIE Dongyue, TANG Xiaoning, XU He(598)	
Inertia Impact Linear Piezoelectric Motor Based on Cantilever Structure	
..... HE Tixi, YANG Zhenzhong, CHENG Ziyang, TANG Yuzhu, HAO Sai(603)	
The Study on the Influence of Thermal Shock for Stability of Quartz Crystal Resonators	YIN Xiaosan, XU Junjun(607)
Study on an Auto-parametric Resonance Piezoelectric Energy Harvester with Mass Block-Spring Subsystem	
..... CHEN Zhongcheng, XIE Xiaodong, XIE Jin(611)	
Research Progress of High Performance Acoustic Filter Technologies	LI Hui, Mi Jia, HU Shaoqing, LI Zuohan, QIU Hailian(617)
Study on Surface Acoustic Wave Interrogation System Based on a Six-port Resonator	HE Hong, ZHAO Zuo(623)
Preparation and Application of Composite AlN Piezoelectric Films	
..... CHEN Yunxiang, ZHAO Xuemei, ZHENG Zeyu, TAO Yi, WU Ping, TIAN Yarui, ZHANG Yongchuan, XU Donghui(628)	
Strapdown Gravity Passive Navigation System	CAI Tijing, HUANG Junxiang(631)
Analysis and Study on the Accelerometer of Rate-bias Laser Inertial Measurement Unit	
..... XU Binghua, ZHU Zhanxia, XIE Bo, YUAN Jianping(635)	
Finite Element Analysis and Experiment of Multi-directional Composite Ultrasonic Transducer	
..... GAO Changbin, XUE Jinxue, MA Wenju, LONG Zhili, ZHAO Heng(640)	
Design and Simulation of a Novel SAW Triaxial Acceleration Sensor	
..... GUO Xinrong, ZHANG Yongwei, TAN Qiulin, ZHANG Wendong(644)	
Research on the Suppression Method of Temperature Transience Effect Error of Fiber Optic Gyroscope	
..... LI Yang, HUANG Xin, LU Binbin, ZHANG Dengwei(649)	
Preparation and Property Study on Sr ₂ Nb ₂ O ₇ Textured Ceramics by Template Grain Growth	
..... SHI Yulin, WU Chao, WANG Dan, WANG Hongliang, WU Xiaojun, CHEN Qiang(655)	
Research on Robust Sliding Mode Observer for TWUSM Vibration Modes	JING Kai, LING Xiaping, DONG Yan(659)
Experimental Research on Water Cooling Closed-Loop Driven Piezoelectric Pump	WEI Lingjiao, ZHAO Yanan, LIANG Jingtao(663)
Research Progress on Improving Delay Resolution of Ultrasonic Phased Array System	
..... XU Haosheng, ZENG Wei, YANG Shaohui, ZENG Deping(668)	
Study on Ar ⁺ Etching of Crystal-Ion-Sliced Lithium Niobate Single Crystal Thin Film	
..... FANG Yuanping, LUO Wenbo, HAO Xin, BAI Xiaoyuan, ZENG Huizong, SHUAI Yao, ZHANG Wanli(674)	
Effect of Intense Pulsed Gamma Radiation on Properties of Piezoelectric Ceramics	
..... MAO Shiping, YANG Jing, ZHANG Zuwei, CHEN Qinghua, WANG Dengpan, ZHAO Defeng, FENG Bo(678)	
Timber Axial Pressure Damage Monitoring Based on Piezoceramic Sensor	LIU Xiaoyu, RAO Yulong, ZHANG Jicheng, XIAO Jiahao(681)
Analysis of Influence of Cantilever Beam Substrate on Output Response of Piezoelectric Energy Harvester	
..... WU Xinzhe, YAN Shouyang, GAO Zhiqiang, HAN Jing, JIAO Guotai(686)	
Fatigue Simulation Analysis and Experimental Study on Ring Piezoelectric Vibrator	
..... TIAN Xiaochao, WANG Haigang, WANG Hu, WU Yue, ZHANG Sida, YANG Zhigang(692)	
Piezoelectric Actuator and Its Application in Hydraulic Valve	HUA Shunming, ZHANG Yu, PENG Yu, LIU Lijun, XU Shaofeng(697)
Adaptive Mechanical Switching Circuit for Piezoelectric Energy Harvesting	HUANG Yao, QIN Gang, LIU Weiqun(704)
Internal Mode Control of Piezoelectric Ceramic Actuator Based on H-like Model	SHANG Aipeng, WANG Zhenyan, HE Yidan(708)
Fatigue Analysis of Folded Piezoelectric Vibrator Based on Displacement Load	
..... ZHAO Chunming, GONG Lijiao, ZHOU Tianshuo, ZHANG Xin, ZHANG Pengfei(713)	
Study on Device and Method of Stabilizing Growth Interface of Czochralski Method	
..... ZHOU Yimin, HE Ye, CEN Wei, CHEN Chuangui, DENG Jiangtao(718)	
Analysis of Effect of Installation Error on Alignment Accuracy of Single-Axial Rotation	
..... LIU Xin, JIA Jichao, LI Kun, ZHAO Ruixing, DONG Shubing(721)	
Research on Navigation and Localization Algorithm Based on IMU/Vision Fusion	DONG Bolin, CHAI Xu(724)
Design and Simulation of Piezoelectric Energy Harvesting Circuit Based on Coupled Inductance	
..... ZHOU Tianshuo, GONG Lijiao, ZHAO Chunming, YANG Jianxin(729)	

压电与声光

YADIAN YU SHENGGUANG

PIEZOELECTRICS & ACOUSTOOPTICS

(双月刊)(1979 年创刊)

(Bimonthly)(Started in 1979)

第 42 卷 第 5 期(总第 254 期)

Vol. 42, No. 5 (Serial Issue No. 254)

2020 年 10 月 20 日出版

Published on Oct. 20, 2020

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

主 编:胡少勤

执行主编:许 昕

责任编辑:贺碧会

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

地 址:重庆市南岸区南坪花园路 14 号
(400060)

电 话:(023)65860260(编辑)
(023)65860283(发行)

网 址:www.peaotec.com

电子邮箱:ydsipsat@163.com

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

Chief Editor: HU Shaoqin

Executive Chief Editor: XU Xin

Managing Editor: HE Bihui

Printed by: Chongqing Purplestone Southeast Printing Co., LTD.

Distributed by: Editorial Office of Journal of

PIEZOELECTRICS & ACOUSTOOPTICS

Address: No. 14 Garden Road, Nanping, Nan'an District Chongqing City,
Chongqing 400060

Tel: (023)65860260 (Edinton)
(023)65860283 (Distribution)

http://www.peaotec.com

E-mail: ydsipsat@163.com

中国标准连续出版物号: ISSN 1004-2474
CN 50-1091/TN

定价: 20.00 元