



压电与声光

PIEZOELECTRICS & ACOUSTOOPTICS

4

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



08>

9 771004 247203

目 次

一种星载可配置输出频率的 X 波段载波源	湛德军, 宋 嵩, 梁显锋(433)
基于柔性衬底的磁声表面波谐振器	刘 婉, 鲁亚巍, 胡文彬, 白飞明(439)
体声波滤波器群时延波动的两种计算方法	袁 靖, 高 杨, 任万春(444)
单晶薄膜体声波谐振器频率温度特性研究	简 珂, 帅 垚, 田本朗, 白晓园, 罗文博, 吴传贵, 张万里(448)
一种低损耗高抑制的声表面波滤波器	陈彦光, 董加和, 陈清华, 蒋世义, 陈华志, 李桦林, 陈尚权, 陆 川, 赵雪梅(453)
粘弹性薄膜吸附的 QCM 气相 BVD 模型研究	葛赐雨, 廖 霜, 唐瑾菲, 张馨予, 谭 峰(456)
用于微波通信的 2.4 GHz 压控振荡器优化设计	段文娟, 刘 博, 王金婵, 张金灿, 刘 敏, 孟庆端(461)
三维纳米线 SAW 气体传感器及报警器设计	任彦宇, 王 露, 王音心, 杨 靖(466)
基于 SAW 抗干扰传输的无线传感器网络测温方法	李春东, 卞振宇, 高 源, 郑 华(471)
大孔径中波声光可调滤光器	张泽红, 王智林, 刘 玲, 陈永峰(477)
基于石英晶片扭转效应的微小推力测量研究	任宗金, 朱晓雨, 张 军(481)
光纤耦合声光调制器键合膜设计与制备	刘保见, 陈华志, 曹家强, 刘 玲(484)
MgZr ₄ (PO ₄) ₆ 的反应及高温电性能研究	胡 胜, 熊厚博, 李享成(488)
Ba ²⁺ 掺杂对 CaCu ₃ Ti ₄ O ₁₂ 陶瓷结构与电性能的影响	钟 鑫, 吴 洋, 唐柱明, 周梓鑫, 张 晨(492)
基于压电阻抗技术的木梁损伤识别研究	韩 芳, 汪程凤, 张全景(497)
基于压电薄膜的多信息触觉检测系统	惠乾鑫, 高鑫宇, 崔 猛, 辛 毅(501)
方位安装误差对调平性能的影响及对策	张 涛, 魏贵玲, 冯 波, 阳 洪, 魏旭阳, 陈 超, 王 斌(506)
基于正逆向解算的单轴旋转惯导参数辨识方法	王灵草, 阳 洪, 胡小兵, 张 裕(510)
基于压电薄膜的非接触式人体生理信号监测椅	张 琪, 王太宏, 段小川(515)
冲击波超压传感器 IEPE 电路设计	刘东来, 王伟魁, 彭泳卿, 金小锋(519)
压电陶瓷驱动器迟滞建模与自适应控制	王 舟, 陈远晟, 王 浩, 黄勤斌(523)
基于 PVDF 的可穿戴生理信号监测系统	侯天远, 朱剑锋, 刘 涛, 辛 毅(529)
基于相位负反馈的振弦式陀螺驱动电路研究	陈志龙, 黄 鸣, 刘 鹏, 舒 凯(533)
核电用压电加速度传感器的抗辐照屏蔽设计	钱俊江, 袁宇鹏, 陈清华, 周 睿, 张 萍, 张祖伟, 母江东(540)
超声电机定子支撑结构的抗过载能力分析	曾劲松, 张西平, 盛练武, 刘国宁(544)
压电柔性结构形状复合控制方法研究	张宗宇, 周文雅, 吕维梁, 王晓明, 马瑞鑫(550)
用于压电陶瓷轨迹跟踪的非奇异终端滑模控制	苏子业, 余胜东(557)
BTO/PDMS/C 柔性复合薄膜的制备及压电性能研究	苏晓晓, 李银辉, 李廷鱼, 李朋伟(563)
一种多传感器融合的行人多模式自主定位方法	元 林, 刘 宇, 苟志平, 杨 勇, 路永乐, 邹新海(568)
四足压电驱动装置的电源设计与研究	贾丹平, 韩 硕, 杨晓峰, 王振华(573)
一种基于 WLP 封装的声表面波滤波器	陈尚权, 吕 翼, 赵雪梅, 董加和, 米 佳, 陈彦光, 伍 平(579)
《压电与声光》网络投稿流程	(578)

一种星载可配置输出频率的 X 波段载波源

谌德军^{1,2}, 宋 嵩³, 梁显锋¹

(1. 中国科学院 国家空间科学中心, 北京 100190; 2. 中国科学院大学, 北京 100190; 3. Synopsys(北京)有限公司, 北京 100086)

摘 要:针对国内星载数传发射机无法实现载波频率灵活可变的问题,提出了一种可配置输出频率的载波源方案。采用现场可编程门阵列(FPGA)和数模转换器(DAC)相结合,实现参考频率高精度可变且灵活配置锁相环(PLL)中鉴相器的鉴相频率,使载波源输出频率可编程配置。实测结果表明,载波源可实现任意配置 X 波段 8.025~8.4 GHz 的输出中心频点,相位噪声优于 -66 dBc/Hz@100 Hz、-75 dBc/Hz@1 kHz、-80 dBc/Hz@10 kHz、-95 dBc/Hz@100 kHz、-120 dBc/Hz@1 MHz,杂散抑制制度优于 -74 dBc,频率分辨率小于 10 Hz。相关电路替代专用直接数字频率合成(DDS)芯片的功能,能适应空间应用环境。

关键词:星载数传发射机;载波源;锁相环(PLL);X 波段;直接数字频率合成(DDS);空间应用环境

中图分类号:TN74 **文献标志码:**A **DOI:**10.11977/j.issn.1004-2474.2020.04.001

A Space-borne X-band Carrier Source with Configurable Output Frequency

CHEN Dejun^{1,2}, SONG Song³, LIANG Xianfeng¹

(1. National Space Science Center, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China;

2. University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China; 3. Synopsys Inc. Beijing Office, Beijing 100086, China)

Abstract: Aiming at the problem that the domestic space-borne data transmitter cannot achieve flexible and variable carrier frequency, a scheme of carrier source with configurable output frequency was proposed. The highly accurate and variable reference frequency and flexible configuration of the phase detection frequency in the phase detector in the phase-locked loop (PLL) were realized to make the output frequency of the carrier source programmable configuration by combining the field programmable gate array (FPGA) and digital-to-analog converter (DAC). The measured results from the carrier source with programmed output frequency were shown that the function for arbitrarily configuring output center frequency points in the X-band frequency range of 8.025~8.4 GHz could be realized, and the phase noise were less than -66 dBc/Hz@100 Hz, -75 dBc/Hz@1 kHz, -80 dBc/Hz@10 kHz, -95 dBc/Hz@100 kHz, -120 dBc/Hz@1 MHz, the spurious suppression was below -74 dBc, the frequency resolution was less than 10 Hz. The related circuit can replace the function of the dedicated direct digital frequency synthesis (DDS) chip and can be adapted to the space applications environment.

Key words: space-borne data transmitter; carrier source; phase-locked loop (PLL); X-band; direct digital frequency synthesis (DDS); space application environment

0 引言

目前,应用于星载数传发射机的载波源主要采用整数分频锁相环的方案^[1],载频的频点较固定,一旦卫星发射便无法实现载频的灵活可变。文献[2]提出了一种星用 X 波段数传发射机,其载波源输出频点是由本地恒温晶振产生的基频信号经整数分频锁相环倍频 65 倍而获得。萤火一号火星探测器的 X 波段发射机载波源采用环内混频的整数锁相环方案,频率步进为 1.359 8 MHz^[3]。上述频率合成方案产生的载频频点基数小,间隔大,难以满足科学实

验卫星在其他频点的数据传输通信试验。对此需考虑一种小步进输出频率的载波源方案,通过地面站发送遥控指令,星地数传通信载波频率便可实现重新配置,为我国后续开展相关空间科研活动奠定基础。频率合成技术的实现方案主要有两种:

1) 利用锁相环(PLL)技术的间接频率合成方案。

2) 利用直接数字频率合成(DDS)技术的直接频率合成方案。

第 1)种方案具有输出频率范围宽及频谱纯度

高等优点,但是频率分辨率较低;第2)种方案可实现极高的频率分辨率,但通常适用于输出频率较低的应用且杂散抑制度较差^[4-6],将 DDS 和 PLL 技术进行综合应用可优势互补。由于我国宇航级 DDS 芯片技术还不成熟,难以适应空间辐射环境,设计一种替代专用 DDS 芯片功能的电路意义重大。

采用现场可编程门阵列(FPGA)和数模转换器(DAC)芯片实现 DDS 电路,与整数分频 PLL 集成应用,提出了一种应用于星载数传发射机的输出频率可配置的载波源方案,并采用商业芯片研制了载波源样机。对载波源的核心参数指标进行了分析及测试,满足设计指标要求,证明了方案的可行性。

1 总体方案

星载可配置输出频率的 X 波段载波源关键技术指标为 8.025~8.4 GHz,频率步进 100 Hz,相位噪声小于 -60 dBc/Hz@100 Hz、-70 dBc/Hz@1 kHz、-80 dBc/Hz@10 kHz、-90 dBc/Hz@100 kHz、-110 dBc/Hz@1 MHz,杂散抑制小于

-65 dBc,超过了国军标 GJB2207-94 关于卫星数据传输系统载波源指标的要求^[7]。

方案中系统功能模块主要包括 DDS 模块、PLL 模块、稳压电源模块、低通滤波模块及 FPGA 控制模块,系统框图如图 1 所示。图中,LPF 表示低通滤波器,VCO 表示压控振荡器,PD 表示鉴相器,OCXO 表示恒温晶振,SPI 表示串行外设接口。采用 OCXO 作为 DDS 的参考时钟,用于获得优异的频率稳定性和相位噪声性能。由于专用 DDS 芯片无法适应空间应用环境,采用 FPGA 和 DAC 芯片搭建电路实现 DDS 功能,通过改变 FPGA 中只读存储器(ROM)波形查找表的内容及频率控制字参数产生所需波形。但是 DDS 几乎由数字部件组成,杂散抑制能力较差,因此,抑制 DDS 输出杂散成为需解决的重要难题。OCXO 输出频率通过 DDS 方式得到高精度可变信号,经滤波后作为 PLL 的参考频率,FPGA 通过 SPI 串口配置 PLL 中 PD 的鉴相频率,使载波源输出 8.025~8.4 GHz 的中心频点。

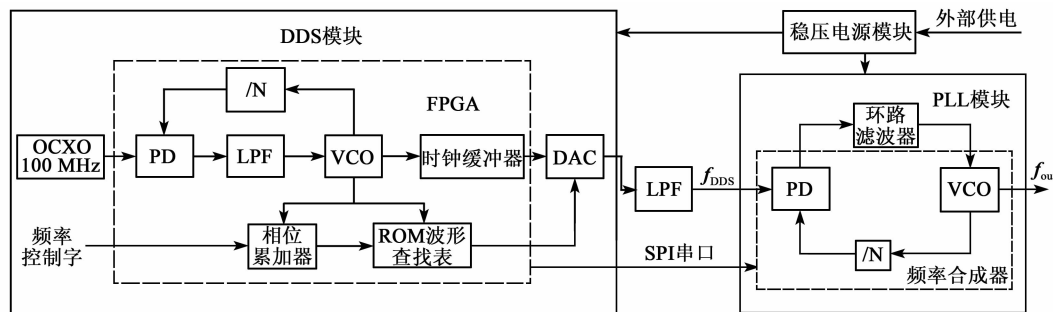


图 1 星载可配置输出频率的 X 波段载波源系统框图

2 实现方案

2.1 DDS 电路设计

DDS 电路由 Spartan-6 系列的 FPGA 芯片、数模转换芯片 AD9744、100 MHz 恒温晶振 MDF28S2S 及相关外围电路组成,选用纹波系数小的低压差线性稳压器(LDO)为芯片提供工作需要的二次电源。Spartan-6 系列芯片是 Xilinx 公司的低功耗、低成本的 FPGA 芯片,AD9744 是 ADI 公司的 14-bit 高速数模转换器芯片,最大采样速率达到 210 MS/s。在 DDS 电路设计中,FPGA 芯片内嵌锁相环将 OCXO 产生的 100 MHz 参考信号倍频至 200 MHz,其中一路通过缓冲器后作为 AD9744 的差分时钟信号,另一路作为相位累加器的采样时钟,在频率控制字的控制下,相位累加器输

出相应的相位码,ROM 波形查找表将相位码信息转化为波形量化采样值,通过 14 路并行数据线驱动 AD9744 生成相应频率的差分正弦模拟信号,由变压器 ADTT1-1 转化成频率为 38.2~40 MHz 时的任意频点正弦模拟信号。

DDS 在 FPGA 内的实现主要包括 ROM 查找表的设计和相位累加器的设计。由于正弦波具有对称性,仅需将 1/4 周期正弦函数的数据存储在 ROM 中,通过象限和符号补偿即可生成剩余 3/4 周期波形数据,并将相位累加器输出的高 10 位相位码设置为 ROM 查找表地址,节省了 ROM 空间。利用 ISE 软件自带 ROM 的 IP 核实现 ROM 的设计,在 MATLAB 中编写所需正弦波的代码并生成 ROM 初始化文件,coe 文件,由于 DAC 无法输出负电压,

统时钟为 f_{SYSCLK} 。那么 DDS 的频率分辨率为

$$\Delta f = f_{\text{SYSCLK}}/2^M \quad (1)$$

DDS 的输出频率为

$$f_{\text{out}} = \left\lceil \frac{K}{2^M} \right\rceil f_{\text{SYCLK}} \quad (2)$$

$M=32$,理论上 K 是介于 $1 \sim (2^{31}-1)$ 之间的任意

自动配置程序。

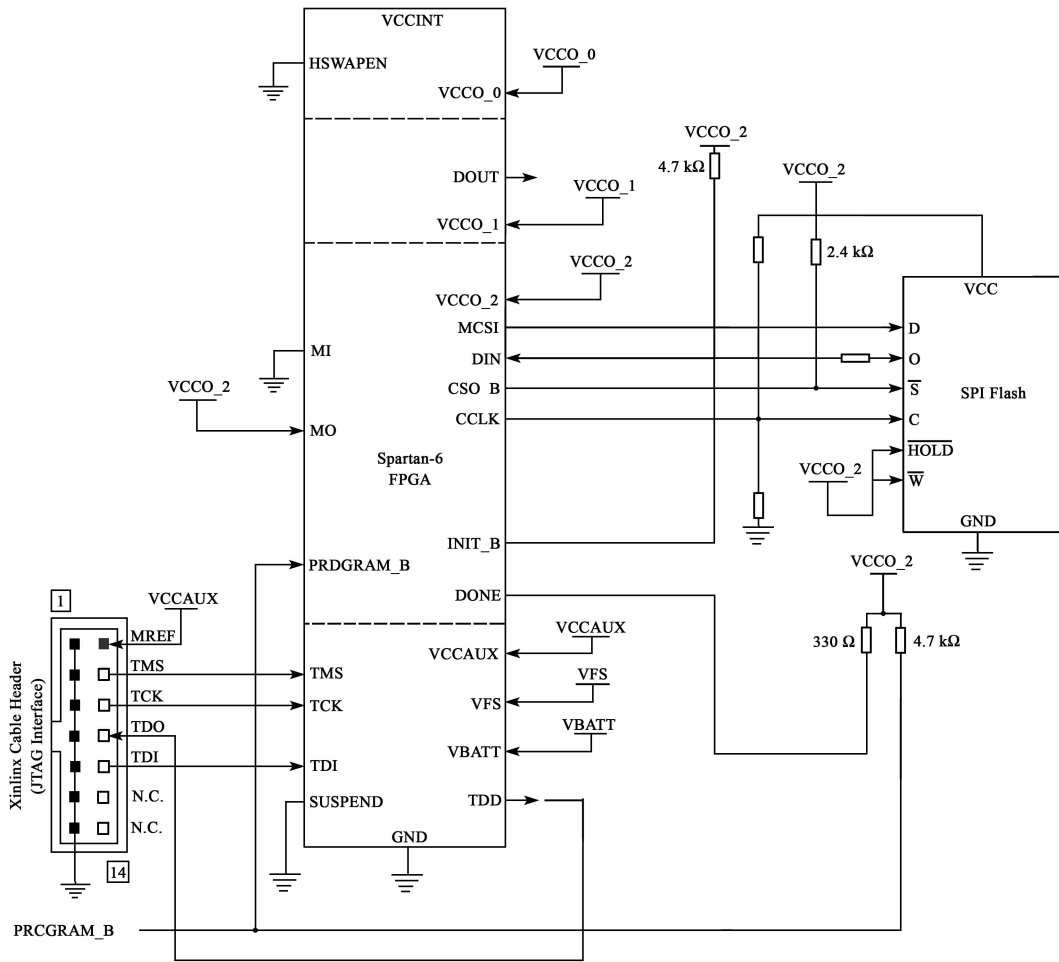


图 2 FPGA 的 SPI 配置方式

DDS 的参考信号与输出信号发生交叉调制,从而形

$$f_s = \alpha f_c \pm \beta f_o \quad (3)$$

越小。实际应用中,基本只考虑三阶。如本方案中

频率为 80 MHz, 距离 40 MHz 频点最近。

为获得纯净的 DDS 输出信号, 需在 DAC 的输出端增加无源低通滤波电路, 实现平滑滤波功能。与巴特沃斯滤波器和切比雪夫滤波器相比, 椭圆滤波器的过渡带更窄、更陡峭, 且在相同阻带抑制条件下, 椭圆滤波器要求的阶数最低。根据上述分析, 使用 ADS 软件设计了一款椭圆滤波器。

经多次调整优化, 所得椭圆滤波器的拓扑结构和仿真结果如图 3、4 所示。由图 4 可知, 该滤波器的通频带为 0~46 MHz, 阻带抑制制度大于 60 dB, 能很好地抑制带外杂散。

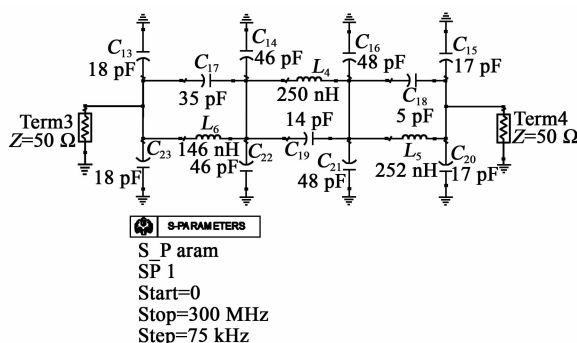


图3 椭圆滤波器拓扑结构图

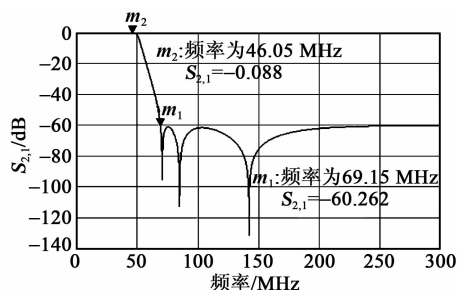


图4 椭圆滤波器仿真结果图

2.2 PLL 电路设计

PLL 电路由频率合成器芯片 ADF5355 及相关外围电路组成, 选用纹波系数小的 LDO 芯片 ADM7150 提供工作需要的二次电源。ADF5355 是 ADI 公司集成 VCO 的微波宽带频率合成器芯片, 可输出 54 MHz~13.6 GHz 的信号, 片内寄存器可通过三线 SPI 串口进行配置。通过 FPGA 芯片的 SPI 串口配置 ADF5355 的鉴相频率等于输入参考频率, 并设置分频系数为 210, 环路锁定后, VCO 的输出经片内 2 倍频输出 8.025~8.4 GHz 的中心频点。由于 PLL 起到 210 倍的倍频作用, 因此, 载波源的频率分辨率为 DDS 频率分辨率的 210 倍, 即

9.87 Hz。

环路滤波器的性能好坏决定了 PLL 的环路稳定性、锁定时间及输出信号的相位噪声和杂散抑制度等参数^[9]。相位裕度和环路带宽是衡量环路滤波器性能的关键参数。相位裕度表征闭环系统的相对稳定性, 一般为 $45^\circ \sim 60^\circ$ 。环路带宽表征环路对噪声的抑制作用, 对输入参考信号的相位噪声表现为低通滤波特性, 对 VCO 的相位噪声表现为高通滤波特性, 需折中选取环路带宽。ADF5355 的电荷泵输出电压能满足 VCO 的调谐电压, 并且有源环路滤波器会因运算放大器等有源器件恶化 PLL 输出相位噪声, 因此, 采用无源滤波器进行设计。

环路滤波器的阶数越多, 滤波器的过渡带越窄、越陡峭, 性能越接近理想滤波器, 但系统的稳定性会变差, 通常采用三阶环路滤波器进行设计。本设计由 ADIsimPLL 软件来完成, 设置环路滤波器的相位裕度为 53° , 环路带宽 20 kHz, 滤波器阶数为三阶, 经仿真优化后所得环路滤波器电路如图 5 所示。

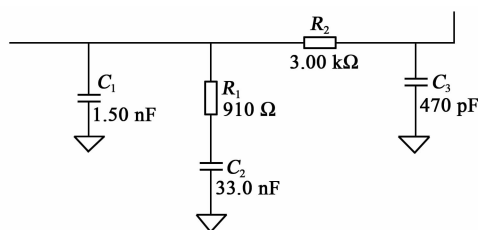


图5 环路滤波器电路图

载波源相位噪声根据 PLL 环路滤波器带宽可分为两种:

- 1) 频率偏移量小于环路滤波器带宽的相位噪声称为带内相位噪声。
- 2) 频率偏移量大于环路滤波器带宽的相位噪声称为带外相位噪声。带内相位噪声主要取决于输入参考信号的相位噪声、鉴相器引入的鉴相噪声及电荷泵引入的 $1/f$ 噪声等因素, 带外相位噪声主要取决于 VCO 自身相位噪声。下面主要分析偏离载波频率 1 kHz 处的带内相位噪声。

ADF5355 芯片内部集成了鉴相器功能电路, 在整数分频模式, 归一化本底噪声 $F_{\text{floor}} = -223 \text{ dBc/Hz}$, 闪烁噪声本底噪声 $F_{\text{flick}} = -256 \text{ dBc/Hz}$ 。

经过计算可知, 鉴相器对 PLL 的噪声贡献为

$$PN_{pd} = F_{\text{floor}} + 10\lg f_{pd} + 20\lg N =$$
$$-106.7 \text{ dBc/Hz}@1 \text{ kHz}$$

(4)

式中: f_{pd} 为鉴相器频率,与输入参考频率相等; N 为分频系数。

$$PN_{\text{flick}} = F_{\text{flick}} - 10\lg f_{\text{offset}} + 20\lg f_{VCO} =$$
$$-93.87 \text{ dBc/Hz}@1 \text{ kHz}$$

(5)

式中: f_{offset} 为频率偏移量; f_{VCO} 为 VCO 的输出频率。

$$PN_{\text{ref}} = PN_{\text{DDS}} + 20\lg N =$$
$$-86.4 \text{ dBc/Hz}@1 \text{ kHz}$$

(6)

式中 PN_{DDS} 为 DDS 输出频率相位噪声。

由测试结果可知,DDS 在输出频率为 38.5 MHz 时,其 PN_{DDS} 约为 $-116.95 \text{ dBc/Hz}@100 \text{ Hz}$ 、 $-126.81 \text{ dBc/Hz}@1 \text{ kHz}$ 、 $-129.13 \text{ dBc/Hz}@10 \text{ kHz}$,则总相位噪声为

$$PN = 10\lg(10^{\frac{PN_{pd}}{10}} + 10^{\frac{PN_{\text{flick}}}{10}} + 10^{\frac{PN_{\text{ref}}}{10}}) =$$
$$-85.65 \text{ dBc/Hz}@1 \text{ kHz}$$

(7)

由于 VCO 输出需倍频获得 8.085 GHz 信号,即相位噪声会恶化 6 dB,因此,系统最终相位噪声约为 $-79.65 \text{ dBc/Hz}@1 \text{ kHz}$ 。

综上所述可知,载波源输出频率为 8.085 GHz 时偏离载波 1 kHz 的相位噪声约为 -79.65 dBc/Hz 。同理,可计算出载波源输出频率为 8.085 GHz 时偏离载波 100 Hz 和 10 kHz 的相位噪声分别为 -69.77 dBc/Hz 和 -82.5 dBc/Hz 。

2.3 可靠性设计

DDS 模块电路与 PLL 模块电路分别在两块 PCB 上实现,并通过屏蔽盒进行物理隔离,FPGA 通过穿心电容对 PLL 寄存器进行配置,用于降低数字信号与微波信号间的相互干扰。为提高载波源的集成度,将 DDS 模块及其二次电源电路、低通滤波器集成在一块 PCB 上,选取 FR4 板材,采用 4 层板设计,板厚 1.6 mm。FPGA 与 DAC 间的并行数据线走线保持等长,确保各个数据线上的延迟接近。PLL 模块的 PCB 选取损耗系数小的微波板材 Rogers6010,采用双面板设计,板厚 0.64 mm。微波板相关电路走线均在顶层完成,底层为大面积金属地,与屏蔽盒接触,并多打接地过孔,实现良好接地。

3 测试结果

根据上述载波源方案完成了星载可配置输出频

率的 X 波段载波源的研制,实物照片如图 6 所示,尺寸为 200 mm×70 mm×30 mm,整机功耗为 3.8 W。

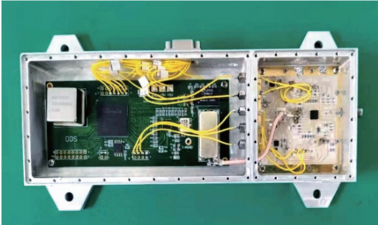


图 6 X 波段载波源实物图

利用安捷伦 N9030A 频谱分析仪对载波源的 DDS 模块性能及载波源整机性能进行了测试。其中,DDS 模块主要性能指标如表 1 所示。整机的相位噪声测试结果如图 7 所示。

表 1 DDS 电路模块主要性能指标

参数	测试结果
输出频率/MHz	38.5
杂散抑制/dBc	-72
相位噪声	-116.95 dBc/Hz@100 Hz
	-126.81 dBc/Hz@1 kHz
	-129.13 dBc/Hz@10 kHz
	-127.84 dBc/Hz@100 kHz

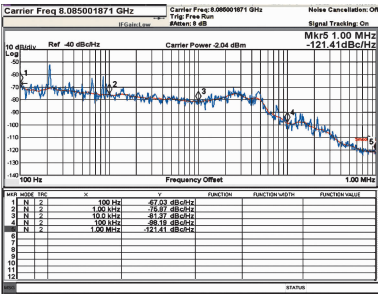


图 7 输出频率为 8.085 GHz 的相位噪声测试图

由图 7 可知,载波源在 8.085 GHz 频率处的相位噪声为 $-67.03 \text{ dBc/Hz}@100 \text{ Hz}$ 、 $-75.87 \text{ dBc/Hz}@1 \text{ kHz}$ 、 $-81.37 \text{ dBc/Hz}@10 \text{ kHz}$ 、 $-98.19 \text{ dBc/Hz}@100 \text{ kHz}$ 、 $-121.41 \text{ dBc/Hz}@1 \text{ MHz}$ 。

与理论计算结果相比,实测结果与理论值相差约 2 dB。这是因为理论值是在理想条件下计算获得的,而实际应用中的电阻、电容等元器件会引入热噪声,以及电源引入的噪声也会恶化相位噪声。杂散抑制测试结果如图 8 所示。在频谱分析仪的显示带宽设置为 6 GHz 时,频率源的远端杂散抑制制度接近 -75 dBc 。

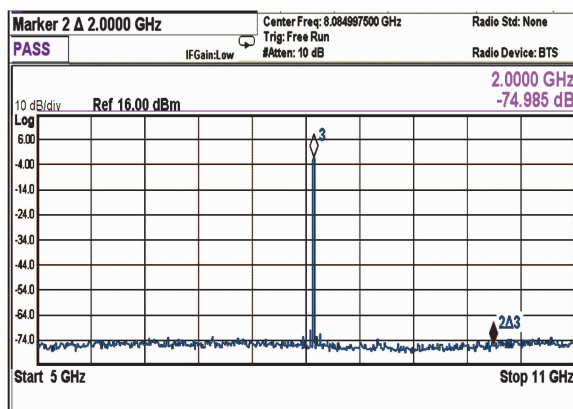


图 8 输出频率为 8.085 GHz 的杂散抑制频谱图

4 结束语

在 FPGA 结合 DAC 实现 DDS 的基础上,激励整数分频 PLL 实现了星载可配置输出频率的 X 波段载波源样机的设计,载波源兼顾小型化、低杂散、小步进等优点,测试结果满足设计指标要求,验证了载波源方案的可行性,为卫星数传发射机提供了一套可灵活配置频率的载波源方案。采用相位噪声性能更好的 DAC 芯片可设计出相位噪声更低的 DDS 电路模块。通过选取合适频段的 PLL,该 DDS 电路模块方案还适用于 S、Ku 及 Ka 波段星载数传发射机,具有通用性。

参考文献:

- [1] KAMECHES, IRID S M H, NADJET K, et al. Design and simulation of an S band frequency synthesizer for satellite communication systems[C]//Glasgow, United Kingdom; 2019 UK/China Emerging Technologies (UCET), 2019; 1-4.
- [2] 李广才, 魏文超, 周少骞, 等. 星用 X 波段一体化小型化数传发射机设计[J]. 电子技术与软件工程, 2016(11): 143-144.
- LI Guangcai, WEI Wenchao, ZHOU Shaoqian, et al. Design of a space-borne X-band integrated miniaturized digital transmission transmitter[J]. Electronic Tech-

nology and Software Engineering, 2016(11): 143-144.

- [3] 梁显锋, 姜亚祥, 耿浩, 等. 萤火一号火星探测器深空小型无线发射机技术[J]. 上海航天, 2013, 30(4): 133-138.
- LIANG Xianfeng, JIANG Yaxiang, GENG Hao, et al. Deep space small wireless transmitter for YH-1 mars probe[J]. Aerospace Shanghai, 2013, 30(4): 133-138.
- [4] 蒋佳男, 马忠松. 具有小步进和低相噪的频率合成器的设计[J]. 现代电子技术, 2018, 41(16): 9-12.
- JIANG Jianan, MA Zhongsong. Design of frequency synthesizer with small step and low phase noise[J]. Modern Electronics Technique, 2018, 41(16): 9-12.
- [5] 刘志强, 沈亚飞, 王文博, 等. 基于 DDS 与 PLL 的 C 波段宽带线性扫频源[J]. 微波学报, 2018, 34(4): 71-76.
- LIU Zhiqiang, SHEN Yafei, WANG Wenbo, et al. C band wideband linear frequency-swept source based on DDS and PLL[J]. Journal of Microwaves, 2018, 34(4): 71-76.
- [6] 杜勇, 胡天涛, 赖寒昱, 等. X 频段高频谱纯度频率合成器设计[J]. 电讯技术, 2019, 59(3): 349-353.
- DU Yong, HU Tiantao, LAI Hanyu, et al. Design of an X-band frequency synthesizer with high spectral purity[J]. Telecommunication Engineering, 2019, 59(3): 349-353.
- [7] 国防科学技术工业委员会. 卫星数据传输系统通用规范: GJB2207-94 [S]. 北京: 国防科学技术工业委员会, 1994.
- [8] 刘兴, 胡天涛. 小型化宽带微波频率合成器设计[J]. 电子科技, 2018, 31(7): 63-66.
- LIU Xing, HU Tiantao. Design of miniature wide band microwave synthesizer [J]. Electronic Technology, 2018, 31(7): 63-66.
- [9] 代传堂. 一种宽带低相噪频率合成器的设计方法研究[J]. 电波科学学报, 2018, 33(6): 746-751.
- DAI Chuantang. Design method of wideband low phase noise frequency synthesizer[J]. Chinese Journal of Radio Science, 2018, 33(6): 746-751.

基于柔性衬底的磁声表面波谐振器

刘婉, 鲁亚巍, 胡文彬, 白飞明

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

摘要:针对在柔性衬底上制备非晶软磁薄膜的技术难题, 该文研究并制作了一种基于柔性聚酰亚胺(PI)衬底的磁声表面波(MSAW)谐振器。通过在柔性PI衬底上溅射沉积了非晶FeCoSiB磁致伸缩薄膜和ScAlN压电薄膜, 光刻制备了叉指电极, 并形成IDT/ScAlN/FeCoSiB/PI层状结构, 成功获得了柔性MSAW谐振器。采用X线衍射(XRD)和原子力显微镜(AFM)分析了薄膜的结构和表面形貌及利用振动样品磁强计(VSM)和短路微带线法测试了FeCoSiB薄膜的静态磁性和高频磁谱特性, 最后在探针台上利用矢量网络分析仪对器件进行测试, 并与COMSOL仿真结果进行对比。实验结果表明, 该MSAW器件有两个谐振峰, 其中瑞利波出现在28.32 MHz, 兰姆波出现在93.69 MHz。

关键词:柔性电子; 声表面波; 磁电复合薄膜; 磁场传感器

中图分类号: TN65; TN384; TM930

文献标志码: A

DOI: 10.11977/j.issn.1004-2474.2020.04.002

Magnetic Surface Acoustic Wave Resonator Based on Flexible Substrate

LIU Wan, LU Yawei, HU Wenbin, BAI Feiming

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

Abstract: In this paper, a magnetic acoustic surface wave(MSAW) resonator based on flexible polyimide (PI) substrate is studied and fabricated by solving the technique problem of preparing amorphous soft magnetic thin films on flexible substrates. By sputtering and depositing amorphous FeCoSiB magnetostrictive film and ScAlN piezoelectric film on flexible polyimide (PI) substrate, the interdigital electrode was fabricated by photolithography and the layered structure of IDT/ScAlN/FeCoSiB/PI was formed, the flexible MSAW resonator was fabricated successfully. The structure and surface morphology of the films were analyzed by X-ray diffraction(XRD) and atomic force microscopy (AFM). The static and high frequency magnetic properties of FeCoSiB films were measured by VSM and short-circuit microstrip method. Finally, the device is tested on the probe platform by vector network analyzer and compared with the simulation results of COMSOL. The experimental results showed that the MSAW device had two resonance peaks, of which the Rayleigh wave appears at 28.32 MHz and Lamb wave appears at 93.69 MHz.

Key words: flexible electronics; acoustic surface wave; magnetoelectric composite film; magnetic field sensor

0 引言

柔性电子是将电子信息器件制作在柔性衬底上的新兴电子技术, 常见的柔性衬底材料有聚酰亚胺(PI)、超薄玻璃等。与传统电子相比, 柔性电子具有更大的灵活性和可延展性、柔韧性, 能在一定程度上适应不同的工作环境, 满足设备的形变要求, 故在信息、电子、医疗、生物等领域的应用前景广。基于柔性衬底的微机电系统(MEMS)作为柔性电子系统的组成部分, 引起了广泛重视。声表面波(SAW)谐振器、体声波谐振器(FBAR)、磁电存储器等柔性

MEMS器件受到国内外的广泛关注^[1-4]。

磁电材料的形成是通过压电材料和磁致伸缩材料的复合, 这种材料在弱磁场传感和探测方面具有广阔的应用前景。近年来, 为了克服磁电材料在低频下的 $1/f$ (其中 f 为频率)闪烁噪音, 研究人员将磁电复合多层膜结构与SAW检测技术相结合, 设计制备了磁声表面波谐振器(MSAW)^[5-7]。该类谐振器的工作原理^[7]: 外加磁场会导致磁致伸缩材料的杨氏模量发生变化, 进而影响衬底的杨氏模量, 而衬底杨氏模量的变化会引起SAW谐振器的相速度

收稿日期: 2020-03-02

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(61871081)

作者简介: 刘婉(1996-), 女, 陕西渭南人, 硕士生, 主要从事磁电声表面波传感器的研究。通信作者: 白飞明(1975-), 男, 内蒙古鄂尔多斯人, 教授, 博士生导师, 主要从事磁电材料和片上集成磁电子器件的研究。E-mail: fmbai@uestc.edu.cn。

发生变化。由于 $v = f_0 \cdot \lambda$ (其中 v 为 SAW 谐振器的波速, f_0 为中心频率, λ 为波长), 则 f_0 会随着外加磁场发生改变, 这既可以实现弱磁场的探测, 也可以用于磁场调谐的谐振器和延迟线。与传统刚性衬底 SAW 谐振器或延迟线相比, 柔性衬底具有可弯曲性和延展性, 不同于刚性衬底对磁致伸缩的束缚, 利用“磁-机械-电”耦合原理测量磁场, 理论上可以实现直流及宽频交流弱磁场的高灵敏度探测^[8]。但是, 目前国内外对于柔性磁电 SAW 器件的报道较少。

本文制作了一种基于 PI 衬底的 MSAW, 解决了在柔性衬底上制备非晶软磁薄膜的技术难题, 且在软磁薄膜上进一步集成了氮化物压电薄膜, 并制备了具有良好附着性的换能器叉指电极。所获得的 MSAW 具有 f_0 高, 尺寸小, 稳定性强及耗能小等优点。

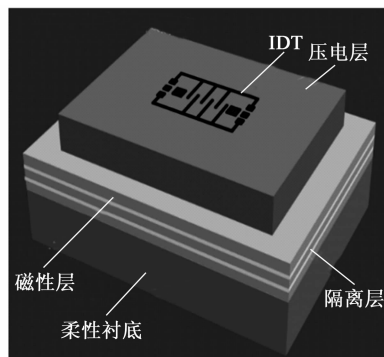
1 谐振器的制作

1.1 谐振器结构

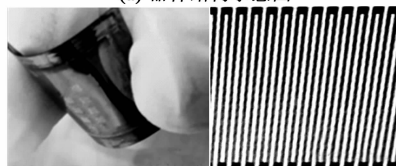
MSAW 由柔性衬底、磁性层、压电层及电极层组成(见图 1(a)), 即:

1) 柔性衬底需满足耐高温且热膨胀系数不能过大的要求, 否则会造成衬底上生长的薄膜因应力过大而造成开裂。本实验使用 PI 作为柔性衬底, 热膨胀系数为 $(3 \sim 70) \times 10^{-6}/\text{K}$, 并能承受 400°C 的温度, 同时具有良好的化学稳定性^[9]。

2) 磁性层采用 FeCoSiB 非晶软磁薄膜。非晶软磁合金具有高饱和磁感应强度、高磁导率、低矫顽力和良好的温度稳定性等特点^[10]。



(a) 器件结构示意图



(b) 实物图

(c) 叉指电极

图 1 基于柔性衬底的 MSAW

3) 压电层采用 ScAlN 薄膜。ScAlN 是在 AlN 薄膜中掺杂入一定的 Sc 元素, 将其晶体结构由纤锌矿结构转变为具有极性的纤锌矿结构和无极性的岩盐矿之间的六角中间相, 晶体结构的改变使 ScAlN 薄膜的压电性能得到提升^[11]。

4) 电极层为金属铜的叉指电极。通过实验可知, 铜电极较铝电极在 ScAlN 薄膜上有更好的附着性。

1.2 器件制作与测试方法

柔性衬底的可弯曲折叠性一方面扩大了器件的应用范围^[12], 但另一方面对器件制备造成了很大的困难。PI 衬底表面有很多小的微孔缺陷, 若在其上直接制备 FeCoSiB, 则会因表面起伏和缺陷而带来很大的矫顽力, 从而导致软磁性能严重下降。因此, 我们采用以下处理方法, 即

1) 在购置的 PI 衬底上均匀涂附了液态 PI, 再经过 250°C 、1 h 亚胺化处理在原有表面形成一层低粗糙度薄膜。

2) 在该柔性衬底上采用磁控溅射制作磁性层。靶材选用直径为 $\varnothing 74\text{ mm}$ 的 $(\text{Fe}_{90}\text{Co}_{10})_{78}\text{Si}_{12}\text{B}_{10}$ 靶。经过前期优化, 选择溅射气压为 0.15 Pa , 直流功率为 90 W 。溅射过程中原位施加 21.486 kA/m 的偏置磁场以诱导平面单轴各向异性。另外, 为了抑制因厚度增加可能导致的垂直各向异性, 故制备了 FeCoSiB/ SiO_2 多层膜结构^[13], 即在每层磁性薄膜间插入 $10 \sim 15\text{ nm}$ 的 SiO_2 薄膜作为隔离层。制备后的多层膜在 150°C 下热处理 1 h 以缓解应力造成的柔性器件表面起伏。

3) 在磁性层表面采用反应溅射制备 $\text{Sc}_{21.3}\text{Al}_{78.7}\text{N}$ 薄膜。靶材选用 Sc 镶嵌的 Al 靶 ($\varnothing 74\text{ mm}$), 经过优化后的工艺参数为: 靶基距 5.5 cm , 溅射气压 0.11 Pa , 射频溅射功率 270 W , 氮氩体积比为 $1:3$ 。考虑到溅射功率较高, 为了避免积热造成 FeCoSiB 诱导各向异性下降, 故采用分时多次溅法获得 ScAlN 厚膜。

4) 使用微细加工手段将掩膜版的图案转移到膜层表面, 可得到 SAW 传感器的叉指电极。单端口谐振器实物图如图 1(b) 所示, FeCoSiB/ SiO_2 多层膜覆盖在柔性衬底上, 总厚度为 600 nm , 压电层厚为 $0.7 \sim 2\text{ }\mu\text{m}$, 顶层 Cu 电极层的厚为 150 nm 。谐振器的叉指电极光学照片如图 1(c) 所示, 由图可见叉指电极整齐平滑, 指宽为 $6\text{ }\mu\text{m}$, 波长为 $24\text{ }\mu\text{m}$, 插

指对数为 50 对,反射栅 100 对,两者间距为 $12\ \mu\text{m}$ 。

本文采用 X 线衍射仪(XRD)分析了磁性层和压电层材料的微观结构,采用原子力显微镜(AFM)分析了薄膜的表面形貌和粗糙度。通过振动样品磁强计 VSM 测试了磁性薄膜的静态磁性参数,高频磁性能则采用短路微带线法进行测试^[14]。在声表面谐振器制备成功后,在微波探针台上利用矢量网络分析仪测试了器件的散射参数 S_{11} 与相位。

2 实验结果与分析

2.1 核心薄膜结构和形貌分析

磁电复合薄膜和柔性衬底的热膨胀系数差别大,但 SAW 器件要求压电薄膜需要高度 c 轴取向、低表面粗糙度和大的压电常数。首先,我们分析了制备在 PI 衬底上的 FeCoSiB 多层膜和 ScAlN 的微观结构,如图 2 所示。由图可知,FeCoSiB 薄膜无明显晶态衍射峰,表明薄膜即使在经历较高功率制备 ScAlN 后也保持了非晶态结构,这是获得优良软磁性能的关键。另外,由图 2 分析可知,ScAlN 薄膜仅在 35.0° 出现 (002) 的衍射峰,未出现其他衍射峰。这表明薄膜具有良好的 c 轴取向性。这是获得优良压电性能的关键^[15],同时为获得高机电耦合性能的 SAW 器创造了条件。

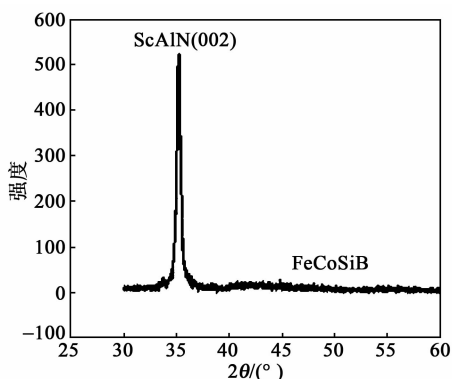


图2 ScAlN/FeCoSiB/PI 多层膜的 XRD 曲线

薄膜的致密性及表面粗糙度同样会影响器件的性能。图 3 为重要膜层的 AFM。由图 3(a)可知,经过涂覆液态 PI 和亚胺化处理后的柔性衬底具有较小的粗糙度,仅为 $1.5\ \text{nm}$,对于后续薄膜的生长有重要意义。由图 3(b)可知,FeCoSiB 薄膜的表面粗糙度为 $0.92\ \text{nm}$,平整度高。这表明热处理可缓解应力产生的形变,有效降低磁性薄膜的表面起伏。由图 3(c)可知,随着磁电复合薄膜厚度的增加,表面粗糙度增加到 $3.18\ \text{nm}$,但薄膜不剥落、应力较

小,表面起伏仅为总厚度的 0.02% 。

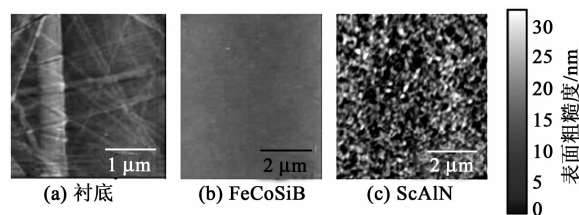


图3 重要膜层的 AFM

2.2 薄膜磁性分析

图 4(a)、(c)分别为 FeCoSiB 单层膜和 FeCoSiB/SiO₂多层膜的磁滞回线(M - H)(M 为磁化强度, H 为磁感应强度)曲线图。由图 4(a)可知,单层薄膜的易轴矫顽力约为 $176.663\ \text{A/m}$,易轴剩磁比高达 95.40% ,同时面内单轴各向异性场约 $1999.795\ \text{A/m}$ 。由图 4(c)可知,易轴矫顽力约为 $218.840\ \text{A/m}$,略有增加,易轴剩磁比为 94.28% ,而面内单轴各向异性场约为 $1700.5819\ \text{A/m}$ 。一般情况下,随着溅射磁性薄膜的厚度超过临界厚度,薄膜的软磁性能会出现恶化,这是由于柱状或纤维状微结构导致的垂直各向异性。本文一方面使用插入 SiO₂层解决这一问题,另一方面退火热处理使薄膜的热应力得到释放,降低了应力各向异性场。

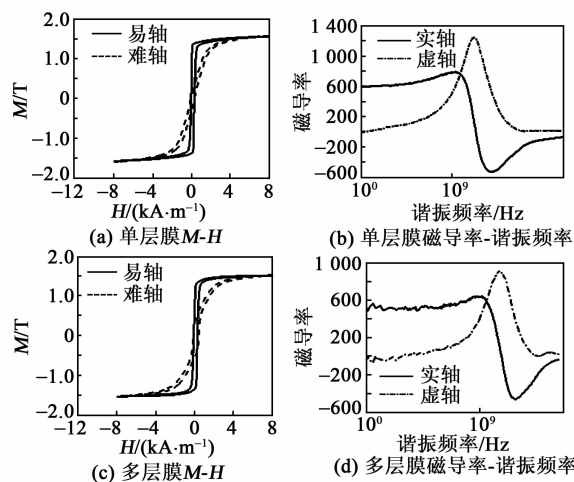


图4 软磁 FeCoSiB 薄膜特性曲线

磁性薄膜的高频磁谱特性如图 4(b)、(d)所示。由图 4(b)、(d)可知,单层磁膜的磁导率为 600,共振峰出现在 $1.3\ \text{GHz}$ 左右,而多层膜的磁导率为 500,共振峰出现在 $1.4\ \text{GHz}$ 左右,两者相差不大。

2.3 柔性谐振器的测试结果

单端口柔性 SAW 谐振器的 S_{11} 参数测试结果如图 5 所示。由图 5 可知,器件在 $10\sim 120\ \text{MHz}$ 时存在两个谐振峰,谐振频率(f_r)分别为 $28.32\ \text{MHz}$

和 93.69 MHz。同时,由相位测试曲线可知,该柔性 SAW 谐振器的相位在这两个频率处有较明显的变化,可进一步确定此器件的中心频率为 28.32 MHz 和 93.69 MHz。

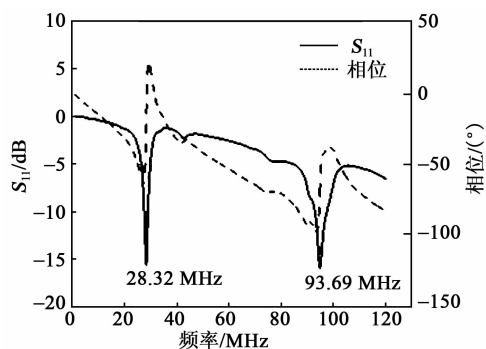


图 5 测试柔性 SAW 器件的传输特性

SAW 器件的品质因数 Q 值采用 bode 法进行计算,则有

$$Q(f) = 2\pi f \tau(f) | \Gamma(f) | / (1 - | \Gamma(f) |^2) \quad (1)$$

式中: $\tau(f)$ 为群时延; $\Gamma(f)$ 为反射系数。

28.32 MHz 下 Q 值为 8.79,93.69 MHz 下 Q 值为 12.66,但整体都相对较小。

SAW 谐振器的机电耦合系数 K^2 可通过分析导纳随频率的变化得到,则有

$$K^2 = \frac{\pi}{4N} \frac{Gm(f_r)}{Bs(f_r)} \quad (2)$$

式中: $N=50$ 为电极的叉指数; $Gm(f_r)$ 和 $Bs(f_r)$ 分别为 SAW 器件在 f_r 处的动态电导和静态电纳。 $f_r=28.32$ MHz 时, $K^2=9.70\% \sim 12.2\%$ 。 $f_r=93.69$ MHz 时, $K^2=5.1\%$ 。刚性衬底上制备的 ScAlN 的 K^2 一般为 $2\% \sim 5\%$ ^[16]。通常,柔性器件的 K^2 小于刚性器件,其原因有以下两点:

1) 机械能在柔性衬底上会有损耗^[17]。

2) 只有 SAW 集中在压电层中,才能具有较大的 K^2 ,且压电层厚度越大, K^2 越高,这里的计算结果偏大可能是由于低频下 $Q \cdot K^2$ 较小,采用式(2)计算存在一定误差^[18]。

为了分析 SAW 器件的工作模态,我们采用 COMSOL Multiphysics 有限仿真软件进一步计算了 ScAlN/FeCoSiB/PI 结构器件的传播特性。其中,磁性 $\text{Fe}_{70}\text{Co}_8\text{Si}_{12}\text{B}_{10}$ 薄膜、压电 $\text{Sc}_{40}\text{Al}_{60}\text{N}$ 薄膜的材料参数参见文献[19-20],柔性 PI 衬底认为是半无限结构,材料参数参见文献[17]。这里简化分析只抽取 SAW 谐振器的单个波长范围,结果如图 6

所示。

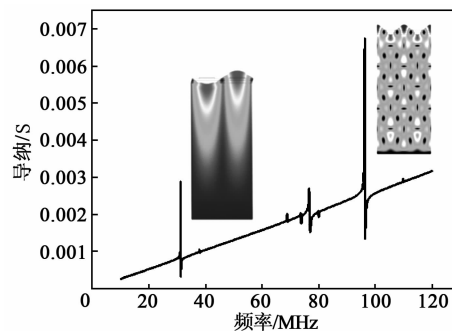


图 6 柔性 SAW 器件的 COMSOL 仿真

柔性 MSAW 器件的导纳曲线分别在 31.0 MHz 和 95.2 MHz 处发生谐振,与测试的器件中心频率 28.32 MHz 与 93.69 MHz 较接近。通过图 6 振型可看出,第一个谐振模态为瑞利波模式,第二个谐振模态为非对称模态 A1 广义兰姆波。根据 $v=f_0 \cdot \lambda$,其中 $\lambda=24 \mu\text{m}$,ScAlN 薄膜厚约为 $0.7 \mu\text{m}$,得到 $v=680$ m/s 和 $2\,248$ m/s。尽管在理想的 $\text{Sc}_x\text{Al}_{1-x}\text{N}$ 压电层中,SAW 传播方向垂直 c 轴时速度可达 $5\,560 \sim 6\,200$ m/s(与 Sc 的含量相关),但是对于层状结构,速度受到其他相邻层和衬底材料影响。200 °C 亚胺化后的 PI 的杨氏模量仅为 1.7 GPa,所以声波传播速度很小,仅为 620 m/s。这种情况导致了基于柔性衬底的器件波速及器件应用频率降低。

基于柔性衬底上仿真与实际测试存在一定偏差,这可能是因为实际器件受表面粗糙度、缺陷、应力等因素影响。另外,在仿真中采用的材料参数选自 $\text{Sc}_{40}\text{Al}_{60}\text{N}$ 薄膜和 $(\text{Fe}_{90}\text{Co}_{10})_{78}\text{Si}_{12}\text{B}_{10}$ 薄膜,而实际器件制备中 Sc 含量偏低,非晶软磁靶材的成分含量也不相同,使得材料参数间存在一定偏差。

3 结束语

本文解决了在柔性聚酰亚胺衬底上沉积非晶磁致伸缩薄膜和 ScAlN 压电薄膜的工艺难题,最终成功获得柔性磁声表面谐振器。在该磁声表面谐振器中,聚酰亚胺的杨氏模量远小于刚性材料,可以显著减小衬底对 FeCoSiB 杨氏模量效应的影响,理论上磁性层可达到与非晶磁性带材相近的巨杨氏模量效应,杨氏模量效应 ΔE 为 $150\% \sim 200\%$ ^[21]。因而,更有利于获得更高的磁场灵敏度。尽管器件测试结果表明该谐振的品质因数较低,但是,COMSOL 仿真表明通过增加压电层厚度或采用更小线宽的叉指电极均可提高品质因数和机电耦合

系数。在增大压电层厚度的同时也能增加磁致伸缩层的负载,因此,在后续磁场传感器设计过程中需均衡考虑。

参考文献:

- [1] HE X L, LI D J, ZHOU J, et al. High sensitivity humidity sensors using flexible surface acoustic wave devices made on nanocrystalline ZnO/polyimide substrates[J]. *Journal of Materials Chemistry C*, 2013, 39(1): 6210-6215.
- [2] KANG Y R, KANG S C, PAEK K K, et al. Air-gap type film bulk acoustic resonator using flexible thin substrate[J]. *Sensors and Actuators A: Physical*, 2005, 117(1): 62-70.
- [3] XIAO S, CHE L, LI X, et al. A cost-effective flexible MEMS technique for temperature sensing[J]. *Microelectronics Journal*, 2007, 38(3): 360-364.
- [4] YEO H G, MA X, RAHN C, et al. Efficient piezoelectric energy harvesters utilizing (001) textured bimorph PZT films on flexible metal foils[J]. *Advanced Functional Materials*, 2016, 26(32): 5940-5946.
- [5] ELHOSNI M, PETIT-WATELOT S, HEHN M, et al. Experimental study of multilayer piezo-magnetic SAW delay line for magnetic sensor[J]. *Procedia Engineering*, 2015, 120: 870-873.
- [6] ZHOU H, TALBI A, TIERCELIN N, et al. Multilayer magnetostrictive structure based surface acoustic wave devices[J]. *Applied Physics Letters*, 2014, 104(11): 114101.
- [7] HUANG L, LYU Q, FEI B, et al. Theoretical investigation of magnetoelectric surface acoustic wave characteristics of ZnO/metal layered composite [J]. *AIP Advances*, 2016, 6(1): 015103.
- [8] KADOTA M, ITO S, ITO Y, et al. Magnetic sensor based on surface acoustic wave resonators[J]. *Japanese Journal of Applied Physics*, 2011, 50(7): 67-78.
- [9] 范琳, 陈建升, 胡爱军, 等. 高性能聚酰亚胺材料的研究进展[J]. *材料工程*, 2007, 23(增1): 32-35.
FAN Lin, CHEN Jiansheng, HU Aijun, et al. Research progress of high performance polyimide materials[J]. *Materials Engineering*, 2007, 23(suppl. 1): 32-35.
- [10] LUDWIG A, QUANDT E. Optimization of the $\Delta\epsilon/\epsilon$ effect in thin films and multilayers by magnetic field annealing[J]. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2002, 38(5): 2829-2831.
- [11] TASNADI F, ALLING B, HÖGLUND C, et al. Origin of the anomalous piezoelectric response in wurtzite $\text{Sc}_{1-x}\text{Al}_x\text{N}$ alloys[J]. *Physical Review Letters*, 2010, 104(13): 137601.
- [12] HSU Y Y, GONZALEZ M, BOSSUYT F, et al. Polyimide-enhanced stretchable interconnects: design, fabrication, and characterization[J]. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 2011, 58(8): 2680-2688.
- [13] WEN D, BAI F, WANG Y, et al. Tailoring of the soft magnetic property and uniaxial anisotropy of magnetostrictive films by interlayer[J]. *Journal of Applied Physics*, 2013, 113(17): 309.
- [14] WANG Y, WANG L, ZHANG H, et al. Investigation of FeCo-Ti-O nanogranular films with tunable permeability spectrum[J]. *Journal of Alloys and Compounds*, 2016, 667: 229-234.
- [15] ABHAY K, YASUO Y, AKIHIKO T, et al. Wave propagation direction and c -axis tilt angle influence on the performance of ScAlN/sapphire-based SAW devices [J]. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 2016, 63(7): 953-60.
- [16] LOZZI A, YEN T T, MURALT P, et al. $\text{Al}_{0.83}\text{Sc}_{0.17}\text{N}$ contour-mode resonators with electromechanical coupling in excess of 4.5% [J]. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 2019, 66(1): 146-153.
- [17] JIN H, ZHOU J, HE X, et al. Flexible surface acoustic wave resonators built on disposable plastic film for electronics and lab-on-a-chip applications [J]. *Scientific Reports*, 2013, 3(7): 2140.
- [18] 叶会英, 马秀兰, 刘国栋, 等. 低 Q_m 压电振子机电耦合系数的标准计算方法的原理误差分析[J]. *计量学报*, 2000, 21(1): 5-11.
YE Huiying, MA Xiulan, LIU Guodong, et al. Principle error analysis of standard calculation method of electromechanical coupling coefficient of low Q_m piezoelectric vibrator[J]. *Journal of Metrology*, 2000, 21(1): 5-11.
- [19] CHEN S, YANG X, OUYANG J, et al. Fabrication and characterization of shape anisotropy AlN/FeCoSiB magnetoelectric composite films[J]. *Ceramics International*, 2014, 40(2): 3419-3423.
- [20] HASHIMOTO K, SATO S, TESHIGAHARA A, et al. High-performance surface acoustic wave resonators in the 1 to 3 GHz range using a ScAlN/6H-SiC structure[J]. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 2013, 60(3): 637-642.
- [21] ANDERSON P M. Magnetomechanical coupling, ΔE effect, and permeability in FeSiB and FeNiMoB alloys [J]. *Journal of Applied Physics*, 1982, 53(11): 8101-8103.

体声波滤波器群时延波动的两种计算方法

袁靖¹, 高杨², 任万春¹

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

摘要:为了使矢量网络分析仪测得的 S 参数能便捷地计算体声波(BAW)滤波器的群时延波动, 分别提出了在 MATLAB、ADS 中计算 BAW 滤波器群时延波动的两种方法。该文分别介绍了利用 MATLAB 编程和在 ADS 中计算群时延波动及流程, 并对两种方法进行了比较; 同时还指出在 ADS 中使用“delay(S_{12})”和“group_delay”计算群时延波动的区别。结果表明, 用 MATLAB 与在 ADS 中使用“group_delay”计算的群时延波动基本吻合, 均能准确计算出 BAW 滤波器的群时延波动。

关键词:体声波滤波器; 相频特性; 群时延波动; S 参数; 计算方法

中图分类号: TN713 **文献标志码:** A **DOI:** 10.11977/j.issn.1004-2474.2020.04.003

Two Calculation Methods for Group Delay Ripple of Bulk Acoustic Wave Filter

YUAN Jing¹, GAO Yang², REN Wanchun¹

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

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

Abstract: In order to conveniently calculate the group delay ripple of the bulk acoustic wave (BAW) filter by the S parameters measured by the vector network analyzer, two methods of calculating the group delay ripple of BAW filter in ADS and MATLAB are put forward. In this paper, the calculation and the calculating process of group delay ripple by the MATLAB programming and ADS are introduced, and the two methods are compared. Then, the difference between using “delay(S_{12})” and “group_delay” to calculate the group delay ripple in ADS is pointed out. The results show that the calculation in MATLAB is basically consistent with the group delay ripple calculated in ADS using “group_delay” and both can accurately calculate the group delay ripple of the BAW filter.

Key words: BAW filter; phase-frequency characteristic; group delay ripple; S parameters; calculation method

0 引言

随着无线电技术的迅速发展和无线电设备应用领域的扩大, 通信系统对滤波器性能提出了更高的要求^[1]。与声表面波(SAW)滤波器和介质滤波器等相比, 虽然体声波(BAW)滤波器具有体积小, 品质因数(Q)值高及带外抑制好等优势, 但也需要同时满足现代通信系统对 BAW 滤波器时域特性的高要求^[2-4]。因为信号通过 BAW 滤波器后, BAW 滤波器的非理想相频特性会使信号产生相位失真, 这些失真会对通信系统的性能产生严重影响^[5]。为了尽可能使带内信号通过 BAW 滤波器不失真, 需要

BAW 滤波器有线性的相频特性, 即 BAW 滤波器群时延波动尽可能小^[6], 因此需要对 BAW 滤波器群时延波动进行准确计算, 以便根据计算结果对其性能进行评估和后续的改进。

BAW 滤波器群时延波动表示为通带内群时延最大值和最小值的差。群时延可通过矢量网络分析仪测试后导出的 S 参数计算得到。为了从测得的 S 参数计算 BAW 滤波器群时延波动, 本文分别给出了在 ADS、MATLAB 中计算 BAW 滤波器群时延波动的两种方法, 并将一组测得的 BAW 滤波器的 S2P 文件分别导入 ADS、MATLAB 中进行计算, 同时对两种方法进行对比, 得到的结果基本吻合。

收稿日期: 2020-04-10

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(61574131); 西南科技大学研究生创新基金资助项目(19YCX0113)

作者简介: 袁靖(1997-), 男, 四川广安人, 硕士生, 主要从事微电子机械系统的研究。E-mail: 1390327211@qq.com。通信作者: 任万春(1978-), 男, 四川绵阳人, 讲师, 博士, 主要从事纳米材料与器件的研究。E-mail: rwch-qw@163.com。

1 MATLAB 中计算方法

1.1 S2P 文件读取

首先需要创建一个 m 文件, m 文件名和输入函数名一样都为“readS2P”;然后定义 function 函数和输入函数;接着找到 S2P 文件中数据开始存储的行;最后读取 S2P 中的每个频率点及对应的 S 参数的幅值和相位。S2P 文件读取部分程序如下:

```
function [freq,S,magZ,angZ] =
readS2P(m,a,b)
    fid = fopen(m);
    tline = fgetl(fid);
    i=0;j1=0;
    while ischar(tline)%
    if tline(1)=='!'
    i=i+1;
    j1=i;
    elseif tline(1)=='#'
    i=i+1;
    else
    break;
    end
    tline = fgetl(fid);
    end
    data=textread(m,"','headerlines',i);
    freq=data([1:1:22000],1);
```

1.2 群时延波动计算

群时延波动计算同样应先创建 m 文件, m 文件名和输入函数名一样都为“Filter_Measure”;然后定义 function 函数和输入函数;接着调用“readS2P”文件,并根据群时延的定义,编写群时延波动的计算程序。部分程序如下:

```
function [Daiwaiyizhi1]=Filter_Measure1(m)
[freq,S,Mag,Ang]=readS2P(m,2,1);
warning('off')
Ang=(Ang<0).*(Ang+360)+(Ang>0).
* Ang;
AngPi=Ang/180*pi;
AngPi = AngPi (((freq < (2094 + 3.1) *
1000000)&.(freq>(2094-3.1) * 1000000)));
oumiga=2*pi*freq;
oumiga = oumiga (((freq < (2094 + 3.1) *
1000000)&.(freq>(2094-3.1) * 1000000)));
```

```
Qunyanshi=-diff(AngPi(1:1:end))./diff(ou-
miga(1:1:end))*10^9;
```

```
Qunyanshi1=max(Qunyanshi)-min(Qunyan-
shi);
```

```
str=['... 5. 群时延波动=' num2str(Qun-
yanshi1)'ns....'];
```

```
disp(str);
```

```
end
```

1.3 数据输出

首先需要读取测试数据文件夹下所有测得的 BAW 滤波器的 S2P 文件;然后调用群时延的计算程序“Filter_Measure”文件;接着依此计算 BAW 滤波器的群时延波动;最后以 excel 形式输出计算数据。数据输出部分程序如下:

```
clc
clear
maindir = 'F:\data\高低温试验数据';
subdir = dir(maindir);
for bianhao=[1 2 3 4 5 7 8]
Wendu=[];Qunyanshi1=[];
for i = 1:length(subdir)
filename=subdir(i).name;
flg= strfind(subdir(i).name,['du_' num2str
(bianhao) '#']);
if(length(flg)~=0)
Wendu = [Wendu str2num(filename(1:flg-
1))];
[Qunyanshi1]=Filter_Measure1(filename);
Qunyanshi1=[Qunyanshi1 Qunyanshi1];
end
```

2 ADS 计算方法

2.1 S2P 文件读取

在 ADS 软件中计算 BAW 滤波器的群时延波动,首先在 ADS 软件中导入测得的 BAW 滤波器的 S2P 文件。具体方法是在 ADS 软件中新建一张原理图,然后放置 S2P 元件和相应的 S 参数端子,构成的电路图如图 1 所示。在 S2P 元件中导入测得的 BAW 滤波器 S2P 文件;S 参数仿真设置的扫频范围和步长需要与矢量网络分析仪测量时保持一致。

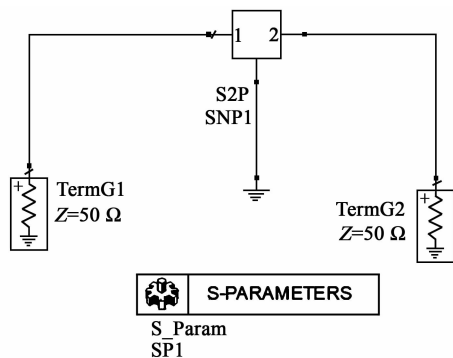
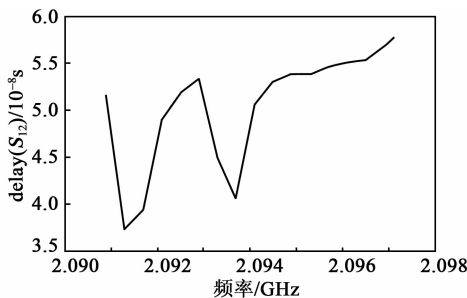


图1 在ADS中导入S2P文件

2.2 “delay(S₁₂)”计算群时延波动

在图1的基础上,双击“S-PARAMETERS”进入S参数仿真器设置中,选中计算“Group delay”;然后在ADS软件绘图框中的“Trace Expression”输入“delay(S₁₂)”,得到BAW滤波器群时延频率曲线,如图2所示。

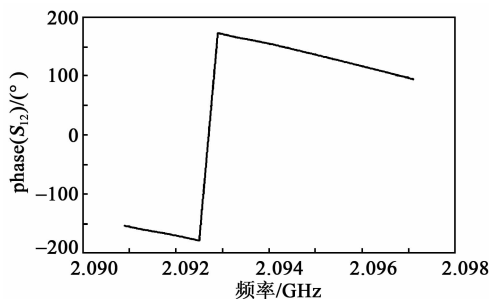
图2 “delay(S₁₂)”计算群时延频率曲线

“delay(S₁₂)”函数是利用群时延定义及下式计算^[7]得到

$$\tau(\omega) = -\frac{d\varphi(\omega)}{d\omega} \quad (1)$$

式中: $\varphi(\omega)$ 为相频特性曲线; ω 为角频率; $\tau(\omega)$ 为群时延。

在ADS中仿真 phase(S₁₂)-频率曲线如图3所示。

图3 phase(S₁₂)-频率曲线

由图3可知,相位存在-180°~180°的跳变,这是因为计算一个系统相频特性时,要用到反正切函

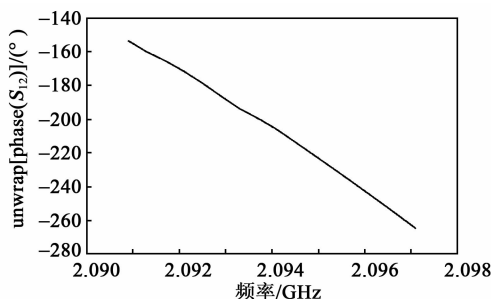
数提取相位,计算机中反正切函数规定,在一、二象限时角度为0°~180°,三、四象限时角度为0°~-180°。这使实际得到的结果发生相位跳变,跳变幅度为360°。群时延为相位变化量和频率变化量之比,相位发生跳变会使相位变化量增大,进而导致群时延增大。

2.3 “group_delay”计算群时延波动

为了避免“delay(S₁₂)”计算时遇到的相位跳变问题,在ADS中可使用“group_delay”进行计算,即

$$\text{group_delay} = -\frac{\text{diff}(\text{unwrap}(\text{phase}(S_{12})), \pi)}{(2 * \pi)} \quad (2)$$

式中 unwrap 函数用于检查数据前、后两点的相位差距是否超过180°,超过为有跳变,后点的值自动减去360°。unwrap 函数的作用是使相位在-180°处不发生跳变,从而反应出真实的相位变化,如图4所示。

图4 unwrap(phase(S₁₂))-频率曲线

在ADS软件绘图框中的“Trace Expression”中输入式(2),得到BAW滤波器群时延频率曲线如图5所示。通过计算带内群时延的最大值与最小值的差可得到群时延波动。

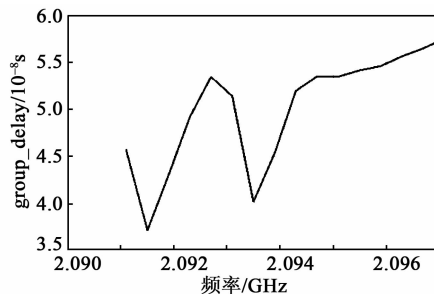


图5 “group_delay”计算群时延频率曲线

3 两种方法的算例对比

将用矢量网络分析仪实测的一个BAW滤波器S2P文件作为算例的输入数据,分别导入MATLAB、ADS中进行计算。一组S2P文件是BAW滤波器分别对8个温度点(-55℃、-30℃、0℃、

+25℃、+50℃、+85℃、+100℃、+125℃)进行试验条件下测得。

BAW 滤波器群时延波动在 MATLAB 中计算和 ADS 中使用“group_delay”计算的结果,如图 6 所示。

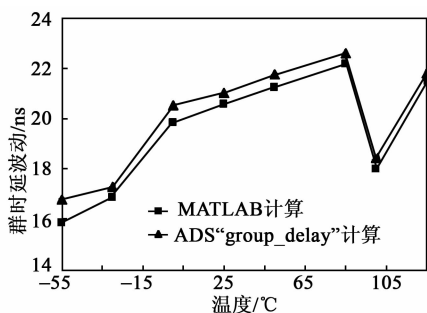


图6 MATLAB 和 ADS 中使用“group_delay”计算的 BAW 滤波器带内群时延波动随温度的变化曲线

由图 6 可知, MATLAB 计算和 ADS 使用“group_delay”计算的结果偏差 ≤ 0.8 ns,表明两种方法计算的结果基本吻合,均能正确计算 BAW 滤波器的群时延波动。

在 ADS 中分别使用“delay(S_{12})”和“group_delay”计算 BAW 滤波器群时延波动,其结果如图 7 所示。

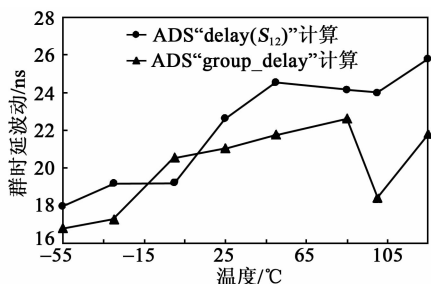


图7 ADS 中使用“group_delay”和“delay(S_{12})”计算的 BAW 滤波器带内群时延波动随温度的变化曲线

由图 7 可知,在 ADS 中使用“delay(S_{12})”计算时结果出错,这证实了相位跳变会导致计算的群时延波动偏大。

4 结论

1) 本文给出了在 ADS、MATLAB 中计算 BAW 滤波器群时延波动的两种方法。将一组测得的 BAW 滤波器的 S2P 文件分别导入 ADS、MATLAB 中进行计算,均能准确计算出 BAW 滤波器的

群时延波动。

2) 在 ADS 中使用“delay(S_{12})”计算群时延波动时,因相位存在 $-180^\circ \sim 180^\circ$ 的跳变,当相位延时超过 180° 时会导致计算结果出错,因此需要使用增加 unwrap 函数的“group_delay”进行计算,以避免因相位跳变而导致的计算出错。

参考文献:

- [1] 陈倩. 高频陡衰减线性相移滤波器的设计与实现[D]. 成都:电子科技大学,2018.
- [2] 高杨,周斌,何移. 薄膜体声波谐振器的电磁兼容性分析[J]. 压电与声光,2015,37(1):1-5.
GAO Yang, ZHOU Bin, HE Yi. Analysis of electromagnetic compatibility of thin film bulk acoustic resonator[J]. Piezoelectrics & Acoustooptics, 2015, 37(1):1-5.
- [3] 高杨,蔡洵,贺学锋. 体声波滤波器的片上测试与性能表征[J]. 压电与声光,2015,37(5):729-733.
GAO Yang, CAI Xun, HE Xuefeng. On-wafer test and characterization of bulk acoustic wave filter[J]. Piezoelectrics & Acoustooptics, 2015, 37(5):729-733.
- [4] 韩超,高杨,张大鹏. 体声波谐振器热行为仿真[J]. 压电与声光,2018,40(4):507-510.
HAN Cao, GAO Yang, ZHANG Dapeng. Simulation of thermal behavior of bulk acoustic resonator[J]. Piezoelectrics & Acoustooptics, 2018, 40(4):507-510.
- [5] 江山. 窄带小群时延波动晶体滤波器设计[J]. 电讯技术,2010,50(3):58-60.
JIANG Shan. Design of narrowband small group delay wave crystal filter[J]. Telecommunications Engineering, 2010, 50(3): 58-60.
- [6] LEI X, SONG Y, YAO X. Effect of group delay on channel estimation performance in OFDM system[J]. Applied Mathematics & Information Sciences, 2012, 6(3):1037-1045.
- [7] 朱祥维,李垣陵,雍少为. 群时延的新概念、测量方法及其应用[J]. 电子学报,2008,36(9):1819-1823.
ZHU Xiangwei, LI Yuanling, YONG Shaowei. A new definition, measurement method of group delay and its application[J]. Acta Electronica Sinica, 2008, 36(9): 1819-1823.

单晶薄膜体声波谐振器频率温度特性研究

简珂, 帅垚, 田本朗, 白晓园, 罗文博, 吴传贵, 张万里

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

摘要:采用离子注入剥离法转移制备了 43°Y -切铌酸锂(LiNbO_3 , LN)单晶压电薄膜材料, 以 SiO_2/Mo 作为声反射结构制备了固态声反射型薄膜体声波器件。谐振器工作频率约为 3 GHz, LN 薄膜等效机电耦合系数达到 14.15%。对谐振器的频率温度特性进行了表征, 结果表明, 尽管 LN 单晶的频率温度系数为 $(-70 \sim -90) \times 10^{-6}/^\circ\text{C}$, 但由于声反射结构中包含有正温度系数的 SiO_2 层, 谐振器的频率温度系数降至 $-18 \times 10^{-6}/^\circ\text{C}$, 这表明固态声反射结构能够有效抑制单晶 LN 薄膜的温漂, 获得低频率温度系数的谐振器器件。

关键词:体声波谐振器; 离子注入剥离法; 铌酸锂单晶薄膜; 固态声反射结构; 机电耦合系数; 频率温度系数

中图分类号: TN384; TM22 **文献标志码:** A **DOI:** 10.11977/j.issn.1004-2474.2020.04.004

Study on Frequency and Temperature Characteristics of Single Crystal Thin Film Bulk Acoustic Resonators

JIAN Ke, SHUAI Yao, TIAN Benlang, BAI Xiaoyuan, LUO Wenbo, WU Chuangui, ZHANG Wanli

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

Science and Technology of China, Chengdu 610054, China)

Abstract: The 43°Y -cut lithium niobate single crystal piezoelectric thin film was prepared by ion implantation transferring method, and the solid-state acoustic reflective thin film bulk acoustic device was prepared with SiO_2/Mo as the acoustic reflection structure. The operating frequency of the resonator is at 3 GHz, and the equivalent electro-mechanical coupling coefficient of LN film is 14.15%. The frequency and temperature characteristic of the resonator is characterized. The results show that although the frequency temperature coefficient of LN single crystal is between $(-70 \sim -90) \times 10^{-6}/^\circ\text{C}$, the frequency temperature coefficient of the resonator is reduced to $-18 \times 10^{-6}/^\circ\text{C}$ because the acoustic reflection structure contains a SiO_2 layer with positive temperature coefficient, which shows that the solid acoustic reflection structure can effectively suppress the temperature drift of LN single crystal thin film and obtain a resonator with low frequency temperature coefficient.

Key words: bulk acoustic resonator; ion implantation stripping method; lithium niobate single crystal film; solid state acoustic reflection structure; electromechanical coupling coefficient; frequency temperature coefficient

0 引言

薄膜体声波(BAW)滤波器具有体积小, 插损低及带外抑制高等优点, 主要用于通讯设备的射频前端。BAW 滤波器由多个 BAW 谐振器按照一定的拓扑电路互连形成, 单个 BAW 谐振器具有三明治结构, 核心部分为压电薄膜层以及薄膜上、下表面的电极层。压电薄膜材料的机电耦合系数是 BAW 滤波器带宽的决定性因素, 目前常见的压电材料为 AlN, 其机电耦合系数(k_t^2)在 6.5% 左右, 导致 AlN BAW 滤波器的带宽通常小于 3%, 这使 BAW 滤波器难以用于大带宽的频带。尽管可以通过 Sc 掺杂

的途径将 AlN 的 k_t^2 提高至 15% 左右, 但高浓度的 Sc 掺杂易导致压电薄膜中出现组分偏析, 且 AlScN 材料的损耗与 AlN 相比也有显著增加^[1-3]。

与 AlN 相比, 铌酸锂(LiNbO_3 , LN)晶体具有高 k_t^2 的特点。LN 材料的频率温度系数(TCF)达到 $(-70 \sim -90) \times 10^{-6}/^\circ\text{C}$ ^[4], 如 YZ-切 LN 的 TCF 为 $-87 \times 10^{-6}/^\circ\text{C}$, 128°Y -切 LN 为 $-75 \times 10^{-6}/^\circ\text{C}$ ^[5], 远大于 AlN 的 TCF ($-30 \times 10^{-6}/^\circ\text{C}$)^[6], 这使 LN BAW 器件的工作频率更易受到温度的影响, 将不利于实际应用。此外, 由于 LN 晶体的声学特性具有各向异性, 因此, 其 k_t^2 也与晶体的切型密切相关。Baron 等计算了 YX-切 LN 纵波的 k_t^2 , 结果表明, 只

收稿日期: 2019-12-26

基金项目: 国家重点研发计划基金资助项目(2017YFB0406402); 国家自然科学基金资助项目(51772044)

作者简介: 简珂(1994-), 男, 重庆人, 硕士生, 主要从事单晶铌酸锂薄膜谐振器的制备与性能的研究。通信作者: 帅垚, 副教授, 主要从事氧化物薄膜与功能器件的研究。作为项目负责人主持国家自然科学基金及总装预研基金等项目。

有 YX 面的某些特殊切型才具有较高的 k_t^2 , 如 $28^\circ \sim 45^\circ$ Y-切 LN 能够达到 20% 的 k_t^2 [7]。然而, 传统的薄膜生长技术无法获得这种特殊切型的 LN 薄膜材料。尽管抛光和机械减薄法能将 LN 减薄至 $10\ \mu\text{m}$, 但工作频率在 200 MHz, 难以满足高频应用。

LN 材料的纵波声速约为 $7\ 400\ \text{m/s}$, 当工作频率大于 2.5 GHz 时, 其薄膜厚度需小于 $1\ 500\ \text{nm}$ 。近年来发展了一种离子注入剥离(CIS)法, 用于特定取向的 LN 薄膜制备。首先将 He^+ 注入到 LN 晶片(施主晶片)中, 然后用磁控溅射法在硅衬底晶片上沉积一定厚度的 SiO_2 膜, 再将注入晶圆与硅衬底进行键合, 键合界面为 SiO_2 -LN, 键合后的晶圆在高温下真空退火, 使注入的 He^+ 形成气泡, 并使施主晶圆沿缺陷层产生劈裂, 最终使 LN 薄膜转移至 Si 衬底上。

已有多个研究小组采用这种方法成功制备了厚度在亚微米量级的 LN 薄膜。如 M. Pijola 等用 CIS 技术成功获得厚为 $1\ \mu\text{m}$ 的 X-切单晶 LN 薄膜, 谐振频率提高至吉赫兹[8]。2011 年, B. Imbert 等成功获得了亚微米厚的 X-切单晶 LN 薄膜并制备了 2.35 GHz 的 BAW 谐振器, 但由于转移的薄膜不具备任何声反射结构, 导致谐振器性能较差, k_t^2 仅为 3.8% [9]。常见的声反射结构为空腔或布喇格反射层, 后者是在震荡结构下方形成布喇格反射层, 把声波反射到压电层里面。反射层由多个高、低阻抗层交替堆叠形成, 每层的厚度是声波波长的 $1/4$, 能够对谐振器中的声波能量起到反射效果。其中, 低声阻抗层通常为 SiO_2 , 这种材料不仅声阻抗小, 且 TCF 值为 $+85 \times 10^{-6}/^\circ\text{C}$ [10], 以 SiO_2 作为布喇格反射层中的第一层材料, 能够对负频率温度系数的 LN 进行有效补偿, 有利于降低 LN BAW 器件的温漂。为此, 本文研究了一种带有布喇格声反射结构的 LN 薄膜转移制备技术, 成功实现了 LN BAW 谐振器的制备, 并系统地研究了其频率随温度变化的特性。实验结果表明, 布喇格反射型(SMR)的 LN BAW 器件不仅具有较大的 k_t^2 , 且能够实现较小的 TCF 值。

1 实验

1.1 仿真设计

为了验证 LN BAW 器件的可行性, 以及分析其谐振规律, 我们建立了 LN BAW 的三维有限元仿真模型(见图 1(a))。首先选定各层材料, 从上往下依次为 Al 电极、LN 薄膜、Al 电极、由 SiO_2 和 Mo 组

成的布喇格反射层及 LN 衬底, 其中 LN 选择了 43° Y-切, 该切型具有高于 20% 的 k_t^2 [7]。设置频率为 3 GHz, 各层厚度分别为 200 nm、950 nm、100 nm、470 nm、525 nm。在压电模块中, 将固体力学和静电两个物理场进行耦合, 在 2.0~4.0 GHz 中进行频域分析, 结果如图 1(b)所示。在 2.0~4.0 GHz 中, 存在 1 个阻抗最小值点(串联谐振点(f_s))和 1 个阻抗最大值点(并联谐振点(f_p)), 分别为 $f_s = 2.954\ \text{GHz}$, $f_p = 3.237\ \text{GHz}$ 。机电耦合系数为

$$k_t^2 = \frac{(f_p - f_s)}{f_p} \cdot \frac{\pi^2}{4} \quad (1)$$

由式(1)可得到 LN BAW 的 k_t^2 为 21.57%, 满足高 k_t^2 、高频 BAW 谐振器的设计需求。

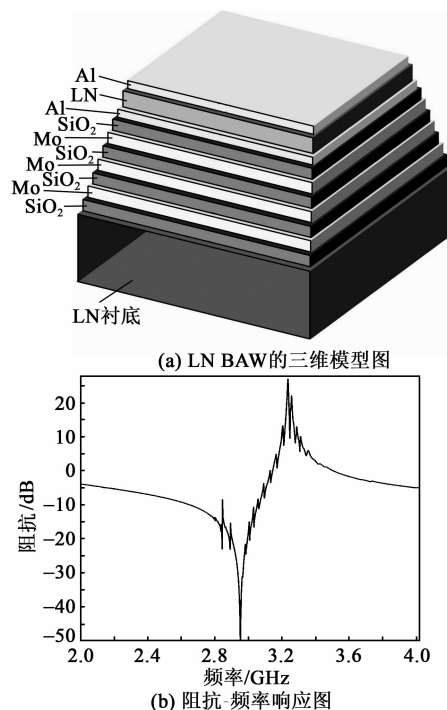


图1 LN BAW 的三维模型图和阻抗-频率响应图

1.2 器件制备

LN BAW 的制作流程如图 2 所示。首先将 He^+ 注入 LN 晶片(施主晶片)中, 然后用磁控溅射法在注入表面沉积 Al 电极膜, 并在注入面依次交替生长 SiO_2 和 Mo, 共 7 个循环, 即 4 层 SiO_2 、3 层 Mo, 形成布喇格反射结构。随后将生长了反射层的注入晶圆与另一个 LN 晶圆进行键合, 键合界面为 SiO_2 -LN, 键合后的晶圆在 $400\ ^\circ\text{C}$ 下真空退火 5 h, 使注入的 He^+ 形成气泡, 并使注入晶圆沿缺陷层产生劈裂, 最终使 LN 薄膜、Al 电极及布喇格反射层整体转移至 LN 衬底。最后在 LN 薄膜表面制备上电极, 形成 LN BAW 谐振器结构。

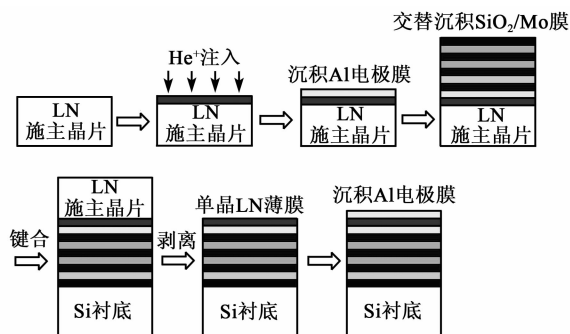
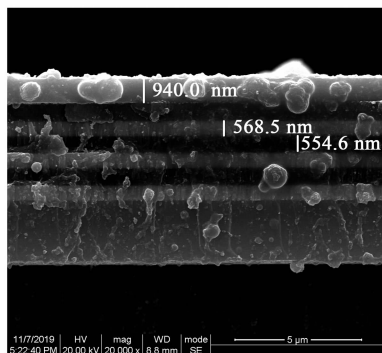


图2 LN BAW 谐振器制作流程图

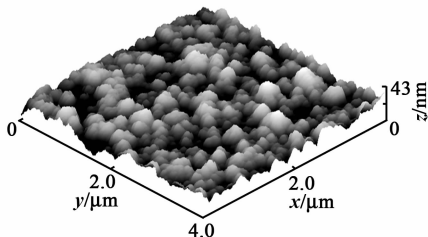
2 实验结果与讨论

2.1 结构特点

首先,为了证明 LN BAW 谐振器声反射结构的完整性,对样品的剖面进行了电镜扫描(SEM)(见图3(a))。由图3(a)可看到多层薄膜结构,从上往下包括 LN 薄膜、 SiO_2 和 Mo 组成的布喇格反射层,经测量发现,厚度分别为 940.0 nm、554.6 nm、568.5 nm。由于设备不具备膜厚监测功能,各层厚度存在一定误差,该误差会在一定程度上降低反射效率,影响器件的品质因数(Q)值,但不会对器件的谐振频率和 k_t^2 造成显著的影响。对于布喇格反射层的生长质量,我们对表面进行了原子力显微镜(AFM)测试,结果如图3(b)所示,反射层表面粗糙度小于 5.6 nm,说明表面平坦光滑,生长质量较好。整个器件结构完整,质量较好。



(a) LN BAW 谐振器的剖面SEM测试图



(b) LN BAW 谐振器的表面AFM测试图

图3 LN BAW 谐振器的剖面 SEM 测试图及表面 AFM 测试图

2.2 频域分析

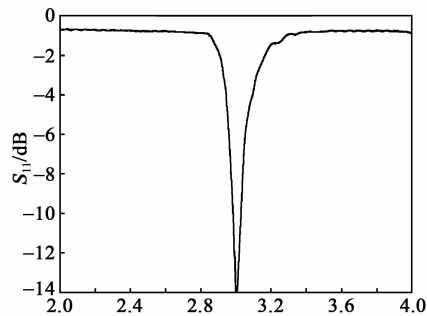
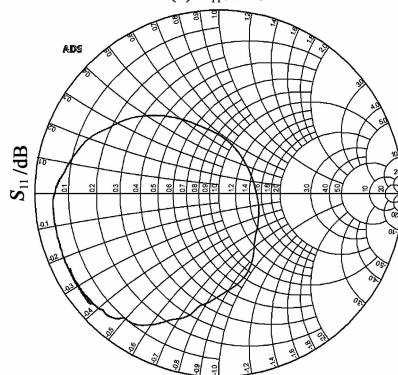
对制作完成的 LN BAW 器件进行了 S 参数测

试,测试数据通过 ADS 软件导出,如图4所示。由图4(a)可见, S_{11} 在谐振频率 2~4 GHz 附近未发现杂波,在非谐振区域,回波损耗仅为 -0.48 dB。由图4(b)可知,史密斯圆较光滑,进一步证明了无多余的谐振模态存在。从图4(c)中可以读出 f_s 为 2.843 GHz,对应阻抗为 8.640 dB, f_p 为 3.016 GHz,对应阻抗为 37.831 dB。通过式(1)可得 k_t^2 为 14.15%,远高于 AlN 的 k_t^2 (约 6.5%),具有制作大带宽 BAW 滤波器的潜力。将实验数据与仿真结果进行对比,发现其存在一定差异,分析得到以下几个原因:

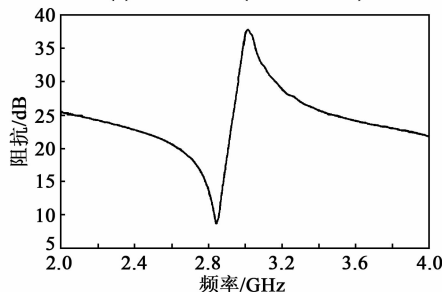
1) 仿真所用的材料参数是由 COMSOL Multiphysic 软件中直接获取,与实际制作获得的材料参数不完全一致。

2) 实际制作的 BAW 器件的各层厚度与设计参数存在差异。

3) 实际器件中还存在机械损耗、介质损耗等,导致器件性能下降。

(a) S_{11} 曲线

(b) 史密斯圆图(2.0~4.0 GHz)



(c) 频率-阻抗响应曲线

图4 LN BAW 谐振器的测试结果

2.3 频率温度特性测试

在移动通信中,各频段非常接近,这要求滤波器的工作频点随温度的变化不能出现过大的漂移。与 AlN 相比,LN 虽然具有较高的机电耦合系数,但其 TCF 也较大,这对实际应用不利。TCF 可通过下式计算:

$$TCF = \frac{1}{f} \cdot \frac{\partial f}{\partial T} = \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{1}{c} \cdot \frac{\partial c}{\partial T} + \frac{1}{V} \cdot \frac{\partial V}{\partial T} \right) - \left(\frac{1}{d} \cdot \frac{\partial d}{\partial T} \right)$$

(2)

式中: T 为温度; f 为谐振频率; V 为 BAW 压电薄膜的体积; c 为薄膜的弹性系数矩阵; d 为 BAW 压电薄膜的厚度。 $\frac{1}{2} \cdot \frac{1}{V} \cdot \frac{\partial V}{\partial T}$, $-\left(\frac{1}{d} \cdot \frac{\partial d}{\partial T}\right)$ 分别表示压电薄膜的体热膨胀系数和线热膨胀系数。这两项

数值较小,其和值对 TCF 影响较小。对 TCF 影响更大的是 $\frac{1}{2} \cdot \frac{1}{c} \cdot \frac{\partial c}{\partial T}$, c 随温度的变化决定了谐振器 TCF 值的大小。将弹性系数在 T_0 进行泰勒展开,可得:

$$c(T) = c(T_0) \cdot [1 + a_0(T - T_0) + b_0(T - T_0)^2 + c_0(T - T_0)^3 + \dots]$$

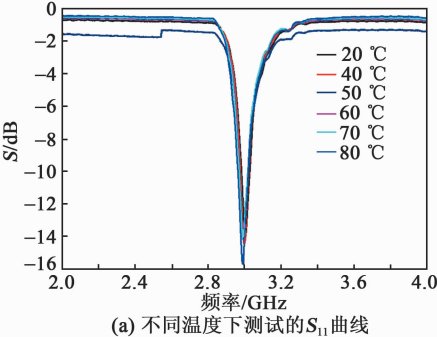
(3)

式中: T_0 为常温; a_0 、 b_0 、 c_0 分别为泰勒展开式中不同阶数的系数,高阶项对 c 影响较小,我们主要考虑第一阶温度系数。LN 是一种各向异性晶体,不同轴向具有不同的温度系数,LN 具有负的弹性温度系数(见表 1),从而导致 TCF 为较大的负值^[11]。SiO₂ 是一种正温度系数的材料,我们也给出其杨氏模量温度系数^[12]。通过将 SiO₂ 作为低声阻抗层材料,能够很好地补偿 LN 的温漂现象。

表 1 弹性系数矩阵 c 参数及温度系数

LN	弹性常数 $c_{ij}/(10^{11} \text{ N} \cdot \text{m}^{-2})$						弹性系数的温度系数/ $(10^{-6} \cdot ^\circ\text{C}^{-1})$					
	c_{11}	c_{12}	c_{13}	c_{14}	c_{33}	c_{44}						
	2.030	0.573	0.752	0.085	2.424	0.595	-1.74	-2.52	-1.59	-2.14	-1.53	-2.04
SiO ₂	杨氏模量/ $(10^{11} \text{ N} \cdot \text{m}^{-2})$						杨氏模量的温度系数/ $(10^{-6} \cdot ^\circ\text{C}^{-1})$					
	0.7						2.04					

综上所述及根据图 1(a)可知,LN 谐振器下方为布喇格反射结构,而反射结构的低声阻抗层即为 SiO₂ 层,多层 SiO₂ 对器件的温漂有补偿效果。对实际制作的 LN BAW 器件进行了频率温度特性测试,在探针台上将样品从 20 ℃ 逐步加温至 80 ℃,每间隔 10 ℃ 进行一次测试,测试结果如图 5 所示。由图 5(a)、(b)可知,随着温度的升高,谐振频率下降。统计了 7 个温度测试点下的 f_s ,对测试数据进行直线拟合,如图 5(c) 所示。通过直线拟合计算出 $\partial f/\partial T = -5.29 \times 10^{-5} \text{ GHz}/^\circ\text{C}$,20 ℃ 时, $f_s = 2.84 \text{ GHz}$,根据式(2)可得 $TCF = -18.62 \times 10^{-6}/^\circ\text{C}$,在 3 GHz 应用下,温漂仅为 -3.3 MHz。与 LN 的 TCF 值相比,器件的 TCF 值减小了约 80%,且 k_t^2 基本保持不变。



(a) 不同温度下测试的 S_{11} 曲线

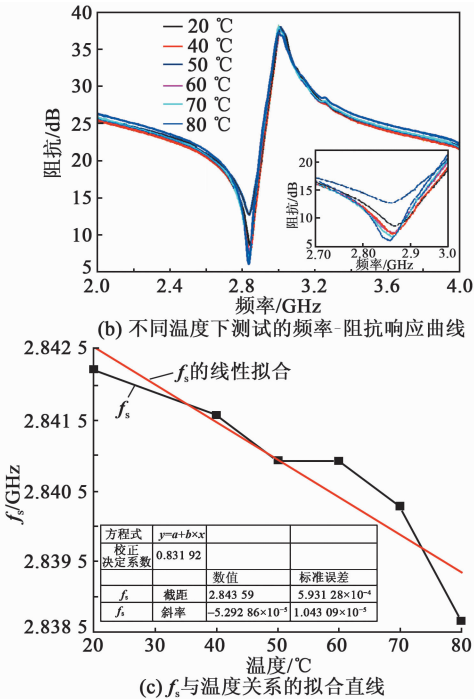


图 5 LN BAW 谐振器的实际测试结果

3 结束语

本文从有限元仿真入手,对单晶 LN BAW 谐振器进行了建模,利用仿真结果分析了其谐振特性。基于离子注入剥离法,成功实现了单晶 LN 薄膜的

转移和 BAW 谐振器的制备,并研究了其频率随温度变化的特性。实验结果表明,基于单晶 LN 薄膜的布喇格反射型 BAW 器件不仅具有较高的机电耦合系数,且通过 SiO_2/Mo 构成的声反射层还能对温漂进行有效的补偿,从而实现了较小的 TCF 值。低温度系数、高机电耦合系数的薄膜体声波谐振器可满足大带宽滤波器的应用需求。

参考文献:

- [1] LANZ R, DUBOIS M A, MURALT P. Solidly mounted BAW filters for the 6 to 8 GHz range based on AlN thinfilms[C]//Atlanta, GA: Ultrasonics Symposium, 2001 IEEE, 2001.
- [2] PASHCHENKO V, MATLOUB R, PARSAPOURKOLOUR F, et al. Hybrid BAW/SAW AlN and AlScN thin film resonator[C]//Tours, France: 2016 IEEE International Ultrasonics Symposium(IUS), 2016.
- [3] WEI C L, CHEN Y C, LI S R, et al. Effects of reflecting layers on resonance characteristics of a solidly mounted resonator with $1/4\lambda$ mode configuration[J]. Applied Physics A, 2010, 99(1): 271-278.
- [4] SMITH R T, WELSH F S. Temperature dependence of the elastic, piezoelectric, and dielectric constants of lithium tantalate and lithium niobate[J]. Journal of Applied Physics, 1971, 42(6): 2219-2230.
- [5] HAKIKI M E, DAMY J A, HARTMANN H, et al. Very large bandwidth IF SAW filters using leaky waves on LiNbO_3 and LiTaO_3 [C]//Orlando, FL: Ultrasonics Symposium, IEEE, 2012.
- [6] LAKIN K M, BELSICK J, MCDONALD J F, et al. Improved bulk wave resonator coupling coefficient for wide bandwidth filters[C]//Atlanta, GA: Ultrasonics Symposium, 2001 IEEE, 2001.
- [7] BARON T, LEBRASSEUR E, BASSIGNOT F, et al. Wideband lithium niobate FBAR filters[J]. International Journal of Microwave Science and Technology, 2013, 2013: 459767.
- [8] PIJOLAT M, REINHARDT A, DEFAY E, et al. Large $Q \times f$ product for HBAR using Smart CutTM transfer of LiNbO_3 thin layers onto LiNbO_3 substrate[C]//Beijing, China: Ultrasonics Symposium, 2008.
- [9] IMBERT B, REINHARDT A, RICART T, et al. LiNbO_3 thin single crystal layer for RF applications[C]//San Francisco: International Frequency Control and the European Frequency and Time Forum, 2011: 1-4.
- [10] LAKIN K M, MCCARRON K T, MCDONALD J F. Temperature compensated bulk acoustic thin film resonators[C]//San Juan: Ultrasonics Symposium, 2000.
- [11] WEIS R S, GAYLORD T K. Lithium niobate: Summary of physical properties and crystal structure[J]. Applied Physics A (Solids and Surfaces), 1985, 37(4): 191-203.
- [12] KROPELNICKI P, MUCKENSTURM K M, MU X J, et al. CMOS-compatible ruggedized high-temperature Lamb wave pressure sensor[J]. Journal of Micromechanics and Microengineering, 2013, 23: 085018-1-085018-9.

欢迎订阅《压电与声光》杂志

一种低损耗高抑制的声表面波滤波器

陈彦光¹,董加和¹,陈清华²,蒋世义¹,陈华志¹,李桦林¹,陈尚权¹,陆川¹,赵雪梅¹

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

摘 要:该文采用周期调制及双通道设计的方法实现了一种低损耗高抑制声表面波滤波器的研制。该滤波器以 $64^\circ\text{Y-X LiNbO}_3$ 为基片材料,其中心频率约 475 MHz,插入损耗小于 2 dB,阻带抑制优于 60 dB 及 1 dB 相对带宽约 5%。研制的滤波器具有低插损及高阻带抑制的特性,结果表明该设计方法具有很好的实用性。

关键词:声表面波滤波器;周期调制;三换能器

中图分类号:TN65;TM22 **文献标志码:**A **DOI:**10.11977/j.issn.1004-2474.2020.04.005

A SAW Filter with Low Insertion Loss and High Suppression

CHEN Yanguang¹, DONG Jiahe¹, CHEN Qinghua², JIANG Shiyi¹, CHEN Huazhi¹,
LI Hualin¹, CHEN Shangquan¹, LU Chuan¹, ZHAO Xuemei¹

(1. The 26th Institute of China Electronics Technology Group Corporation, Chongqing 400060, China;

2. Military Representative Office of Equipment Department in Chongqing, Chongqing 400060, China)

Abstract: In this paper, a low loss and high suppression surface acoustic wave filter is developed by the methods of pitch-modulated IDT and two acoustic channel designs. The filter uses $64^\circ\text{Y-X LiNbO}_3$ as the substrate material, its center frequency is about 475 MHz, the insertion loss is less than 2 dB, the stop band rejection is better than 60 dB and the relative bandwidth of 1 dB is about 5%. The developed filter has the characteristics of low insertion loss and high stop band rejection. The results show that the design method has good practicability.

Key words: surface acoustic wave filter; pitch-modulated; three-IDT

0 引言

声表面波(SAW)滤波器因具有体积小、质量小等特点,在通信、雷达等系统中已得到了广泛应用。随着上述系统的不断发展,要求在复杂的电磁环境中,尤其是在 UHF 频段,除要求信号具备接收直采处理的功能外,还需要 SAW 滤波器同时具有低插入损耗及高阻带抑制的性能。

能够实现低损耗、高抑制 SAW 滤波器的设计结构很多,其中纵向耦合谐振(LCR)结构采用两个声通道级联,且每个声通道含 3 个换能器及 2 个反射器的方式实现^[1]。在 UHF 频段,传统的 LCR 结构 SAW 滤波器的插入损耗约为 3 dB。为了进一步降低插入损耗,需要对滤波器结构进行优化,通常是在相邻两个换能器间增加色散换能器结构,又称为周期调制结构^[2]。采用这种结构可以在一定程度上减小因换能器间的指条不连续引起的体波散射,从

而达到进一步降低插入损耗的目的。在设计仿真过程中,发现周期调制换能器数量对 SAW 滤波器的带外抑制影响较大,为了实现低损耗同时满足高阻带抑制 SAW 滤波器的研制,本文开展了对低损耗、高抑制 SAW 滤波器的研究。

本文首先分析了周期调制对降低插入损耗的原理,然后研究色散换能器对阻带抑制的影响及不同声通道设计对阻带抑制的影响。在此基础上设计出低损耗、高抑制的 SAW 滤波器。

1 体波散射原理及周期调制设计

谐振型低损耗 SAW 滤波器对表面边界条件敏感。若金属栅的周期不连续(见图 1),散射的体声波在栅边界不能互相抵消,相应的能量以体声波形式辐射到基片内部,同时由于栅模能量不能在两个相邻栅阵之间有效转换,从而增加了插入损耗。



图1 不连续金属栅结构体声波散射特性

设计模型时采用色散速度 v 及色散导纳 G 来近似描述体波散射的影响,则有^[3-4]

$$v = v_0 \cdot \left(1 - \frac{V_{\text{disp}}}{100} \cdot \frac{f - f_0}{f_0} \right) \quad (1)$$

$$G = \left[\frac{g \times 0.001}{1 + \exp\left(\frac{F_b - f}{d_F}\right)} \right] \quad (2)$$

式中: v_0 为 SAW 速度; V_{disp} 为速度色散系数; f_0 为非色散频率; f 为频率变量; g 为电导色散系数; F_b 和 d_F 为与体波相关的频率分量。

为了降低滤波器的插入损耗,在设计上改变原来的换能器间周期不连续拓扑结构(见图 2(a)),改用周期连续的周期调制结构(见图 2(b)),以减少体波散射带来的能量损失,该技术称为周期调制技术。

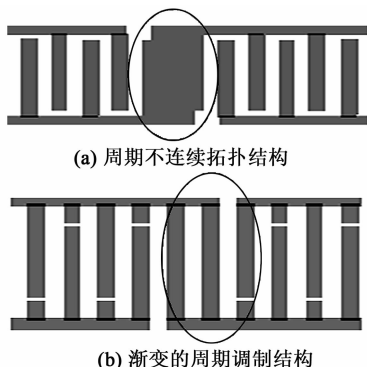


图2 换能器间周期不连续与渐变周期调制结构示意图

2 周期调制设计对阻带抑制的影响

传统 LCR 和周期调制 LCR 滤波器结构分别如图 3、4 所示。传统 LCR 滤波器一般由叉指换能器(IDT)、反射器、传播间隙等组成。周期调制 LCR 滤波器结构将色散换能器代替间隙,由换能器、反射器、色散换能器等组成。

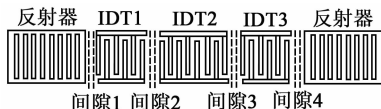


图3 传统 LCR 结构示意图

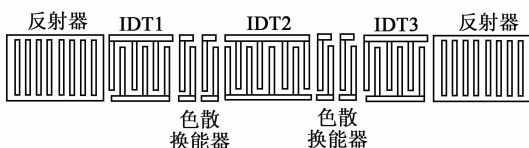


图4 调制 LCR 结构示意图

图 5 是色散换能器分别为 2 根和 4 根指条时的幅频响应对比情况。通过仿真发现,周期调制 LCR 滤波器结构一方面可以减小体波散射带来的能量损失,从而降低插入损耗;另一方面随着色散换能器数量的增加,滤波器低端阻带抑制会提高,但高端会恶化。因此,在设计过程中需要对色散换能器的指条数、周期及孔径等参数进行综合优化调整,以获得最佳的滤波器高、低端阻带抑制。

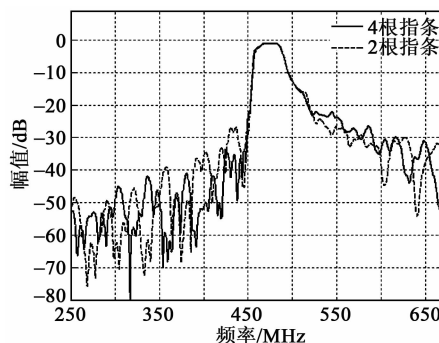


图5 色散换能器不同指条数量的响应曲线对比

3 双通道设计对阻带抑制的影响

在设计过程中,如果两个声通道设计完全相同,那么两个声通道的阻带抑制呈现“增加”的效果,这对阻带抑制的提高不利。为了实现高阻带抑制,本文采用对两个声通道进行分离设计的办法,使两个声通道的阻带抑制呈现“相消”的效果,如图 6 所示。由图可知,由不同设计的单通带组成的滤波器 1、2,通过不同的设计改变了频率响应幅度变化位置。当将这两种声通道进行两级级联后,实现了阻带“相消”,从而提高了级联响应的阻带抑制。

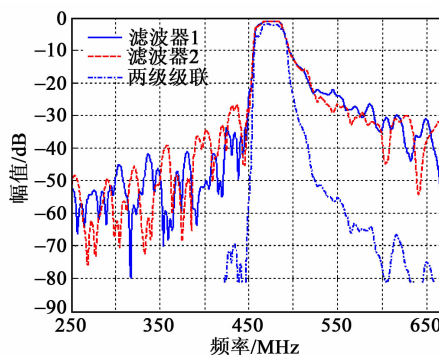


图6 单个通道滤波器及级联滤波器响应曲线对比

4 高阻带抑制 SAW 滤波器研制

本文基于 $64^\circ\text{Y-X LiNbO}_3$ 基片材料,采用三换能器周期调制 LCR 结构进行滤波器的设计。为了提高滤波器的阻带抑制,采用两级周期调制 LCR 滤

波器结构的不同设计:一级滤波器色散换能器结构指条为 2 根,另一级色散换能器结构指条为 4 根。

通过设计软件进行仿真,并考虑工艺的可实现性,同时对器件的膜厚、占空比及滤波器拓扑结构进行优化,使两级滤波器阻带波峰和波谷能互相抵消,进一步提高阻带抑制,滤波器部分设计参数如表 1 所示。

表 1 滤波器部分设计参数

通道	孔径 波长比	IDT1 指条数	IDT2 指条数	IDT3 指条数	反射器 指条数
1	35	18	30	18	18
2	35	20	28	20	18

为了对比,还设计了相同声通道且色散换能器指条为 4 根的方案。通过将两者幅频响应对比可看出,采用色散换能器结构指条分别为 2 根和 4 根的优化组合设计,其高端阻带抑制优于色散换能器结构指条均为 4 根的组合设计,阻带抑制可提高 8~10 dB,而插入损耗、相对带宽等指标相当,如图 7 所示。由图可知,研制的滤波器 1 dB 带宽为 23.5 MHz,1 dB 相对带宽约 4.9%,插入损耗约 1.8 dB,阻带抑制约为 60 dB。

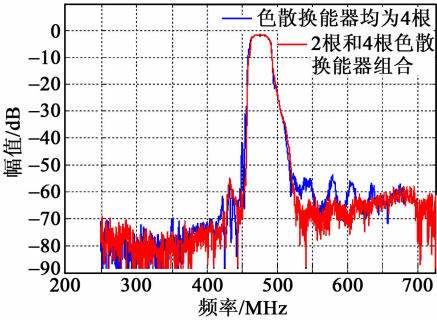


图 7 不同色散换能器指条数量的实测曲线对比

根据工程需要,采用本文方法制作的低损耗、高抑制 SAW 滤波器,频率响应如图 8 所示。由图可知,该滤波器的中心频率为 475.78 MHz、插入损耗为 1.92 dB、1 dB 相对带宽为 4.86% 及阻带抑制超过了 60 dB,满足用户的工程化需求。

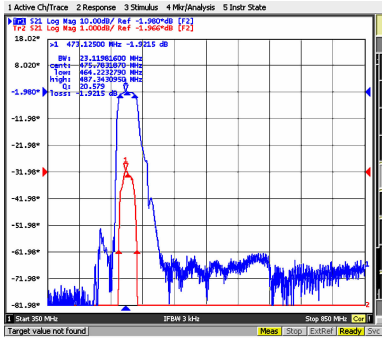


图 8 高阻带抑制的低损耗声表面波滤波器实测曲线

5 结束语

基于 64°Y-X LiNbO₃ 材料,采用周期调制设计,通过不同色散换能器指条数量对滤波器阻带影响的分析,对两个通道孔径、换能器、反射器的波长及指对数进行不同设计,实现了相对带宽约 5%,插入损耗约 2 dB、阻带抑制超过 60 dB 的高阻带抑制 SAW 滤波器研制,该类设计方法也适用于其他不同切型材料的声表面波滤波器设计。

参考文献:

[1] 陈彦光,吕翼. 低幅相畸变 SAW 滤波器技术研究[J]. 压电与声光,2012,34(3):334-336.
CHEN Yanguang, LUY Yi. Study on SAW filter with low amplitude and phase time-varying[J]. Piezoelectrics & Acoustooptics, 2012, 34(3): 334-336.

[2] HASHIMOTO K Y, OMORI T, YAMAGUCHI M. Operation mechanism of double-mode surface acoustic wave filters with pitch-modulated IDTs and reflectors [C]//Rotterdam: Proc IEEE Ultrason Symp, 2005: 2157-2161.

[3] PLESSKY V P, CHEN D P, HARTMANN C S. ‘Patch’ improvements to COM model for leaky waves [C]//Cannes: Proc IEEE Ultrason Symp, 1994: 297-300.

[4] HONKANEN K, KOSKELA J, PLESSKY V P, et al. Parasitic BAW excitation in LSAW transducers[C]// Sendai: Proc IEEE Ultrason Symp, 1998: 949-952.

粘弹性薄膜吸附的 QCM 气相 BVD 模型研究

葛赐雨, 廖 霜, 唐瑾菲, 张馨予, 谭 峰

(电子科技大学 自动化工程学院, 四川 成都 611731)

摘 要: 石英晶体微天平(QCM)是一种高灵敏度的传感器,通过建立 QCM 参数变化与被测粘弹性薄膜之间的关系,可以对其进行量化分析及表征。该文基于石英晶体本构方程,推导了在气相条件下,不考虑电容效应的粘弹性薄膜吸附的 QCM 等效 BVD 模型,给出了一个关于粘弹性薄膜物理性质的 QCM 等效参数与频率变化的显式表达,揭示了粘弹性薄膜的损耗模量和存储模量在气相中产生“额外质量效应”的物理现象。与 Arnau 给出的 EBVD 模型相比,该文推导的 BVD 模型具有更高的准确度。结果表明,该模型可被应用于气相粘弹性薄膜的特性分析。

关键词: 石英晶体微天平;等效 BVD 模型;粘弹性薄膜;存储模量;损耗模量

中图分类号: TN25; TM22; O73 **文献标志码:** A **DOI:** 10.11977/j.issn.1004-2474.2020.04.006

Study on Gas-phase BVD Model of QCM Absorbed by Viscoelastic Film

GE Ciyu, LIAO Shuang, TANG Jinfei, ZHANG Xinyu, TAN Feng

(School of Automation Engineering, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 611731, China)

Abstract: QCM is a kind of high-sensitivity sensor that can be quantitatively analyzed and characterized by establishing the relationship between QCM parameters changes and the measured viscoelastic films. In this paper, based on the constitutive equation of quartz crystal, the QCM equivalent BVD model of the adsorption of viscoelastic film without considering the capacitance effect under gas-phase conditions is derived. An explicit expression of the QCM equivalent parameters and frequency changes regarding the physical properties of the viscoelastic film is given, revealing the physical phenomena of “extra mass effect” in the gas phase caused by the loss modulus and storage modulus of the viscoelastic film. The BVD model derived in this paper has higher accuracy than that of the EBVD model given by Arnau. The results show that the model can be applied to analyze the characteristics of gas phase viscoelastic films.

Key words: quartz crystal microbalance; equivalent BVD model; viscoelastic film; storage modulus; loss modulus

0 引言

石英晶体微天平(QCM)是一种由两片电极将石英晶片夹在中间构成三明治形式的压电体声波谐振器。它是一种灵敏度极高的质量传感器件,最初被用作纳克级质量变化的微质量检测手段^[1]。20世纪80年代, Nomura^[2]证明了 QCM 可以在液体中正常工作。在此基础上, Reed 等^[3]将其进一步推广到粘弹性薄膜的特性分析中。由于正、逆压电效应的存在,被测材料的质量或其他特性通常可以

转化为 QCM 的频率变化或其等效电路参数,并进行实时量化表征。Maglio 等^[4]研发了一种基于 QCM 的高性价比免疫传感器,在细胞生物学领域进行了相关研究。Mujahid 等^[5]研究了 QCM 在生物传感中的应用。Hussain 等^[6]在 QCM 上进行了有关共聚物薄膜研究。研究人员发现 QCM 在化学、生物、医学等领域和对测量要求较高的工程领域都有着独特的优势和良好的应用前景^[7-15]。

Sauerbrey 于 1959 年给出了石英晶体的频率与

收稿日期:2020-04-07

基金项目:国家自然科学基金资助项目(61801092, 61701077);中央高校基础研究基金资助项目(ZYGX2019J056)

作者简介:葛赐雨(1999-),男,湖南岳阳人,主要从事光电科学与工程方面的研究。通信作者:谭峰(1976-),男(土家族),重庆人,博士,主持及承担国家自然科学基金、省部级基础研究等项目 15 项,发表 SCI/EI 收录学术论文 30 余篇,获授权国家发明专利 10 项,主要从事低相噪时频控制技术、精密传感器技术和电子测试仪器等的研究。

其表面的质量变化间的线性关系^[16]。Kanasawa 推导出,当 QCM 与牛顿液体接触时,其频率变化由液体粘度密度的乘积决定^[17]。Mason 和 Krimholtz 等^[18-19]证明了 QCM 可以利用传输线理论及声波理论进行等效处理。Butter worth 和 Van Dyke 将 QCM 用一个等效电路来表示,这种电路称为 BVD 电路^[20]。

基于石英晶体的本构方程,得出 QCM 吸附粘弹性薄膜后的导纳表达式^[3],但并未给出其等效参数的显性表达。本文在 Reed 与 Kanasawa 等的基础上,推导了不考虑电容效应时,粘弹性薄膜吸附的 QCM 气相 BVD 电路模型,给出了其频率变化与粘弹性薄膜的特性参数之间关系的显性表达,并进行了相关分析和讨论。

1 不考虑电容效应的 QCM 吸附粘弹性薄膜的 BVD 模型

在粘弹性薄膜吸附的情况下,由于弹性阻尼特性的存在,声波振幅在 QCM 中传播时会不断衰减。由石英晶体应力本构方程可得:

$$\mathbf{T}_{ij} = \mathbf{c}_{ij} \mathbf{S}_{ij} + j\omega \boldsymbol{\eta}_{ij} - \mathbf{e}_{kj}^T \mathbf{E}_k \quad (1)$$

式中: ω 为谐振时对应的角频率; $\mathbf{T}$ 为石英晶体的应力系数矩阵; $\mathbf{c}$ 为石英晶体的弹性系数矩阵; $\mathbf{S}$ 为石英晶体的应力强度系数矩阵; $\mathbf{e}$ 为石英晶体的压电

$$Z = \frac{l_q}{jA_s \omega \epsilon_{22}} \left\{ 1 - \frac{\frac{2e_{26}^2}{l_q \epsilon_{22}} \left[1 - \cos(k_q l_q) + \frac{k_f G}{2k_q \bar{c}_{66}} \sin(k_q l_q) \tan(k_f l_f) \sin(k_f l_f) \right]}{[k_q \bar{c}_{66} \sin(k_q l_q) + k_f G \sin(k_f l_f)]} \right\} \quad (5)$$

式中: A_s 为表面积; $\bar{c}_{66} = \bar{c}_{66} (1 + j/Q)$ 。Reed 和 Kanasawa 等未给出式(5)中关于 QCM 的 BVD 等效电路集总参数的显性表达。

在式(5)的基础上,不考虑电容效应,可得在气相条件下,QCM 吸附粘弹性薄膜后的 BVD 等效电路模型。

定义机电耦合系数如下:

$$K^2 = \frac{e_{26}^2}{\bar{c}_{66} \epsilon_{22}} = \frac{e_{26}^2}{\bar{c}_{66} \epsilon_{22}} \times \frac{1}{1 + j/Q} = K_0^2 \frac{1}{1 + j/Q} \quad (6)$$

式中: Q 为品质因数; K_0 为不考虑石英晶体损耗时的机电耦合常数; e_{26} 为压电应力因子; $\bar{c}_{66}$ 为石英晶体的弹性系数; ϵ_{22} 为介电常数。

利用石英晶体谐振器的频率与相位的关系,可得

应力系数矩阵; $\boldsymbol{\eta}$ 为石英晶体的粘度系数矩阵。

坐标定义如图1所示。图中, x 轴为剪切形变方向, y 轴为剪切波的传播方向, l_q 为石英晶片厚度, l_f 为粘弹性薄膜厚度。定义复粘弹性模量:

$$\mathbf{G} = \mathbf{G}' + j\mathbf{G}'' \quad (2)$$

式中: $\mathbf{G}'$ 为薄膜存储模量; $\mathbf{G}''$ 为薄膜耗散模量。

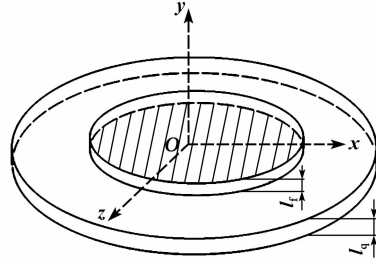


图1 QCM 吸附粘弹性薄膜后的坐标示意图
石英晶片的波数 k_q 定义为

$$k_q = \omega \sqrt{\frac{\rho_q}{\bar{c}_{66} + j\omega \eta_q}} \quad (3)$$

式中: ρ_q 为石英晶体密度; η_q 为石英晶体的粘度。粘弹性薄膜的波数 k_f 为

$$k_f = \omega \sqrt{\frac{\rho_f}{G' + jG''}} \quad (4)$$

式中 ρ_f 为粘弹性薄膜密度。当加载到石英晶片上、下表面电压为 $2\phi_0 e^{j\omega t}$ (其中 ϕ_0 为电势)时,QCM 吸附粘弹性薄膜后的阻抗表达式^[3]为

$$(k_q l_q)^2 = \frac{\rho_q \omega^2 l_q^2}{\bar{c}_{66} + j\omega \eta_q} = \frac{\frac{\rho_q \omega^2 l_q^2}{\bar{c}_{66}}}{1 + j\omega \frac{\eta_q}{\bar{c}_{66}}} = \frac{\varphi_0^2}{1 + j\chi} = \varphi^2 \quad (7)$$

其中

$$\chi = \omega \frac{\eta_q}{\bar{c}_{66}} \quad (8)$$

式中: φ 为相位; φ_0 为初始相位。

复系数 Γ 包含了粘弹性薄膜的粘性、弹性及相位特性,定义为

$$\Gamma = \frac{k_f (G' + jG'')}{k_q \bar{c}_{66}} \tan(k_f l_f) = \Gamma_r - j\Gamma_i \quad (9)$$

利用 Γ, K, φ , 由式(5)可得空载时谐振器的阻抗为

$$Z_{\text{in}} = \frac{1}{j\omega C_0} \left[1 - K^2 \frac{\tan\left(\frac{k_q l_q}{2}\right)}{\frac{k_q l_q}{2}} \right] \quad (10)$$

当 QCM 吸附粘弹性薄膜后,其 BVD 等效电路模型中导纳为

$$Y_{\text{in}} = j\omega C_0 \left[1 + \frac{\frac{K^2}{\varphi} (2 + \Gamma \sin \varphi - 2 \cos \varphi)}{(\Gamma \cos \varphi + \sin \varphi) - \frac{K^2}{\varphi} (2 + \Gamma \sin \varphi - 2 \cos \varphi)} \right] \quad (11)$$

其中,动臂阻抗为

$$Z_m = \frac{1}{j\omega C_0} \left[-1 + \frac{1 + \Gamma \cot \varphi}{\frac{K^2}{\varphi} \left(\Gamma + 2 \tan\left(\frac{\varphi}{2}\right) \right)} \right] \quad (12)$$

利用米塔格-累夫勒定理,式(12)可改写成:

$$Z_m = \frac{(N\pi)^2 \chi}{\omega C_0 8 K_0^2} + \frac{2\varphi_0 \left(\Gamma_i - \frac{\chi}{2} \Gamma_r \right)}{\omega C_0 8 K_0^2} + \frac{(n\pi)^2}{j\omega C_0 8 K_0^2} + j\omega \left(\frac{8 K_0^2 + \varphi_0^2}{\omega C_0 8 K_0^2} \right) + j\omega \left(\frac{2\varphi_0 \Gamma_r + \chi \varphi_0 \Gamma_i}{\omega C_0 8 K_0^2} \right) = R_1 + R_2 + \frac{1}{j\omega C_1} + j\omega L_1 + j\omega L_2 \quad (13)$$

式中 N 为正奇数。QCM 吸附粘弹性薄膜后不考虑电容效应时的 BVD 电路模型如图 2 所示。

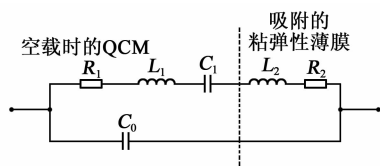


图 2 QCM 吸附粘弹性薄膜后不考虑电容效应时的 BVD 电路模型

图 2 中的各项参数如下:

$$C_0 = \frac{\epsilon_{22} A_s}{l_q} \quad (14)$$

$$\Delta f = \frac{1}{2\pi \sqrt{\left\{ \frac{8e_{26}^2 l_q + \rho_q \omega^2 l_q^3 \epsilon_{22}}{8\omega^2 A_s \epsilon_{22} e_{26}^2} + \frac{\rho_l l_f l_q}{4C_0 K_0^2 \bar{c}_{66}} \left(1 + \frac{\omega^2}{3} \frac{\rho_l G' l_f^2}{G'^2 + G'^2} \right) \left[1 + \frac{1}{4} \left(\frac{\omega \eta_q}{\bar{c}_{66}} \right)^2 \right] \right\}} \times \frac{8A_s e_{26}^2}{(N\pi)^2 l_q \bar{c}_{66}}} - \frac{1}{2\pi \sqrt{\frac{8e_{26}^2 l_q + \rho_q \omega^2 l_q^3 \epsilon_{22}}{8\omega^2 A_s \epsilon_{22} e_{26}^2} \times \frac{8A_s e_{26}^2}{(N\pi)^2 l_q \bar{c}_{66}}}} \quad (21)$$

式中,第一项表示 QCM 吸附粘弹性薄膜后的输出频率,第二项表示 QCM 空载时的输出频率。式(21)包含了粘弹性薄膜的物理特性参数信息。显然,由于粘弹性薄膜损耗模量和存储模量的存在,QCM 的输出频率变化不再是线性的。

2 结果及数据分析

为了确定本文推导的等效 BVD 模型中频率相关参数的适用性,我们进行了仿真分析和讨论。采用基频为 10 MHz 的 AT 切型的 QCM,其参数如表

其中

$$v_q = \sqrt{\frac{\bar{c}_{66}}{\rho_q}} \quad (20)$$

式中: R_1 为石英晶体的动态电阻; R_2 为粘弹性薄膜的等效电阻; C_1 为石英晶体的动态电容; L_1 为石英晶体的动态电感; L_2 为粘弹性薄膜的等效电感。

由式(14)~(20)可得粘弹性薄膜吸附的 QCM,在不考虑电容效应时的谐振频率变化的显性表达式如下:

1 所示。

表 1 石英晶体谐振器的相关特性参数

$\epsilon_{22} / [A^2 \cdot s^4 \cdot (kg^{-1} \cdot m^{-3})]$	$\eta_q / (Pa \cdot s)$	$\bar{c}_{66} / (N \cdot m^{-2})$	$e_{26} / [A \cdot (s \cdot m^{-2})]$
3.982×10^{-11}	9.27×10^{-3}	2.947×10^{10}	9.657×10^{-2}
$\rho_q / (kg \cdot m^{-3})$	A_s / m^2	$l_q / \mu m$	K_0^2
2 651	2.92×10^{-5}	166.18	7.74×10^{-3}

图 3 为 QCM 的频率变化与薄膜的复剪切模量之间的关系。其中, $l_f = 1 \mu m$, $\rho_f = 1\,000 \text{ kg/m}^3$,

$G' = 10^5 \sim 10^8$ Pa, $G'' = 10^3 \sim 10^8$ Pa。当粘弹性薄膜吸附在 QCM 上时, QCM 的频率响应不是简单的单调函数。图 3(a) 是基于本文推导的 BVD 模型的三维仿真结果。当 $G' = 10^5 \sim 10^6$ Pa 且 $G'' = 10^3 \sim 10^5$ Pa 时, QCM 的频率变化较剧烈。这是由于当粘弹性薄膜的存储模量和耗散模量均较小时, 产生了弱吸附现象, 粘弹性薄膜未随 QCM 一起同步运动, 其交界面处存在摩擦力。此时与空载时相比, QCM 的剪切应力剧烈减小, 使得输出频率剧烈减小。当 $G' > 10^6$ Pa 且 $G'' > 10^5$ Pa 时, 吸附力较大, 粘弹性薄膜随 QCM 一起同步运动, 频率变化相对平缓。图 3(b) 是基于 EBVD 模型^[21]的三维仿真结果, 其表现出了与本文所推导模型不同的特性, 当 G' 和 G'' 均在 $10^6 \sim 10^8$ Pa 内变化时, QCM 的频率变化显著。另外, 从频率变化的幅度而言, 当 G' 和 G'' 均取很大时, Arnau 等给出的模型频率变化计算结果达到 10^9 Hz, 比本文推导的模型高 4~5 个数量级。在实际情况下, 对于一个频率为 10 MHz 的 QCM 而言, 其频率变化不可能达到 10 MHz。但在图 3(b) 中显示出频率偏移有大于 10^9 Hz 的情况, 这与实际情况不符。

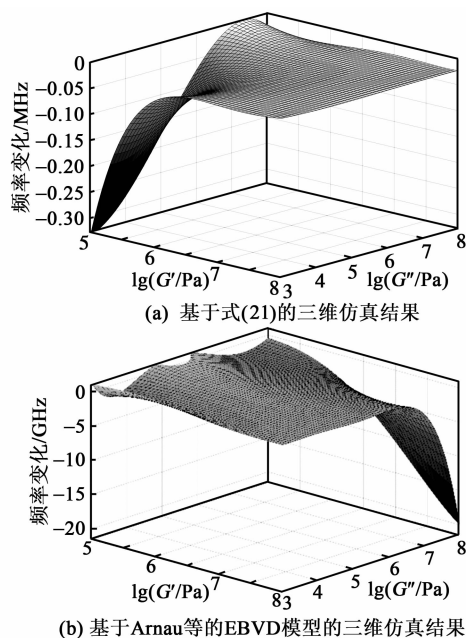


图3 粘弹性薄膜复剪切模量变化与 QCM 频率变化的关系

为了验证 QCM 吸附粘弹性薄膜的厚度与其频率变化关系, 我们以刚性完全吸附的 Sauerbrey 模型为参考进行比较分析。图 4 为 QCM 吸附粘弹性薄膜后的频率变化与薄膜厚度关系的仿真结果, 其中 $\rho_f = 1\,000$ kg/m³, G', G'' 均为 10^5 Pa, $l_f = 0 \sim 1$ μ m。

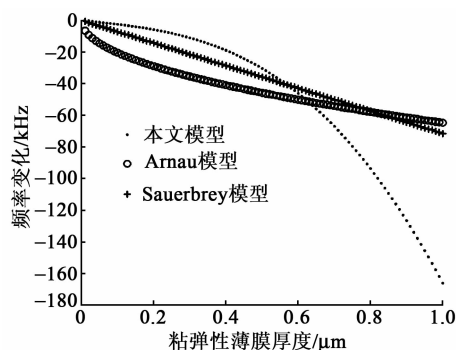


图4 QCM 吸附粘弹性薄膜后的频率变化与薄膜厚度关系的仿真结果

由图 4 可知, 当 ρ_f, G' 和 G'' 保持不变时, 如果将其作为一层刚性薄膜覆盖在 QCM 上, 则 l_f 与频率变化呈线性关系, 如 Sauerbrey 模型仿真结果所示。实际上, 在粘弹性薄膜加载下, 由于 G'' 和 G' 的存在, QCM 的频率响应更复杂。由图 4 可知, 当 $l_f < 0.55$ μ m 时, QCM 的频率变化小于 Sauerbrey 模型的计算值; 当 $l_f > 0.55$ μ m 时, QCM 的频率变化大于 Sauerbrey 模型的计算结果。显然, 当薄膜厚度较小时, 粘弹性薄膜并不会被刚性吸附, 而是表现出薄膜谐振, 出现“遗失质量效应”。当厚度达到一定程度时, 复剪切模量会在 QCM 上产生额外的等效质量, 在气相条件下引入了额外的频率漂移, 使实际吸附质量比 Sauerbrey 模型计算出的质量小, 即粘弹性薄膜的复剪切模量放大了 QCM 的频率响应, 引起了额外的频率变化, 该变化可视为一种等效质量效应, 称为“额外质量效应”。此时, QCM 的频率变化应大于 Sauerbrey 模型的计算值。而 EBVD 模型表现出完全相反的特性, 即使 l_f 在很小的范围内变化, EBVD 模型中 QCM 的频率变化也会达到几十千赫兹, 远大于薄膜刚性完全吸附的理想情况, 这与实际不符。

同样, 为了验证 QCM 吸附粘弹性薄膜密度与其频率变化关系, 我们以刚性完全吸附的 Sauerbrey 模型为参考进行了比较分析。图 5 为 QCM 的频率

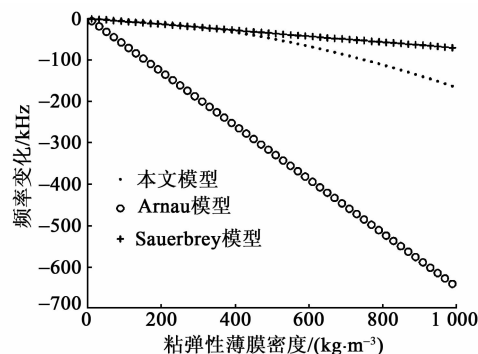


图5 QCM 的频率变化与粘弹性薄膜密度关系的仿真结果

变化与粘弹性薄膜密度关系的仿真结果,其中 $l_f = 1 \mu\text{m}$, $G' = 10^5 \text{ Pa}$, $G'' = 10^5 \text{ Pa}$, $\rho_f = 1\,000 \text{ kg/m}^3$ 。

由图 5 可知,当 $\rho_f < 400 \text{ kg/m}^3$ 时,本文推导模型的计算结果与 Sauerbrey 模型刚性完全吸附的理想情况相似,均表现出线性特性。随着薄膜密度的增加,由于 G' 和 G'' 的存在,产生了明显的“额外质量效应”。即粘弹性薄膜的 G' 和 G'' 贡献了 1 个等效质量,使 QCM 的频率变化被放大。当然,Arnau 等的 EBVD 模型也表现出类似特性,但在 ρ_f 取值很小时,其频率变化剧烈,这也与实际情况不符。

3 结束语

本文从本构方程出发,研究了气相条件下,不考虑电容效应时粘弹性薄膜吸附的 QCM 的等效 BVD 电路模型。首先推导了等效 BVD 电路模型,在此基础上建立了 QCM 频率变化与薄膜特性参数关系的显性表达。然后通过仿真分析研究了 QCM 的频率变化与其表面吸附的粘弹性薄膜的存储模量、耗散模量、薄膜厚度、薄膜密度的响应情况,发现本文的模型与 QCM-D 模型响应趋势一致^[22]。最后将本文推导的模型与 Arnau 模型进行对比分析,发现所提出的模型更符合实际情况。本文提出的 QCM 的等效 BVD 模型在生物、化学领域的薄膜检测和分析中,具有广阔的应用前景。

参考文献:

- [1] MECEA V M. From quartz crystal microbalance to fundamental principles of mass measurements[J]. Analytical Letters, 2005, 38(5): 753-767.
- [2] NOMURA T. Electrolytic determination of nanomolar concentrations of silver in solution with a piezoelectric quartz crystal[J]. Analytica Chimica Acta, 1981, 131(1): 97-102.
- [3] REED C E, KANAZAWA K K, KAUFMAN J H. Physical description of a viscoelastically loaded AT-cut quartz resonator[J]. Journal of Applied Physics, 1990, 68(5): 1993.
- [4] MAGLIO O, SALVATORE C, ROSARIA C, et al. A quartz crystal microbalance immunosensor for stem cell selection and extraction[J]. Sensors, 2017, 17(12): 2747.
- [5] MUJAHID A, AFZAL A, DICKERT F L. An overview of high frequency acoustic sensors-QCMs, SAWs and FBARs-chemical and biochemical applications[J]. Sensors(Basel, Switzerland), 2019, 19(20): 4395.
- [6] HUSSAIN M, KIRA K, PETER L. Molecularly imprinted polymer nanoparticles for formaldehyde sensing with QCM[J]. Sensors, 2016, 16(7): 1011.
- [7] 陈超杰, 蒋海峰. 石英晶体微天平的研究进展综述[J]. 传感器与微系统, 2014, 33(5): 5-8.
- [8] CAO-PAZ A M, RODRÍGUEZ-PARDO L, FARIÑA J, et al. Resolution in QCM sensors for the viscosity and density of liquids: Application to lead acid batteries[J]. Sensors, 2012, 12: 10604-10620.
- [9] LI Yang, HUANG Xiaohe, SUN Liang, et al. A piezoelectric immunosensor for the rapid detection of p16INK4a expression in liquid-based cervical cytology specimens[J]. Sensors and Actuators B: Chemical, 2016, 224: 863-867.
- [10] ABDULRAHMAN A, MOHIEDDINE B, DAN B. Quartz crystal microbalance electronic interfacing systems: A review[J]. Sensors, 2017, 17(12): 2799.
- [11] OLENEVA E, KUCHMENKO T, DROZDOVA E, et al. Identification of plastic toys contaminated with volatile organic compounds using QCM gas sensor array[J]. Talanta, 2020, 211: 120701.
- [12] OZAN Y, SIBEL E D. Development of QCM based biosensor for the selective and sensitive detection of paraoxon[J]. Analytical Biochemistry, 2020, 591: 113572.
- [13] 张剑锋, 马希直, 张优云. 石英晶体微天平传感器在油品粘度中的应用研究[J]. 西安交通大学学报, 2002, 36(5): 515-518.
- [14] CAKIR O, BAKHSHPOUR M, YILMAZ F, et al. Novel QCM and SPR sensors based on molecular imprinting for highly sensitive and selective detection of 2, 4-dichlorophenoxyacetic acid in apple samples[J]. Materials Science & Engineering C, 2019, 102: 483-491.
- [15] RUBIO-LARA J A, BERGLER F, ATTWOOD S J, et al. Ultraflat gold QCM electrodes fabricated with pressure-forming template stripping for protein studies at the nanoscale[J]. Langmuir, 2019, 35(27): 8889-8895.
- [16] 陈令新, 关亚凤, 杨丙成, 等. 压电晶体传感器的研究进展[J]. 化学进展, 2002(1): 68-76.
- [17] KANAZAWA K K, GORDON J G. Frequency of a quartz microbalance in contact with liquid[J]. Analytical Chemistry, 1985, 57(8): 1770-1771.
- [18] MASON W P. Physical acoustics and the properties of solids[J]. The Journal of the Acoustical Society of America, 2005, 28(4): 34.
- [19] KRIMHOLTZ R, LEEDOM D A, MATTHAEI G L. New equivalent circuit for elementary piezoelectric transducers[J]. Electronics Letters, 1970, 6(13): 398-399.
- [20] 陈国良, 林珩. 电化学石英晶体微天平原理及其应用[J]. 闽南师范大学学报(自然版), 2001, 14(1): 45-51.
- [21] ARNAU A, JIMENEZ Y, SOGORB T. An extended butterworth van dyke model for quartz crystal microbalance applications in viscoelastic fluid media[J]. IEEE Transactions on Ultrasonics Ferroelectrics & Frequency Control, 2001, 48(5): 1367-1382.
- [22] RODAHL M, FREDRIK H, KROZER A, et al. Quartz crystal microbalance setup for frequency and Q-factor measurements in gaseous and liquid environments[J]. Review of Scientific Instruments, 1998, 69(7): 3924-3930.

用于微波通信的 2.4 GHz 压控振荡器优化设计

段文娟, 刘 博, 王金婵, 张金灿, 刘 敏, 孟庆端

(河南科技大学 电气工程学院, 河南 洛阳 471023)

摘 要:该文提出了一种频率为 2.4 GHz 的低功耗低相位噪声的改进型电容电感型压控振荡器(LC-VCO)。采用有源金属氧化物半导体(MOS)晶体管取代电阻和电容以优化电路结构,有效减小版图面积和功耗,同时抑制无源器件引起电路精度的恶化,提升 VCO 综合性能。基于 TSMC 65 nm/1.8 V CMOS 工艺进行电路设计和仿真,结合理论建模和小信号等效电路分析,调试关键 MOS 器件参数。结果表明,改进后的 VCO 的调谐范围从 2.365~2.506 GHz,调谐带宽为 141 MHz, -127.272 dBc/Hz@1 MHz 的相位噪声,1.8 V 电源电压下功耗低至 1.323 mW,综合优值高达 -193.84 dBc $\cdot$ Hz $^{-1}$,优于多数同频段同类型的压控振荡器。

关键词:电容电感型压控振荡器(LC-VCO);低功耗;低相位噪声;LS 频段;优化设计

中图分类号:TN752.5 **文献标志码:**A **DOI:**10.11977/j.issn.1004-2474.2020.04.007

Optimization Design of 2.4 GHz VCO for Microwave Communication

DUAN Wenjuan, LIU Bo, WANG Jinchuan, ZHANG Jincan, LIU Min, MENG Qingduan

(Electrical Engineering College, Henan University of Science and Technology, Luoyang 471023, China)

Abstract: An improved LC voltage-controlled oscillator (LC-VCO) with low power consumption and low phase noise at 2.4 GHz oscillation frequency is proposed in this paper. As an optimization scheme, the active MOS transistor devices are employed to replace the passive resistors and capacitors in order to reduce the layout area and power consumption, as well as improve the comprehensive performance of VCO. Based on TSMC 65 nm/1.8 V CMOS process, a VCO circuit is designed and simulations are performed for performance analysis. By combining theoretical modeling with small signal equivalence circuit, appropriate parameter tuning is realized for the replacement of key passive devices. The simulation results show that the improved VCO has a tuning range from 2.365 GHz to 2.506 GHz and the tuning bandwidth of 141 MHz, phase noise of -127.272 dBc/Hz@1 MHz, and as low as 1.323 mW power consumption at 1.8 V power supply voltage. Furthermore, the value of figure of metrics(FoM) is up to -193.84 dBc $\cdot$ Hz $^{-1}$, which is better than most of other same LC-VCOs at the same frequency range.

Key words: LC-VCO; low power; low phase noise; LS frequency band; optimization design

0 引言

近年来,5G、蓝牙、IoT 和 WiFi 等无线通信技术飞速发展,基于射频(RF)通信的场景应用对其收发链路中集成电路硬件的需求不断增大,性能要求较高^[1-3]。同时,借助 CMOS RF 技术的集成和造价优势,基于 CMOS 工艺的 RF 电路设计技术也不断成熟,且性能也已逼近乃至超越砷化钾(GaAs)、异质结(HBT)等高速工艺器件。压控振荡器(VCO)是采用 CMOS 工艺的典型 RF 电路之一^[4-6]。

VCO 分为两个拓扑形态:以反馈环形反相器链为代表的多谐振荡器和以 LC 网络为代表的谐波振

荡器(也称正弦振荡器)。与前者相比,电容电感型压控振荡器(LC-VCO)具有更稳定、高振频、优良频谱特性等优点。同时,作为锁相环、时钟恢复电路和频率综合器的核心组件,LC-VCO 在无线射频通信中应用最广,其性能的好坏对高频信号的产生、调制乃至加密起着决定性的作用。

相位噪声(PN)作为 VCO 的关键性能参数之一,严重影响系统的信息传输质量和信号可靠性。相位噪声主要来源于内部器件高速切换工作时的白噪声和 $1/f$ 噪声(一种低频噪声,其中 f 为频率)^[7],其值直接决定频率基准源的高频特性。另一方面,无线微波通信的高频特性将导致硬件电路的

收稿日期:2020-04-10

基金项目:国家自然科学基金资助项目(61704049,61804046);河南省科技厅科技计划基金资助项目(192102210087,182102210295)

作者简介:段文娟(1998-),女,河南信阳人,硕士生,主要从事模拟/射频 IC 设计及其优化算法的研究。E-mail:duanwj416@163.com。通信作者:刘博(1982-),男,辽宁锦州人,副教授,主要从事混合信号/模拟/RF 集成电路设计及优化算法的研究。E-mail:liubo110@haust.edu.cn。

耗电量极大,VCO更是其中工频最高、功耗最大的电路模块之一^[8-9]。因此,在确定振荡频率和保证调谐范围的同时,提升VCO的相噪性能和降低功耗已成为重要课题^[10-15]。

文献[10]提出一种新型LC-VCO拓扑,以外部偏置电流源代替尾电流源,有效抑制了尾电流噪声的引入,显著提升了相噪性能。VCO以 $-128.4\text{ dBc/Hz}@1\text{ MHz}$ 的相噪和 4.2 mW 的低功耗实现了 $189.8\text{ dBc}\cdot\text{Hz}^{-1}$ 的优值,综合性能优异。

因此,本研究基于 $0.13\text{ }\mu\text{m}$ 工艺设计^[10],相噪性能优异的VCO作为优化对象,采用更低的 65 nm CMOS RF工艺进行改进设计。通过使用有源MOS器件等效替代电容、电阻等无源器件,在维持原有良好相噪性能的同时,以期降低功耗,此外也将大幅节省版图面积,避免了无源器件的生产工艺偏差引起的电路性能退化。整个优化设计以理论分析和精准建模为基础,最终获得了相噪和功耗同步改善,综合优值良好的理想结果,展示了该设计和改进方法的合理性和有效性。

1 低相位噪声压控振荡器

考虑VCO具有周期性变化的时变特性,为相位噪声精确建模和分析对于提升其性能具有重要意义。文献[10]提出了一种基于脉冲敏感函数(ISF)^[7]的VCO架构,理论上通过计算ISF的傅里叶系数,可有效预测和定量分析外部偏置电路的注入电流对相位噪声的影响。该电路拓扑如图1所示。

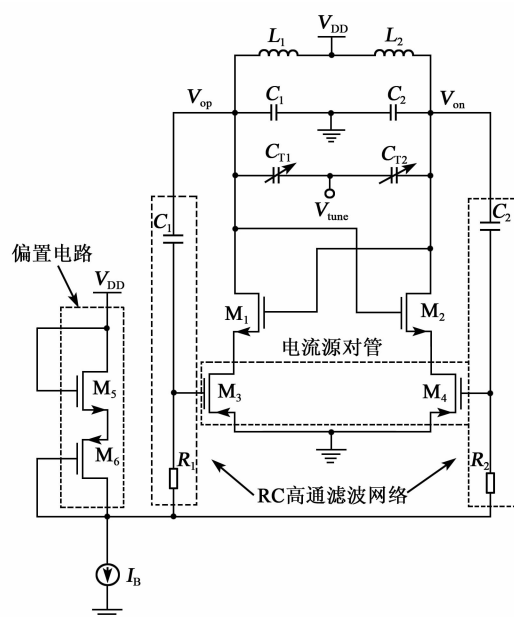


图1 已有的低相位噪声 VCO 电路结构

该VCO电路中, L_1 、 L_2 、 C_1 、 C_2 、 C_{T1} 和 C_{T2} 构成谐振腔,由上一级输入信号 V_{tune} 控制VCO的中心振荡频率 f_c 和可调谐范围 T_R ;M5、M6和电流源构成外部偏置电路,为主谐振电路提供稳定的驱动电流 I_B ;M1、M2为交叉耦合的NMOS负阻单元,用以给LC谐振回路持续提供振荡能量。

与传统交叉耦合VCO相比,该电路在结构上有两个特点:

1) 在交叉耦合NMOS对管M1、M2的源极串联PMOS对管M3、M4,在左、右两条支路充当独立电流源,以取代传统拓扑中的尾电流源。这种连接可在近地尾部形成一个低阻态接地回路,使低频噪声通过该回路流出,有效降低尾电流源的引入噪声在谐振调制过程中叠加在不同频域上的相位噪声。同时,调节外部偏置电流可直接开启和关闭PMOS对管,进而控制振荡器的输出切换。

2) VCO输出端连接一组RC高通滤波网络,该结构在有效实现振荡器输出滤波和选频的同时,RC取值又可控制PMOS对管的开关时间,进而调整振荡频率。

2 压控振荡器改进设计

在前述VCO电路的基础上,使用有源MOS晶体管取代该电路中的可变电容 C_{T1} 、 C_{T2} 和RC高通滤波网络中的电容对 C_1 、 C_2 和电阻对 R_1 、 R_2 ,以期降低工作功耗,减少后端设计时的版图面积,同时抑制无源器件由生产工艺误差导致的精度失配,进而提升整体电路性能。改进设计后的VCO电路如图2所示。

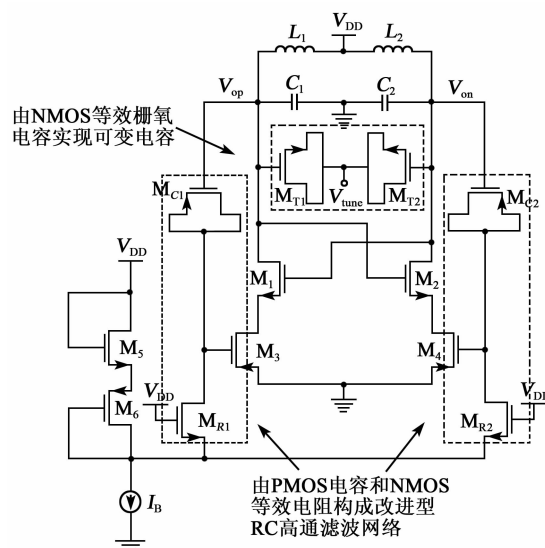


图2 本文提出的改进型 VCO 电路

该VCO结构同时也是电压控制型负阻振荡器, M_1 、 M_2 为压控负阻器件, 其与上端LC谐振并联回路“二端”连接从而实现自激振荡。因此, 为满足VCO的起振和2.4 GHz中心振荡频率的设计要求, 首先要针对电路进行理论建模和分析。如图3所示, 对主谐振电路部分建立负阻模型, 同时结合小信号电路分析, 最终确定VCO起振条件、振荡频率和电路设计参数的关系。

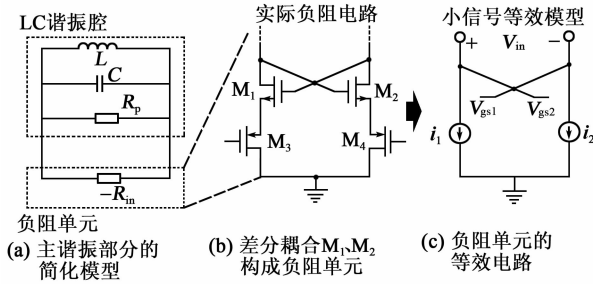


图3 LC-VCO基于负阻振荡器的建模和等效

图3(a)中, R_p 是等效LC谐振腔中的寄生电阻, 该寄生将引起振荡能量的损失。 $-R_{in}$ 为等效输入负阻, 该部分为LC回路的持续振荡提供能量。同时, 为保证VCO的起振, R_{in} 必须小于 R_p 。基于主谐振电路的简化模型, 同时忽略 M_3 、 M_4 看作理想电流源时对负阻单元的影响, 根据图3(c)中的小信号等效电路可列出以下方程:

$$V_{in} = V_{gs2} - V_{gs1} \quad (1)$$

$$i_{in} = i_1 - i_2 = g_{m1}V_{gs1} - g_{m2}V_{gs2} \quad (2)$$

由式(1)、(2)推导出 R_{in} , 可记述为

$$R_{in} = \frac{V_{in}}{i_{in}} = -\frac{1}{g_{m1}} - \frac{1}{g_{m2}} \quad (3)$$

式中: V_{in} 为负载单元的输入电压; V_{gs1} , V_{gs2} 为负阻管 M_1 和 M_2 的栅源电压; i_{in} 为负载单元的输入电流; i_1 , i_2 分别为流经两条支路的电流; g_{m1} 和 g_{m2} 分别为负阻管 M_1 和 M_2 的跨导。由于差分对管尺寸相同, 可得 $g_{m1} = g_{m2} = g_m$, 则有

$$R_{in} = -\frac{2}{g_m} \quad (4)$$

因此, 可定量推导出该VCO的起振条件是 $-R_{in} = 2/g_m < R_p$ 。在之后的电路设计中, 基于式(1)~(4), 结合经验进行仿真迭代和设计优化, 以缩短起振时间, 进一步加速VCO的起振。

在实现振荡功能后, 不考虑器件寄生电容的影响, 可推算VCO的振荡频率。因为谐振腔由电感 L 、 C_1 、 C_2 、等效可变电容(M_{T1} 、 M_{T2})及RC高通回路

的等效电容(M_{C1} 、 M_{C2})并联构成, 所以中心振荡频率可表示为

$$f_c = \frac{1}{2\pi \sqrt{L(C_1 + C_{M_{T1}} + C_{M_{C1}})}} \quad (5)$$

式中 $C_{M_{T1}}$ 、 $C_{M_{C1}}$ 分别表示等效电容晶体管 M_{T1} 、 M_{C1} 的等效电容值。

在本文提出的VCO设计中, 采用NMOS取代可变电容 C_T 是关键改进设计环节, 其目的是避免无源器件带来版图面积的激增和降低电路功耗。使用MOS晶体管替代常规电容将面临有源器件的非线性特性, 找到合适的晶体管尺寸以满足振荡器整体的性能要求是此次设计的难点。此外, 根据式(5), 设计中还要选取合适的电感和电容以实现2.4 GHz的中心频率, 且需要尽可能扩大可调谐频率范围。

经过大量手工计算结合仿真分析, 最终确定了谐振腔器件参数: $L_1 = L_2 = 15$ nH, $C_1 = C_2 = 210$ fF, 等效可变电容NMOS管的沟道尺寸(W/L) $_{M_T} = 20 \mu\text{m}/0.2 \mu\text{m}$ (其中 W , L 分别为晶体管沟道宽度和长度)。图4为该NMOS的 C_{MT} 随输入电压的变化曲线。在0~1.8 V的振荡调谐电压范围内, NMOS等效栅氧容值将从16.02 fF上升到65.13 fF。该容值变化范围可有效覆盖VCO在2.4~2.48 GHz的振荡频率及80 MHz的可调谐范围, 同时在VCO瞬态仿真和噪声分析中也显现了良好的相噪特性和可接受的电路功耗。

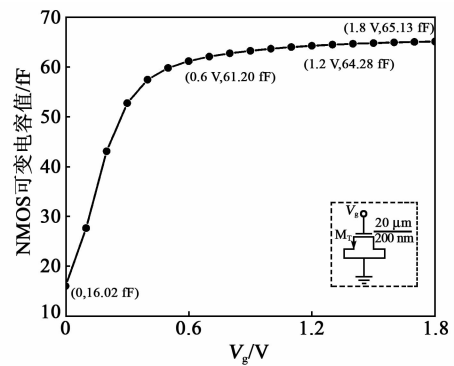


图4 NMOS等效栅氧电容随输入电压的变化曲线

针对输出端的RC高通滤波网络, 分别使用有源NMOS管取代电阻 R , 用PMOS代替电容 C 。图2中, PMOS电容管 M_{C1} 、 M_{C2} 的栅极为振荡器输出, 漏源两极短接后连接 M_3 、 M_4 栅极。该接法使 M_{C1} 、 M_{C2} 的栅压高于其源漏极电压, 保证VCO在工作时 M_{C1} 、 M_{C2} 始终处于截止状态, 这样可使等效

电容尽可能恒定及易设计调试和理论计算。通过对 M_C 单管的仿真扫描分析,最终选取 PMOS 电容管的沟道尺寸 $(W/L)_{M_C} = 20 \mu\text{m}/0.2 \mu\text{m}$,其容值随栅压 V_g 的变化情况如图 5 所示。从结果可进一步验证,电容值的波动确实较小,在实际振荡器的电路仿真中,测得 M_{C1} 、 M_{C2} 的平均电容值约为 16 fF。进一步在设计 RC 网络时,将 M_C 看作恒定电容来调整电阻管 M_R 的尺寸,通过迭代设计,确定 M_R 的沟道尺寸 $(W/L)_{M_R} = 0.2 \mu\text{m}/5 \mu\text{m}$ 。不考虑电路中寄生电容的影响,根据式 (5) 可推算 VCO 的频率为 2.451~2.641 GHz,已接近 VCO 的理想工作频率。

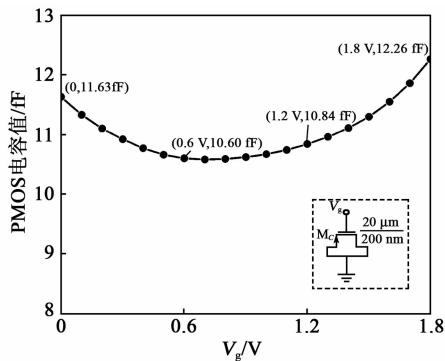


图 5 PMOS 等效栅电容随输入电压的变化曲线

3 电路仿真结果和比较

本研究采用 TSMC 65 nm/1.8 V CMOS RF 工艺和 Cadence IC 设计平台,对提出的改进型 VCO 电路进行了仿真分析和多项性能对比。

图 6 为 VCO 在改进前、后的瞬态仿真结果,并对输出电压摆幅进行了比较。由图可知,尽管改进后的电压峰-峰值 (V_{pp}) 为 1.90 V,小于改进前的 3.15 V,牺牲了部分信号增益和输出摆幅,但仍可维持高于电源电压 1.8 V 的正常正弦信号输出,同时保证了与改进前一致的输出频率。

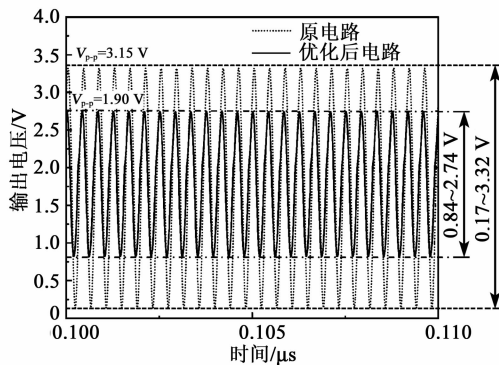


图 6 基于瞬态扫描的改进前、后 VCO 输出幅度比较

图 7 为输入电压即调谐电压从 0~1.8 V 以 0.1 V 的步进对振荡频率的扫描结果。由图可知,

三角代表的改进型 VCO 的振荡频率是 2.365~2.506 GHz,同时可计算其频率调谐为 141 MHz。尽管与改进前 2.381~2.586 GHz、205 MHz 的频率区间和频率调谐相比较差,但仍可有效覆盖面向蓝牙、WiFi 和物联网等应用的 2.420~2.483 5 GHz ISM 标准 LS 工业频段,满足实际使用要求。

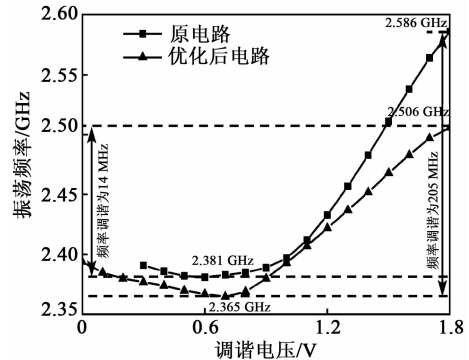


图 7 振荡频率仿真及改进前、后对比

另外,对 VCO 的相位噪声随偏移频率的变化进行扫描分析和记录,其结果如图 8 所示。基于理论计算结合手工调试的优化结果,该 VCO 的相噪能够达到 $-127.272 \text{ dBc/Hz}@1 \text{ MHz}$,比改进前的 $-119.001 \text{ dBc/Hz}@1 \text{ MHz}$ 有所提高。同时通过功耗仿真,在该相噪值下,电路的平均功耗低至 1.323 mW,实现了良好的相噪和功耗的综合性能。

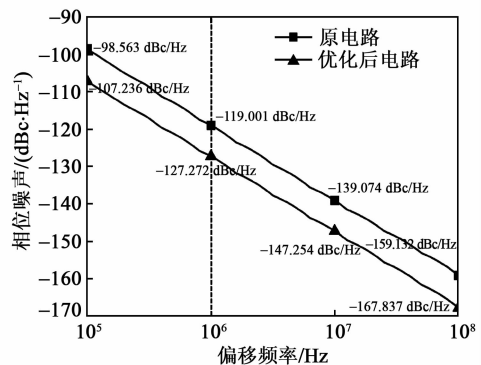


图 8 相位噪声仿真及改进前、后对比

为进一步验证本研究提出的 VCO 的良好性能,将该 VCO 与近期发表的多个设计实例进行综合性能比较和评价,其结果如表 1 所示。为进行科学合理的评估,采用表示 VCO 在中心频率、相位噪声及功耗方面综合性能的优值 (FoM) 作为评估指标, FoM 为

$$FoM = PN(\Delta f) - 20 \log \left(\frac{f_c}{\Delta f} \right) + \log \left(\frac{P_{VCO}}{1 \text{ mW}} \right) \quad (6)$$

式中: $\Delta f = 1 \text{ MHz}$ 为偏移频率; $PN(\Delta f)$ 为 VCO 在 Δf 下的相位噪声; P_{VCO} 为 VCO 的平均功耗。

表 1 VCO 综合性能对比

文献	工艺	频率/GHz	功耗/mW	相位噪声/(dBc · Hz ⁻¹ @1 MHz)	FoM/(dBc · Hz ⁻¹)
改进后	65 nm/1.8 V CMOS	2.44	1.323	-127.272	-193.84
改进前	65 nm/1.8 V CMOS	2.48	1.363	-119.001	-186.76
[8]	0.13 μm/ 1.8 V CMOS	2.40	4.200	-128.400	-189.80
[9]	0.18 μm/ 1.5 V CMOS	2.70	8.220	-125.000	-184.50
[10]	65 nm/ 0.5 V CMOS	5.96	0.690	-98.000	-175.18
[11]	65 nm/ 3.3 V CMOS	2.25	11.100	-127.200	-183.80
[12]	0.18 μm/ 1.8 V CMOS	2.40	16.200	-125.000	-181.00
[13]	0.18 μm/ 1.6 V CMOS	2.49	15.600	-128.500	-184.50

由表 1 可知,与改进前的初始设计相比,改进后的 VCO 无论在相位噪声还是功耗性能上均得到大幅提升,尤其是电路功耗,以 1.8 V 高电源电压工艺实现了 1.323 mW 功耗值。同时,尽管改进后的相位噪声(-127.272 dBc/Hz@1 MHz)在所对比的 VCO 设计中不是最佳的,但结合其极低的功耗,综合考量的 FoM 值非常优秀,以 -193.84 dBc · Hz⁻¹实现了所有对比设计中最佳的综合特性。该结果也直接证明了本研究对 VCO 电路改进优化的合理性和有效性。

4 结束语

本文提出了一种改进型 2.4 GHz 振荡频率低功耗、低相位噪声的 LC 压控振荡器(VCO)。采用有源 MOS 晶体管替代 VCO 拓扑中的无源电阻和电容,基于 TSMC 65 nm/1.8 V CMOS RF 工艺的仿真分析,结合理论建模,精准调试关键电路参数,最终优化了 VCO 性能。仿真及比较结果显示,提出的 VCO 在相位噪声和功耗两项性能指标上均有显著提升,以 1.323 mW 的低功耗,实现良好的 -127.272 dBc/Hz@1 MHz 的相位噪声,综合优值高达 -193.84 dBc · Hz⁻¹,优于已知文献中多数的 VCO 架构。该结果证明了本研究的设计思路及优化方法的合理性和有效性,所提出的 VCO 电路可有效应用于 5G、蓝牙、IoT 和 WiFi 等主流 LS 频段的无线通信前端系统。

参考文献:

[1] WANG N, WANG P, ALIPOUR-FANIDE A, et al. Physical-layer security of 5G wireless networks for IoT:Challenges and opportunities[J]. IEEE Internet of Things Journal,2019,6(5):8169-8181.

[2] WONG K L, CHEN Y H, LI W Y. Conjoined ultra-wideband (2 300~6 000 MHz) dual antennas for LTE HB/WiFi/5G multi-input multi-output operation in the fifth-generation tablet device[J]. Microwave and Opti-

cal Technology Letters,2019,61(8): 1958-1963.

[3] 王静,王涛,黄国恒. 基于可变电容反馈技术的宽带 VCO 设计[J]. 压电与声光,2019,41(5):657-660.

WANG Jin,WANG Tao,HUANG Guoheng. Design of a wide tuning range VCO based on variable capacitive feedback technology[J]. Piezoelectrics & Acoustooptics,2019,41(5):657-660.

[4] BURNETT D C, WHEELER B, LEE L, et al. CMOS oscillators to satisfy 802.15.4 and Bluetooth LE PHY specifications without a crystal reference[C]//Las Vegas,NV,USA;2019 IEEE 9th Annual Computing and Communication Workshop and Conference (CCWC), 2019:0218-0223.

[5] 李向超,金光. 一种高精度 CMOS 晶体振荡器[J]. 微电子学,2019,49(2):173-177.

[6] 王子轩,王鑫,蔡志匡,等. 一种基于多级电容衰减技术的低电压数控振荡器[J]. 固体电子学研究与进展, 2019,39(5):344-349.

[7] LEE T H, ALI H. Oscillator phase noise: a tutorial [J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits,2000,35(3): 326-336.

[8] HATI M K, BHATTACHARYYA T K. A fast automatic frequency and amplitude control LC-VCO circuit with noise filtering technique for a fractional-N PLL frequency synthesizer [J]. Microelectronics Journal, 2016,52:134-146.

[9] 罗永刚. 一种新颖的低功耗低相位噪声 VCO 设计[J]. 压电与声光,2019,41(5):643-646.

LUO Yonggang. Design of a novel VCO with low power consumption and low phase noise[J]. Piezoelectrics & Acoustooptics,2019,41(5):643-646.

[10] ALI M, MEHRDAD S B, EHASAN A. 25.8 a 2.4 GHz VCO with FOM of 190 dBc/Hz at 10 kHz-to-2 MHz offset frequencies in 0.13 μm CMOS using an ISF manipulation technique[C]//San Francisco,CA, USA;2015 IEEE International Solid-State Circuits Conference (ISSCC)-Digest of Technical Papers,2015:1-3.

三维纳米线 SAW 气体传感器及报警器设计

任彦宇¹, 王露², 王音心², 杨靖²

(1. 东南大学 计算机科学与工程学院, 江苏 南京 211189; 2. 中电科技集团重庆声光电有限公司, 重庆 401332)

摘 要: 该文提出了一种全新的三维纳米线结构的声表面波(SAW)气体传感器, 详细阐述了谐振型 SAW 器件上纳米线制备与修饰改性设计, 传感器信号提取电路设计及报警器设计等过程, 最后研制出气体报警器样品。并利用沙林(GB)模拟剂对传感器性能指标进行了测试, 该传感器的响应阈值低达 2 mg/m^3 , 响应时间仅约为 20 s。结果表明, 与传统二维结构的 SAW 气体传感器相比, 三维纳米线结构的 SAW 气体传感器在响应阈值和响应时间上均有很大的提高。

关键词: 气体传感器; 报警器; 声表面波; 纳米线

中图分类号: TN65; TM931 **文献标志码:** A **DOI:** 10.11977/j.issn.1004-2474.2020.04.008

Design of a 3-D Nanowire SAW Gas Sensor and Alarm Detector

REN Yanyu¹, WANG Lu², WANG Yinxin², YANG Jing²

(1. Computer Science and Engineering College, Southeast University of China, Nanjing 211189, China;

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

Abstract: In this paper, a new SAW gas sensor with three-dimensional nanowire structure is presented. The preparation and modification of nanowire on SAW resonator, the design of sensor signal extraction circuit and the design of alarm detector are described in detail. In the end, a gas alarm detector sample is developed, and the performance index of the sensor is tested with GB simulator, the response threshold of the sensor is 2 mg/m^3 , and the corresponding time is only 20 s. The results show that the three-dimensional nanowire SAW gas sensor has a significant improvement both in response threshold and in corresponding time compared with the conventional two-dimensional SAW gas sensor.

Key words: gas sensor; alarm detector; SAW; nanowire

0 引言

针对目前公共环境安全监测手段不足, 反恐形势日益严峻的问题, 本文提出了一种三维纳米结构声表面波(SAW)气体传感器及报警器, 并详细介绍了传感器、报警器的设计方案和过程, 最后对传感器进行了性能指标测试。本文的研究可以较好地解决国内目前化学气体传感器体积大, 灵敏度低, 价格贵及有放射源等问题。

1 工作原理及总体方案设计

SAW 传感器是一类新型传感器, 其利用压电效应将电磁信号转换为声波信号, 再将声波信号通过逆压电效应转变为电磁信号。若声波路径上材料的物理特性(如质量变化、电导率变化、温度变化等)改变, 则会导致声波的传播特性(频率、相位及幅度)

改变, 因此, 通过检测声波传播信号的变化可以确定声波路径上材料的物理特性改变情况, 进而确定周围环境的变化^[1-2]。如果作为气体传感器, 当被检测气体吸附在 SAW 器件的敏感材料上, 会引起材料的质量变化, SAW 器件的传播频率、相移等将随着被检测气体浓度的变化发生相应的变化^[3]。图 1 为 SAW 传感器原理图。

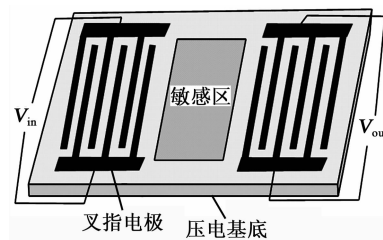


图 1 SAW 传感器原理图

目前研究的热点是纳米线结构, 如碳纳米管、氧

收稿日期: 2020-04-14

作者简介: 任彦宇(1999-), 男, 湖北武汉人, 主要从事人工神经网络、传感器技术的研究。通信作者: 王露(1985-), 男, 重庆人, 硕士, 主要从事传感器技术的研究。

化钙纳米线、ZnO 纳米线(见图 2)等。由于这些纳米线结构都具有非常高的比表面积和灵敏特性,是一种很有前途的新型气体敏感材料。

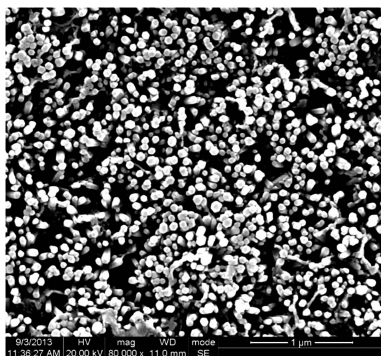


图2 ZnO 纳米线的扫描电镜照片

本文结合 SAW 传感技术与纳米线技术的优点,在 SAW 器件敏感区上设计制备如 ZnO 纳米线等新型三维纳米线结构敏感材料,得到一种全新的三维纳米线 SAW 气体传感器,如图 3 所示。三维纳米线结构敏感材料吸附不同的气体,引起其质量的变化,SAW 器件输出频率会发生相应的变化,从而实现对目标气体的快速检测。

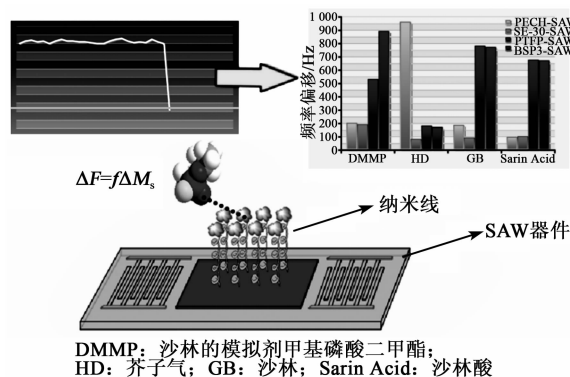


图3 三维纳米线 SAW 传感器工作原理图

2 三维纳米线 SAW 传感器设计

本文选择谐振器结构的 SAW 器件作为传感器基底,器件实物如图 4 所示,频率响应如图 5 所示。谐振器的工作频率为 315.99 MHz,插入损耗为 -11.2 dB,品质因数(Q)约为 1 822。



图4 SAW 谐振器实物图

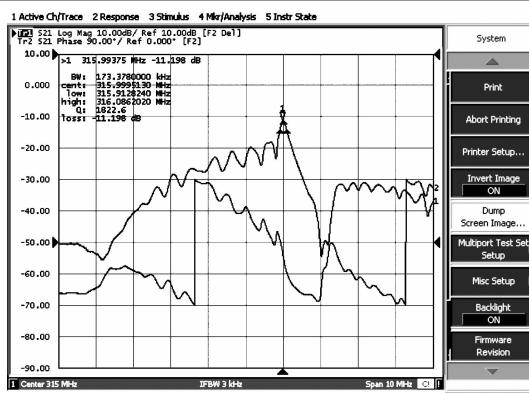


图5 SAW 谐振器频率响应测试图

本文采用 ZnO 纳米线进行研究,ZnO 三维纳米线阵列和 SAW 器件结合的设计结构示意图如图 6 所示。竖排纳米线与指条间距为 1 个波长($c = 7.26862 \mu\text{m}$ 或 $10.02384 \mu\text{m}$),竖排纳米线与指条平行生长,竖排纳米线间距也为 1 个波长,横排纳米线与指条垂直生长,横排纳米线间距 $a = 1 \mu\text{m}$,纳米线阵列距基片边缘的距离与指条离边缘的距离相同,均为 b 。ZnO 的直径和高度根据实验条件调节。ZnO 阵列下面是连续的 ZnO 颗粒(晶种)层。

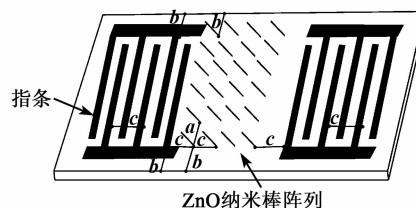


图6 三维纳米线阵列 SAW 传感器设计结构示意图

为实现此设计,具体生长过程如下:

1) 光刻胶 (PMMA) 保护整个器件。图 7 为 PMMA 保护 SAW 器件示意图。

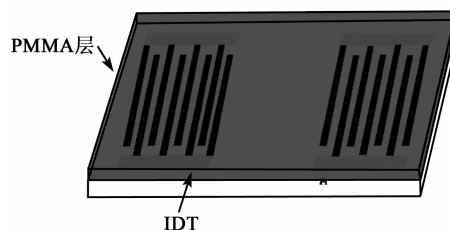


图7 光刻胶保护 SAW 器件示意图

2) 刻蚀出敏感区。将中间区域刻蚀掉,用于长种子层,两边的 PMMA 用于保护叉指换能器 (IDT) (见图 8)。

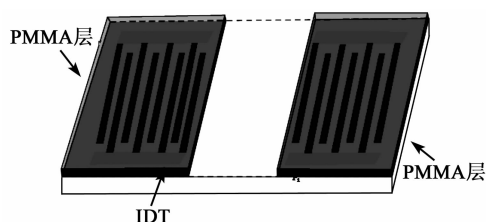


图8 刻蚀出敏感区示意图

3) 生长 ZnO 晶种层。采用磁控溅射或溶胶-凝胶法在 SAW 敏感区域镀入 ZnO 晶种,用于生长 ZnO 纳米线(见图 9)。

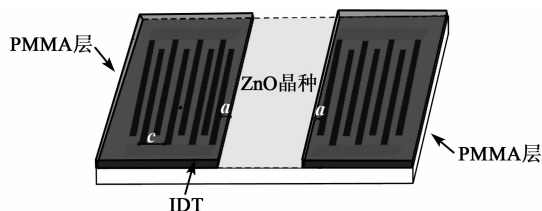


图 9 生长 ZnO 晶种层示意图

4) 再次 PMMA 镀膜保护,其示意图如图 10 所示。

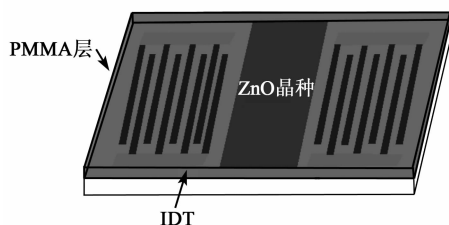


图 10 再次镀膜示意图

5) 生长点阵列的刻蚀(见图 11)。如果不用光刻胶保护,直接生长 ZnO 纳米线,ZnO 纳米线会紧密的覆盖整个器件的表面,无法形成具有一定间隙的阵列。为了生长具有特定距离的 ZnO 纳米线阵列,镀入 PMMA 膜保护整个器件,然后采用电子束按照特定的距离和大小设计要求刻蚀 PMMA,裸露出阵列结构的 ZnO 晶种,形成特定的晶种窗口点阵,在此种子层点阵上生长 ZnO 纳米线阵列。三维纳米线阵列分布的疏密度可以通过刻蚀裸露出的晶种密度进行控制。

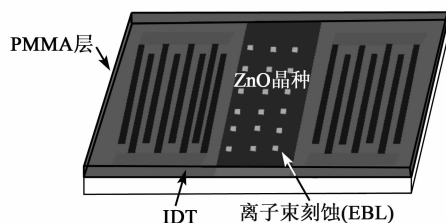


图 11 生长点阵列刻蚀示意图

6) 生长纳米线阵列(见图 12)。将开好阵列结构的 ZnO 晶种窗口的 SAW 器件置入溶液中,水热法生长 ZnO 纳米线簇阵列。水热法制备的 ZnO 三维纳米线阵列反应条件温和,SAW 器件通过光刻胶保护不会受到损伤。通过控制制备 ZnO 三维纳米线阵列的条件,如酸度、生长时间、生长温度、添加

剂等,可以控制纳米线的长度、直径等。

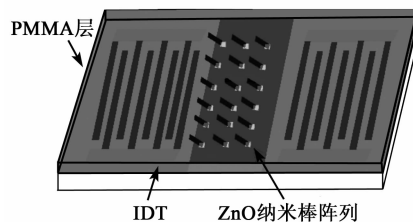


图 12 生长纳米线阵列示意图

7) 去除 PMMA。最后采用丙酮洗去光刻胶,三维纳米结构阵列器件形成。图 13 为 SAW 器件表面纳米线阵列形成示意图。

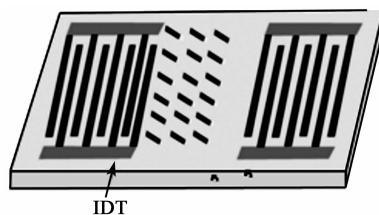


图 13 SAW 器件表面纳米线阵列形成示意图

8) 纳米线修饰改性。把对气体敏感的手性有机高分子材料溶于氯仿中,配置成低浓度的溶液,然后采用浸渍或旋涂法将有机高分子材料在纳米阵列上成膜。低浓度的高分子溶液可以浸渍到三维纳米阵列结构中,纳米棒为自立状态且具有一定的距离,通过控制溶液浸渍时间、烘干条件等实现对每一条纳米棒表面镀膜改性,如图 14 所示。

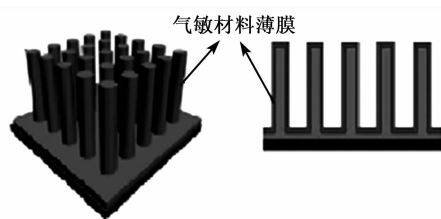


图 14 SAW 器件三维纳米 ZnO 线簇设计结构示意图

本文制备了三维 ZnO 纳米线如图 15 所示。镀膜修饰后的 ZnO 纳米线如图 16 所示。

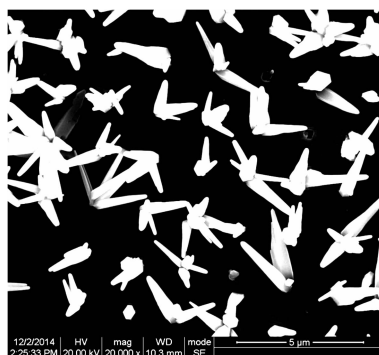


图 15 ZnO 纳米线阵列

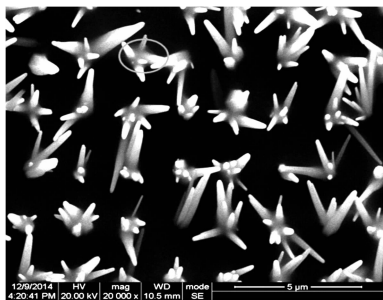


图 16 镀膜修饰后的 ZnO 纳米线阵列

SAW 上生长纳米线并进行修饰后,整改器件的插入损耗由 -11.2 dB 变到了 -21.1 dB ,插入损耗增大了约 10 dB ;谐振频率也发生了一定的偏移,由原来的 315.99 MHz 变成了 315.96 MHz ,偏移了 300 kHz (见图 17)。

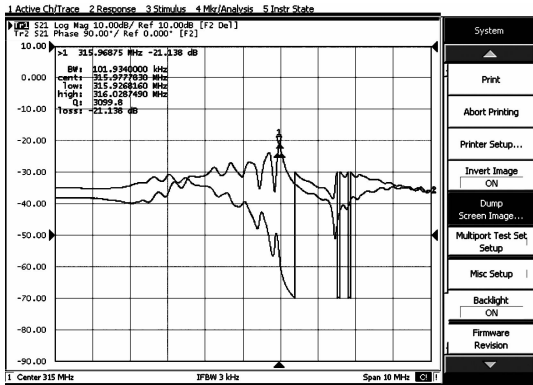


图 17 生长纳米线并进行修饰后的 SAW 性能测试图

3 报警器设计

首先进行传感器信号检测电路的设计。谐振型 SAW 传感器信号的检测就是对 SAW 谐振频率的测试^[4-5]。本文设计了一个振荡环路,将传感器输出端信号放大后,再正反馈到它的输入端。设置适当的放大器增益,只要增益能大于谐振器及线路损耗,同时又能满足相位条件,振荡器就可以起振。

由于本文研究的传感器是在大气环境中工作,SAW 器件受温、湿度等环境因素影响较大。为了降低环境变化的影响,本文的气体传感器采用差分双通道结构设计方案,一个通道敏感区域被气敏材料覆盖用于测量,另一通道未覆盖气敏材料用于参考,两个振荡器的频率经混频取差频输出,降低外界环境的干扰。

传感器驱动电路是由谐振器和外围信息提取电路共同组成,原理框图如图 18 所示。

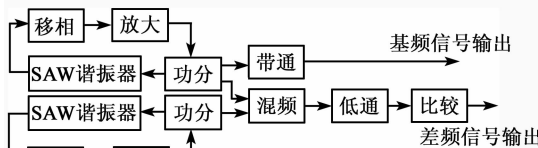


图 18 SAW 振荡环路及信号处理电路原理框图

报警器设计主要包括气路设计和电路设计两方面。

如何产生稳定的气流是报警器气路设计的关键。本文利用 Fluent 仿真软件对空间拓扑结构生成计算网格进行流线和压力分布计算,从而指导报警器气动设计。图 19 为 Fluent 生成的部分管道的计算网格。



图 19 Fluent 生成的部分管道的计算网格

图 20 为本文设计的报警器样机的气路结构示意图。由于 SAW 传感器的敏感机理是吸附而非反应,所以其灵敏度较电化学传感器低,于是本文在气路中加入了预富集。在材料选择方面,对于低浓度气体而言,气路的管材对气体分子的吸附作用会对测试造成很大的影响,因此气路管材上全部使用不锈钢和聚四氟乙烯材料。

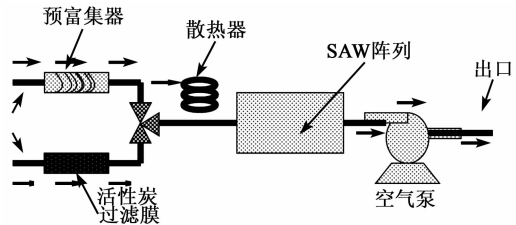


图 20 报警器的气路结构示意图

硬件系统采用嵌入式控制系统,设计方案如图 21 所示。在处理器的基础上,我们通过 SPI 外接一个 LCD 显示屏,用来实现显示界面的输入、输出,同时也可以通过串口与上位机进行通信,根据收到的指令,与控制气路选择的 FPGA 进行通信,实现对它的控制。FPGA 同时需要完成频率的测量。USB Host 接口用来下载编译好的应用程序,需要一个 FLASH 和一个 RAM 来存储系统文件和数据文件。

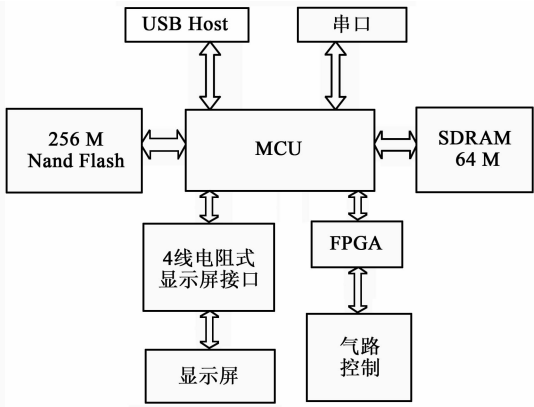


图 21 嵌入式控制和通信系统框图

由于系统中都是使用高频信号,信号间的串扰也是报警器设计中需要着重考虑的问题。利用 ADS 软件先进的 HFSS 仿真技术,对整个报警器壳体结构进行电磁辐射仿真及优化,仿真图如图 22 所示。比较图 22(a),(b)可知,利用电磁干扰抑制技术的结构对电磁干扰抑制达到了理想水平。设计的报警器如图 23 所示。

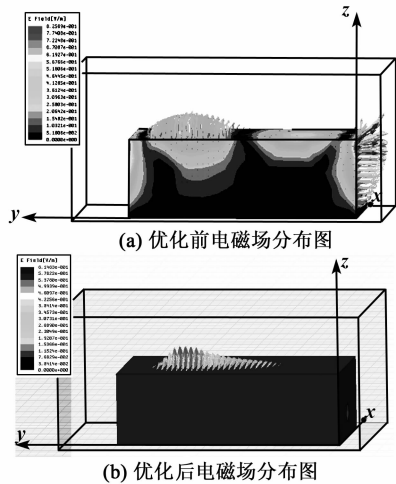
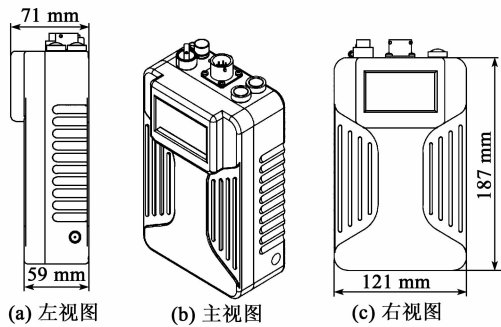


图 22 优化前、后电磁场分布图



(a) 左视图 (b) 主视图 (c) 右视图

表 1 SAW 传感器对 GB 模拟剂的测试结果

测试条件				测试次数及结果					
传感器种类	温度/ ℃	湿度/ %	配制浓度/ (mg · m ⁻³)	1		2		3	
				显示浓度/ (mg · m ⁻³)	报警 时间/s	显示浓度/ (mg · m ⁻³)	报警 时间/s	显示浓度/ (mg · m ⁻³)	报警 时间/s
三维纳米结构	25.0	40.0	2.0	2.1	20.5	2.0	21.4	2.1	21.0
二维平面膜	25.0	40.0	50.0	51.0	29.0	53.0	30.0	48.0	39.0

通过表 1 的测试结果可看出,普通二维平面膜 SAW 传感器的响应阈值约为 50 mg/m³,响应时间约为 30 s;纳米线结构 SAW 传感器的响应阈值低达 2 mg/m³,响应时间仅为 20 s。

5 结束语

本文提出了一种将声表面波技术和纳米线技术相结合的新型气体传感器的设计及制备方法,并在此基础上研制出气体报警器样品。该气体传感器为



(d) 实物图

图 23 报警器设计图及实物图

4 测试及结果

本文采用 GB 模拟剂进行传感器性能指标测试,测试框图如图 24 所示。



图 24 传感器测试框图

图 24 中,GB 模拟剂配气系统主要为测试提供各种浓度的气体样本,SAW 报警器用于对气体浓度进行检测并显示,采样装置是将配气系统产生的气体用其他成熟的定量分析方法来进行标定。

测试时,将装有传感器的报警器样品放入恒温、恒湿箱内,设置温度为 25 ℃,湿度为 40%,待达到了设置温、湿度后保持 2 h,报警器开机,进行测试,重复测 3 次,记录报警器的报警时间和显示浓度。

我们采用三维纳米线 SAW 传感器和二维平面膜 SAW 传感器进行对比测试,测试结果如表 1 所示。

小型化有毒有害气体检测器的研制提供了可能,可以推动爆炸物检测、毒品检测、高危行业(如矿山,化工危险工段)预先报警、环保监测及食品(如蔬菜残留农药)检测等领域的化学传感设备的研发,具有广阔的应用前景。

参考文献:

[1] 何世堂,王文,谢晓,等.声表面波气体传感器研究进展[J].真空电子技术,2013(2):252-262.

基于 SAW 抗干扰传输的无线传感器网络测温方法

李春东^{1,2}, 卞振宇², 高 源², 郑 华³

(1. 武汉大学 电气与自动化学院, 湖北 武汉 430072; 2. 国网辽宁省电力有限公司铁岭供电公司, 辽宁 铁岭 112000;

3. 华北电力大学 电气与电子工程学院, 北京 102206)

摘 要:为快速准确地预测系统的健康状况,提出了基于声表面波技术的无线传感器网络温度测量方法。该检测方法利用交换机触发的单向雷达脉冲,通过无线电调制解调器提供发送和接收信道。根据传感器结构对协作目标的截面特性进行表征,以恢复定义换能器材料特性的物理量。同时给出了询问器至询问器,以及传感器至询问器在通信中的抗干扰处理方法。持续1年半的室内和室外温度测量实验验证了所提方法的有效性,可支持工业系统监测,健康状况评估。

关键词:声表面波技术;无线传感器网络;抗干扰;温度测量;调制解调器

中图分类号:TN65;TP212 **文献标志码:**A **DOI:**10.11977/j.issn.1004-2474.2020.04.009

Temperature Measurement Method of Wireless Sensor Network Based on SAW Anti-interference Transmission

LI Chundong^{1,2}, BIAN Zhenyu², GAO Yuan², ZHENG Hua³

(1. School of Electrical and Automation, Wuhan University, Wuhan 430072, China;

2. State Grid Liaoning Electric Power Co., Ltd. Tieling Power Supply Company, Tieling 112000, China;

3. School of Electrical and Electronic Engineering, North China Electric Power University, Beijing 102206, China)

Abstract: In order to quickly and accurately predict the health status of the system, a temperature measurement method based on SAW technology in wireless sensor network is proposed. The detection method uses the unidirectional radar pulse triggered by the switch to provide the transmission and reception channels through the radio modem. According to the structure of the sensor, the cross-section characteristics of the cooperative target are characterized to restore the physical quantity that defines the material characteristics of the transducer. At the same time, the anti-interference processing methods in the communication from interrogator to interrogator and from sensor to interrogator are given. The effectiveness of the proposed method has been verified by the indoor and outdoor temperature measurement experiments lasting for one and a half years, which can support industrial system monitoring and health status assessment.

Key words: surface acoustic wave technology; wireless sensor network; anti-interference; temperature measurement; modem

0 引言

工业维护是工业中的一项重要活动,其目的是使机器或部件重新运转或防止其发生故障,以增加系统可用性,提高安全性^[1]。

维护一般有两种形式:

1) 纠正型^[2]。仅在系统中断的情况下才会采取行动(部件维修或更换)。

2) 预见型或时间型。根据当前情况预测系统

的健康状况,并定义需要进行的维护作业。仅在直接证据表明系统发生恶化的情况下,才会停用系统服务。如文献[3]提出的维护干预不受机器实际健康状态的影响,在每个时间周期对部件进行更换,该活动是周期性行为。文献[4]提出的预见性维护(PM)根据当前状况预测系统健康,并定义所需的维护活动。系统仅在直接证据表明恶化的情况下才会中断服务,减少了维护支持成本和后勤工作量。

收稿日期:2020-03-07

基金项目:国家电网公司科技基金资助项目(SGLNTL00FZJS1800475)

作者简介:李春东(1975-),男,辽宁人,高级工程师,硕士,主要从事 SAW 技术应用及物联网等研究。通信作者:卞振宇(1982-),男,辽宁人,工程师,主要从事变电运维的研究。

有线传感器和无线传感器均可提供状态监测数据^[5-6]。在操作约束大的应用中(如旋转电机、无人机、大规模系统等),无线传感器网络(WSN)优于有线传感器网络^[7]。文献[8]通过聚类传感器节点并计算每个区域传感器节点的通信量确定基站位置坐标,构建以最大化能量补充设备驻站时间比为目的的跨层优化问题,并将其转化为具有等优性的线性规划问题,延长了 WSN 的生存周期,使其支持各种传感器,且降低了部署复杂度。在 PM 中使用 WSN 可覆盖更多部件,提供更多有用数据。但为了在 PM 中高效使用 WSN,必须解决传感器提供信息的精度和可靠度、传感器询问机制及数据传输协议^[9]等问题。此外,如果传感器被安装后无法进行维护,可以使用无电池传感器以实现远程询问。文献[10]尝试在硅基射频识别(RFID)上加入传感能力,但受限于 CMOS 涂层硅的温度范围。

为此,本文提出基于声表面波(SAW)的无源无线传感器网络测温方法,利用无线通信以多跳方式将数据传递至终端用户。测量单元在使用射频电子时,一方面对短距离采用雷达测量以采集传感器数值,另一方面通过多跳数字无线链路发送处理信息。因此,该网络支持工业系统监测,健康状态评估,检测并确认故障及预测工作寿命。由于采用了无源无线传感器,其可部署在旋转装置中(如风力涡轮机、涡轮风扇等)或恶劣区域,采集可靠且有代表性的相关数据,并处理这些数据,以执行对目标工业应用的环境检测和预见性维护。

1 SAW 传感器与数据采集

1.1 SAW 传感器

所提监测应用中,传感元件为无源换能器,通过远场射频链路进行探测,并通过相关询问单元采集数据。换能器的固有材料特性会随环境(应力或温度)的变化而变化,因此,可以通过对换能器的雷达截面(作为协同目标)进行表征来探测这种物理量。为降低协同目标相对于电磁能量约束机制的维度,使用压电基板将电磁波转换为声波后,利用声波将能量存储在声波谐振器中。此技术广泛用于模拟射频信号处理和 SAW 器件中,并对 SAW 谐振器的频率相关响应进行探测^[11]。因此,选择能提供 I/Q 解调模拟输出的收发器,并分析提取相关信息所需的信号处理步骤。

另外,利用已有的路由协议进行系统设计。Ti-

nyOS^[12]内存占用与低功耗微控制器架构相兼容,具有模块化、实时性的特点,且在实施低电平射频层后可支持多种无线传感器路由协议。TinyOS-2.x 提供了即芯片配置(见图 1)。在配置射频调制解调器后,Xe1203Uart 可以处理常见的数字数据传输活动。硬件对传输报头进行模式匹配,以验证接收到的射频(RF)信号。通过低功率接收模式下的无线电调制解调器,在硬件层对该模式进行检测,并用于触发 STM32 微控制器的唤醒,否则其将停留在低功耗模式下。

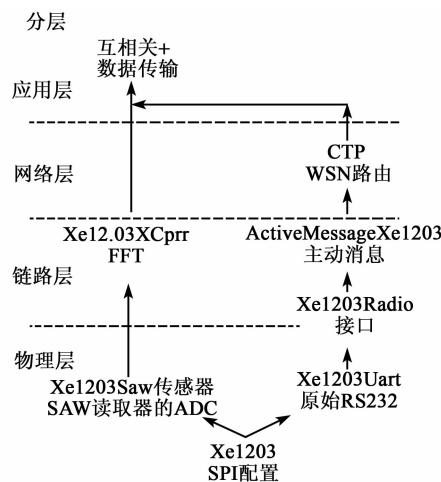


图 1 TinyOS-2.x 中开发的软件层

1.2 SAW 传感器的数据采集

本文使用 SAW 技术感测温度值分为以下 4 个步骤:

- 1) 对询问中使用的射频频段进行监测,以评估另一个测量或通信是否正在进行中。
- 2) 获得 SAW 换能器后向散射传递函数,并利用 RF 器件的模拟能力识别相关特征。
- 3) 利用 RF 器件的数字通信功能,向询问器发送应答信号。
- 4) 通过定标系数将频率转换为物理量。

图 2 为输入电信号的接收及其转换为 SAW 传感器上声波的方式。

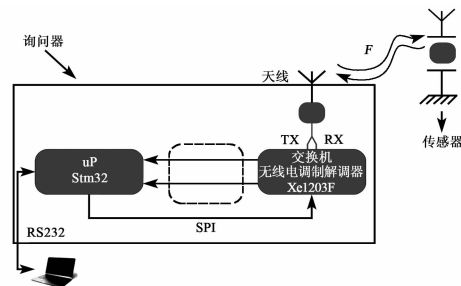


图 2 SAW 传感器询问系统架构

2 基于询问器的数据传输

所提方法中,硬件使用无线电调制解调器作为中央处理单元的外围设备,以对无源传感器应答进行探测。在获取必要信息后,重新配置无线电调制解调器,以实现数字通信。点对点配置中,数据汇聚节点的能量约束很小(始终处于唤醒状态),数据源可能是电池供电,所有在未发生询问或通信时,需要通过切换到睡眠模式并关闭所有外围设备来节约能量。但该方法在所有节点参与到多跳网络中的情况下需要一定程度的同步化操作。

2.1 干涉问题

2.1.1 同时发送管理

网络由4类节点组成。每类节点在网络中发挥不同作用,以将数据包转发至根节点(见图3)。图3中的4类节点产生的数据有:

- 1) 生成器产生要发送至根节点的数据。
- 2) 嗅探器仅可侦听转发的数据包。
- 3) 网络内处理器拦截并更新转发的数据包。
- 4) 用户为根节点,对转发数据包进行接收采集。

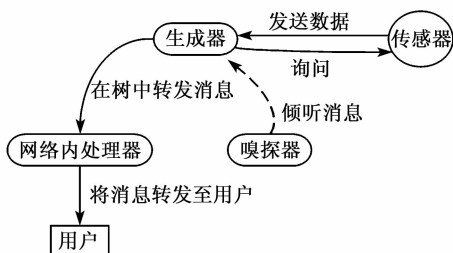


图3 4种类型的节点

同时发送的询问器之间会产生冲突,实际应用中,干扰会显著降低网络效率和可靠性。通常,两种情况下会发生干扰,即

- 1) 在节点探测传感器应答时,附近一些节点正在通信,此时,发射的无线电频率脉冲可能会与邻近节点产生干扰。
- 2) 当若干个节点同时发送一些通信数据包时,可能会产生冲突。上述情况会造成数据包受损和丢失。

Xe1203 无线电调制解调器未进行避免此类冲突的硬件冲突检测。因此,必须通过软件层来管理介质访问,以避免网络出现干扰。

2.1.2 先听后送方法

为允许邻近节点同时发送消息,需要设计介质访问控制机制。在本文研究的无线局域网中,介质为电磁环境,对于某个给定频率,介质不可被一个以上的网络实体使用。

本文使用先听后送(LBT)方法,其中每个节点在发送数据前先对介质进行侦听以检测其他节点的活动。若介质为空闲,则节点可立即发送;否则,将发送操作延迟随机选定的时长。

当两个节点同时发送数据时,无法检测到介质使用,仍会发生冲突。此时,通过上层网络层处理该冲突,如使用确认系统,要求对丢失数据包进行重传。

2.1.3 媒体访问控制层的设计

控制媒体访问的软件部分为媒体访问控制(MAC)层。为将算法的检测部分和介质控制部分分割开来,需要连接两个组件。

首先,通过 Xe1203DetectMediumAccess 组件完成 LBT 方法的检测部分。该组件负责侦听介质,并指示是否存在另一个正在发送数据的网络实体。其次,另一个组件 Xe1203MediumAccessControl 包含物理地址(MAC)层逻辑。该组件使用上一个组件检测介质可用性。其提供请求访问介质的功能,并在介质空闲时发出回调信号。

2.1.4 在 TinyOS 内使用 MAC 层

由于通信部分和传感器询问模块可能会在网络中产生干扰,两者均使用了 MAC 层。询问传感器的节点,以及在网络中通信的节点,均应该等待至介质为可用,TinyOS 为封装平台相依组件,因此可在 Xe1203 层添加一个 MAC 层,而无需对上层进行调整。

2.2 询问器网络通信

此类网络将询问器读取的传感器测量数据传递至网络采集点(也称为根节点或汇聚节点)。

2.2.1 评估节点质量和链路质量

本文使用期望传输(ETX)估计值建立网络节点质量。节点质量为其父节点质量,及其与父节点间链路的质量之和。若节点的父节点为其自身(即节点为路由树的根),则其 ETX 值为 0。

$$\begin{cases} ETX_{\text{root_node}} = 0 \\ ETX_{\text{node}} = ETX_{\text{parent}} + ETX_{\text{link_to_parent}} \end{cases} \quad (1)$$

为计算一个节点的 ETX,必须估计该节点与其父节点之间的链路质量。假定两个节点间的汇聚节点是非对称的,则分别对入链和出链进行估计。节点 A、B 间链路质量为节点 A 至节点 B 的数据包传输的成功概率,该概率是指链路的数据包接收率(PRR):

$$PRR_{A \rightarrow B} = \frac{N_{\text{received}}}{N_{\text{total}}} \quad (2)$$

式中: N_{received} 为接受到的数据包数量; N_{total} 为链路数

据包总数量。

其中,节点 A 、 B 间链路的入链质量,为节点 B 针对单向链路节点 $A \rightarrow$ 节点 B 做出的假设。节点 A 、 B 间链路的出链质量,为节点 B 针对单向链路节点 $B \rightarrow$ 节点 A 做出的假设。节点 A 、 B 间的双向链路质量为入链质量(节点 $A \rightarrow$ 节点 B)和出链质量(节点 $B \rightarrow$ 节点 A)的积。另外,每个节点仅可利用接收到的确认消息,计算与其父节点之间链路的出链质量。因此,需要使用共享估计机制,以允许节点计算其估计值。

2.2.2 路由的发现和维持

高效的采集网络应能够发现将数据转发至汇聚节点的最优路径。在网络拓扑发生变化时,应调整或更换路径。采集树协议利用节点估计,找到通往根节点的最优路径,在节点需要转发数据包的情况下,采集树协议在邻近节点中找到具有最低 ETX 的节点。由此,利用节点的不同 ETX 来发现路由。

当节点的 ETX 低于其父节点时,网络会中断。在向汇聚节点传递消息时,后续节点的 ETX 是递减的。若 ETX 沿路径增加,则会产生回路。特殊情况下,网络必须改变至汇聚节点的路径。若节点被关闭、替换或移动,则网络可能需要寻找新路径。

网络中的每个节点有其自身的网络拓扑表现形式。为维护其表现形式,节点利用自适应信标方法与邻近节点共享估计。事实上,只有在网络不稳定时,节点才需要共享数据。利用自适应信标,使得网络可以在必要时快速进行调整,其他时候则尽量减少节点使用。

3 数据测量结果与开发

3.1 测量结果

本文的测量平台如图 4 所示,包括传感器件和询问单元。此处利用移相器和衰减器对读取器单元和传感器之间的不同距离进行模拟。模拟传感器的特性取决于信噪比及 RF 链路预算,因此,服务质量信息必须与每个测量结果关联,以使用户评估每次测量的有效性和准确性。每个测量值都是多个传感器询问的平均结果,该均值操作与平均样本上标准偏差的计算能力相关。因此,向用户提供 3 个等级的服务质量:

1) 超额标准偏差(由用户要求定义)允许剔除在超额射频干扰过程中出现的测量值。

2) 假定标准偏差足够低,由反馈回路控制发射功率,该回路将接收功率控制在模数转换器的最优

操作条件下。将发射功率保持在反馈回路允许范围内,并放置发射功率($+10 \sim -22$ dBm)触及极限,为记录下准确测量值提供了最优条件。

3) 若发射功率达到极限,通过分析返回功率得到返回信号的质量,其边界应与模数转换器的边界保持一定距离。

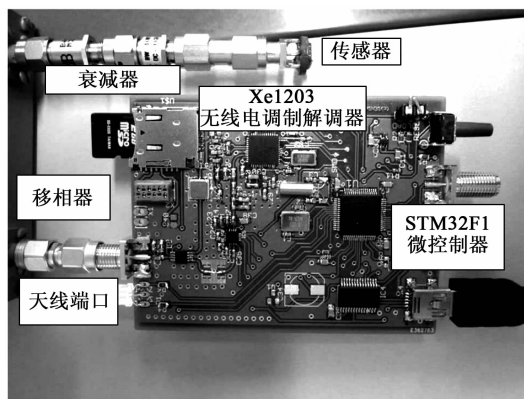


图 4 本文测量平台实物

将多次测量结果上的标准偏差作为服务质量指标,用于计算标准偏差的样本数量是有效性分析的强制性因素;如果在将数值传输给用户时,在超时前可进行一次采集,则标准偏差为空,但与服务质量无关。

图 5 为应用定标系数对谐振频率测量值与温度进行转换前的原始数据。由图 5(a)可知,在数据验证中,需要使用自动化程序去除这种伪迹。图 5(b)、(c)给出了两个指标。图 5(b)中的数据用以探测传感器信号。发射功率上的反馈回路(最大值为 $+10$ dBm,最小值为 -21 dBm)是将传感器返回的测量功率保持在模数转换器的中等范围,因此,发射功率的大幅下降意味着额外的射频干扰。由图 5(c)可知,急剧上升的曲线表示链路预算较差。通过标准偏差上的阈值,高效移除离群点。

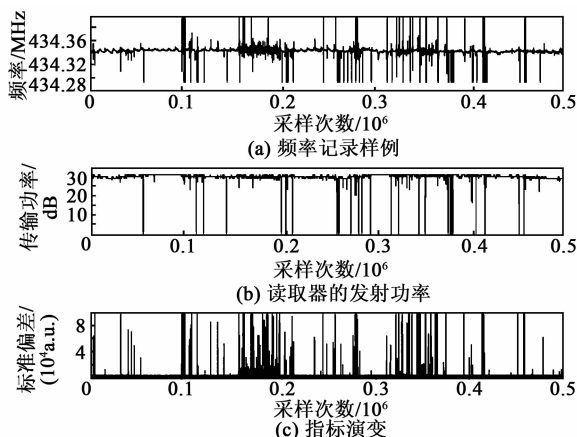


图 5 实验期间的原始测量结果

对于静态传感器,若协同目标在允许范围内,则可成功获得大部分传感器雷达截面属性,即可得到预定数量的平均值。在对温度信息的质量进行远程验证后,必须通过网状网络传输该信息,对数据传输相关的数据丢失风险进行评估。数字通信基于 MAC 共享 RF 频谱,在循环冗余校验的基础上评估传输期间的数据损坏情况,并进行基于路由协议的多跳通信。

3.2 数据开发

本文进行了持续 1 年半的室内和室外温度测量实验,以验证所提无线无源传感器方法在采集和路由数据方面的可靠性,如图 6、7 所示。实验期间,每 5 min 将询问单元打开 5 s,由此得到 2 347 215 个采集和传输样本。安装在室内的 1 个传感器得到 1 717 415 个有用数据,将另一个传感器固定在室外窗边。2 个传感器距离询问雷达单元的距离均为 10 m,通过自动唤醒每 5 min 采集一次数据。实验中,读取器连接主电源,无唤醒时长限制,对图 5 所示的原始数据进行处理后得到该数据集。

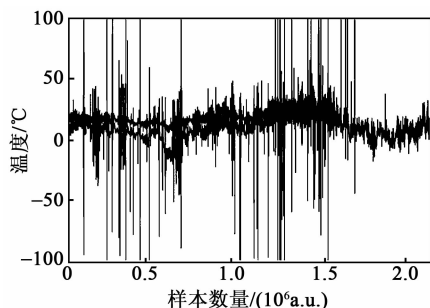


图6 推导出温度并进行一致性检验的结果

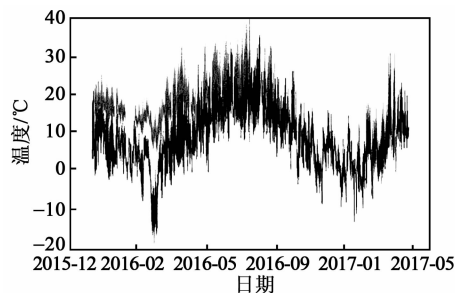


图7 通过无线链路采集到的样本

利用第 2 节介绍的各种服务质量指标,在该数据集上进行评价。由于对 SAW 传感器进行探测是模拟测量,因此数据质量与信噪比直接相关。由于该试验的目的是最大限度扩大询问范围,接收信号处于检测极限阈值,任何障碍都会造成标准偏差测量值的增加,任何主动干扰都将导致接收阶段饱和。

在实验持续的时间中,应用这两个标准,将连续(每 5 min)采集到的数据排除了 4.4%。应用定标系数,从过滤后的测量结果中推导出温度,并对得出的数据集进行一致性检验:排除不合理的温度值会导致计算出负平方根的频率值(在初始处理后的 1 641 907 个样本中仅有 67 个样本的数值会导致这种情况,占比约 0.004%(见图 6))。

由此,对于得出的数据集,用户可以在温度结果上定义各种过滤器,仅保留合理范围内的数据,防止误警(见图 7)。事实上,传感器收集的数据包含应该保留的与系统和环境相关的有用数据^[13]。数据预处理步骤后,首先进行数据处理,以提取相关特征,并建立健康指标以对系统健康状态进行建模。然后,使用这些特征作为专门设计的故障检测、故障诊断和故障预测算法的输入,以提醒用户系统可能的故障,并估计系统剩余工作时间。最后,利用该信息,采取合适的系统操作相关决策。决策可能包含中止系统、变更控制规则、修改任务、重新配置组件利用等。

4 结束语

本文提出了基于无线 SAW 传感器网络的工业系统监测平台。系统中使用固定在压电器件上的无源 SAW 传感器,使用电池供电的询问单元对 SAW 传感器进行探测。传感数据经过多跳路由,在一个或多个采集点完成数据采集。将传感器捕捉到的信息路由到平台,以支持工业系统监测,评估系统健康状态。多个传感器和询问器可扩展网络覆盖,提升数据可靠性,且可处理包含不同类型的传感器网络。

参考文献:

- [1] 林文芳. 面向非均衡工业数据的预测性维护模型研究[D]. 北京:北京邮电大学,2019.
- [2] VASANTHI M S, RAO T R, PRASAD M A. Radio frequency transceiver architecture energy efficiency analysis for wireless sensor communications[J]. Journal of Circuits, Systems and Computers, 2015, 24(2): 117-126.
- [3] HU C, YOUN B D, WANG P, et al. Ensemble of data-driven prognostic algorithms for robust prediction of remaining useful life [J]. Reliability Engineering & System Safety, 2012, 43(15): 29-39.
- [4] 吴春其. 基于参数监测与故障诊断的预见性维护及应

- 用[J]. 机械研究与应用, 2013(1):59-60.
- WU Chunqi. Study of predictive maintenance & its applications based on the parameter monitoring and fault diagnosis[J]. Mechanical Research & Application, 2013(1):59-60.
- [5] 陈衍庆, 余银犬. 超低功耗无线传感器技术应用与智能状态监控[J]. 华东交通大学学报, 2019, 36(4):1-7.
- [6] 段毅. 智能传感器技术发展综述[J]. 微电子学, 2018, 48(4):504-507.
- [7] BASAGNI S, PETRIOLI C, SPENZA D. CTP-WUR: The collection tree protocol in wake-up radio WSNs for critical applications[C]//Hawaii, USA; 2016 International Conference on Computing, Networking and Communications(ICNC), 2016.
- [8] 王丁玓, 丁煦, 赵冲, 等. 带无线能量补充设备的无线传感器网络基站部署策略[J]. 计算机工程, 2020, 46(1):164-171.
- [9] 魏康林, 温志渝, 赵新强, 等. 基于 MEMS 的结构监测无线传感器网络研究进展[J]. 压电与声光, 2010, 32(4):692-696.
- WEI Kanglin, WEN Zhiyu, ZHAO Xinqiang, et al. Research advances in MEMS-based wireless sensors network for structural health monitoring[J]. Piezoelectrics & Acousto-optics, 2010, 32(4):692-696.
- [10] BERIAIN A, SOLAR H, BERENGUER R, et al. A very low power 7.9 bit MEMS pressure sensor suitable for batteryless RFID applications[C]//Texas, USA; 2014 IEEE 57th International Midwest Symposium on Circuits and Systems(MWSCAS), 2014:102-111.
- [11] 马海林, 李源, 何虎. 基于 ESL 的多核雷达信号处理芯片的架构探索[J]. 计算机工程与设计, 2016, 37(1):65-70.
- MA Hailing, LI Yuan, HE Hu. Multi-core SoC architecture exploration of radar digital system based on ESL[J]. Computer Engineering and Design, 2016, 37(1):65-70.
- [12] MARTINCIC F, SCHWIEBERT L. Introduction to wireless sensor networking[M]. New York: Springer, 2015.
- [13] SOUALHI A, MEDJAHHER K, ZERHOUNI N. Bearing health monitoring based on Hilbert-Huang transform, support vector machine, and regression[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2015, 64(1):52-62.

(上接第 465 页)

- [11] YU F, QIANG T, WANG W Z, et al. A 2.7 GHz low phase noise LC-QVCO using the gate-modulated coupling technique[J]. Wireless Personal Communications, 2016, 86(2):671-681.
- [12] IKEDA S, LEE S, ITO H. A 0.5 V 5.96 GHz PLL with amplitude-regulated current-reuse VCO[J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2017, 27(3):302-304.
- [13] ALBITTAR I F I, HAKAN D, MEHMET T O. A novel biasing technique for low phase noise voltage controlled oscillators[J]. Microelectronics Journal, 2018, 72:120-125.
- [14] KIM J, PARK J, KIM J G. A low phase noise multi-band LC VCO using a switched differential inductor[J]. IEICE Electronics Express, 2018, 15(7):20180155.
- [15] ZOU W, ZOU X C, REN D M, et al. 2.49-4.91 GHz wideband VCO with optimised 8-shaped inductor[J]. Electronics Letters, 2019, 55(1):55-56.

(上接第 470 页)

- [2] LI W, GUO Y J, TANG Y L, et al. Room-temperature ammonia sensor based on ZnO nanorods deposited on ST-cut quartz surface acoustic wave devices[J]. Sensors, 2017, 17:1142.
- [3] TANG Y L, LI Z J, MA J Y, et al. Ammonia gas sensors based on ZnO/SiO₂ bi-layer nanofilms on ST-cut quartz surface acoustic wave devices[J]. Sensors Actuators B Chem, 2014, 201:114-121.
- [4] 王睿, 张万里, 彭斌, 等. 谐振型 SAW 无线无源传感器的测试系统研究[J]. 压电与声光, 2016, 38(4):566-569.
- WANG Rui, ZHANG Wanli, PENG Bin, et al. Research on the measurement system for wireless passive resonant SAW sensors[J]. Piezoelectrics & Acousto-optics, 2016, 38(4):566-569.
- [5] 王露, 王登攀, 杜波, 等. 一种新型 SAW 气体传感器的设计[J]. 压电与声光, 2015, 37(1):20-23.
- WANG Lu, WANG Dengpan, DU Bo, et al. Design of a novel SAW gas sensor[J]. Piezoelectrics & Acousto-optics, 2015, 37(1):20-23.

大孔径中波声光可调滤光器

张泽红,王智林,刘 玲,陈永峰

(中国电子科技集团公司第二十六研究所,重庆 400060)

摘 要:介绍了一种采用氧化碲晶体做声光介质材料的大孔径中波($3\sim 4.5\ \mu\text{m}$)声光可调滤光器。通过优化设计,其通光孔径可达 $20\ \text{mm}\times 20\ \text{mm}$,与常用声光可调滤光器(光孔径 $10\ \text{mm}\times 10\ \text{mm}$)相比,其光通量提高了3倍。这种声光可调滤光器是针对入射 o 光进行设计的,其采用单片换能器结构。结果表明,通过优化设计,该大孔径中波声光可调滤光器实现了滤光范围为 $3.0\sim 4.5\ \mu\text{m}$,分离角为 5.25° ,衍射效率大于 60% ,光谱分辨率小于 $45\ \text{nm}$ 。

关键词:声光可调滤光器;光波长;o 光;衍射效率

中图分类号:TN65;TM23 **文献标志码:**A **DOI:**10.11977/j.issn.1004-2474.2020.04.010

A Large Aperture Medium-wave Acousto-optic Tunable Filter

ZHANG Zehong, WANG Zhilin, LIU Ling, CHEN Yongfeng

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

Abstract:In this paper, a large aperture medium-wave ($3\sim 4.5\ \mu\text{m}$) acousto-optic tunable filter using tellurium oxide crystal as acousto-optic medium material is introduced in this paper. Through optimizing the design, its clear aperture has reached $20\ \text{mm}\times 20\ \text{mm}$, and its luminous flux has increased by 3 times compared with the commonly used acousto-optic tunable filters (optical aperture $10\ \text{mm}\times 10\ \text{mm}$). This acousto-optic tunable filter is designed for the incident o-light, which adopts a single-chip transducer structure. The results show that through design optimization, the filter achieves a filter range of $3.0\sim 4.5\ \mu\text{m}$, a separation angle of 5.25° , a diffraction efficiency of greater than 60% , and a spectral resolution of less than $45\ \text{nm}$.

Key words:acousto-optic tunable filter(AOTF); wavelength; ordinary light; diffraction efficiency

0 引言

中波($3\sim 5\ \mu\text{m}$)为大气窗口,光波衰减小,是光谱成像探测的常用波段。利用中波声光可调滤光器(简称“中波滤光器”)制作的中波光谱成像系统具有凝视成像,光谱分辨率高,无运动部件,响应速度快,重现性好及环境适应性好等优点,其工作方式灵活、方便,工作波长既可以连续扫描,也可以针对多个特征光谱跳选,还可以通过编程实现多波长同时工作,达到迅速识别单一波段无法识别复杂目标的目的^[1]。

1 主要参数设计

1.1 光谱范围、工作频率与光谱分辨率

氧化碲晶体的声光优值高,是制作声光可调滤光器的常用晶体材料,因此,本文采用氧化碲晶体为声光互作用介质材料。为了尽可能多的汇聚光能量,中波滤光器采用具有大孔径的非同向工作模

式设计。根据入射光偏振模式的不同,非同向大孔径声光可调滤光器有两种工作模式,即:

1) e 光入射型。入射光为 e 光(非寻常光),得到的衍射光为 o 光(寻常光)。

2) o 光入射型。入射光为 o 光(寻常光),得到的衍射光为 e 光(非寻常光)。

根据偏振光成像分析的需要,本文采用 o 光入射型工作模式,其波矢量布局如图 1 所示^[2]。

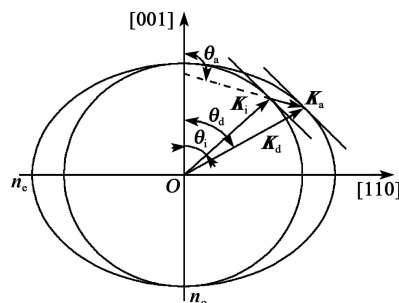


图 1 o 光入射型滤光器的波矢量布局

在图 1 中, $[001]$ 轴为氧化碲晶体光轴, 圆的半径是 o 光的折射率 n_o , 椭圆的长、短轴分别为 e 光的折射率 n_e 和 o 光的折射率 n_o , θ_d 为衍射光极角 (衍射光与光轴的夹角, 简称“衍射角”); θ_i 为入射光极角 (入射光与光轴的夹角, 简称“入射角”); θ_a 为超声极角 (超声波与光轴的夹角, 简称“超声角”)。 $\mathbf{K}_i$ 、 $\mathbf{K}_d$ 和 $\mathbf{K}_a$ 分别为入射光波矢量、衍射光波矢量和超声波矢量, 对于入射 o 光, $\mathbf{K}_i$ 、 $\mathbf{K}_d$ 和 $\mathbf{K}_a$ 的相互关系为

$$\mathbf{K}_d = \mathbf{K}_i + \mathbf{K}_a \quad (1)$$

根据 o 光入射型滤光器的非同向大角孔径理论^[2], 衍射 e 光在晶体内的 θ_d 为

$$\theta_d = \arctan \left[\left(\frac{n_e}{n_o} \right)^2 \times \tan \theta_i \right] \quad (2)$$

衍射 e 光在晶体外的衍射角 θ_d^0 为

$$\theta_d^0 = n_d \times \arctan \left[\left(\frac{n_e}{n_o} \right)^2 \times \tan \theta_i \right] \quad (3)$$

式中 n_d 为衍射 e 光的折射率, 则有:

$$n_d = 1 / \sqrt{\cos^2 \theta_d / n_o^2 + \sin^2 \theta_d / n_e^2} \quad (4)$$

θ_i 对应的 θ_a 为

$$\theta_a = \arctan \left(\frac{n_d \times \sin \theta_d - n_o \times \sin \theta_i}{n_d \times \cos \theta_d - n_o \times \cos \theta_i} \right) \quad (5)$$

滤出的光波长 λ_0 与工作频率 f 的调谐关系为

$$\lambda_0 = \frac{V}{f} \sqrt{n_d^2 + n_o^2 - 2n_d n_o \cos(\theta_i - \theta_d)} \quad (6)$$

衍射 e 光的光谱分辨率 $\Delta\lambda_0$ 为

$$\Delta\lambda_0 = \frac{1.8\pi\lambda_0^2}{Lb \sin^2 \theta_d} \quad (7)$$

式中: b 为氧化碲晶体的色散常数; L 为滤光器的声光相互作用长度。晶体外, 衍射 e 光与入射光的分离角 $\Delta\theta$ 为

$$\Delta\theta = \theta_d^0 - \theta_i \quad (8)$$

1.2 孔径角

o 光入射型滤光器的 $\mathbf{K}_i$ 、 $\mathbf{K}_d$ 和 $\mathbf{K}_a$ 的角度关系如图 2 所示。

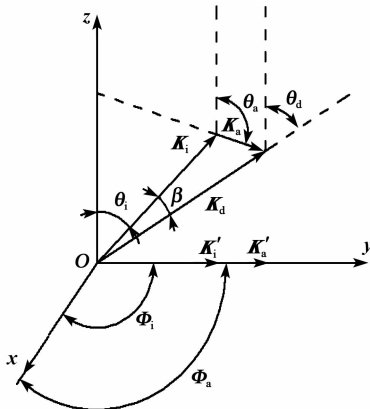


图 2 波矢量角度关系

图 2 中, β 为介质内入射光与衍射光之间的夹角; yz 面为声光相互作用面; $\mathbf{K}_a'$ 是 $\mathbf{K}_a$ 在 xy 面上的投影, Φ_a 是 $\mathbf{K}_a'$ 与 x 轴的夹角; $\mathbf{K}_i'$ 是 $\mathbf{K}_i$ 在 xy 面上的投影, Φ_i 是 $\mathbf{K}_i'$ 与 x 轴的夹角。根据 o 光入射型滤光器非同向大角孔径理论^[2], 晶体外的水平方向孔径角 $\Delta\theta_i^0$ 为

$$\Delta\theta_i^0 = n_d \cdot \sqrt{\frac{3.6\lambda_0}{n_o \Delta n \sigma L}} \quad (9)$$

其中

$$\sigma = \{ (2n_o^7 n_e^4 + 4n_o^7 n_e^4 \sin^2 \theta_i + 4n_o^3 n_e^8 \sin^2 \theta_i \tan^2 \theta_i - 6n_o^3 n_e^8 \tan^2 \theta_i) / [(n_o^4 + n_e^4 \tan^2 \theta_i)^3 \cos^4 \theta_i] \} - (\sin^2 \theta_d / n_o) \quad (10)$$

晶体外的竖直方向孔径角 $\Delta\Phi_i^0$ 为

$$\Delta\Phi_i^0 = n_d \cdot \sqrt{\frac{0.9\lambda_0}{L \sin \theta_a \sin \theta_i [n_d^2 + n_o^2 - 2n_d n_o \cos(\theta_i - \theta_d)]}} \quad (11)$$

当 $\theta_i = 20^\circ$, $L = 21$ mm 时, 利用式 (9)、(11) 可得不同 λ_0 的 $\Delta\theta_i^0$ 和 $\Delta\Phi_i^0$, 如表 1 所示。

表 1 不同 λ_0 的 $\Delta\theta_i^0$ 和 $\Delta\Phi_i^0$

$\lambda_0 / \mu\text{m}$	$\Delta\theta_i^0 / (^\circ)$	$\Delta\Phi_i^0 / (^\circ)$
3.0	6.40	8.04
3.1	6.51	8.18
3.2	6.61	8.31
3.3	6.72	8.44
3.4	6.82	8.56
3.5	6.92	8.69
3.6	7.02	8.81
3.7	7.11	8.93
3.8	7.21	9.05
3.9	7.30	9.17
4.0	7.40	9.29
4.1	7.49	9.41
4.2	7.58	9.52
4.3	7.67	9.63
4.4	7.76	9.74
4.5	7.82	9.85

1.3 衍射效率

对于光孔径 $20 \text{ mm} \times 20 \text{ mm}$ 的滤光器, 声波传输距离大, 设计时必须考虑声波的衰减影响, 因此, 采用考虑了声波衰减系数的衍射效率公式^[3]:

$$\eta = \sin^2 \left[\frac{\pi}{\lambda_0} \sqrt{\frac{10^{19} \times M_2 L k P}{2 H \mu m f^2}} \right] \quad (12)$$

式中: M_2 为氧化碲晶体的声光优值; k 为换能器机电耦合系数; H 为光孔径; μ 为 1 GHz 声波在距离换能器 10 mm 处的声波衰减系数 (290 dB/(cm · GHz²)); m 为光到换能器的距离。

θ_i 对声光可调滤光器的光谱范围、 f 、衍射效率(η)、 $\Delta\theta$ 、 $\Delta\lambda_0$ 等参数的影响均较大。目前成熟的氧化碲晶体长度为 60 mm,制作光孔径 20 mm×20 mm的滤光器能达到的最佳相互作用长为 21 mm。当 $L=21$ mm、驱动电功率 $P=8$ W 时,利用式(6)~(8)、(11)可得 θ_i 不同的光谱范围、 η 、 $\Delta\theta$ 、 f 和 $\Delta\lambda_0$,如表 2 所示。

表 2 θ_i 不同时的各项参数

$\theta_i/(^\circ)$	光谱范围/ μm	$\eta@4.5\ \mu\text{m}/\%$	$\Delta\theta/(^\circ)$	f/MHz	$\Delta\lambda_0/\text{nm}$
18	3.0~4.5	78.6	4.839	13.0~19.6	23.0~53.2
19	3.0~4.5	77.1	5.064	13.8~20.8	21.0~47.9
20	3.0~4.5	76.0	5.283	14.6~21.9	19.1~43.5
21	3.0~4.5	74.4	5.495	15.4~23.1	17.4~37.8
22	3.0~4.5	72.5	5.700	16.1~24.3	16.0~36.5
23	3.0~4.5	71.1	5.897	16.9~25.4	14.8~33.7

由表 2 可知,在 L 和 P 一定时, θ_i 越小,衍射效率越高, f 越低, $\Delta\lambda_0$ 越大、 $\Delta\theta$ 越小;反之, θ_i 越大,衍射效率越低, f 越高, $\Delta\lambda_0$ 越小、 $\Delta\theta$ 越大。

器件的 $\Delta\theta$ 对整机系统的体积影响较大。 $\Delta\theta$ 越小,需要分开衍射光的距离越长,成像系统的体积越大;反之, $\Delta\theta$ 越大,需要分开衍射光的距离越短,成像系统的体积越小,因此,为减小成像系统整机的体积,则 $\Delta\theta$ 尽可能高。

综合考虑, $\theta_i=20^\circ$ 时滤光器的衍射效率、 $\Delta\theta$ 、 f

与 $\Delta\lambda_0$ 为最佳,因此, $\theta_i=20^\circ$ 时,不同 λ_0 对应的 f 、 $\Delta\theta$ 及 $\Delta\lambda_0$ 如表 3 所示。

表 3 不同 λ_0 对应的 f 、 $\Delta\theta$ 及 $\Delta\lambda_0$

$\lambda_0/\mu\text{m}$	f/MHz	$\Delta\theta/(^\circ)$	$\Delta\lambda_0/\text{nm}$
3.0	21.9	5.285	19.06
3.1	21.2	5.284	20.38
3.2	20.5	5.283	21.75
3.3	19.9	5.282	23.16
3.4	19.3	5.281	24.61
3.5	18.8	5.280	26.11
3.6	18.2	5.279	27.65
3.7	17.7	5.279	29.24
3.8	17.3	5.278	30.87
3.9	16.8	5.277	32.55
4.0	16.4	5.277	34.26
4.1	16.0	5.276	36.03
4.2	15.6	5.276	37.83
4.3	15.3	5.275	39.69
4.4	14.9	5.275	41.58
4.5	14.6	5.274	43.52

由表 3 可知,中波滤光器平均分离角为 5.279° , $3\sim 4.5\ \mu\text{m}$ 光谱内,最大的角度偏差为 0.011° ,因此,中波滤光器可不用考虑衍射光角度漂移的问题。

利用式(12)可得不同 λ_0 的 η (见表 4)。由式(12)可知, η 与 λ_0 的平方成反比,即 λ_0 越长, η 越小。解决的办法是随着 λ_0 的增加而增大 P ,以弥补 η 的降低。

表 4 不同 λ_0 的衍射效率

		$\eta/\%$								
		3.0 μm	3.2 μm	3.4 μm	3.6 μm	3.8 μm	4.0 μm	4.2 μm	4.4 μm	4.5 μm
到换能器 距离/mm	1	96.3	94.0	91.6	89.0	86.4	83.8	81.3	78.8	76.8
	5	95.9	93.6	91.1	88.5	86.0	83.4	80.9	78.5	76.5
	9	95.5	93.1	90.7	88.1	85.6	83.0	80.6	78.2	76.2
	13	95.0	92.7	90.2	87.7	85.1	82.7	80.2	77.9	75.9
	17	94.5	92.2	89.7	87.2	84.7	82.3	79.9	77.5	75.6
平均衍射效率/%		95.2	92.9	90.4	87.9	85.3	82.8	80.4	78.0	76.0
P/W		6	6.3	6.6	6.9	7.2	7.5	7.8	8.1	8.1
f/MHz		21.9	20.5	19.3	18.2	17.3	16.4	15.6	14.9	14.6

由表 4 可知, λ_0 对 η 的影响较大,虽然 P 随着 λ_0 的增加而增大,但 η 还是随着 λ_0 的增加而逐渐降低。

2 实验结果

我们利用单片换能器实现了 $3.0\sim 4.5\ \mu\text{m}$ 的滤光范围,实测工作频率为 $13.9\sim 20.8\ \text{MHz}$ 。器件外形如图 3 所示,驱动器外形如图 4 所示。

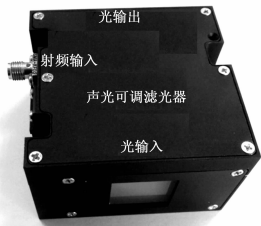


图 3 器件外形



图 4 驱动器外形

用 $3.2\text{ }\mu\text{m}$ 激光测试中波滤光器的 $\Delta\theta_i^0$ 为 6.3° , $\Delta\Phi_i^0$ 为 7.8° , 衍射光与 0 级光的分离角为 5.25° 。

使用上海技术物理所研制的声光可调滤光器测试系统测量, 滤出的光谱图形如图 5~7 所示。由图 5~7 可知, 滤出的中心波长分别为 $3\text{ }000\text{ nm}$ 、 $4\text{ }000\text{ nm}$ 和 $4\text{ }500\text{ nm}$, 这 3 个中心光波长对应的 η 分别为 90.3% 、 83.6% 和 64.2% , 对应的 $\Delta\lambda_0$ 分别为 21.8 nm 、 37.5 nm 和 43.9 nm 。

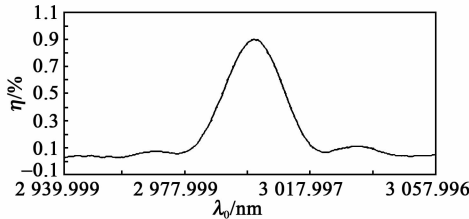


图 5 中心波长为 $3\text{ }000\text{ nm}$ 的光谱图形

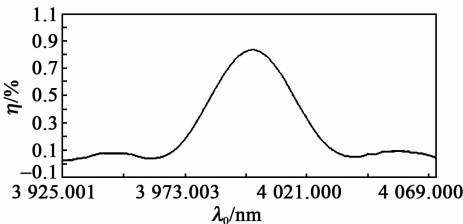


图 6 中心波长为 $4\text{ }000\text{ nm}$ 的光谱图形

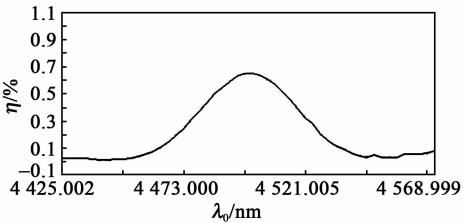


图 7 中心波长为 $4\text{ }500\text{ nm}$ 的光谱图形

$P\approx 10\text{ W}$ 时, 滤光器的 f 、 η 、 $\Delta\lambda_0$ 与 λ_0 的关系如表 5 所示。实测结果与理论值之间存在一定的差异, 差异主要是因为晶体加工误差、测量误差两方面。

表 5 η 、 f 、 $\Delta\lambda_0$ 与 λ_0 的实测关系

$\lambda_0/\mu\text{m}$	f/MHz	$\eta/\%$	$\Delta\lambda_0/\text{nm}$
3.0	20.8	90.3	21.8

续表

$\lambda_0/\mu\text{m}$	f/MHz	$\eta/\%$	$\Delta\lambda_0/\text{nm}$
3.1	20.1	89.1	22.0
3.2	19.5	88.4	22.8
3.3	18.9	85.2	24.3
3.4	18.4	80.2	25.6
3.5	17.8	79.4	26.9
3.6	17.3	80.6	28.5
3.7	16.9	81.0	30.4
3.8	16.4	81.6	33.8
3.9	16.0	82.4	35.5
4.0	15.6	83.6	37.5
4.1	15.2	81.2	38.1
4.2	14.8	76.4	39.3
4.3	14.5	69.8	40.9
4.4	14.2	67.0	42.8
4.5	13.9	64.2	44.5

3 分析与结论

通过优选入射极角, 中波滤光器较好地兼顾了光孔径、衍射效率和分离角等参数间的制约关系。在 $P\approx 10\text{ W}$ 时, 中波滤光器的技术指标: 光孔径为 $20\text{ mm}\times 20\text{ mm}$, 分离角为 5.25° , $\Delta\theta_i^0=6.3^\circ$ ($@3.2\text{ }\mu\text{m}$), 在全光谱范围内 $\eta>60\%$ 。与通光孔径 $10\text{ mm}\times 10\text{ mm}$ 的滤光器相比, 通光孔径 $20\text{ mm}\times 20\text{ mm}$ 的滤光器的光通量提高了 3 倍, 这样能大幅提高凝视型光谱成像系统的视场和通光能量, 进而大幅提高飞机导弹等目标的探测距离^[4-5]。

参考文献:

[1] 许洪, 王向军. 多光谱、超光谱成像技术在军事上的应用[J]. 红外与激光工程, 2007, 36(1): 257-264.

[2] 张泽红, 邓江涛. o 光入射型声光可调滤光器[J]. 压电与声光, 2019, 41(4): 476-480.

ZHANG Zehong, DENG Jiangtao. o-light incident acousto-optic tunable filter (AOTF) [J]. Piezoelectrics & Acoustooptics, 2019, 41(4): 476-480.

[3] 王晓新, 张泽红, 刘玲, 等. 大孔径可见光声光可调滤光器[J]. 压电与声光, 2019, 41(5): 635-638.

WANG Xiaoxin, ZHANG Zehong, LIU Ling, et al. Large aperture visible light acousto-optic tunable filter [J]. Piezoelectrics & Acoustooptics, 2019, 41(5): 635-638.

[4] 何建伟, 曹晨, 张昭, 等. 红外系统对隐身飞机的探测距离分析[J]. 激光与红外, 2013, 43(11): 1243-1248.

[5] 潘明杰, 连续, 张红刚, 等. 红外搜索跟踪系统探测距离估算方法[J]. 光电与控制, 2012, 19(9): 47-49.

基于石英晶片扭转效应的微小推力测量研究

任宗金, 朱晓雨, 张 军

(大连理工大学 机械工程学院, 辽宁 大连 116024)

摘 要:针对毫牛(mN)级电推进器输出推力的动态测量难题,该文基于压电式扭矩传感器开发了一种微小力测量装置,通过将推进器端“小力-大力臂”转化为测量端“小力臂-大力”的方式,将推进器输出的微小力转化成扭矩测量,实现了毫牛(mN)级微小力的测量。通过电磁力施加标准微小力的方式对测量装置进行静态标定,非线性误差和重复性误差分别为1.26%和1.43%。采用脉冲激励响应实验法获得测量装置在推力测量方向上的固有频率为35 Hz。试验结果表明,该测量装置对mN级电推进器微小输出力测量的可行性。

关键词:微小推力;压电石英;微推力测量;毫牛(mN)级力;电磁力标定

中图分类号:TN384;TM22 **文献标志码:**A **DOI:**10.11977/j.issn.1004-2474.2020.04.011

Research on Micro-Thrust Measurement Based on Torsional Effect of Quartz Wafer

REN Zongjin, ZHU Xiaoyu, ZHANG Jun

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

Abstract:In order to solve the problem of dynamic measurement of mN-level thrust output by electric thruster, a micro force measurement device based on piezoelectric torque sensor is developed in this paper. By converting the “little force-large force arm” of the thruster into the “little force arm-large force” of the measuring end, the tiny force output from the thruster is converted into torque measurement, and the measurement of the mN-level tiny force is realized. The measuring device is statically calibrated by applying a standard tiny force with electromagnetic force; the nonlinear error and repeatability error are 1.26% and 1.43% respectively. The natural frequency of the measuring device in the thrust measurement direction is 35 Hz by the pulse excitation response experiment method. The test result shows that the proposed device is feasible to measure the micro output force of mN-level electric thrusters.

Key words:micro-thrust; piezoelectric quartz; micro-thrust measurement; mN level force; electromagnetic force calibration

0 引言

随着深空探测任务的不断拓展,微小卫星因体积小,质量轻,发射方式灵活及成本低等优点而备受关注。由于微小卫星工作于外太空,其姿态与轨道控制通常采用推力输出毫牛(mN)级的电推进器。电推进器的推力输出性能是进行研发的重要基础,也是评判其能否进入工程应用的重要标准^[1-2]。

国际上从20世纪60年代起就开始研究微小推力测量技术,至今仍是研究热点。中国航天科技集团公司针对电火箭设计了基于天平结构的小推力自动测量系统^[3],测量量程为5~100 mN,当量程为5 mN时,测量误差为±2.6%,当量程为100 mN

时,测量误差为±0.18%;日本大阪大学设计了单摆结构的测量装置^[4],对电热脉冲等离子体推进器进行了测量,可测量微牛到毫牛($\mu\text{N}\sim\text{mN}$)量级的推进器;华中科技大学针对脉冲等离子体推进器设计了一种扭丝悬挂扭摆结构微推力测量装置^[5],单脉冲测量范围为 $1\ 350\ \mu\text{N}\cdot\text{s}$ 以内,分辨率为 $0.47\ \mu\text{N}\cdot\text{s}$,平均推力测量范围为 $264\ \mu\text{N}$ 以内,分辨率为 $0.09\ \mu\text{N}$,北京控制研究所利用扭摆台架和迈克尔逊式激光干涉位移计实现了推力、冲量和动态推力测量^[6],测试结果的最大绝对误差约为0.5 mN。从以上国内外文献来看,目前采用较多的测量方法是将推力转换为测试架的力学,通过传感器或光学元件测量

收稿日期:2020-04-26

基金项目:国家自然科学基金资助项目(51675084)

作者简介:任宗金(1978-),男,山东人,教授,博士后,主要从事传感测控技术的研究。通信作者:张军(1969-),男,吉林人,教授,博士,主要从事传感器及执行器理论的研究。

出位移/转角间接地求出推力^[1-2]。这类测力方法所采用的结构较复杂,不能直接测量出推力大小,且装置的刚度较低,动态性能受限,受环境影响大。

本文提出了一种采用石英晶体作为力敏感元件的微小力测量方法,石英晶体的换能特性避免了传统敏感元件的刚度与灵敏度相互矛盾的问题^[7]。基于石英晶体的扭转效应,采用分割电极法设计了一个小力值扭矩传感器,并在此基础上设计了微小力测量装置。

1 微推力测量装置的结构

1.1 传感器设计原理

扭转效应是指当石英晶片表面受到扭矩作用时,在扭矩作用表面产生极化电荷的过程,且产生的电荷密度大小与外加扭矩呈线性关系。通过合理地布置检测电极并将束缚电荷引出后,可实现石英晶片扭转效应的度量^[8-10]。本文选用 $Y0^\circ$ 切型晶片进行扭矩测量,当其中一个端面固定时,另一面受到一个与端面法线方向一致的扭矩(M)作用,如图 1 所示, $Oxyz$ 为设立的计算坐标系。当晶体被极化后,电中性被破坏,晶片因扭转而表现出的电效应可以用面束缚电荷来表示,束缚电荷密度^[10]为

$$\eta_{b_r}^+ = 0 \quad (1)$$

$$\eta_{b_y}^+ = -d_{25} \frac{2y}{\pi a^4} M \quad (2)$$

$$\eta_{b_z}^+ = d_{34} \frac{2x}{\pi a^4} M \quad (3)$$

式中: d_{25} 和 d_{34} 均为压电系数; η_b 为面束缚电荷密度; a 为晶片的半径;+表示坐标轴正方向。

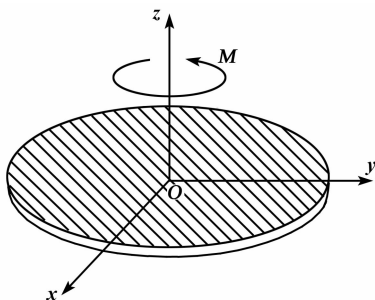


图 1 扭矩作用下的石英晶片

由式(1)~(3)可知, yz 表面电荷密度为 0; xz 表面是圆环面,无法贴放电极;而 xy 面上的电荷密度分布不均匀,且若以 y 轴为分界线,电荷密度的方向相反。因此在布置电极时,以 y 轴为分界线,采用分割电极法测量扭矩。

为方便传感器的装配,采用中间通有圆孔的两

片圆形的 $Y0^\circ$ 切型晶片和两片半圆环分割电极组成扭矩测量晶组,晶组与电极的引线如图 2 所示。

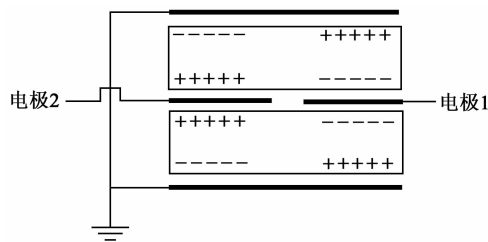


图 2 扭矩测量晶组与电极引线

将晶组封装后,与上、下盖一同装配成一个测力单元,如图 3 所示。

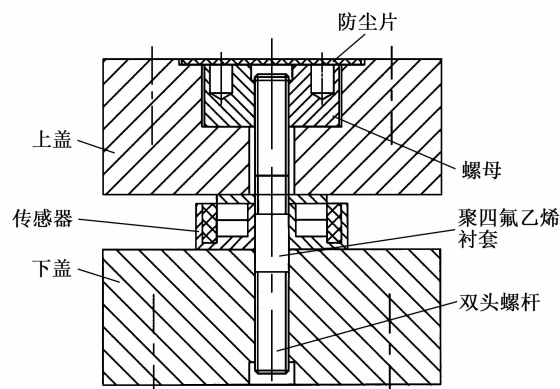


图 3 测力单元结构简图

1.2 测量装置的结构

图 4 为微推力动态测量装置的结构简图。装置主要由横梁、测力单元、支撑杆和磁块组成。测力单元与横梁和支撑杆通过螺栓连接;横梁为工字型结构且上面开有通槽,滚滑螺钉和双头螺栓可带动配重、推进器替代块及磁块沿着通槽在横梁上左右滑动,以此改变力臂的长度;通过调节配重在横梁上的位置来保持横梁平衡;用电磁力产生装置(力源装置)吸引磁块来模拟推进器产生的微小推力,并用该装置进行标定。在该测量装置中推进器待测推力方向与其重力方向垂直,因此不会有重力分量影响推力测量。

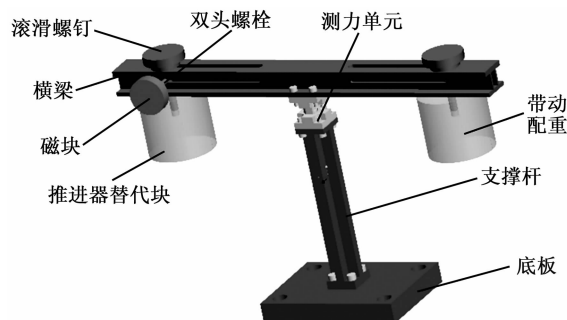


图 4 微推力动态测量装置的结构简图

2 静态性能实验

图5为标定实验的实物图,标定系统的主要部件有采集软件、电荷放大器、数据采集卡等。标定时,测量装置与电磁力产生装置一同固定在底板上,调节电磁力产生装置的位置,使其电磁铁与测力装置导磁块的中心对中,并将它们之间的气隙调节为9 mm。在静态标定过程中,通过DC电源控制输入到力源装置中的电流,使力源装置在推进方向依次施加0~10 mN的电磁力,多次测量后取平均值,最终拟合曲线如图6所示。

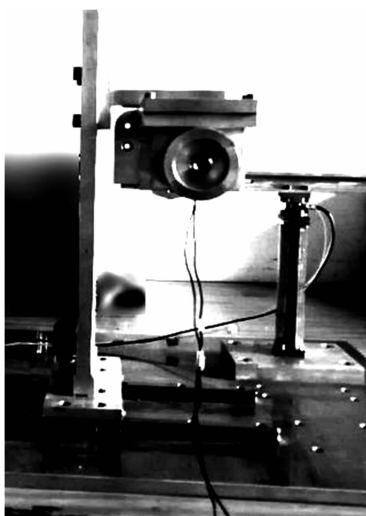


图5 微小推力动态测量装置标定图

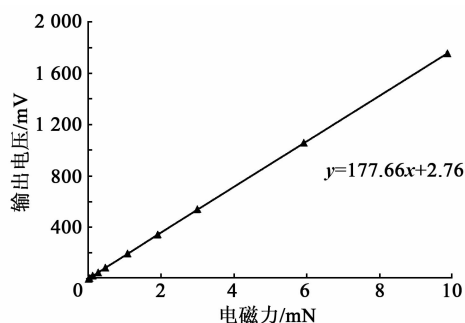


图6 电磁力与电压间的拟合曲线

经计算,曲线非线性误差为1.26%,重复性误差为1.43%。实验中发现压电石英传感器所能感知的最小推力约为0.02 mN。实验的测量范围选为0~10 mN,通过改变力臂长可以改变测力的量程至几十毫牛。

3 微推力测量装置的固有频率

考虑到动态微小推力的测量,通过敲击实验并经过快速傅里叶变换(FFT)频谱分析可得微小力测量装置的固有频率。本文主要关注的是推力测量方

向上的固有频率。用力锤沿着推力方向多次敲击磁块,当测力装置振动时,由传感器输出端引出输出电量,输入到电荷放大器中。经电荷放大器放大后的电压信号由信号采集卡传入电脑端,在DEWE-SOFT软件中,得出信号的频谱如图7所示。

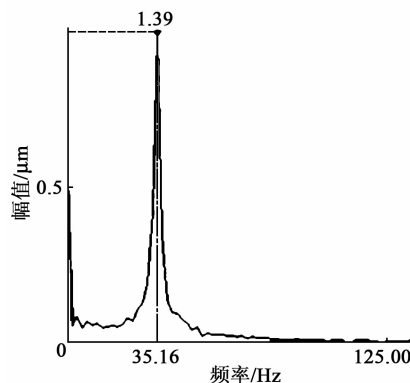


图7 推力方向频率响应特性曲线图

脉冲激励响应实验结果表明装置在推力测量方向上的固有频率为35.16 Hz。测量装置满足低频推力测量需求,可用于微型推进器的稳态推力测量。

4 结束语

本文针对微型推进器输出的毫牛(mN)级推力的动态测量难题,基于压电石英的扭转效应,设计出一种毫牛级推力测量装置。利用力源装置对微推力测量装置进行了静态标定,实验结果表明,测力量程可达10 mN,非线性误差和重复性误差均小于1.5%。通过脉冲激励响应实验得出装置的固有频率为35 Hz,确定了测力装置的响应带宽,证明了压电式传感系统测量毫牛级微小力的可行性。

参考文献:

- [1] 洪延姬,周伟静,王广宇.微推力测量方法及其关键问题分析[J].航空学报,2013,34(10):2287-2299.
HONG Yanji, ZHOU Weijing, WANG Guangyu. Methods of micro thrust measurement and analysis of its key issues[J]. Acta Aeronautica Et Astronautica Sinica, 2013, 34(10): 2287-2299.
- [2] 王大鹏,金星,周伟静,等.间接法测量微推力现状及关键问题分析[J].宇航计测技术,2018,34(4):36-37.
WANG Dapeng, JIN Xing, ZHOU Weijing, et al. Review of indirect micro thrust measurements and analysis of key issues[J]. Journal of Astronautic Metrology and Measurement, 2018, 34(4): 36-37.
- [3] 李晶,蒋金伟,赵宝瑞.系列电火箭小推力自动测量系统[J].宇航计测技术,2005,25(2):35-37.

光纤耦合声光调制器键合膜系设计与制备

刘保见, 陈华志, 曹家强, 刘 玲

(中国电子科技集团公司第二十六研究所, 重庆 400060)

摘 要:为了实现超高速的声光调制, 该文提出了一种光纤耦合声光调制器键合膜系的设计与仿真方法。利用该方法设计并制作了一款工作频率为 200 MHz、10 ns 光脉冲上升时间的光纤耦合声光调制器。器件采用 TeO_2 作为声光介质, 36°Y -切 LiNbO_3 作为压电换能器晶片, 衬底层采用高纯度 Cr, 键合层为高纯度 Au, 结果表明器件性能测试良好。

关键词: 光纤耦合声光调制器; 键合膜系; 仿真; 衬底层; 键合层

中图分类号: TN65; TM22; TB552 **文献标志码:** A **DOI:** 10.11977/j.issn.1004-2474.2020.04.012

Design and Preparation of Bonding Membrane System of Optical Fiber Coupling Acousto-optic Modulator

LIU Baojian, CHEN Huazhi, CAO Jiaqiang, LIU Ling

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

Abstract: In order to realize ultra-high speed acousto-optic modulation, a method of designing and simulating the bonding membrane system of a fiber optic coupling acousto-optic modulator is presented in this paper. An optical fiber coupled acousto-optic modulator with a working frequency of 200 MHz and a rise time of 10 ns was designed and manufactured by this method. The device uses TeO_2 as the acousto-optic medium, 36°Y -cut LiNbO_3 as the piezoelectric transducer wafer, the substrate layer uses high-purity Cr, the bonding layer is high-purity Au, and the results show that the device performance test is good.

Key words: fiber coupled acousto-optic modulator; bonding membrane system; simulation; substrate layer; bonding layer

0 引言

光纤耦合声光调制器基于体波声光互作用原理, 利用光纤进行光路耦合输入输出, 具有纳秒级的调制速度, 低插入损耗, 高通断消光比, 同时兼顾光脉冲幅度调制和光频移的技术优势, 近年来在激光调 Q、脉冲选单、水听传感、激光测风等技术领域中得到广泛应用^[1]。

光纤耦合声光调制器通常由声光晶体模块、匹配电路、光纤耦合系统、高频连接器及封装外壳组成。其中声光晶体是器件的核心, 它包含产生声光互作用的声光介质和激发声场的压电换能器晶片两部分。压电换能器通过金属键合膜系键合于声光介质通声面上, 键合膜系既充当换能器接地电极, 又需要保证换能器激发声场能高效耦合入声光介质, 因此, 键合膜系的设计与制备是决定声光晶体阻抗及频响特性的关键, 是影响器件插入损耗、驻波比及耐

受电功率能力的重要因素。

1 键合膜系设计

光纤耦合声光调制器核心的声光晶体组成如图 1 所示, 顶电极层位于压电换能器上表面, 是换能器的射频输入电极。底电极层位于声光介质与换能器之间, 由两层衬底层和一层键合层组成。底电极层既是声学增透层, 又充当换能器接地电极, 因此, 材料的选择除了满足阻抗匹配外, 还必须具有良好的导电性。

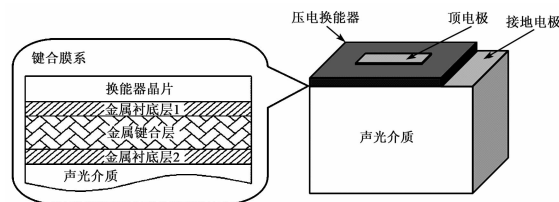


图 1 声光晶体的构成及工作原理

收稿日期: 2020-03-23

作者简介: 刘保见(1984-), 男, 河南南阳人, 工程师, 主要从事声光工艺技术的研究。

声光晶体换能器工作在厚度驱动模式,声场从换能器到声光介质的耦合效率由换能器损耗(TL)来表征,它取决于各声学层材料的声阻抗(Z_n)、相移(γ_n)和器件的工作频率(f),与各声学层材料声速(v_n)、密度(ρ_n)和厚度(l_n)有关($n=1,2,3,4,5$,表示从顶电极、压电换能器到衬底层和键合层中的某一层)。

各声学层声阻抗定义为

$$Z_n = S_n \rho_n v_n \quad (1)$$

式中 S_n 为声学层的横截面积。

$$\mathbf{A}_0 = \frac{1}{s\varphi} \begin{bmatrix} 1 & \frac{i\varphi^2}{\Omega C_0} \\ i\Omega C_0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \gamma - z_1 \tan \gamma_1 \sin \gamma & iZ_0 (\sin \gamma + z_1 \tan \gamma_1 \cos \gamma) \\ \frac{i \sin \gamma}{Z_0} & 2(\cos \gamma - 1) - z_1 \tan \gamma_1 \sin \gamma \end{bmatrix} \quad (2)$$

式中: C_0 为压电换能器静态电容; Ω 为超声波的圆频率; Z_0 为压电层声阻抗; φ 为玛森等效电路变压器的变压比; z_1 为顶电极层的相对声阻抗,参数 s 定义为

$$s = \cos \gamma - 1 - z_1 \tan \gamma_1 \sin \gamma \quad (4)$$

衬底层和键合层传递函数为

$$\mathbf{A}_x = \begin{pmatrix} A_x & B_x \\ C_x & D_x \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \gamma_x & iZ_x \sin \gamma_x \\ \frac{i \sin \gamma_x}{Z_x} & \cos \gamma_x \end{pmatrix} \quad (5)$$

式中: Z_x 为衬底层或键合层声阻抗;下角 $x=1,2,3$ 表示衬底层或键合层。

光纤声光高速调制器键合膜系等效电路网络总传递矩阵 $\mathbf{A}$ 为

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} M_1 & M_2 \\ M_3 & M_4 \end{pmatrix} = \mathbf{A}_0 \times \mathbf{A}_4 \times \mathbf{A}_5 \times \mathbf{A}_6 \quad (6)$$

换能器损耗为

$$TL = -10 \lg \frac{p_m}{p_s} = -10 \lg \frac{4R_s Z_m}{|M_1 Z_m + M_2 + R_s (M_3 Z_m + M_4)|^2} \quad (7)$$

式中: p_m 为耦合入声光介质的声功率; p_s 为驱动器提供的电功率; R_s 为驱动电源内阻; Z_m 为声光介质声阻抗; $M_1 \sim M_4$ 为键合膜系等效电路网络总传递矩阵各元素。式(6)表明,声光器件声场从换能器到声光介质的耦合效率由顶电极层、压电换能器、衬底层、键合层的材料和厚度共同决定。

在 ADS 中构建包含键合膜系在内的光纤声光高速调制器声光晶体等效电路,如图 2 所示。等效电路采用单端口网络,声光晶体的阻抗匹配采用了 2 个电感组成的“L”型匹配网路,信号源产生的射频信号依次经过匹配网路、压电层、衬底上层、键合层、

各声学层相移定义为

$$\gamma_n = 2\pi f \frac{l_n}{v_n} \quad (2)$$

通过等效电路网络传递矩阵函数建立键合膜系仿真模型,利用玛森等效电路模拟顶电极层和压电换能器组成的压电层声学传递特性,利用传输线网络矩阵模拟衬底层和键合层声学传递特性,并将声光晶体考虑为负载,键合膜系等效电路模型各层传递函数^[2]如下:

压电层传递函数:

衬底层,最后加载于声光介质上。

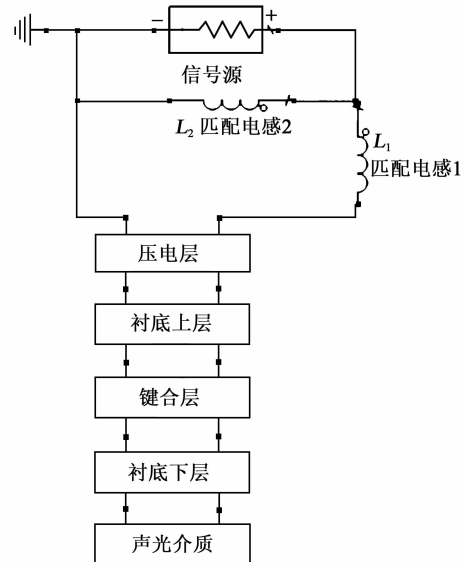


图2 光纤声光高速调制器等效电路

2 器件制备工艺

采用上述方法,设计并制作了一款工作频率为 200 MHz、10 ns 光脉冲上升时间的光纤耦合声光调制器。器件采用 TeO_2 作为声光介质, 36°Y -切 LiNbO_3 作为压电换能器晶片,衬底层采用高纯度 Cr,焊接层为高纯度 Au,样品主要制作步骤如下:

1) 超声清洗。依次采用丙酮、无水乙醇和去离子水清洗 TeO_2 晶体和 LiNbO_3 晶片,清洗时间 10~15 min。

2) 等离子体处理。采用微波等离子体预处理系统,氧气作为工作气体,工作频率为 2.45 GHz,气体流量为 300~400 cm^3/min ,电源功率为 400~600 W。

3) Cr/Au 键合层制备。在 TeO_2 晶体和 LiNbO_3 晶片的键合面分别制备 Cr 和 Au 薄膜, Cr 薄膜

作为打底层。根据键合膜系仿真设计结果,选用的 Cr 薄膜厚为 200~300 nm,Au 薄膜厚为 900~1 000 nm。为获得均匀致密的键合层,对磁控溅射镀膜工艺进行了优化,优化后的参数如表 1 所示。

表 1 Cr/Au 薄膜磁控溅射工艺参数

材料	本底真空/ Pa	溅射电流/ A	衬底温度/ ℃	沉积速率/ (nm·s ⁻¹)
Cr	2.0×10^{-4}	0.35	90	0.583
Au	2.0×10^{-4}	0.15	90	0.217

图 3 为原子力显微镜(AFM)测试 Au 薄膜的表面形貌图片,测试图形尺寸为 20 μm×20 μm。由图可知,Au 薄膜表面均匀平整,起伏很小,AFM 测试数据表明 Au 薄膜表面均方根粗糙度(RMS)为 8.51 nm。

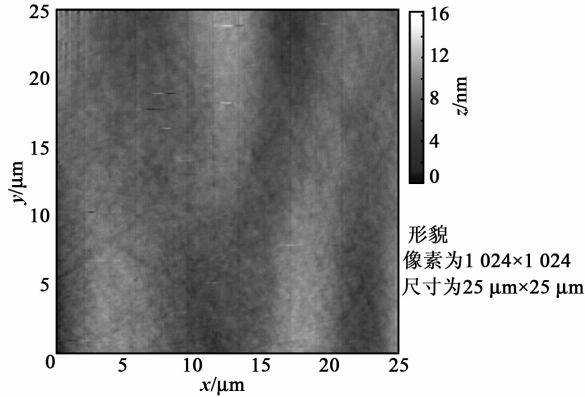


图 3 Au 薄膜的 AFM 测试图

4) 热压键合。TeO₂ 和 LiNbO₃ 的键合属于异质材料键合,材料热膨胀系数差异大,因此,键合过程需在较低温度下进行。实验采用的键合温度为 100 ℃,键合压强为 30 MPa,保压时间为 30 min。器件键合实物图如图 4 所示。

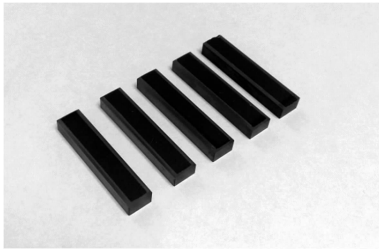


图 4 Au—Au 键合的光纤耦合声光调制器

5) 研磨抛光。样品键合完成后,将 LiNbO₃ 晶片研磨抛光到设计厚度,最后沉积上电极等完成器件制作。

3 仿真与实测结果分析

图 5 为器件在 160~240 MHz 频段的 TL 计算结果,器件在 200 MHz 工作频点处的 TL 为 0.592 7 dB。图 6~9 分别为器件声光晶体在 150~

250 MHz 频段的 S₁₁、驻波比(VSWR)及史密斯圆图仿真和实测结果。声光晶体在 200 MHz 中心频率处的 S₁₁ 幅度和驻波比分别为 -41.323 dB 和 1.017(仿真值),对应的 200 MHz 处实测值分别为 -42.967 dB 和 1.015,仿真与实测结果接近。由图 6~8 可知,在(200±30) MHz 时,S₁₁ 幅度、驻波比及史密斯圆图仿真与实测结果均吻合较好,在更远的频段范围两者偏差增大,经分析认为这主要是由

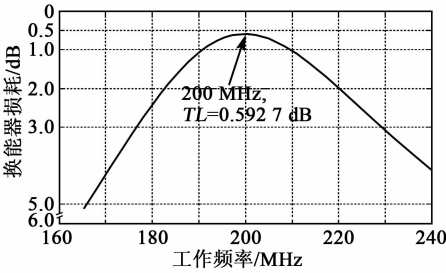


图 5 器件换能器损耗计算结果

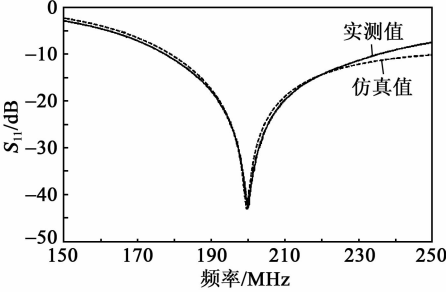


图 6 S₁₁ 幅度仿真及实测结果

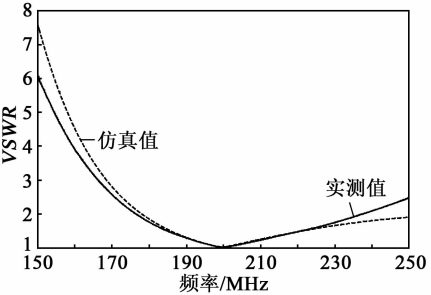


图 7 VSWR 仿真及实测结果

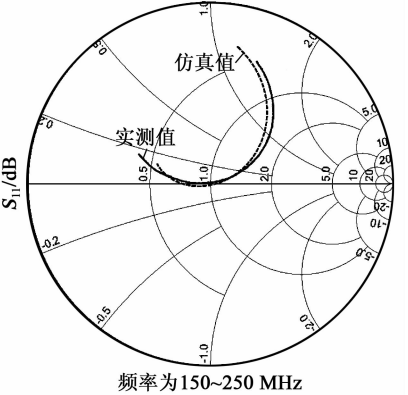


图 8 史密斯圆图仿真及实测结果图

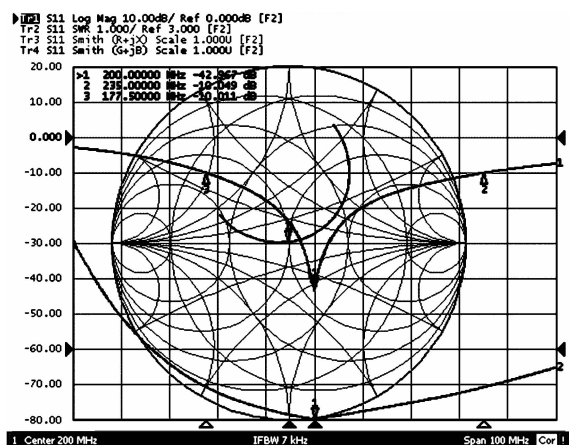


图9 利用矢量网络分析仪对声光晶体的实测结果

2个匹配电感间存在的互感导致,可通过在仿真模型中结合实测结果对互感参量进行拟合的方式,修正远端的仿真设计误差,提高模型精度。

(上接第483页)

LI Jing, JIANG Jinwei, ZHAO Baorui. The micro-thrust automatic measurement system of serial thrusters[J]. Journal of Astronautic Metrology and Measurement, 2005, 25(2): 35-37.

[4] EDAMITSU T, TAHARA H. Experimental and numerical study of an electrothermalpulsed plasma thruster for small satellites[J]. Vacuum, 2006, 80(11/12): 1223-1228.

[5] YANG Yuanxia, TU Liangcheng, YANG Shanqing, et al. A torsion balance for impulse and thrust measurements of micro-Newton thrusters [J]. Rev Sci Instrum, 2012, 83(1): 015105-1-015105-7.

[6] 刘旭辉,杨飞虎,魏延明,等. 基于扭摆台架的动态推力测试方法研究[J]. 推进技术, 2017, 38(4): 925-931. LIU Xuhui, YANG Feihu, WEI Yanming, et al. Study of dynamic thrust measurement using torsional pendulum[J]. Journal of Propulsion Technology, 2017, 38(4): 925-931.

[7] 陈旭鹏,李勇,周兆英. 采用双弹性元件级联的微小推力测量方法[J]. 清华大学学报, 2004, 44(2): 205-208. CHEN Xupeng, LI Yong, ZHOU Zhaoying. Micro-

4 结束语

本文介绍了光纤耦合声光调制器键合膜系的设计及仿真模型的建立,通过仿真模型确定键合材料和工艺参数,并应用于200 MHz工作频率、10 ns光脉冲上升时间的光纤耦合声光调制器研制,实测结果与仿真基本一致。

参考文献:

[1] 陈华志,周建国,吴中超,等. 超高速光纤耦合声光调制器的设计及其应用[J]. 应用声学, 2019, 38(2): 166-172.

CHEN Huazhi, ZHOU Jianguo, WU Zhongchao, et al. Design and application of ultra high-speed fiber coupled acousto-optic modulator[J]. Application of Acoustic, 2019, 38(2): 166-172.

[2] 俞宽新,丁晓红,庞兆广. 声光原理与声光器件[M]. 北京: 科学出版社, 2011.

thrust force measurement method using series connected double elastic elements[J]. Sci & Tech, 2004, 44(2): 205-208.

[8] 高长银,李明,赵辉,等. 新型压电扭矩传感器动态特性研究[J]. 仪器仪表学报, 2006, 27(8): 898-900.

GAO Changyin, LI Ming, ZHAO Hui, et al. Investigation of the dynamic characteristics of the piezoelectric torque sensor[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2006, 27(8): 898-900.

[9] 高长银,孙宝元,钱敏. 基于压电石英晶片扭转效应的扭矩传感器原理与研制[J]. 大连理工大学学报, 2005, 45(4): 557-559.

GAO Changyin, SUN Baoyuan, QIAN Min. Principle and manufacture of torque sensor based on torsion effect of piezoelectric quartz disc[J]. Journal of Dalian University of Technology, 2005, 45(4): 557-559.

[10] 高长银,孙宝元. 压电石英晶片扭转效应理论研究与验证[J]. 机械工程学报, 2004, 40(8): 151-154.

GAO Changyin, SUN Baoyuan. Theoretical research on the torsional effect of piezoelectric quartz wafer and experimental validation[J]. Chinese Journal of Mechanical Engineering, 2004, 40(8): 151-154.

MgZr₄(PO₄)₆的反应及高温电性能研究

胡 胜¹,熊厚博¹,李享成²

(1. 湖北工业大学 电气与电子工程学院,湖北 武汉 430068;2. 武汉科技大学 省部共建耐火材料与冶金国家重点实验室,湖北 武汉 430081)

摘 要:以 Mg(OH)₂、NH₄H₂PO₄、ZrCl₂O·8H₂O 为原料,在不同的热处理温度(800 ℃、900 ℃、1 000 ℃、1 100 ℃)下应用固相反应法合成磷酸镁锆(MgZr₄(PO₄)₆(MZP)粉体,研究了其热重-示差扫描热(TG/DSC)图谱、物相组成、微观形貌和高温电性能。结果表明,900 ℃处理下可以合成纯相 MZP 粉体,且粉体能稳定存在。随着热处理温度的升高,出现了 Zr₂O(PO₄)₂ 第二相产物,其物量随着热处理温度的升高而增多。合成的 MZP 粉末具有 2~5 μm 大小不等的颗粒状,表面粗糙,并有更小颗粒聚集及呈不规则立方体状,还有极少量的形状为棒状,表面光滑,尺寸大小为 2 μm 的两种形态。随着温度的升高,MZP 由于镁离子通道扩散能力的增加,试样的电导率提高了 3 个数量级。

关键词:MgZr₄(PO₄)₆;固相反应;热重-示差扫描热(TG/DSC)图谱;微观形貌;高温电性能

中图分类号:TN384;TM28 **文献标志码:**A **DOI:**10.11977/j.issn.1004-2474.2020.04.013

Study on MgZr₄(PO₄)₆ Reaction and High Temperature Electrical Properties

HU Sheng¹,XIONG Houbo¹,LI Xiangcheng²

(1. College of Electrical and Electronic Engineering, Hubei University of Technology, Wuhan 430068, China;

2. State Key Laboratory of Refractories and Metallurgy, Wuhan University of Science and Technology, Wuhan 430081, China)

Abstract: Using Mg(OH)₂, NH₄H₂PO₄, ZrCl₂O·8H₂O as raw materials, MgZr₄(PO₄)₆(MZP) powder was synthesized by solid phase reaction method at four different heat treatment temperatures of 800 ℃, 900 ℃, 1 000 ℃, 1 100 ℃. The TG/DSC atlas, phase composition, micro-morphology, high temperature electrical properties of the synthesized MZP powder were investigated. The results show that pure phase MZP powder can be synthesized at 900 ℃, and the powder can exist stably. With the increase of the heat treatment temperature, the second phase product of Zr₂O(PO₄)₂ appeared in the synthesis product, and its amount increased with the increase of the heat treatment temperature. The synthetic MZP powder has two forms, one is a granular shape with a size ranging from 2 μm to 5 μm, the surface is rough, and smaller particles are aggregated; the other is an irregular cube shape, and a very small amount of shape is rod-shaped with a smooth surface and a size of 2 μm. As the temperature increases, the conductivity of the MZP sample increases by three orders of magnitude due to the increased diffusion capacity of the magnesium ion channel.

Key words: MgZr₄(PO₄)₆; solid phase reaction; TG/DSC atlas; micro morphology; high temperature electrical property

0 引言

磷酸镁锆(MgZr₄(PO₄)₆, MZP)是一种类钠超离子导体(NASICON)型化合物,具有热稳定性好,电化学性能稳定,离子电导率高和储能量大等优点。近年来,国内外学者已对其制备过程及中间产物进行了相关研究^[1-5]。

A. Kazakos-Kijowski 等^[6]研究了 MZP 的制备合成、晶格参数及其热稳定性。熊翠娥等^[7]通过传统的高温固相反应法制备得到 MZP 粉体,但合成温度高且存在少量的 ZrP₂O₇ 中间产物。李文龙等^[8]采用共沉淀法制备 NASICON 型 Mg_{0.5}Zr₂(PO₄)₃ 镁离子固态电解质。Girish M. Kale 等^[2]

收稿日期:2020-05-04

基金项目:国家自然科学基金资助项目(51972242)

作者简介:胡胜(1982-),男,湖北武汉人,硕士生导师,博士,主要从事光电材料与器件等方面的研究。E-mail:20181008@hbut.edu.cn。

通信作者:李享成(1978-),湖北武汉人,教授,博士生导师,主要从事有机-无机复合磁电功能材料等方面的研究。E-mail:lixiangcheng@wust.edu.cn。

研究了新型溶胶-凝胶法合成 MgZr₄P₆O₂₄ 复合固态电解质,通过红外光谱分析及复阻抗谱分析法对 Mg²⁺ 导电性能进行研究。

共沉淀法制备 MZP 过程中需要调节 pH 值,并进行长时间的搅拌、烘干和多次煅烧等过程,工艺复杂且耗时长^[8]。传统固相反应法制备合成 MZP 粉体,合成温度高(1 150 ℃)且存在中间产物^[7]。针对现有 MZP 制作方法的不足,本文采用固相反应法在较低温度下合成纯相 MZP 粉体,并对合成产物的热重-示差扫描热(TG/DSC)图谱、物相组成、微观形貌和高温电性能进行研究。

1 试验

1.1 原料与制备过程

将原料 Mg(OH)₂、NH₄H₂PO₄、ZrCl₂O·8H₂O 按 MgZr₄(PO₄)₆ 化学计量比称量,放入球磨罐中以丙酮为介质,在行星式球磨机中,球磨速率为 150 r/min,湿混 24 h 后得到均匀的混合料。然后将混合均匀的湿混料在空气中放置至丙酮挥发,再放入 210 ℃ 烘箱中干燥 12 h,取出,分别在 800 ℃、900 ℃、1 000 ℃、1 100 ℃ 下进行热处理 8 h 后并随炉降温,得到不同温度下合成的粉末试样。试样分别命名为 A1、A2、A3、A4,实验称量方案如表 1 所示。

表 1 实验方案

试样	称量/g			热处理 温度/℃
	Mg(OH) ₂	NH ₄ H ₂ PO ₄	ZrOCl ₂ ·8H ₂ O	
A1				800
A2				900
A3	2.86	33.87	63.26	1 000
A4				1 100

1.2 表征与检测

采用同步热分析仪(NETZSCH STA 449C)研究了试样的相演变过程。通过氧化铝坩埚,在空气气氛中,以 30 mL/min 的流速对原料进行了 TG/DSC 同步实验。TG/DSC 的测试温度从环境温度到 1 200 ℃,升温速率为 5 ℃/min。测定结果为 MZP 粉末的适宜热处理温度及其热稳定性提供了依据。

热处理后试样的物相组成通过 X'Pert MPD PRO 型 X 线衍射(XRD)进行表征,Cu 和 K α 辐射的参数分别为 40 kV 和 40 mA。通过场发射扫描电子显微镜(FESEM)观察合成后粉末的形貌。

将试样通过冷等静压在 200 MPa 下压制成直径 $\varnothing$ 20 mm、厚 3~5 mm 的小圆片,并在 900 ℃ 下无压烧结 8 h 并随炉降温。制得的试样抛光并在上、下表面涂上银浆,在 150 ℃ 下烘干以降低试样的表面电阻。采用 Agilent 4284A 阻抗分析仪在 20 Hz~1 MHz 的频率下测试不同温度下的阻抗图谱。将制备好的试样置入测试加热炉内,温控箱控制以 10 ℃/min 的速率升温并在待测试温度(200 ℃、400 ℃、600 ℃、800 ℃)下分别保温 10 min,以保证测试温度的稳定性和准确性。

2 结果与讨论

2.1 MZP 粉末的 TG/DSC 表征

图 1 为 TG/DSC 在 30~1 200 ℃ 下的变化曲线。从 TG 曲线可看出,在 180~500 ℃ 时样品存在明显的失重过程。失重的主要原因是由原料中的 NH₄H₂PO₄、ZrOCl₂·8H₂O、Mg(OH)₂ 分别在 190 ℃、260 ℃、480 ℃ 下分解生成易挥发产物 NH₃、H₂O、HCl 导致的。DSC 曲线在 190 ℃ 和 260 ℃ 处有 2 个明显的吸热分解峰(a)和(b)(见图 1)。在 870 ℃ 时观察到放热峰(c)(见图 1),可以认为 MZP 是在这个温度下形成。在 190 ℃ 时,NH₄H₂PO₄ 分解生成了 NH₃、P₂O₅ 和 H₂O;在 260 ℃ 处,ZrOCl₂·8H₂O 分解生成了 ZrO₂、HCl 和 H₂O;在 480 ℃ 时,Mg(OH)₂ 分解生成了 MgO 和 H₂O。原位生成的 P₂O₅、ZrO₂ 和 MgO 为反应粉体,活性高,在 870 ℃ 可产生高纯度的单相 MZP。另外,1 000 ℃ 后,显示出了一个不完整的放热峰,这可能是由于氧化锆磷酸盐(Zr₂O(PO₄)₂)相的形成,这与 Girish M. Kale 等^[2]的报道一致。

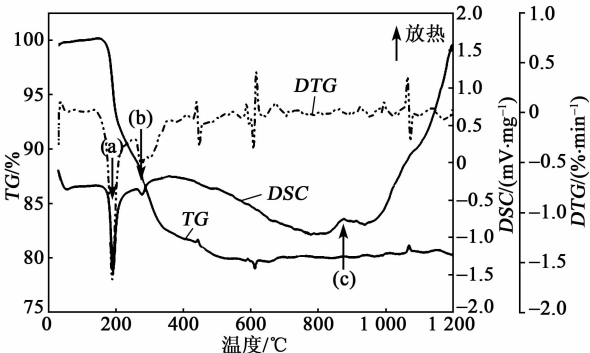


图 1 MZP 粉末的 TG/DSC 曲线图

2.2 物相组成分析

用粉末 XRD 法对合成的试样粉末进行物相组成分析。图 2 为试样 A1~A4 的 XRD 图谱。由图可知,试样 A2 合成了纯相的单晶 MZP 粉体,且与

PDF(00-041-0040)卡片相对应。纯相的 MZP 属于单斜晶系,其晶格参数 $a=1.2427\text{ nm}$, $b=0.8945\text{ nm}$, $c=0.88405\text{ nm}$ 和 $\beta=90.47^\circ$ 。试样 A1 的合成产物主要有 ZrO_2 、 $\text{Zr}_2\text{P}_2\text{O}_7$ 和 $\text{Mg}_2\text{P}_2\text{O}_7$, 并无 MZP 的形成,其中 ZrO_2 为原位合成的活性反应物, $\text{Zr}_2\text{P}_2\text{O}_7$ 和 $\text{Mg}_2\text{P}_2\text{O}_7$ 为合成 MZP 过程中的中间产物。热处理温度继续升高时,从试样 A3、A4 的 XRD 图谱可看出, MZP 的衍射峰随着热处理温度的升高而降低,且产物中有第二相 $\text{Zr}_2\text{O}(\text{PO}_4)_2$ 生成,其衍射峰强随热处理温度的升高而增强。由此表明, MZP 在 900°C 下合成并稳定存在,热处理温度升高至 1000°C 时产物中生成 $\text{Zr}_2\text{O}(\text{PO}_4)_2$, 并随热处理温度的升高而增多,这一结果与 TG/DSC 的检测结果一致。与文献[7]相比,本文采用固相反应法在较低温度(900°C)下合成纯相 MZP,其主要原因是:

1) 长时间的湿混球磨可改善湿混料的均匀性且减小颗粒尺寸,提高反应物的表面活性。

2) 反应合成 MZP 所需的反应物 P_2O_5 、 ZrO_2 和 MgO 均由原料在热处理过程中分解生成,称为活性反应物,可进一步提高反应物活性,降低固相反应的合成温度。

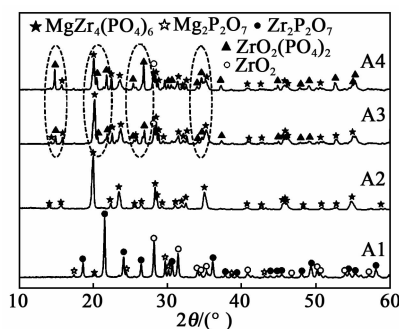


图2 试样 A1~A4 的 XRD 图谱

2.3 微观形貌表征

根据图 2 的分析,我们选择纯相 MZP 粉末(试样 A2 粉末)进行扫描电子显微镜(SEM)表征,观察 MZP 粉末的形貌特征与尺寸大小。图 3(a)、(c)为试样 A2 粉末的不同形态 SEM 图谱。由图 3(a)可知, MZP 粉末呈 $2\sim 5\text{ }\mu\text{m}$ 大小不等的颗粒状。由图 3(b)可知,大颗粒表面粗糙,存在很多细小的颗粒,并形成微孔。图 3(c)表明,试样 MZP 粉末中的部分颗粒呈不规则立方体状,还有极少量的形状为棒状(见图 3(d))。该部分颗粒表面光滑,尺寸大小在 $2\text{ }\mu\text{m}$ 左右。

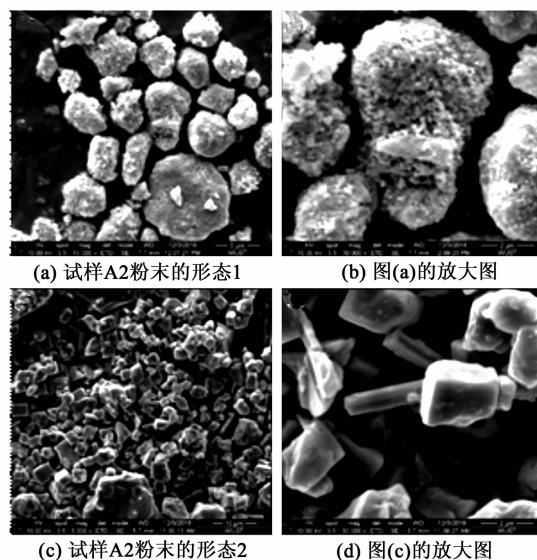


图3 试样 A2 粉末的不同形态 SEM 图谱

2.4 磷酸镁锆的高温电导性

图 4 为试样 A2 在不同温度(25°C 、 200°C 、 400°C 、 600°C 及 800°C)下测试的高温阻抗图谱,其中插图是试样高温下阻抗图谱的放大图。

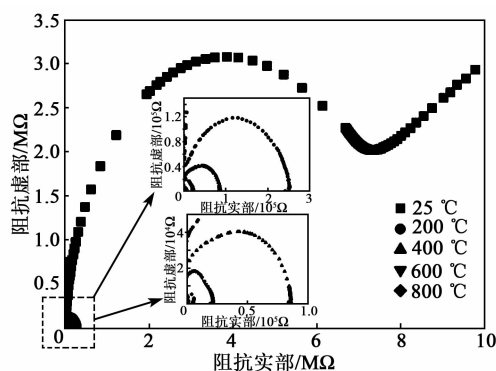


图4 试样 A2 的高温阻抗图谱

由图 4 可知,在不同温度下的阻抗图谱都只有 1 个半圆。室温下,试样的 Nyquist 图由 1 个半圆和 1 个斜度为 45° 的线性直线组成,表明试样的电导率是电荷转移和混合扩散控制两种机制共同作用的结果。随着温度的升高,试样的阻抗图谱均只显示出 1 个半圆,且半圆的半径随温度的升高而减小,表明电导率随着温度的升高而增大。

根据图 4 和样品尺寸计算得到不同温度下电导率与温度的变化趋势,如图 5 所示。由图可知,试样的电导率随着温度的升高开始增加缓慢,温度达 800°C 时电导率明显增大。试样的电导率在 800°C 达到 $1.27\times 10^{-5}\text{ S}\cdot\text{cm}^{-1}$,比室温下电导率提高了 3 个数量级。

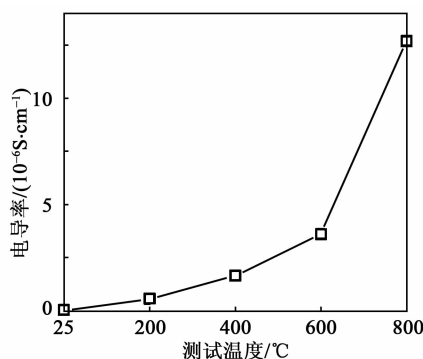


图5 试样 A2 电导率与温度的关系图

3 结论

1) 以 100 °C 为温度梯度,通过固相反应法,分别在 800 °C、900 °C、1 000 °C、1 100 °C 下合成 MZP 粉体,接着运用 TG/DSC 法进行表征,发现 900 °C 处理下可以合成稳定存在的纯相 MZP 粉体。

2) 通过 XRD 法对合成物相进行分析发现,随着热处理温度的升高,合成产物中出现了 $\text{Zr}_2\text{O}(\text{PO}_4)_2$ 第二相产物,且产物量随温度升高而增加。

3) 通过 SEM 对纯相 MZP 粉末的形貌进行表征发现,试样 MZP 粉末具有两种不同的形态,分别是表面粗糙且 2~5 μm 大小不等的颗粒状与表面光滑、不规则立方体状。进一步观察可以发现,前一种形态中部分有更小颗粒聚集,后一种形态中有极少量为棒状。

4) 随着温度从室温增加到 800 °C,未掺杂 MZP 陶瓷的电导率从 $2.15 \times 10^{-8} \text{ S} \cdot \text{cm}^{-1}$ 增加到 $1.27 \times 10^{-5} \text{ S} \cdot \text{cm}^{-1}$ 。

参考文献:

[1] NODA Y, NAKANO K, OTAKE M, et al. Research update: Ca doping effect on the Li-ion conductivity in NASICON-type solid electrolyte $\text{LiZr}_2(\text{PO}_4)_3$: A first-

principles molecular dynamics study[J]. APL Materials, 2018, 6(6): 060702/9.

[2] ADAMU M, KALE G M. Novel Sol-Gel synthesis of $\text{MgZr}_4\text{P}_6\text{O}_{24}$ composite solid electrolyte and newer insight into the Mg^{2+} -ion conducting properties using impedance spectroscopy [J]. The Journal of Physical Chemistry, 2016, 120(32): 17909-17915.

[3] CHEN D, LUO F, GAO L, et al. Dielectric and microwave absorption properties of divalent-doped $\text{Na}_3\text{Zr}_2\text{Si}_2\text{PO}_{12}$ ceramics[J]. Journal of the European Ceramic Society, 2018, 38(13): 4440-4445.

[4] XU H, WANG S, WILSON H, et al. Y-doped NASICON-type $\text{LiZr}_2(\text{PO}_4)_3$ solid electrolytes for lithium-metal batteries[J]. Chemistry of Materials, 2017, 29(17): 7206-7212.

[5] LI Mengjiao, LI Xiangcheng, WEI Gong, et al. Tunability study on microstructure and electromagnetic properties of Ce-doped $\text{MgZr}_4\text{P}_6\text{O}_{24}$ [J]. Journal of Alloys and Compounds, 2020, 820: 153097.

[6] KAZAKOS-KIJOWSKI A, KOMARNENI S, AGRAWAL D, et al. Synthesis, crystal data and thermal stability of magnesium zirconium phosphate [$\text{MgZr}_4(\text{PO}_4)_6$] [J]. Mater Res Bull, 1988, 23: 1177-1184.

[7] 熊翠娥, 侯珊珊, 郝向阳. 高温固相反应法制备碱土金属离子掺杂锆磷酸盐粉体的研究[C]//北京: 2009 国际粉体技术与应用论坛, 2009: 94-97.

[8] 李文龙, 刘欢, 杨利青, 等. 共沉淀法制备 NASICON 型 $\text{Mg}_{0.5}\text{Zr}_2(\text{PO}_4)_3$ 镁离子固态电解质[J]. 功能材料, 2017, 48(1): 1195-1198.

LI Wenlong, LIU Huan, YANG Liqing, et al. Preparation of NASICON $\text{Mg}_{0.5}\text{Zr}_2(\text{PO}_4)_3$ magnesium ion solid electrolyte by co-precipitation method[J]. Functional Materials, 2017, 48(1): 1195-1198.

Ba²⁺ 掺杂对 CaCu₃Ti₄O₁₂ 陶瓷结构与电性能的影响

钟鑫, 吴洋, 唐柱明, 周梓鑫, 张晨

(江苏科技大学 材料科学与工程学院, 江苏 镇江 212003)

摘要:采用传统固相法制备了 Ca_{1-x}Ba_xCu₃Ti₄O₁₂ ($x=0, 0.005, 0.010, 0.020, 0.030, 0.040, 0.050, 0.100$, 摩尔分数) 陶瓷。用 X 线衍射仪、扫描电子显微镜、介电温谱测试系统及阻抗测试仪研究了 Ba²⁺ 掺杂量的变化对 Ca_{1-x}Ba_xCu₃Ti₄O₁₂ 陶瓷的相结构、微观形貌及电性能影响。研究表明, 随着 Ba²⁺ 掺杂量的增加, 陶瓷试样产生了第二相 CuO, 同时 Ba²⁺ 掺杂使 CaCu₃Ti₄O₁₂ 的晶格常数增大。Ca_{1-x}Ba_xCu₃Ti₄O₁₂ 陶瓷的晶粒尺寸随 Ba²⁺ 掺杂量的增加而减小, 气孔率随之降低。掺杂适量的 Ba²⁺ 可有效降低 CaCu₃Ti₄O₁₂ 陶瓷的介电损耗, 也可降低相对介电常数随温度的变化率。一定量的 Ba²⁺ 掺杂还能增加 CaCu₃Ti₄O₁₂ 的晶界电阻。

关键词:固相法; CaCu₃Ti₄O₁₂ 陶瓷; 相结构; 微观形貌; 电性能

中图分类号: TN384; TM28 **文献标志码:** A **DOI:** 10.11977/j.issn.1004-2474.2020.04.014

Effect of Ba²⁺ Doping on Structure and Electric Properties of CaCu₃Ti₄O₁₂ Ceramics

ZHONG Xin, WU Yang, TANG Zhuming, ZHOU Zixin, ZHANG Chen

(School of Material Science and Engineering, Jiangsu University of Science and Technology, Zhenjiang 212003, China)

Abstract: The Ca_{1-x}Ba_xCu₃Ti₄O₁₂ ($x=0, 0.005, 0.010, 0.020, 0.030, 0.040, 0.050, 0.100$) ceramics have been prepared by the traditional solid state reaction method. The effects of the changes of Ba²⁺ doping contents on the phase structure, surface morphology and electric properties of Ca_{1-x}Ba_xCu₃Ti₄O₁₂ have been investigated by the X-ray diffraction, scanning electron microscopy, and dielectric temperature relationship measurement system and impedance tester. The results show that the second phase CuO is produced in ceramic samples with the increase of Ba²⁺ doping content, and the Ba²⁺ doping increases the lattice constant of CaCu₃Ti₄O₁₂ at the same time. The grain size of Ca_{1-x}Ba_xCu₃Ti₄O₁₂ decreases with the increase of the doping amount of Ba²⁺ and the porosity decreases accordingly. The dielectric loss of CaCu₃Ti₄O₁₂ ceramics and the change rate of relative dielectric constant with temperature can be reduced effectively by doping appropriate Ba²⁺. A certain amount of Ba²⁺ doping can also increase the grain boundary resistance of CaCu₃Ti₄O₁₂.

Key words: solid state method; CaCu₃Ti₄O₁₂ ceramics; phase structure; microstructure; electric property

0 引言

钛酸铜钙(CaCu₃Ti₄O₁₂, CCTO)是一种不同寻常的钙钛矿结构材料,它在相当宽的温度区间内无结构相变,在常温下,频率为 10²~10⁵ Hz 时具有高介电常数(10⁴),且介电常数在-170~120 ℃内基本保持不变^[1]。与传统 BaTiO₃ 系铁电陶瓷相比, CCTO 陶瓷在不掺杂的情况下就能达到很高的介电常数,合成温度更低(1 000~1 100 ℃),且介电常数受温度影响较小,因此, CCTO 陶瓷有望作为新一代温度稳定型陶瓷电容器介质应用于微电子元器件中。

近年来,学者们主要对 CCTO 陶瓷巨介电常数的起源和制备工艺进行研究,目前普遍被学者们所接受的 CCTO 巨介电常数机理是内部阻挡层电容器(IBLC)效应,该模型认为:电阻率大于晶粒的晶界在电流渗流路径上起内部电荷输运屏障的作用,并产生大的电容,这可能是产生巨介电常数的主要原因^[2]。CCTO 陶瓷的制备方法主要有固相反应法、溶胶-凝胶法、水热法、共沉淀法等,但多数采用的还是传统的固相反应法。与其他方法相比,固相反应法合成 CCTO 陶瓷的方法简单,工艺稳定,易于控制,成本较低^[3]。制备出的 CCTO 陶瓷虽然介

收稿日期:2020-03-04

作者简介:钟鑫(1994-),男,江苏常州人,硕士生,主要从事钛酸铜钙材料的研究。E-mail:justaddressofjude@126.com。通信作者:张晨(1981-),女,河北邯郸人,副教授,主要从事功能陶瓷材料的研究。E-mail:zhch1234581@163.com。

电常数性能优异,但其介电损耗值很大,在实际应用过程中会使电子元器件发热严重,不利于其作为电子材料的应用。

为解决 CCTO 陶瓷介电损耗过大的问题,保证 CCTO 陶瓷器件工作的稳定性,学者们主要对 CCTO 陶瓷进行了掺杂改性,其主要包括 A 位或 B 位掺杂^[4-6]。在 A 位掺杂中, Li W 等^[7]将 Mg²⁺替代 Ca 位合成了 Ca_{1-x}Mg_xCu₃Ti₄O₁₂ 陶瓷,掺杂机制会随着掺杂量的增加而受到影响, Mg²⁺ 会先替代 Ca²⁺, 然后逐渐取代 Ti⁴⁺, 这样就会造成陶瓷的晶格常数呈现先减小后增大的趋势。当对样品进行介电性能测试后, 研究人员发现 Mg²⁺ 掺杂后试样介电常数随频率变化的稳定性更好, 且试样的介电损耗也得到了明显降低。在 B 位掺杂中, Thongbai P 等^[8]通过实验制备出 CaCu₃Ti_{4-x}Ta_xO₁₂ 陶瓷, 结果表明, Ta 离子的掺杂能够抑制晶界的迁移, 但会阻碍晶粒的长大, 造成该陶瓷介电常数的变化; 当 Ta⁵⁺ 替代 Ti⁴⁺ 后, 该试样的漏导率会增大, 从而导致其介电损耗增大。本文采用传统固相反应法通过 Ba²⁺ 取代 A 位的 Ca²⁺ 制备 Ca_{1-x}Ba_xCu₃Ti₄O₁₂ 陶瓷, 研究 Ba²⁺ 掺杂对 CCTO 陶瓷微观结构和电性能的影响规律, 并分析阻抗随掺杂量的变化, 从而找到降低 CCTO 介电损耗的有效途径, 使其应用于电容器介质领域。

1 实验

1.1 陶瓷试样的制备

采用传统固相反应法制备 Ca_{1-x}Ba_xCu₃Ti₄O₁₂ ($x=0, 0.005, 0.010, 0.020, 0.030, 0.040, 0.050, 0.100$, 摩尔分数) 陶瓷, 以分析纯 CaCO₃ (>99.0%)、BaCO₃ (>99.0%)、CuO (>99.0%) 和化学纯 TiO₂ (>97.0%) 为起始原料。按化学计量比称量原料, 使用直径 $\varnothing 10\text{ cm} \times 10\text{ cm}$ 的尼龙罐及玛瑙球湿法球磨 24 h; 烘干后所得粉体在 900 °C 保温 2 h 下预烧; 再放入罐中二次球磨后烘干; 加入质量分数为 5% 的聚乙烯醇 (PVA) 水溶液造粒, 在 5 MPa 下压成直径 $\varnothing 10\text{ mm}$ 、厚 2 mm 的坯体; 在 200 °C 和 600 °C 分别排胶 10 min 后, 在 1 020 °C 烧结温度下保温 2 h 得到陶瓷样品。用于电性能测试的陶瓷样片, 还需在表面涂覆银浆并在 810 °C 下烧渗 10 min 后取出。

1.2 测试方法

采用日本岛津 XRD-6000 型 X 线衍射仪 (XRD) 对烧结后的陶瓷样片进行相结构的表征。实验采用铜靶的 X 线发生器, 测试角度为 10°~70°, 扫描速

率为 4 (°)/min。采用日本电子 SM-6480 型扫描电子显微镜 (SEM), 观察烧结后样片的晶粒大小、形状和气孔分布。

采用安捷伦 LCR-E4980A 高精度 LCR 测试仪测试各试样的电容量 C , 则试样的相对介电常数 (ϵ_r) 为

$$\epsilon_r = \frac{14.4Ch}{\phi^2} \quad (1)$$

式中: ϕ 为直径; h 为厚度。

介电损耗 ($\tan \delta$) 由 LCR 电桥测出。介电温谱由 TZDM-200-300C 高低温测试系统在 1 kHz 下 -170~130 °C 内测得。同时利用上述测试系统在室温下测试样品的阻抗, 测试频率为 50 Hz~1 MHz。

2 结果与讨论

2.1 Ca_{1-x}Ba_xCu₃Ti₄O₁₂ 陶瓷的物相分析

图 1 为不同组分的 Ca_{1-x}Ba_xCu₃Ti₄O₁₂ ($x=0, 0.005, 0.010, 0.020, 0.030, 0.040, 0.050, 0.100$) 陶瓷的 XRD 图谱。对比 CCTO 标准卡片 JCPDF No. 75-2188 可发现, 所有样品都形成了 CCTO 立方晶相。当 $x=0, 0.005, 0.010, 0.020$ 时, 几乎看不到杂相的生成; 当 $x=0.030$ 时, 样品开始出现第二相 CuO。随着 Ba²⁺ 掺杂量增加到 0.100 时, 样品中又出现了 CaTiO₃ 及 Ti₈O₁₅, 这与 Adams^[9] 提出的 CCTO 陶瓷烧结后的分解产物类似。由分解前后元素守恒可知, 第二相 CuO、CaTiO₃ 及 Ti₈O₁₅ 的摩尔比应为 24:8:3。因此, 随着 Ba²⁺ 掺杂量增大, 第二相逐渐增多, 进而从 CuO 再到 CaTiO₃ 和 Ti₈O₁₅ 逐渐检出 (见图 1), 据文献 [10] 可知, 第二相 CuO 可以起到抑制晶粒生长的作用。通过 Jade 软件对陶瓷样品的 XRD 谱进行分析, 得到陶瓷样品的晶格常数如表 1 所示 (a 为晶格常数, g 为平均晶粒尺寸)。由表可发现, Ba²⁺ 掺杂使 CCTO 的晶格常数增大, 这是因为掺杂的 Ba²⁺ 半径较大: Ba²⁺ 半径为 0.142 nm, Ca²⁺ 半径为 0.112 nm, Cu²⁺ 半径为 0.073 nm。

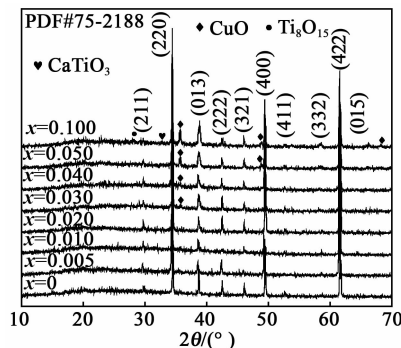


图 1 Ca_{1-x}Ba_xCu₃Ti₄O₁₂ 陶瓷的 XRD 图谱

表 1 $\text{Ca}_{1-x}\text{Ba}_x\text{Cu}_3\text{Ti}_4\text{O}_{12}$ 陶瓷的 a 及 g

x	a/nm	$g/\mu\text{m}$	x	a/nm	$g/\mu\text{m}$
0	0.736 27	21.75	0.005	0.738 24	22.95
0.010	0.737 45	11.21	0.020	0.736 77	3.87
0.030	0.736 75	3.28	0.040	0.737 69	1.92
0.050	0.737 66	1.55	0.100	0.737 57	1.25

2.2 $\text{Ca}_{1-x}\text{Ba}_x\text{Cu}_3\text{Ti}_4\text{O}_{12}$ 陶瓷的微观形貌

图 2 为不同组分的 $\text{Ca}_{1-x}\text{Ba}_x\text{Cu}_3\text{Ti}_4\text{O}_{12}$ 陶瓷在 1 000 倍下的表面微观形貌。由图可知, Ba^{2+} 掺杂后陶瓷的显微结构有所改变, 主要表现为晶粒尺寸和气孔率的变化。图 2(a) 为未掺杂 Ba^{2+} 的纯 CCTO 陶瓷微观形貌, 可以看出它的晶粒尺寸较大, 形状不规则, 表面有较多的气孔, 随着 Ba^{2+} 掺杂量的增加, 从图 2(b)~(h) 可观察到试样的 g 减小, 表面气孔率在较大掺杂量下降低, 其中图 2(c)~(f) 的样品部分晶粒尺寸开始逐步减小, 出现了粒径大小分布不均匀的情况, 随着 Ba^{2+} 掺杂量继续增加, 才出现表面分布较均匀的细小晶粒(见图 2(g)、(h))。

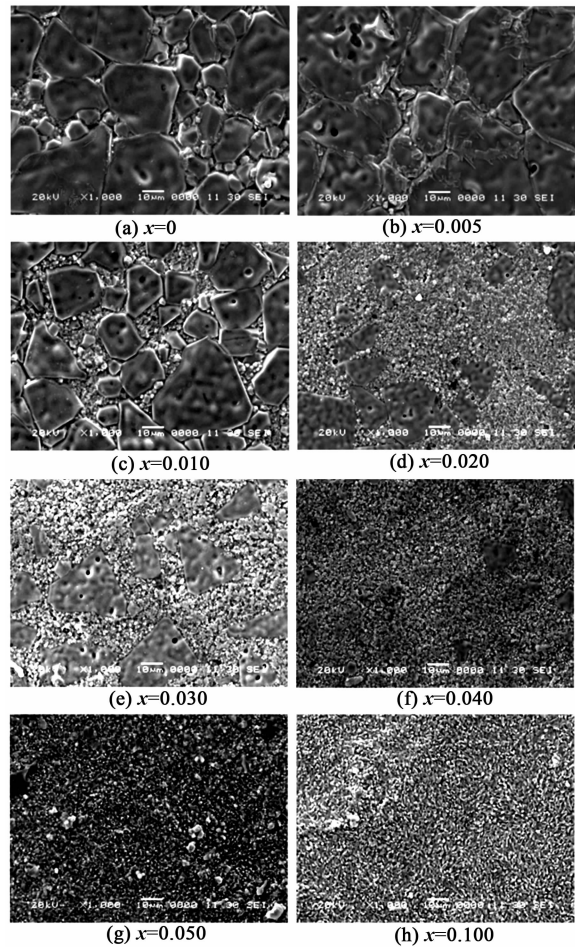


图 2 不同成分的 $\text{Ca}_{1-x}\text{Ba}_x\text{Cu}_3\text{Ti}_4\text{O}_{12}$ 陶瓷 SEM 图
利用 Nano Measurer 软件计算得到不同成分

陶瓷的 g (见表 1)。当 $x=0.005$ 时, 陶瓷的 g 仅增加了 $1.2\ \mu\text{m}$, 几乎无影响。而随着 Ba^{2+} 掺杂量的增大, $\text{Ca}_{1-x}\text{Ba}_x\text{Cu}_3\text{Ti}_4\text{O}_{12}$ 陶瓷的 g 明显减小, 由此表明, 在烧结过程中, Ba^{2+} 掺杂量的增加会抑制晶粒的生长。李旺等^[11] 在研究 La^{3+} 掺杂 CCTO 的实验中, 当 $x(\text{La}^{3+})=7\%$ 时, 也出现过类似现象。这种陶瓷的晶粒细化现象可能与离子的扩散速度有关, 半径较小的离子扩散速度快, 这将导致晶粒的较快生长, 而本实验中离子半径较大的 Ba^{2+} 更多地取代半径小的 Ca^{2+} , 引起离子的扩散减缓, 晶粒生长速度下降, 晶粒得到细化。

2.3 $\text{Ca}_{1-x}\text{Ba}_x\text{Cu}_3\text{Ti}_4\text{O}_{12}$ 陶瓷的介电性能

图 3 为在室温下, 频率(f) $10^2 \sim 10^6\ \text{Hz}$ 时 $\text{Ca}_{1-x}\text{Ba}_x\text{Cu}_3\text{Ti}_4\text{O}_{12}$ 陶瓷的介电性能曲线。由图 3(a) 可知, 所有陶瓷样品的 ϵ_r 随 f 变化的曲线近似直线, 表现出良好的频率稳定性。而从图 3(b) 可看出, 在较低频率($f < 10^4\ \text{Hz}$) 下, 除 $x=0.040$ 和 0.050 时样品的 $\tan \delta$ 较大外, 其余掺杂 Ba^{2+} 的陶瓷样品的 $\tan \delta$ 均有降低, 其中 $x=0.020$ 的陶瓷的 $\tan \delta$ 最低, 可达 $0.064\ 6$; 在较高频率($f > 10^4\ \text{Hz}$) 时, 除 $x=0.010$ 和 0.050 外, 其余掺杂后的陶瓷样品的 $\tan \delta$ 都有改善, 其中 $x=0.030$ 的陶瓷 $\tan \delta$ 最低(为 $0.050\ 9$)。结果表明, 掺杂适量的 Ba^{2+} 可有效降低 CCTO 陶瓷在较低和较高频率段的 $\tan \delta$ 。

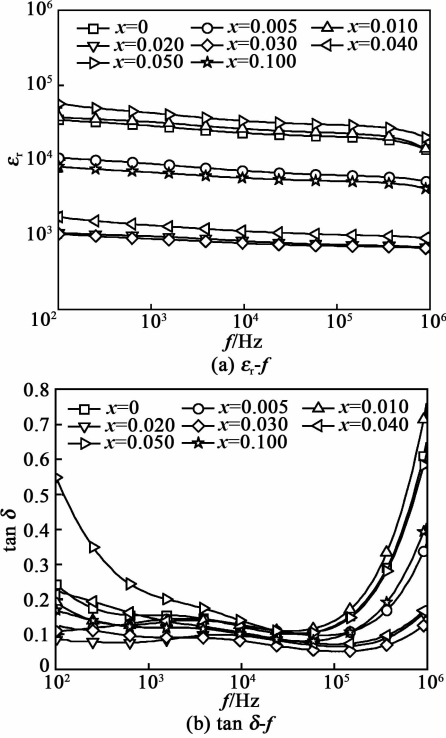


图 3 不同成分的 $\text{Ca}_{1-x}\text{Ba}_x\text{Cu}_3\text{Ti}_4\text{O}_{12}$ 陶瓷室温介电频谱

图 4(a)为在 1 kHz 时 $\text{Ca}_{1-x}\text{Ba}_x\text{Cu}_3\text{Ti}_4\text{O}_{12}$ 陶瓷 ϵ_r 随温度 (T) 的变化曲线。由图可知, $T = -150\text{ }^{\circ}\text{C} \sim 0$ 时, $\text{Ca}_{1-x}\text{Ba}_x\text{Cu}_3\text{Ti}_4\text{O}_{12}$ 陶瓷的 ϵ_r 基本稳定不变; $T > 0$ 时, 纯 CCTO 和 $x = 0.005$ 、 0.010 的 ϵ_r 随 T 逐渐升高, 当 $x > 0.010$ 时, 在 $0 \sim 130\text{ }^{\circ}\text{C}$ 下 ϵ_r 仍较稳定。

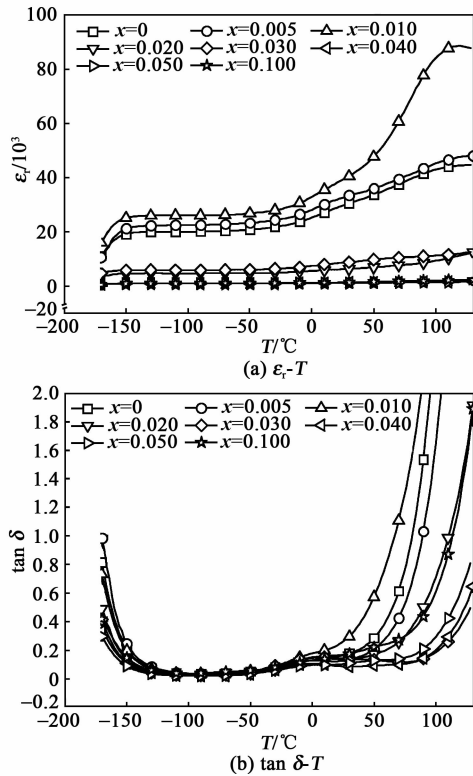


图 4 1 kHz 下 $\text{Ca}_{1-x}\text{Ba}_x\text{Cu}_3\text{Ti}_4\text{O}_{12}$ 陶瓷的介电温谱

由图 4(b)可看出, 在 $T = -140 \sim -40\text{ }^{\circ}\text{C}$ 时, 各组分陶瓷的 $\tan \delta$ 随 T 的变化较稳定。在 $T < -140\text{ }^{\circ}\text{C}$ 时, 各组分陶瓷的 $\tan \delta$ 随 T 的升高而减小, 且 $x > 0.005$ 时可降低 $\tan \delta$; 在 $T > -40\text{ }^{\circ}\text{C}$ 时, 各组分陶瓷的 $\tan \delta$ 随 T 的升高而增大, 除 $x = 0.010$ 外, 其余成分的 $\tan \delta$ 都比 CCTO 小。综上所述可知, CCTO 在掺杂适量的 Ba^{2+} 后, 不仅使 ϵ_r 随温度稳定的区间变宽, 还在一定的温度区间内降低了 $\tan \delta$ 。

表 2 为 1 kHz 下, $\text{Ca}_{1-x}\text{Ba}_x\text{Cu}_3\text{Ti}_4\text{O}_{12}$ 陶瓷在 $-55 \sim 125\text{ }^{\circ}\text{C}$ 时的相对介电常数温度变化率 ($\Delta\epsilon_r/\epsilon_{rT}$), 其表达式为

$$\Delta\epsilon_r/\epsilon_{rT} = \frac{\epsilon_r - \epsilon_{rT}}{\epsilon_{rT}} \times 100\%$$

(2)

式中: ϵ_{rT} 为室温 ($25\text{ }^{\circ}\text{C}$) 下的相对介电常数; $\Delta\epsilon_r$ 为相对介电常数的变化量。表 2 中, ϵ_{rT1} 为 $-55\text{ }^{\circ}\text{C}$ 时

的相对介电常数, ϵ_{rT2} 为 $125\text{ }^{\circ}\text{C}$ 时的相对介电常数, 由表可知, 对 CCTO 陶瓷进行适当的 Ba^{2+} 掺杂, 如 $x = 0.040$ 或 0.050 时, 可降低 $-55 \sim 125\text{ }^{\circ}\text{C}$ 时的 $\Delta\epsilon_r/\epsilon_{rT}$, 使陶瓷的介电常数温度稳定性趋于电子工业协会的电容器 X7R 标准。

表 2 1 kHz 下 $\text{Ca}_{1-x}\text{Ba}_x\text{Cu}_3\text{Ti}_4\text{O}_{12}$ 陶瓷在 $-55 \sim 125\text{ }^{\circ}\text{C}$ 时的 $\Delta\epsilon_r/\epsilon_{rT}$

x	ϵ_{rT1}	ϵ_{rT2}	ϵ_{rT}	$\frac{\Delta\epsilon_r}{\epsilon_{rT}}/\%$
0	20 540.500 0	44 539.020	29 177.710	-30~+53
0.005	23 040.720 0	47 750.390	32 683.520	-30~+46
0.010	26 475.900 0	88 359.060	38 478.630	-31~+130
0.020	4 668.990 0	11 704.160	6 126.730	-24~+91
0.030	5 930.320 0	12 102.240	8 457.660	-30~+43
0.040	864.100 0	1 492.380	1 113.010	-22~+34
0.050	855.578 2	1 562.773	1 055.201	-19~+48
0.100	973.670 0	2 185.230	1 275.530	-24~+71

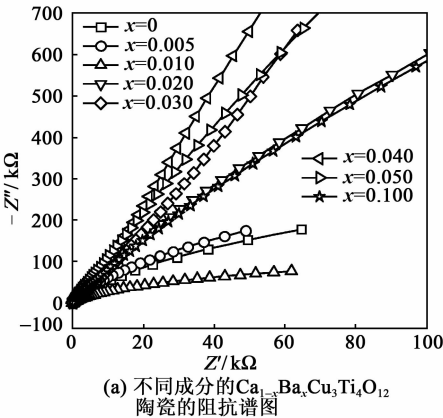
2.4 $\text{Ca}_{1-x}\text{Ba}_x\text{Cu}_3\text{Ti}_4\text{O}_{12}$ 陶瓷的阻抗

根据 IBLC 模型, 样品的复阻抗 Z^* 可表示为

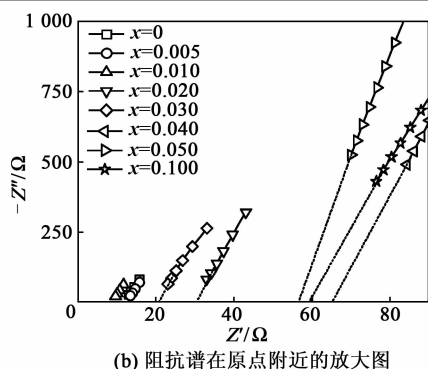
$$Z^* = Z' - iZ''$$

(3)

式中: Z' 为阻抗实部; Z'' 为阻抗虚部。为了进一步研究 Ba^{2+} 掺杂对 $\text{Ca}_{1-x}\text{Ba}_x\text{Cu}_3\text{Ti}_4\text{O}_{12}$ 陶瓷电性能的影响, 测试了室温下 $20\text{ Hz} \sim 1\text{ MHz}$ 时的阻抗谱, 如图 5 所示。根据文献[12-13]可知, 图 5(a) 中曲线在低频下与 Z' 轴交点值为晶界电阻 (R_{gb}), 而在高频下与 Z' 轴交点值为晶粒电阻 (R_g)。



(a) 不同成分的 $\text{Ca}_{1-x}\text{Ba}_x\text{Cu}_3\text{Ti}_4\text{O}_{12}$ 陶瓷的阻抗谱图



(b) 阻抗谱在原点附近的放大图

图5 不同成分的 $\text{Ca}_{1-x}\text{Ba}_x\text{Cu}_3\text{Ti}_4\text{O}_{12}$ 陶瓷的
阻抗谱图及其在原点附近的放大图

由图5(a)可知, $x=0.010$ 的陶瓷圆弧曲线与 Z' 轴在低频段的交点值最小, 即 R_{gb} 最小, 其余掺杂 Ba^{2+} 的陶瓷成分的 R_{gb} 均大于纯 CCTO, 这说明掺杂一定量 Ba^{2+} 能增加 CCTO 的 R_{gb} 。而观察图5(b)可知, 各组分 $\text{Ca}_{1-x}\text{Ba}_x\text{Cu}_3\text{Ti}_4\text{O}_{12}$ 陶瓷的 R_{g} 差值不明显, 通过延伸曲线使其与 Z' 轴相交可得到相应成分的 R_{g} 值, 除了 $x=0.010$ 的陶瓷外, 其他成分陶瓷的 R_{g} 值也都大于纯 CCTO。 $x=0.040$ 时, $R_{\text{g}} \approx 65 \Omega$ 为最大, $x=0.010$ 时, $R_{\text{g}} \approx 10 \Omega$ 为最小, 差值仅为 55Ω 。由于 R_{g} 差值远小于 R_{gb} 差值, 故可认为影响陶瓷电性能的主要是 R_{gb} 。根据下式^[14]可表明增加 R_{gb} 或减小 R_{g} 可降低 $\tan \delta$, 即

$$\tan \delta = \frac{1}{\omega R_{\text{gb}} C} + \omega R_{\text{g}} C \quad (4)$$

式中 ω 为圆频率。

结合图5可知, 掺杂一定量的 Ba^{2+} 可降低 CCTO 的 $\tan \delta$, 这在一定程度上解释了 $\text{Ca}_{1-x}\text{Ba}_x\text{Cu}_3\text{Ti}_4\text{O}_{12}$ 陶瓷的 $\tan \delta$ 随 f 的变化规律。

3 结论

本实验采用传统固相法制备了 Ba^{2+} 掺杂的 CCTO 陶瓷(即 $\text{Ca}_{1-x}\text{Ba}_x\text{Cu}_3\text{Ti}_4\text{O}_{12}$), 研究了不同 x 值($x=0 \sim 0.100$)对其相结构、微观形貌及电性能的影响, 得出了如下结论:

1) 掺杂 Ba^{2+} 后的 $\text{Ca}_{1-x}\text{Ba}_x\text{Cu}_3\text{Ti}_4\text{O}_{12}$ 陶瓷为立方晶相。随着 Ba^{2+} 掺杂量的增加, 产生了第二相 CuO, 同时 Ba^{2+} 掺杂使 CCTO 的晶格常数增大。

2) Ba^{2+} 掺杂后陶瓷的微观形貌改变, 晶粒尺寸随 Ba^{2+} 掺杂量的增加而减小, 表面气孔率随之降低。离子半径较大的 Ba^{2+} 取代离子半径较小的 Ca^{2+} , 使晶粒生长速度下降, 晶粒得到细化。

3) 通过介电性能分析, 表明掺杂适量的 Ba^{2+} 可有效降低 CCTO 陶瓷的介电损耗, 还能拓宽 CCTO 陶瓷相对介电常数随温度变化的稳定区间, 同

时适量的 Ba^{2+} 掺杂也可降低相对介电常数温度变化率, 使陶瓷的温度稳定性更好。

4) 阻抗谱的测试结果说明一定量的 Ba^{2+} 掺杂增加了 CCTO 的晶界电阻, 从而降低了 CCTO 的介电损耗, 也在一定程度上解释了 $\text{Ca}_{1-x}\text{Ba}_x\text{Cu}_3\text{Ti}_4\text{O}_{12}$ 陶瓷介电损耗随频率的变化规律。

参考文献:

- [1] RAMIREZ A P, SUBRAMANIAN M A, GARDEL M, et al. Giant dielectric constant response in a copper-titanate[J]. Solid State Communications, 2000, 115(5): 217-220.
- [2] ADAMS T B, SINCLAIR D C, WEST A R, et al. Giant barrier layer capacitance effects in $\text{CaCu}_3\text{Ti}_4\text{O}_{12}$ [J]. Advanced Materials, 2002, 14: 1321-1323.
- [3] 于玉, 邹承锐, 刘展晴, 等. 钛酸铜钙巨介电材料的研究进展[J]. 合成材料老化与应用 2019, 48(5): 146-149.
- [4] RHOUMA S, SAID S, AUTRET C, et al. Comparative studies of pure, Sr-doped, Ni-doped and co-doped $\text{CaCu}_3\text{Ti}_4\text{O}_{12}$ ceramics: Enhancement of dielectric properties[J]. Journal of Alloys & Compounds, 2017, 717: 121-126.
- [5] LI T, CHEN Z, CHANG F, et al. The effect of Eu_2O_3 doping on $\text{CaCu}_3\text{Ti}_4\text{O}_{12}$ varistor properties[J]. Journal of Alloys & Compounds, 2009, 481(1/2): 718-722.
- [6] GRUBBS R K, VENTURINI E L, CLEM P G, et al. Dielectric and magnetic properties of Fe- and Nb-doped $\text{CaCu}_3\text{Ti}_4\text{O}_{12}$ [J]. Phys Rev b, 2005, 72(10): 1-11.
- [7] LI W, QIU S Y, CHEN N, et al. Enhanced dielectric response in Mg-doped $\text{CaCu}_3\text{Ti}_4\text{O}_{12}$ ceramics[J]. Journal of Materials Science & Technology, 2010, 26(8): 682-686.
- [8] THONGBAI P, JUMPATAM J, YAMWONG T, et al. Effects of Ta^{5+} doping on microstructure evolution, dielectric properties and electrical response in $\text{CaCu}_3\text{Ti}_4\text{O}_{12}$ ceramics[J]. Journal of the European Ceramic Society, 2012, 32(10): 2423-2430.
- [9] ADAMS T B, SINCLAIR D C, WEST A R. Decomposition reactions in $\text{CaCu}_3\text{Ti}_4\text{O}_{12}$ ceramics[J]. American Ceramics Society, 2006, 89: 2933-2838.
- [10] 于云飞, 王佩佩, 唐章宏, 等. $\text{CaCu}_3\text{Ti}_4\text{O}_{12}$ 材料的制备及介电性能分析[J]. EMC 材料应用 2018(6): 53-56.
- [11] 李旺, 罗哲, 唐鹿, 等. La^{3+} 掺杂 $\text{Ca}_{1-x}\text{La}_x\text{Cu}_3\text{Ti}_4\text{O}_{12}$ 陶瓷的制备及性能研究[J]. 人工晶体学报, 2017, 46(9): 1735-1739.
- [12] CHIODELLIO G, MASSAROTTI V, CAPSONIA D, et al. Electric and dielectric properties of pure and doped $\text{CaCu}_3\text{Ti}_4\text{O}_{12}$ perovskite materials[J]. Solid State Communications, 2004, 132: 241-246.
- [13] CAPSONI D, BINI M, MASSAROTTI V. Role of doping and CuO segregation in improving the giant permittivity of $\text{CaCu}_3\text{Ti}_4\text{O}_{12}$ [J]. Journal of Solid State Chemistry, 2004, 177: 4494-4500.
- [14] 冯丽欣. $\text{CaCu}_3\text{Ti}_4\text{O}_{12}$ 的巨介电性质研究[D]. 杭州: 浙江大学, 2006.

基于压电阻抗技术的木梁损伤识别研究

韩芳^{1,2}, 汪程凤¹, 张全景¹

(1. 武汉科技大学 理学院, 湖北 武汉 430081; 2. 冶金工业过程系统科学湖北省重点实验室(武汉科技大学), 湖北 武汉 430081)

摘要:利用压电阻抗技术对粘贴有压电陶瓷(PZT)传感器的无损木梁和带孔洞损伤的木梁进行数值模拟和实验研究,并用损伤指数,即均方根偏差(RMSD)来定量评估木梁的阻抗值随损伤程度和损伤位置的变化关系。计算结果表明,利用压电阻抗法能够有效识别木梁的局部损伤,当PZT贴片和损伤位置的间距一定时,RMSD随损伤程度的增大而增大;当损伤程度一定时,RMSD随PZT贴片和损伤位置间距的增大而减小,数值结果与现有实验结果规律一致。相关结论证明了利用压电阻抗技术检测木梁局部损伤的有效性,可为工程实际提供参考。

关键词:压电阻抗法;损伤识别;数值模拟;均方根偏差;压电陶瓷(PZT)传感器

中图分类号:TN384; TM22; TU531.15 **文献标志码:**A **DOI:**10.11977/j.issn.1004-2474.2020.04.015

Damage Detection for Timber Beams Based on Piezoelectric Impedance Technology

HAN Fang^{1,2}, WANG Chengfeng¹, ZHANG Quanjing¹

(1. College of Science, Wuhan University of Science and Technology, Wuhan 430081, China; 2. Hubei Province

Key Laboratory of Systems Science in Metallurgical Process(Wuhan University of Science and Technology), Wuhan 430081, China)

Abstract: The numerical simulation and experimental study on the non-destructive and destructive timber beams with piezoelectric ceramic (PZT) sensors are carried out based on the piezoelectric impedance technology, and the damage index, that is the root mean square deviation (RMSD), is used to quantitatively evaluate the relationship between the impedance value of the timber beams as a function of the damage degree and the damage location. The results indicated that the piezoelectric impedance method could efficiently estimate the local damage. The RMSD value increased with the increase of the damage degree when the distance between the PZT transducer and damage location was fixed, while the RMSD decreased with the increase of the distance between the PZT transducer and damage location when the damage degree was fixed. The numerical results are consistent with the existing experimental results. Both of the numerical results and the experimental results indicate that the piezoelectric impedance method can efficiently detect the local damage of the timber beams, which can provide a reference for engineering practice.

Key words: piezoelectric impedance method; damage detection; numerical simulation; root mean square deviation; lead zirconate titanate (PZT) transducer

0 引言

木材作为一种低碳环保的建筑材料,在古建筑和现代建筑中被广泛使用^[1]。然而,相对于混凝土、金属等现代常用建筑材料而言,木材的“有机”特性会导致开裂腐烂、生物侵袭等材料损伤,进而削弱木结构整体强度,最终影响木结构的使用寿命。因此,木材的健康监测和损伤检测对于确保整个木结构的安全性和可靠性至关重要。

近年来,压电智能材料被广泛用于结构损伤识别和健康监测领域,并受到国内外学者的密切关注。压电智能材料的正、逆压电效应使其既可作为驱动

器又可作为传感器,这一特性直接推动了结构微型损伤检测和健康监测技术的发展。其中,常用的是基于压电阻抗技术的损伤检测方法^[2]。压电阻抗技术最初由Liang等^[3]提出,随后其他学者利用压电阻抗技术在混凝土强度监测^[4]、管道裂缝检测^[5]、螺栓松动监测^[6]、板结构损伤检测^[7]、节点连接损伤检测^[8]等工程领域进行了深入研究。相对于金属、混凝土等建筑材料,木材中不同方向的透射波和反射波的复杂性在一定程度上限制了压电阻抗技术在木结构的广泛应用。目前,王清华等^[9]基于压电阻抗技术对正交异性板疲劳损伤监测和木梁损伤定位展开实验研究,提出“马氏距离”作为损伤指标并通过

收稿日期:2020-02-26

基金项目:国家自然科学基金资助项目(51108358);冶金工业过程系统科学湖北省重点实验室开放基金资助项目(Y201904)

作者简介:韩芳(1980-),女,湖北人,副教授,博士,主要从事工程力学的教学和科研工作。

实验得到导纳曲线随损伤程度的变化规律;胡显燕等^[10]采用阻抗技术对结构进行损伤测试,利用理论和实验手段对损伤位置和程度进行了量化评估,并提出新的损伤指标。因此,为充分发挥压电阻抗技术在木结构领域的应用价值,本文从数值仿真和实验的角度出发,建立不同损伤位置和不同损伤程度的木梁有限元模型,采用压电阻抗技术和损伤指数(均方根偏差(RMSD))研究木梁的阻抗与损伤位置和损伤程度的关系,为木梁的损伤检测提供参考。

1 数值计算

1.1 自由压电片阻抗分析

选用 PZT-5 型压电片(直径 $\varnothing$ 10 mm、厚为 2 mm),密度 7 750 kg/m³,具体参数由厂家提供(见表 1)。采用 ANSYS 建模,选用 SOLID5 单元建立自由压电片有限元模型(见图 1)。取压电片厚度方向为 z 方向并作为极化方向,在 z 方向两极分别施加激励电压 0 和 1 V,激励频率为 100 kHz~1 MHz,进行谐响应分析。

表 1 压电片材料参数

压电柔度系数/(10 ⁻¹² m ² · N ⁻¹)					
$S_{11} = S_{22}$	S_{33}	S_{12}	$S_{13} = S_{23}$	$S_{44} = S_{55}$	S_{66}
16.5	20.6	-4.79	-8.5	42.6	42.6
相对介电常数		压电应变常数/(10 ⁻¹² m · V ⁻¹)			
$\epsilon_{r11} = \epsilon_{r22}$	ϵ_{r33}	$d_{31} = d_{32}$	d_{33}	$d_{24} = d_{15}$	
3 130	1 700	-195	450	650	

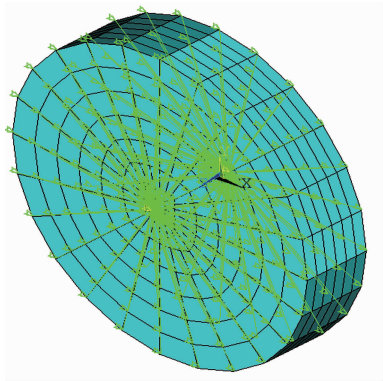


图 1 自由压电片有限元模型

计算得到压电片的阻抗实部和虚部值随频率的变化曲线如图 2 所示。由图可知,在 100 kHz~1 MHz 时阻抗实部有 3 个峰值,与虚部峰值在相应频率附近一一对应。其中,第 1 个阻抗峰值幅值(在 150~300 kHz 时)最大,是第 2 个阻抗峰值(在 400~500 kHz 时)和第 3 个阻抗峰值(在 600~700 kHz 时)幅值的 10 倍以上,因此,后续数值模拟

选择 150~300 kHz 的频率段进行重点分析。另外,压电阻抗的实部对结构力学性能的变化更敏感和稳定,选择阻抗的实部作为后续研究参数。

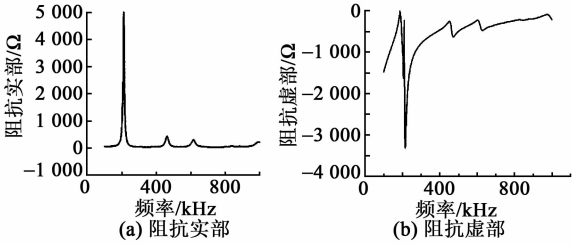


图 2 PZT 片阻抗实部和虚部图

1.2 木梁阻抗分析

木材选用北美松木,木梁试件长 200 mm,宽 60 mm,厚 17 mm,弹性模量为 15.8 GPa,密度 670 kg/m³。圆形压电陶瓷(PZT)传感器粘贴在距离木梁左侧端 30 mm 处。以木梁长度方向为 x 轴、宽度方向为 y 轴,厚度方向为 z 轴建立三维模型。木梁选用 SOLID45 单元。为简化问题,孔洞损伤在木梁厚度方向贯穿。孔洞损伤仅考虑孔洞直径(D)从无损状态增加到 $\varnothing$ 4 mm、 $\varnothing$ 6 mm、 $\varnothing$ 8 mm 和 $\varnothing$ 11 mm,孔洞中心位置和 PZT 圆心位置(L)从 40 mm、60 mm、80 mm 增加到 100 mm。不考虑粘结层影响,得到带孔洞损伤的木梁有限元模型如图 3 所示。考虑健康工况 1 个,孔洞损伤工况 16 个,共计 17 个工况,各工况的详细损伤参数如表 2 所示。

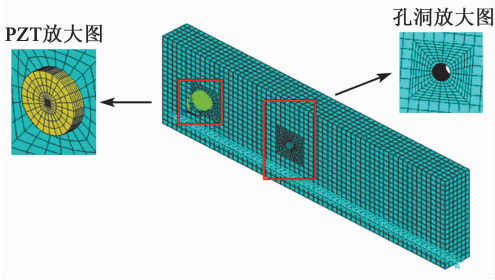


图 3 带孔洞损伤的木梁有限元模型图

表 2 木梁孔洞损伤工况参数列表

工况编号	D /mm	L /mm	工况编号	D /mm	L /mm
工况 1	0	0	工况 10	8	40
工况 2	4	40	工况 11	8	60
工况 3	4	60	工况 12	8	80
工况 4	4	80	工况 13	8	100
工况 5	4	100	工况 14	11	40
工况 6	6	40	工况 15	11	60
工况 7	6	60	工况 16	11	80
工况 8	6	80	工况 17	11	100
工况 9	6	100			

分别对以上17个工况进行谐响应分析,激励频率为150~300 kHz。计算得到阻抗实部随激励频率的变化曲线如图4所示。

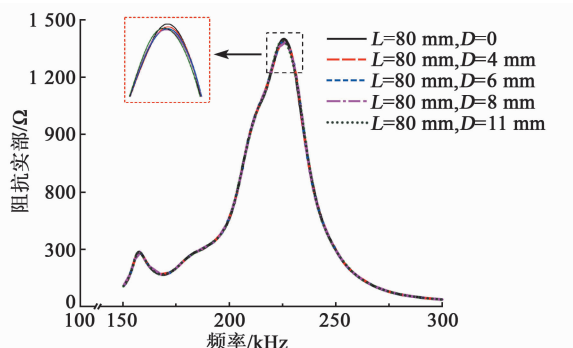


图4 带孔洞损伤的木梁阻抗数值曲线($L=80$ mm)

由图4可见,在激励频率为150~300 kHz时,计算得到木梁损伤前、后阻抗变化非常微小,线条几乎重合。放大峰值后可看出随着损伤加剧,阻抗幅值有轻微下降,同时曲线发生轻微左向偏移,由于损伤导致结构刚度下降带来结构的共振频率略微降低。

进一步采用RMSD做量化分析,得到16个损伤工况的柱状图如图5所示。由图可知,当 L 不变时,RMSD随 D 的增大而增大;当 D 一定时,RMSD随损伤位置和PZT贴片间距的增大而减小。另一方面,从RMSD变化程度来看,当PZT贴片距离损伤较近时(如 $L=40$ mm),随着损伤增大,RMSD变化急剧上升,此后随着距离的增加($L=60$ mm、 80 mm、 100 mm),RMSD仍保持随损伤增大而上升的趋势,但上升程度明显变缓;与之相似,当损伤程度一定及PZT贴片距离损伤较近时,RMSD随损伤距离的增加而急剧下降,此后随着距离的进一步增大,RMSD的下降趋势明显变缓。可见,损伤程度越大,PZT贴片距损伤位置越近,阻抗变化越敏感。进一步说明阻抗对局部损伤更敏感,利用阻抗技术结合RMSD对木梁进行损伤检测是有效的。

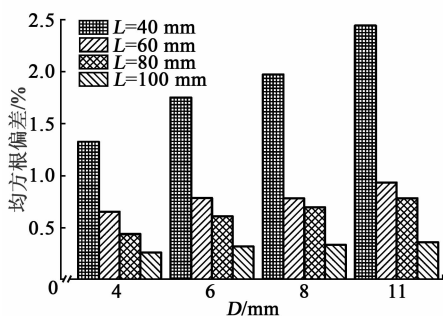


图5 16个损伤工况的柱状图

2 实验分析

2.1 实验设计

采用北美松木作为实验模型,试件尺寸长200 mm,宽60 mm,厚17 mm。采用钻孔方式模拟木梁的孔洞损伤, D 依次为 $\varnothing 4$ mm、 $\varnothing 6$ mm、 $\varnothing 8$ mm和 $\varnothing 11$ mm。在距离木梁左端30 mm处粘贴直径为 $\varnothing 10$ mm、厚为2 mm的PZT-5型压电陶瓷传感器。 L 依次为20 mm、40 mm、60 mm、80 mm和100 mm,PZT与孔洞间的位置关系如图6所示。

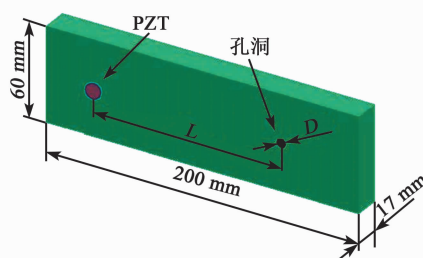


图6 PZT与孔洞位置关系

2.2 实验装置及实验过程

实验系统由Agilent 4294A阻抗分析仪、压电陶瓷传感器、木梁试件和数据采集系统构成。在木梁损伤检测实验中,首先通过Agilent 4294A阻抗分析仪发射100 kHz~1 MHz的扫频波,为保证精度采用仪器最大801个采样点。选择在优势频率段(150~300 kHz)对木梁进行扫频识别,利用数据采集系统实测PZT压电传感器的电压信号并进行数据分析。现场实验装置如图7所示,为保证实验精度,每组工况测量5次,计算取5次平均值以减少测量误差。此外,为降低实验环境对阻抗测量的影响,木梁试件始终被固定在台钳同一位置上,实验在2 h内完成。

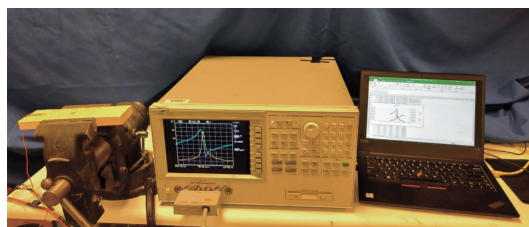


图7 实验装置图

2.3 实验结果与分析

木梁从健康状态到不同程度的损伤状态,其压电片阻抗信号经采集分析后的曲线如图8所示,由图可知,在激励频率为150~300 kHz时,实验得到木梁损伤前、后阻抗变化非常微小。放大峰值后可

看出随着损伤加剧,即 D 从 0、 $\varnothing 4$ mm、 $\varnothing 6$ mm、 $\varnothing 8$ mm 增大到 $\varnothing 11$ mm,阻抗幅值有轻微下降,同时曲线发生轻微左向偏移,说明木梁由于损伤导致结构刚度下降带来结构的共振频率轻微降低。

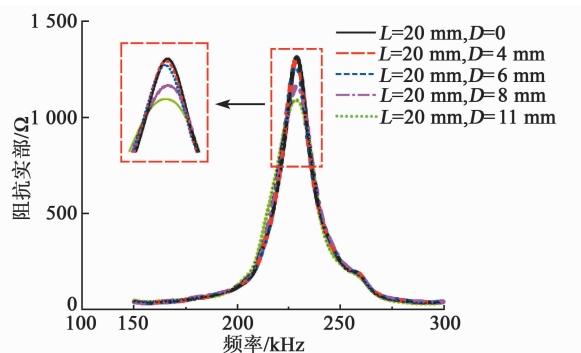


图 8 带孔洞损伤的木梁阻抗实验曲线

进一步采用 RMSD 做量化分析,得到损伤工况的柱状图如图 9 所示。由图可知,当 L 不变时,RMSD 随 D 的增大而增大;当 D 一定时,RMSD 随损伤位置和 PZT 贴片间距的增大而减小,与图 5 数值仿真结果规律一致。

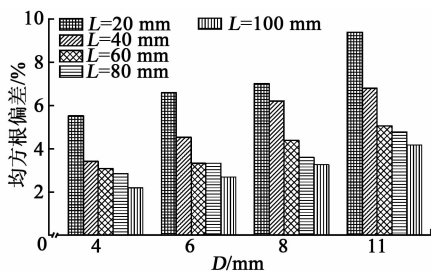


图 9 带孔洞损伤的木梁 RMSD 损伤指数

以工况 8、16 为例,列出数值计算和实验结果对比图如图 10、11 所示。由图 10、11 可知,实验结果和数值计算结果得到的阻抗曲线趋势一致,在 150~300 kHz 的扫频范围内都存在一个较大的阻抗峰值,且阻抗峰值对应的结构频率在 225~230 kHz 之间,但是数值计算得到的阻抗幅值更大。分析原因是数值计算与材料参数选取密切相关,数值计算考

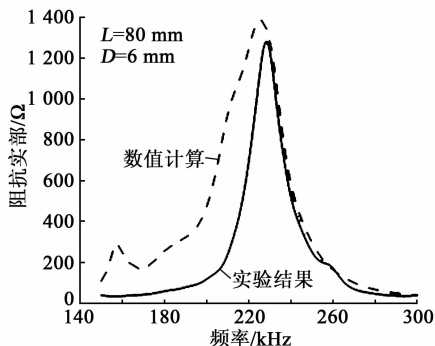


图 10 工况 8 阻抗曲线对比图

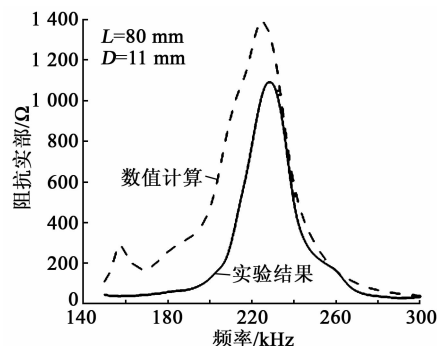


图 11 工况 16 阻抗曲线对比图

虑的是理想环境,而实验中存在温度、湿度、边界条件等一些不确定影响因素,后续数值计算还会进一步完善。

3 结束语

基于压电阻抗技术对木梁的孔洞损伤进行数值计算和实验研究,并采用损伤指数 RMSD 进行定量评估,计算表明,压电阻抗对木梁局部损伤识别敏感,可为工程实际提供参考;当损伤位置不变时,损伤指数 RMSD 随损伤程度的增大而增大;当损伤程度一定时,RMSD 随损伤位置和 PZT 贴片间距的增大而减小;PZT 贴片与损伤位置之间的距离越近,RMSD 变化越急剧,随着距离的增加,RMSD 变化趋于平缓,建议工程中考虑 PZT 贴片位置对损伤识别精度的影响因素。

参考文献:

- [1] CRUZ H, YEOMANS D, TSAKANIKAS E. Guidelines for on-site assessment of historic timber structures[J]. International Journal of Architectural Heritage, 2015, 9(3):277-289.
- [2] 朱宏平,王丹生,张俊兵. 基于压电阻抗技术的结构损伤识别基本理论及其应用[J]. 工程力学, 2008, 25(增 II):34-43.
ZHU Hongping, WANG Dansheng, ZHANG Junbing. Theory and application of structure damage detection based on piezoelectric impedance technique [J]. Engineering Mechanics, 2008, 25(Suppl. II):34-43.
- [3] LIANG C, SUN F P, ROGERS C A. An impedance method for dynamic analysis of active material systems [J]. Journal of Intelligent Material Systems and Structures, 1997, 8:323-334.
- [4] XU Bin, ZHANG Ting, SONG Gangbing. Active interface debonding detection of a concrete-filled steel tube with PZT techniques using wavelet packet analysis[J]. Mechanical Systems and Signal Processing, 2013, 36:7-17.

基于压电薄膜的多信息触觉检测系统

惠乾鑫,高鑫宇,崔 猛,辛 毅

(吉林大学 仪器科学与电气工程学院,吉林 长春 130026)

摘 要:为模拟人类触觉感知功能,实现智能触觉,研制了一种基于聚偏氟乙烯(PVDF)压电薄膜的多信息触觉检测系统,初步实现了对物体表面柔软度、黏性、纹理粗糙度、纹理规律性、热度 5 种维度信息的检测识别。该触觉检测系统利用凸点型压电薄膜传感器获取物体表面信息,上位机对采样信号进行数字滤波、特征提取及特征分类,最终得到物体表面特性信息,并绘出物体表面特性五感图。其中纹理粗糙度采用主频率识别方法,利用傅里叶变换(FFT)进行特征提取。实验结果表明,该系统能够有效区分被测物体表面信息。

关键词:触觉智能;聚偏氟乙烯(PVDF)压电薄膜;多信息触觉信号检测;五感图;主频率识别;傅里叶变换(FFT)

中图分类号:TN304;TM22;TP212.3;TP216 **文献标志码:**A **DOI:**10.11977/j.issn.1004-2474.2020.04.016

Multi-information Tactile Detection System Based on Piezoelectric Film

HUI Qianxin, GAO Xinyu, CUI Meng, XIN Yi

(College of Instrument Science and Electrical Engineering, Jilin University, Changchun 130026, China)

Abstract: In order to simulate human tactile sensation and realize intelligent tactile sensation, a multi-information tactile detection system based on polyvinylidene fluoride (PVDF) piezoelectric film was developed, which initially realized the detection and recognition of the five dimensional information of the surface softness, viscosity, texture roughness, texture regularity and heat of an object. The tactile signal detection system uses a bump-type piezoelectric thin film sensor to obtain object surface information, and the host computer performs digital filtering, feature extraction, and feature classification on the sampled signal, and finally obtains the surface characteristic information of the object, and draws a five-sensing map of the surface characteristics of the object. Among them, the texture roughness adopts the main frequency recognition method, and uses the Fourier transform (FFT) to perform feature extraction. The experimental results show that the system can effectively distinguish the surface information of the measured object.

Key words: tactile intelligence; PVDF piezoelectric film; multi-information tactile signal detection; five-sense map; main frequency recognition; FFT

0 引言

触觉是人类通过皮肤感知外界环境的一种形式,如感知来自外界的温度、湿度、压力、振动等,以及感受目标物体的形状、大小、材质、软硬程度等^[1]。皮肤的感知只能定性而非定量检测,而触觉传感器不仅可以模仿人类皮肤的功能,还可以将外部信息定量地转化为电信号,从而实现更精确的检测和识别功能^[2]。通过触觉传感器获取目标物体表面特性

信息具有很大的现实意义,在纺织领域,可将物体表面纹理特征用于评估和识别织物^[3-4];在机器人应用领域,通过分析物体表面特性,有助于实现机器人软抓取功能^[5];在构建虚拟环境领域,需要对物体真实表面进行有效测量,通过有效分析物体表面特性,可创建更逼真的虚拟物体^[6-7]。

聚偏氟乙烯(PVDF)压电薄膜因具有柔韧性强,机械强度高,灵敏度高及频响范围宽等优点,在触觉传感器领域具有广泛的应用前景^[8-10]。目前基

收稿日期:2020-03-02

基金项目:国家自然科学基金资助项目(51303062,61202307);中央高校基本科研业务费专项基金资助项目;吉林大学国家级大学生创新实践基金资助项目(2018A6511)

作者简介:惠乾鑫(1998-),男,陕西宝鸡人,主要从事测控技术与仪器专业的研究。E-mail:2416174305@qq.com。通信作者:辛毅(1981-),女,吉林长春人,副教授,博士,主要从事传感器与微弱信号检测的研究。E-mail:yixin@jlu.edu.cn。

于 PVDF 压电薄膜触觉的研究大多局限于触、滑、热 3 种宏观维度,并未对其进行深入细分。因此,设计了一套基于 X_Z 二维丝杠移动系统的多信息触觉检测系统,该系统可实现对物体表面柔软度、黏性、纹理粗糙度、纹理规律性、热度 5 种维度信息的检测识别。

1 总体设计

1.1 系统总体设计方案

不同于视觉与听觉这类被动感觉,触觉是与运动紧密结合的一种主动感觉,人们通过触摸运动来感知触觉。基于此,搭建了一套 X_Z 二维丝杠移动

系统模拟人类感知触觉时所需的轻触、纵向按压、横向抚滑等运动。

图 1 为多信息触觉检测系统的总体设计框图。将自制凸点型 PVDF 压电薄膜粘附于 3D 打印手指上,搭载 X_Z 二维丝杠移动系统通过轻触、纵向按压、横向抚滑等几种运动,采集物体表面信息,经信号调理电路后由 24 位 ADS1256 采集,通过蓝牙无线传输至由 MATLAB-GUI 设计的上位机进行特征提取及分类,并绘制出物体表面柔软度、黏性、纹理粗糙度、纹理规律性、热度这五大维度信息的五感雷达图。

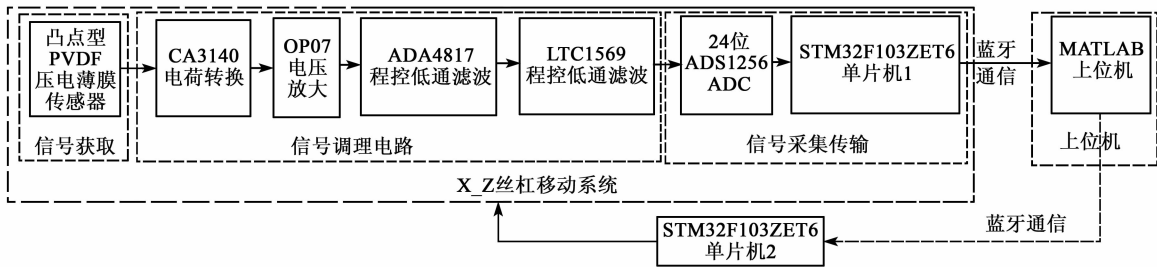


图 1 系统总体设计框图

系统总体装配图如图 2 所示。

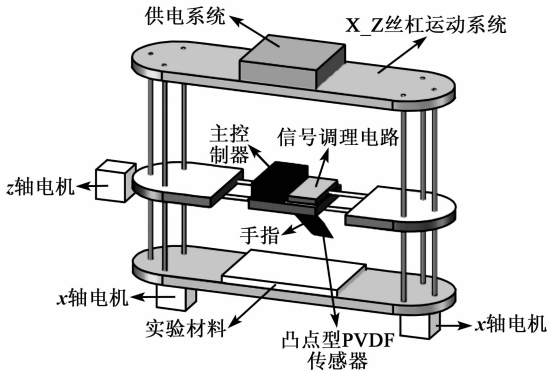


图 2 系统装配图

1.2 PVDF 压电薄膜原理及 5 种感觉的特征映射

PVDF 压电薄膜具有压电效应与热电效应。压电效应指 PVDF 压电薄膜受到压力后会在两极产生相应电荷从而产生电压差,且相反方向压力产生的电压差极性相反。热电效应是指当 PVDF 压电薄膜与被测物体存在温差时,随着温度梯度由高温区往低温区移动时,PVDF 压电薄膜所产生电流或电荷堆积导致薄膜两端产生电压差。

同时设计一款仿生触觉传感器,采用凸点指纹型结构^[11],增加触觉过程的摩擦力,可以更好地保证触觉信号的获取。

最终研究的物体表面柔软度、黏性、纹理粗糙

度、纹理规律性、热度 5 种维度信息的定义及检测原理如表 1 所示。

表 1 5 种触觉维度检测原理

触觉维度	定义	检测原理
柔软度	材料局部抵抗硬物压入其表面的能力	正压电效应(正电压峰值)
黏 性	脱离物体表面所需的作用力	正压电效应(负电压峰值)
纹理规律性	大范围纹理元素的一致性	正压电效应(信号频率)
纹理粗糙度	大范围纹理元素的间距	正压电效应(信号频率)
热 度	物体的冷热程度	热电效应(波峰下降时间)

2 信号调理电路设计

图 3 为设计的信号调理电路,共分为四级单元电路。第一级由 CA3140 构成电荷转换器将电荷信号转换为电压输出,同时将高阻抗输入转换为低阻抗输出以便于后级电路处理。由于按压(柔软度、黏性等)信号和抚滑(纹理粗糙度、纹理规律性)信号幅值相差较大,为了保证信号不失真且方便后级电压抬升电路处理,设计第二级电路为 OP07 构成的有源衰减器,衰减倍数为 1~5 倍。第三级为

ADA4817 构成的加法器,将输出的电压信号抬升 1.5 V,便于 ADC 采集。最后一级为 LTC1569-7 构成的低通程控滤波器。由于系统中信号频率均小于 30 Hz,故设计低通滤波器的截止频率为 30 Hz,同

时消除工频干扰。其中程控滤波器的程控端方波频率 $f_{\text{方波}}$ 与低通滤波器的截止频率 f_c 的关系为

$$f_c = \frac{f_{\text{方波}}}{32}$$

(1)

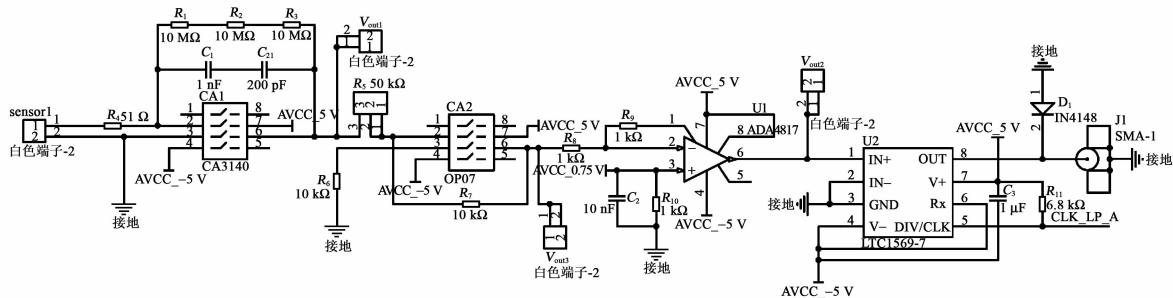


图 3 信号调理电路

3 信号采集装置设计

选用 24 位的 ADS1256 作为外置 ADC 进行数据采集。与主控制器 STM32 采用 SPI 通信,由于信号频率在 30 Hz 以下,故设计采样率为 1 kHz。信号传输采用包传输方式,每个包为 4 096 个点。工作时,每接收到一次上位机指令就采样传输一次。

4 上位机设计

人机交互界面采用 MATLAB 的 GUI 工具搭建,利用蓝牙控制命令实现对 X_Z 丝杠移动系统、ADC 数据采集系统的无线控制及绘制五感雷达图。

人机交互界面如图 4 所示。在交互界面内部分别设置控制 X_Z 丝杠移动系统串口及控制 ADC 采集串口的打开与关闭按钮。利用 2 个蓝牙分别进行指令传输,避免在使用同一个蓝牙通信时产生数据指令串扰等影响。同时界面设置数据保存及清除按钮,方便对不同实验材料数据的存储及对于不稳定采集情况下产生数据的清除。最后在界面中放置所要分辨的物体表面 5 种维度信息,不仅可以实现五感图的绘制,同时还可将所用的实验材料具体特性清晰地展示出来。

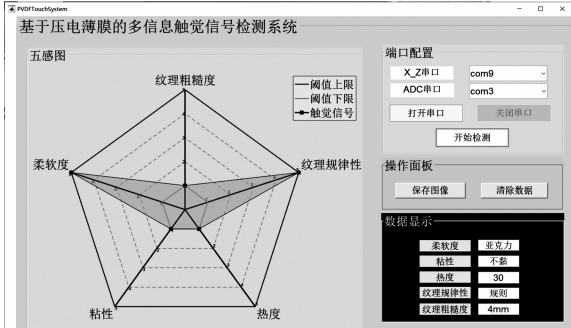


图 4 人机交互界面

软件总体设计流程图如图 5 所示。

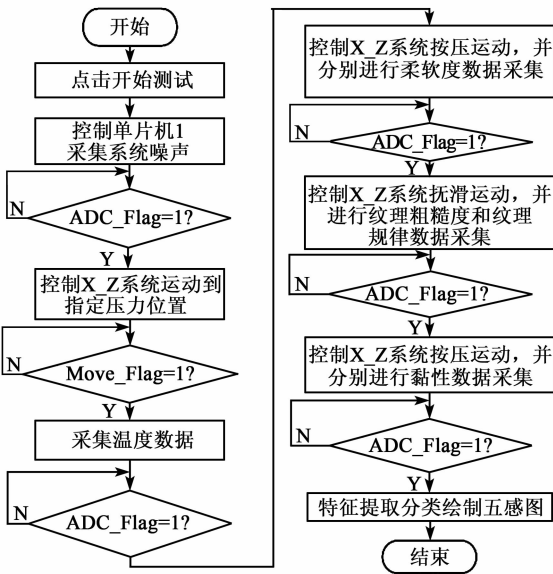


图 5 软件总体设计流程图

5 实验数据处理与分析

根据所要辨识的物体表面 5 种维度信息,选取了符合要求的实验材料,并进行触觉维度等级分类,如表 2 所示。

表 2 触觉维度等级划分

触觉维度	等级分类
柔软度	硬(亚克力板)、较硬(高密度海绵块)、较软(中等密度海绵块)、软(低密度海绵块)
黏 性	黏(粘双面胶)、不黏(不粘双面胶)
纹理规律性	规律(纹理间距相等的亚克力板) 不规律(纹理间距随机的亚克力板)
纹理粗糙度	纹理间距为 4 mm、6 mm、8 mm 的亚克力板
热 度	30 ℃、40 ℃、50 ℃

5.1 柔软度及黏性特征分辨

设柔软度所采集数据的时间序列为 $X_i (i=1, 2, \dots, 4\ 096)$ 。对 X_i 进行降序排列得到 Y_j , 取 $j=1, 2, \dots, 10$ 及 $j=4\ 087, 4\ 088, \dots, 4\ 096$ 组成最大值序列 $MAX_a (a=1, 2, \dots, 10)$ 和最小值序列 $MIN_b (b=1, 2, \dots, 10)$, 并将 MAX_a 和 MIN_b 的平均值之差作为分辨柔软度的特征值 λ_{soft} , 即:

$$\lambda_{\text{soft}} = \frac{\sum_{a=1}^{10} MAX_a - \sum_{b=1}^{10} MIN_b}{10} \quad (2)$$

经实验测试, 得到 λ_{soft} 范围如表 3 所示。

表 3 柔软度特征区分

硬(亚克力)	$\lambda_{\text{soft}} \geq 0.10$
较硬(高密度海绵块)	$0.03 \leq \lambda_{\text{soft}} < 0.10$
较软(中等密度海绵块)	$0.02 \leq \lambda_{\text{soft}} < 0.03$
软(低密度海绵块)	$\lambda_{\text{soft}} < 0.02$

对于黏性, 则取 MIN_b 的平均值作为特征值 λ_{vis} , 若 $\lambda_{\text{vis}} > 1.4$, 则为不黏, 否则为黏性。

5.2 纹理粗糙度与纹理规律性特征分辨

设所采集数据的时间序列为 $X_i (i=1, 2, \dots, 4\ 096)$, 利用 MATLAB 的 findpeaks 函数求取时域波形产生的波峰, 得到每个波峰在 X_i 中的位置 i , 组成新的序列 Y_j 。设有 n 个波峰, 则序列 $Y_j (j=1, 2, \dots, n)$ 共有 n 个元素, 再求相邻两个波峰间的位置间隔 $Z_j = Y_{j+1} - Y_j$, 构成新的时间序列 $A_k (k=1, 2, \dots, n)$, 将序列 A_k 的标准差作为判别纹理规律性的特征值 λ_{regular} , 即

$$\lambda_{\text{regular}} = \sqrt{\frac{1}{n-1} \sum_{k=1}^{n-1} (A_k - \mu)^2} \quad (3)$$

式中 μ 为序列 A_k 的平均值。具体表征如图 6 所示。

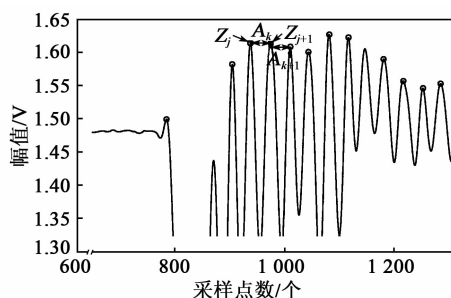


图 6 波峰间隔示意图

经实验测试, 若 $\lambda_{\text{regular}} > 100$, 则接触面粗糙(为不规则的亚克力板), 即为不规律纹理, 否则为规律纹理。

在判断纹理粗糙度(即纹理间距)时, 利用主频

率识别法^[12], 设计无限冲激响应(IIR)高通滤波器先对 X_i 滤除直流分量。模拟高通滤波器通带边界频率为 1 Hz, 阻带截止频率为 0.5 Hz。然后再进行快速傅里叶变换(FFT), 得到频域序列 $F_j, j = (-\frac{N}{2}, \frac{N}{2} - 1) \frac{f_s}{N}$, 其中 $N=4\ 096$ 为采样点数,

$f_s=1\ 000$ 为采样频率, 同时绘出信号的频谱图(见图 7)。

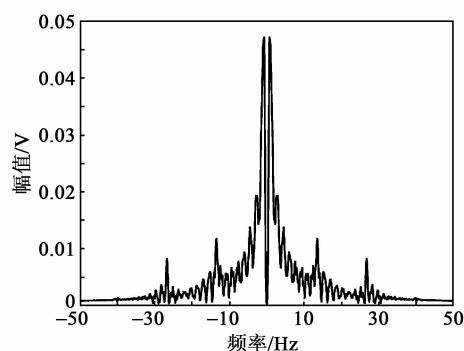


图 7 信号频谱图

求出频谱图的波峰序列 Z_k 及波峰对应的频率序列 B_k , 由于信号的频率均大于 5 Hz, 故忽略 5 Hz 以下的波峰, 得到频谱图如图 8 所示。

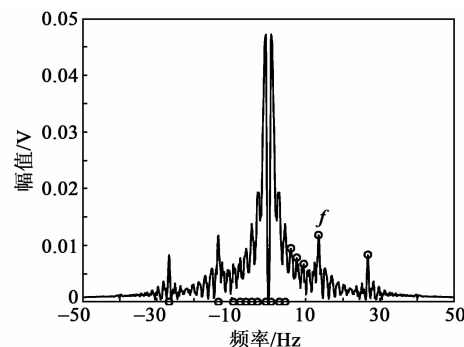


图 8 处理后的频谱图

求出主频率 f 作为纹理粗糙度的特征值 λ_{rough} 。

$$F_{\text{max}} = \text{MAXIMUM}(Z_k) \quad (4)$$

此时 k 对应的频率即为 f , 则有

$$\lambda_{\text{rough}} = f = B_k \quad (5)$$

经实验测试, 得到纹理间距分别为 4 mm, 6 mm, 8 mm 时 λ_{rough} 的范围如表 4 所示。

表 4 纹理粗糙度特征区分

8 mm	6 mm	4 mm
$\lambda_{\text{rough}} < 8.5$	$8.5 \leq \lambda_{\text{rough}} < 16$	$\lambda_{\text{rough}} \geq 16$

6 结束语

从模拟人类触觉出发, 基于凸点型 PVDF 压电薄膜传感器, 搭建稳定的二维 X_Z 丝杠运动系统,

利用3D打印手指进行按压、抚滑等动作,初步实现对于物体表面柔软度、黏性、纹理粗糙度、纹理规律性、热度5种触觉维度信息的提取分类,并绘制物体表面特性五感图,为实现触觉智能提供了参考。

参考文献:

- [1] 黄英,陆伟,赵小文,等.用于机器人皮肤的柔性多功能触觉传感器设计与实验[J].机器人,2011,33(3):347-353.
HUANG Ying, LU Wei, ZHAO Xiaowen, et al. Design and experiment of flexible multifunctional tactile sensor for robot skin[J]. Robot, 2011, 33(3): 347-353.
 - [2] 刘玉荣,向银雪.基于PVDF的压电触觉传感器的研究进展[J].华南理工大学学报(自然科学版),2019,47(10):1-12.
LIU Yurong, XIANG Yinxue. Research progress of piezoelectric tactile sensors based on PVDF[J]. Journal of South China University of Technology(Natural Science Edition), 2019, 47(10): 1-12.
 - [3] 姜瑞涛,胡吉永,丁辛.织物/指尖接触摩擦振动信号的时频联合分析方法[J].东华大学学报(自然科学版),2017,43(6):878-885.
JIANG Ruitao, HU Jiyong, DING Xin. A joint time-frequency analysis method for friction vibration signals of fabric/fingertip contact[J]. Journal of Donghua University(Natural Science Edition), 2017, 43(6): 878-885.
 - [4] 郭小辉,黄英,毛磊东,等.可穿戴式电子织物仿生皮肤设计与应用研究[J].仪器仪表学报,2016,37(4):938-944.
GUO Xiaohui, HUANG Ying, MAO Leidong, et al. Research on design and application of wearable electronic fabric bionic skin[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2016, 37(4): 938-944.
 - [5] 杨肖蓉.基于触觉信息的果蔬表面特性识别研究[D].南京:南京农业大学,2014.
 - [6] 付志宇.力触觉反馈系统的虚拟现实应用研究[D].上海:上海工程技术大学,2015.
 - [7] 刘方全.基于虚拟现实与触觉感知的多功能上肢康复系统研究[D].济南:山东大学,2019.
 - [8] 千承辉,李芮林,李冰洋,等.基于多传感器数据融合的仿生机械手研究[J].压电与声光,2017,39(4):490-493.
QIAN Chenghui, LI Ruilin, LI Bingyang, et al. Research on bionic manipulator based on multi-sensor data fusion[J]. Piezoelectrics & Acoustooptics, 2017, 39(4): 490-493.
 - [9] 刘昭博,彭光正.基于PVDF压电薄膜灵巧手触觉传感器的研究[J].传感器世界,2007(11):11-14.
LIU Zhaobo, PENG Guangzheng. Research on smart hand tactile sensor based on PVDF piezo film[J]. Transducer World, 2007(11): 11-14.
 - [10] 徐洋.基于仿生触觉传感器的多信息感知系统研究[D].长春:吉林大学,2019.
 - [11] XIN Y, TIAN H, GUO C, et al. A biomimetic tactile sensing system based on polyvinylidene fluoride film[J]. Review of Scientific Instruments, 2016, 87(2): 025002.
 - [12] 俞平.智能假肢指尖动态触觉传感阵列设计及纹理识别方法研究[D].杭州:浙江大学,2017.
-
- (上接第500页)
- [5] DU Guofeng, HUO Linsheng, KONG Qingzhao. Damage detection of pipeline multiple cracks using piezoceramic transducers[J]. Journal of Vibroengineering, 2016, 18: 2828-2838.
 - [6] WANG Furui, HUO Lingsheng, SONG Gangbing. A piezoelectric active sensing method for quantitative monitoring of bolt loosening using energy dissipation caused by tangential damping based on the fractal contact theory[J]. Smart Materials and Structures, 2018, 27: 015023.
 - [7] WANG Dansheng, WANG Qinghua, ZHU Hongping. Experimental study on damage detection in timber specimens based on an electromechanical impedance technique and RMSD-based Mahalanobis distance[J]. Sensors, 2016, 16: 1765-1781.
 - [8] 陈刚,许雨心,张大朋,等.基于压电阻抗技术的导管架平台的典型节点损伤检测试验研究[J].应用力学学报,2019,36(4):889-894.
CHEN Gang, XU Yuxin, ZHANG Dapeng, et al. Research on damage detection of typical joints on jacket platform based on EMI[J]. Chinese Journal of Applied Mechanics, 2019, 36(4): 889-894.
 - [9] 王清华.基于压电阻抗的正交异性板与木梁损伤检测研究[D].武汉:华中科技大学,2017.
 - [10] 胡显燕.基于压电阻抗技术的板结构损伤识别研究[D].武汉:华中科技大学,2018.

方位安装误差对调平性能的影响及对策

张涛¹,魏贵玲¹,冯波²,阳洪¹,魏旭阳¹,陈超³,王斌¹

(1. 中国电子科技集团公司第二十六研究所,重庆 400060;2. 四川交通职业技术学院,四川 成都 611130;

3. 中电科技集团重庆声光电有限公司,重庆 401332)

摘要:针对水平传感器存在较大方位安装误差角会导致调平时间延长的问题,该文简述了四点调平策略和动态水平传感器工作原理,建立了坐标矩阵、矩阵转换关系式,讨论了动态水平传感器的方位安装误差对调平系统的影响。试验结果表明,通过测试仪器使动态水平传感器的轴系与安装基座轴系平行的方法,可减小方位安装误差角,提高系统性能。

关键词:动态水平传感器;调平系统;安装误差

中图分类号:TN96;TJ765 **文献标志码:**A **DOI:**10.11977/j.issn.1004-2474.2020.04.017

Influence of Azimuth Installation Error on Leveling Performance and Countermeasures

ZHANG Tao¹,WEI Guiling¹,FENG Bo²,YANG Hong¹,WEI Xuyang¹,CHEN Chao³,WANG Bin¹

(1. The 26th Institute of China Electronics Technology Group Corporation, Chongqing 400060,China;

2. Sichuan Vocational and Technical College of Communications, Chengdu 611130,China;

3. Chongqing Acoustic-Optic-Electronic Co., LTD, China Electronic Technology Group Corporation, Chongqing 401332,China)

Abstract:In view of the problem that the large azimuth installation error angle of the horizontal sensor will lead to the extension of the leveling time, this paper briefly describes the four-point leveling strategy and the working principle of the dynamic horizontal sensor, and establishes the coordinate matrix and matrix conversion relationship, and discusses the influence of the azimuth installation error of the dynamic horizontal sensor on the leveling system. The test results show that the method of making the shafting of the dynamic level sensor parallel to the shafting of the mounting base can reduce the azimuth mounting error angle and improve the system performance.

Key words:dynamic horizontal sensor; leveling system; installation error

0 引言

调平系统作为各类车载平台的调平支撑组件,为智能化、高机动车载装备、民用精密车载仪器、气象雷达等提供高精度的水平基准。调平系统利用水平传感器原理和伺服控制技术原理,将电气伺服控制、机械结构、水平传感器融合为一个有机整体,由电机、驱动器、控制计算机组成的专门伺服调平控制组件带动传动机构自动采集车辆倾斜状态并完成车辆调平。水平传感器利用传感器在重力场中能敏感重力加速度的原理,在载体倾斜时自动测量倾角的变化。调平系统工作时,为了避免轮胎变形引起平面变化,保证调平后的水平度,首先使轮胎离地,让调平腿支撑车辆,再根据采集到的车辆倾斜状态,通

过算法控制调平支撑腿的运动并最终达到调平精度^[1]。本文的研究对象是风吹、人员走动和车辆发动机抖动等动态条件下的水平传感器方位安装误差。动态水平传感器安装在设备重点调平的位置,可以在姿态摇摆状态下使用。高精度的设备对调平系统提出了更高要求,但实际工程中易忽视动态水平传感器的轴系安装误差。

1 自动调平系统

由于载车形式的多样性(如直挂车、半挂车等),平台的形式、大小、承重、刚性的差异等,机械电控形式调平支撑通常有四、六点调平等,调平精度指标的实现,与水平传感器的精度、设置方式、数量不同有关。其中,四点调平是当前主流装备

普遍采用的形式,运用较广泛的是类似模糊控制的模式,即调平支撑腿的运动只要有利于水平度的改善即可^[2]。调平系统工作时由水平传感器传递角度信号给控制系统^[3],控制系统通过控制电机、传递系统实现对平台的精确调平,并通过电机制动器的制动,对调平后的支撑系统进行长时间的锁定^[4]。水平传感器本身误差对调平精度的影响已有讨论,本文以四点支撑调平方式为例,分析了动态水平传感器方位安装误差对调平精度的影响。为了使后述的调平方式有确切的理论依据,现对四点支撑的调平平台做力学分析,在分析过程中做以下3点假设,即

- 1) 平台为刚性。在调平过程中平台不会发生形变。
- 2) 调平支撑腿刚性。在调平过程中支撑腿不会发生形变。
- 3) 地面刚性。调平过程中地面保持水平高度,不因压力而产生变化,土地松软不在此假设范围内。平台支撑腿模型简图如图1所示。

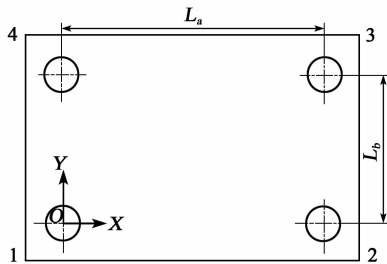


图1 四点支撑平台系统简图

现对平台需用到的变量设定如下:车载平台所载荷物总质量为 M ,以平台左下调平支撑腿中心点为原点建立水平坐标系,水平轴为 X 轴,垂直轴为 Y 轴, X 方向两调平支撑腿的中心点间距为 L_a , Y 方向两调平支撑腿的中心点间距为 L_b 。

在调平过程中,利用动态水平传感器测量得到偏离水平面的两个角 α 、 β (约定平台处于近似水平状态,即 α 、 β 均小于 3°),调平的目标是使平台表面和大地水平面重合,最终使 α 、 β 均为 0° 。

设绕 X 方向旋转的倾角为 α ,绕 Y 方向旋转倾角为 β ,则存在两个平面(平台表面和大地水平面)。假定两个坐标系中水平面坐标系为 $OX_0Y_0Z_0$,理想平台表面坐标系为 $OX_bY_bZ_b$,则非水平状态下的平台坐标图如图2所示,两坐标系间的变换矩阵为

$$\mathbf{C}_b^0 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \alpha & -\sin \alpha \\ 0 & \sin \alpha & \cos \alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \beta & 0 & -\sin \beta \\ 0 & 1 & 0 \\ \sin \beta & 0 & \cos \beta \end{bmatrix} \quad (1)$$

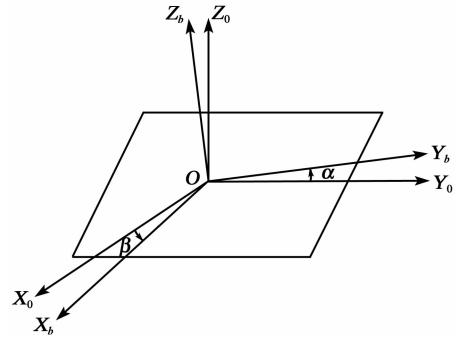


图2 非水平状态下的平台坐标图

由于 α 、 β 为小角度,则 $\cos \alpha \approx 1$, $\cos \beta \approx 1$, $\sin \alpha \approx \alpha$, $\sin \beta \approx \beta$, $\mathbf{C}_b^0$ 可简化为

$$\mathbf{C}_b^0 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & -\beta \\ 0 & 1 & -\alpha \\ \beta & \alpha & 1 \end{bmatrix} \quad (2)$$

假设第 i 个调平支撑腿在水平坐标系 $OX_0Y_0Z_0$ 中的坐标位置 ${}^0\mathbf{P}_i = ({}^0P_{ix}, {}^0P_{iy}, {}^0P_{iz})$,在平台表面坐标系 $OX_bY_bZ_b$ 上的坐标 ${}^b\mathbf{P}_i = ({}^bP_{ix}, {}^bP_{iy}, {}^bP_{iz})$,则可得

$${}^0P_{iz} = \begin{bmatrix} \beta & \alpha & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} {}^bP_{ix} \\ {}^bP_{iy} \\ {}^bP_{iz} \end{bmatrix} = \beta \times {}^bP_{ix} + \alpha \times {}^bP_{iy} + {}^bP_{iz} \quad (3)$$

各调平支撑腿的支点初始位置为

$${}^0P_{iz} = \beta \times {}^bP_{ix} + \alpha \times {}^bP_{iy} \quad (4)$$

通过式(4)可得到一个最高点,设 $I = h$ (其中 I 为假设的最高点, h 为其余3点与最高点的高度差)为最高点位置,另3条支撑点做与最高点位置差值的伸腿动作,当完成位置差值的伸腿动作后,平台达到水平。各支点与相对高点的位置差为

$$e_i = \beta \times ({}^bP_{ix} - {}^bP_{ix}) + \alpha \times ({}^bP_{iy} - {}^bP_{iy}) \quad (5)$$

若3点为最高点,则各个支点坐标分别为1(0, 0)、2(L_a , 0)、3(L_a , L_b)、4(0, L_b),代入式(5)可得

$$e_1 = \beta \times L_a + \alpha \times L_b \quad (6)$$

$$e_2 = \alpha \times L_b \quad (7)$$

$$e_3 = 0 \quad (8)$$

$$e_4 = \beta \times L_a \quad (9)$$

总调节距离为

$$S = \sum_{i=1}^4 e_i = 2(\alpha \times L_b + \beta \times L_a) \quad (10)$$

由式(6)~(9)可得 S 。调平时经多次调整使 X 、 Y 轴的倾角误差逐渐减小,直至达到水平精度指标要求。

2 动态水平传感器

动态水平仪基于惯性导航技术^[5],为调平系统提供 α 和 β 。其工作原理是通过陀螺测得的载体角速度信息和加速度计测得的载体加速度信息进行模/数转换后被送入导航计算机,导航计算机对数据进行误差补偿^[6-7]、对准、导航解算和卡尔曼滤波,最终得到载体纵横摇角(α, β)。动态水平传感器工作原理框图如图 3 所示。

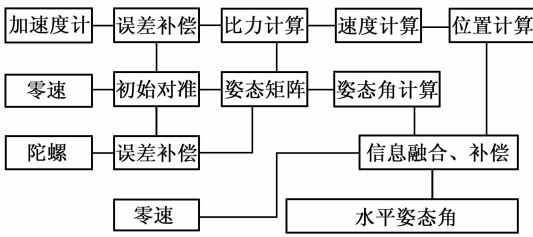


图 3 动态水平传感器工作原理框图

3 方位安装误差影响分析

在实际自动调平系统中会存在绕平台表平面垂直轴方向旋转的安装误差,设此安装误差为 $\delta\varphi$,含有安装误差的实际测量表面坐标系为 $OX_b'Y_b'Z_b'$ 。则 $OX_0Y_0Z_0$ 、 $OX_bY_bZ_b$ 和 $OX_b'Y_b'Z_b'$ 的关系如图 4 所示。

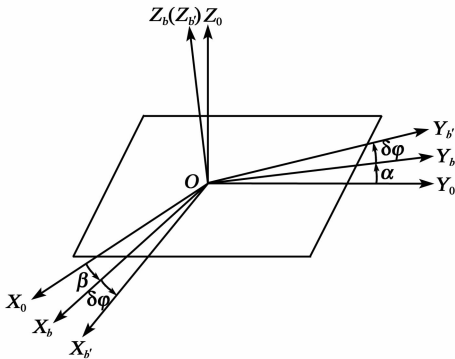


图 4 坐标的关系图

3 个坐标系的关系为

$$C_{b'}^0 = \begin{bmatrix} \cos \delta\varphi & -\sin \delta\varphi & 0 \\ \sin \delta\varphi & \cos \delta\varphi & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (11)$$

$$C_b^0 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \alpha & -\sin \alpha \\ 0 & \sin \alpha & \cos \alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \beta & 0 & -\sin \beta \\ 0 & 1 & 0 \\ \sin \beta & 0 & \cos \beta \end{bmatrix} \quad (12)$$

同样考虑 α 和 β 为小角度,则测量平面坐标系到水平平面坐标系的转换矩阵为 C_b^0 可简化为

$$C_b^0 = C_b^0 C_{b'}^0 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & -\beta \\ 0 & 1 & -\alpha \\ \beta & \alpha & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \delta\varphi & -\sin \delta\varphi & 0 \\ \sin \delta\varphi & \cos \delta\varphi & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \delta\varphi & -\sin \delta\varphi & -\beta \\ \sin \delta\varphi & \cos \delta\varphi & -\alpha \\ \beta \cos \delta\varphi + \alpha \sin \delta\varphi & -\beta \sin \delta\varphi + \alpha \cos \delta\varphi & 1 \end{bmatrix} \quad (13)$$

测量平面坐标系中第 i 个调平支撑腿在水平坐标系中的坐标位置 ${}^0P_{iz}$ 为

$${}^0P_{iz} = [\beta \cos \delta\varphi + \alpha \sin \delta\varphi \quad -\beta \sin \delta\varphi + \alpha \cos \delta\varphi \quad 1] \cdot \begin{bmatrix} {}^{b'}P_{ix} \\ {}^{b'}P_{iy} \\ {}^{b'}P_{iz} \end{bmatrix} = (\beta \cos \delta\varphi + \alpha \sin \delta\varphi) \times {}^{b'}P_{ix} + (\alpha \cos \delta\varphi - \beta \sin \delta\varphi) \times {}^{b'}P_{iy} + {}^{b'}P_{iz} \quad (14)$$

若存在方位安装误差角,得到的各支点的初始位置为

$${}^0P_{iz} = (\beta \cos \delta\varphi + \alpha \sin \delta\varphi) \times {}^{b'}P_{ix} + (\alpha \cos \delta\varphi - \beta \sin \delta\varphi) \times {}^{b'}P_{iy} \quad (15)$$

由式(11)~(13)推导得到式(14)坐标位置和式(15)初始位置,然后可以求出各支点与相对高点的位置差值,即位置之差为

$$e_i = (\beta \cos \delta\varphi + \alpha \sin \delta\varphi) \times ({}^{b'}P_{hx} - {}^{b'}P_{ix}) + (\alpha \cos \delta\varphi - \beta \sin \delta\varphi) \times ({}^{b'}P_{hy} - {}^{b'}P_{iy}) \quad (16)$$

同样地,若 3 点为最高点,则各个支撑点坐标分别为 $1(0,0)$ 、 $2(L_a, 0)$ 、 $3(L_a, L_b)$ 、 $4(0, L_b)$,代入式(16)可得

$$e_1 = (\beta \cos \delta\varphi + \alpha \sin \delta\varphi) \times L_a + (\alpha \cos \delta\varphi - \beta \sin \delta\varphi) \times L_b \quad (17)$$

$$e_2 = (\alpha \cos \delta\varphi - \beta \sin \delta\varphi) \times L_b \quad (18)$$

$$e_3 = 0 \quad (19)$$

$$e_4 = (\beta \cos \delta\varphi + \alpha \sin \delta\varphi) \times L_a \quad (20)$$

对比式(6)~(9)和式(17)~(20)可知,当 $\delta\varphi$ 存

在时, $\delta\varphi$ 会影响调平系统的调节过程。

4 仿真分析

采用仿真实验可知 $\delta\varphi$ 对调平系统的影响, 仿真条件为 $L_a=3\text{ m}$, $L_b=2\text{ m}$, $\alpha=1^\circ$, $\beta=-2^\circ$ 。 $\delta\varphi$ 在 $0^\circ\sim360^\circ$ 变化过程中, 动态水平传感器的 $\delta\varphi$ 引起的各支撑点控制量误差如图 5 所示。由图可知, 动态水平传感器的 $\delta\varphi$ 会造成调平各支撑点的控制量误差。

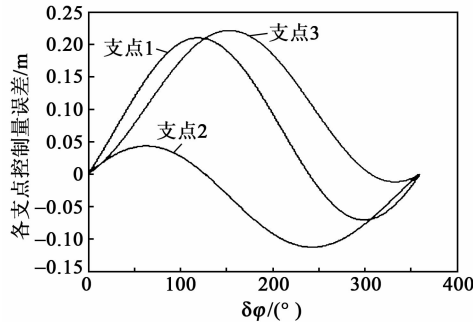


图 5 各支点控制量误差仿真图

5 测试及试验

综上所述, $\delta\varphi$ 会导致各支点的控制量变化。当 $\delta\varphi\leq 3^\circ$ 时, 可得各支点的控制量误差如图 6 所示。

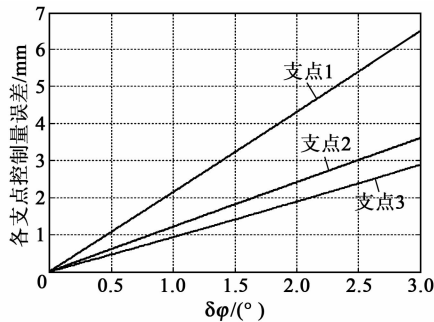


图 6 方位角度误差导致控制量误差分析图

由图 6 可知, 各个控制量误差随 $\delta\varphi$ 呈线性增长。我们将水平传感器安装在 $\alpha=3^\circ$, $\beta=-2^\circ$ 的初始点, $\delta\varphi=3^\circ$, 1° 和 0.5° 时, 通过测试得到的影响结果如表 1 所示。

表 1 $\delta\varphi$ 对调平次数的影响表

	$\delta\varphi=3^\circ$		$\delta\varphi=1^\circ$		$\delta\varphi=0.5^\circ$	
	$\alpha/(^\circ)$	$\beta/(^\circ)$	$\alpha/(^\circ)$	$\beta/(^\circ)$	$\alpha/(^\circ)$	$\beta/(^\circ)$
起始点	180	-120	180	-120	180	-120
第 1 步	9.58	-6.03	3.16	-2.06	1.57	-1.04
第 2 步	0.510	0.300	0.060	0.040	0.014	0.009
第 3 步	0.03	0.02	—	—	—	—

由表 1 可知, $\delta\varphi$ 和调平控制次数相关。水平传感器的 $\delta\varphi$ 越小, 总调节次数也随之减少。当 $\delta\varphi=3^\circ$ 时, 通过 3 次调节才能达到 $1'$ 的调平精度。当 $\delta\varphi\leq 1^\circ$ 时, 只需要 2 次就能达到调平精度。试验结果表明, $\delta\varphi$ 对调节次数、调平时间和调平精度有明显影响。

6 结束语

在工程中使用动态水平传感器时, 通过测试仪器尽量使动态水平传感器的轴系与安装基座轴系平行, 减小了方位安装误差角, 提高了调平速度, 改善了控制性能。

参考文献:

[1] 李勇建,魏贵玲,邓劲松,等. 自动调平技术研究[J]. 压电与声光,2010,32(6):949-952.
LI Yongjian, WEI Guiling, DENG Jingsong, et al. Study on automatic leveling technology[J]. Piezoelectrics & Acoustooptics, 2010,32(6):949-952.

[2] 施勤,岳振兴. 基于油压检测的雷达车全自动调平策略[J]. 现代雷达,2020,32(10):73-76.

[3] 张继刚,王国忠,绍益龙. 专用汽车自动调平支承装置的结构与分类[J]. 专用汽车,2012(10): 81-83.

[4] 高永伟. 陆鸣. 张继刚,等. 1tSUV 轻量化自动支撑系统结构设计[J]. 专用汽车,2017(11):96-98.

[5] 秦永元. 惯性导航[M]. 北京:科学出版社,2006.

[6] 李涛,武元新,薛祖瑞,等. 捷联惯性导航系统误差模型综述[J]. 中国惯性技术学报,2003(11):351-358.

[7] 赵龙,胡少波,纪文涛. 光纤惯组温度补偿模型和测试技术研究[J]. 导弹与航天运载技术,2016(4):39-41.

基于正逆向解算的单轴旋转惯导参数辨识方法

王灵草, 阳 洪, 胡小兵, 张 裕

(中国电子科技集团公司第二十六研究所, 重庆 400060)

摘 要:在单轴旋转惯导系统中, z 向旋转陀螺漂移由于不能被旋转调制成影响系统导航性能的主要误差因素。另外,为了缓解对准过程中对准精度与对准时间的矛盾,在有限的对准时间内最大程度的保证对准精度并能够辨识出 z 轴陀螺漂移,该文提出了一种静基座条件下,基于时间正逆向解算算法并通过增加航向角测量,利用最小二乘法进行参数辨识的快速对准方法。该算法不仅能缩短对准时间,还能快速估计 z 轴陀螺漂移,提高导航精度。以现有的单轴旋转光纤陀螺惯导系统进行试验,结果表明,误差补偿后,系统定位精度提高了约24%,定位误差小于2 n mile/12 h。

关键词:对准;旋转惯导系统;正逆向解算;旋转陀螺漂移

中图分类号:TN384 **文献标志码:**A **DOI:**10.11977/j.issn.1004-2474.2020.04.018

The Forward and Backward Processes Algorithm for Identifying Parameter in Single-axis Rotation Inertial Navigation System

WANG Lingcao, YANG Hong, HU Xiaobing, ZHANG Yu

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

Abstract: In single-axis rotation inertial navigation system (SRINS), the z -axis gyro drift (ϵ_z) dramatically limits its navigation precision because it cannot be modulated by rotation. In addition, in the process of alignment, in order to alleviate the contradiction between the alignment accuracy and the alignment time, and guarantee the alignment accuracy to the greatest extent and identify the z -axis gyro drift within a limited alignment time, a fast alignment method based on the time forward and reverse algorithm in stationary base is proposed, which can identify the parameters by using the least square method by adding the azimuth angle into the measurement in this study. This algorithm can not only reduce the alignment time, but also quickly estimate the z -axis gyro drift and improve the navigation accuracy. The experiment on a SRINS with FOGs is carried out. The results show that after the error compensation, the positioning accuracy of the SRINS is improved by about 24% and the positioning error is less than 2 n mile/12 h.

Key words: alignment; rotation INS; forward and backward processes algorithm; rotation-axis gyro drift

0 引言

在单轴旋转光纤陀螺惯导系统中,由于惯性测量单元绕方位轴旋转,水平常值及慢变陀螺漂移被调制,与捷联惯导系统相比,其导航精度将大幅提高,但旋转陀螺漂移不能被调制补偿,成为影响导航精度的关键因素^[1]。因此,估计并补偿旋转轴 z 轴陀螺漂移对单轴旋转惯导系统至关重要^[2]。另外,在惯性导航系统实际应用中,为了提高载体的快速反应能力和机动能力,常要求惯导系统能在最短时间内为载体提供满足指标要求的姿态基准和导航结果。而在惯导系统对准过程中,对准精度需要更

长的对准时间来保证。为了缩短对准时间并提高对准精度,且能够辨识出 z 向旋转陀螺漂移,本文提出了一种适用于静基座条件下的参数快速辨识方法,该方法基于时间正逆向解算算法^[3-4],通过建立开路法航向角误差模型,增加航向角测量,利用最小二乘算法实现了初始姿态的确立和 z 向陀螺漂移的估计。

1 参数辨识对准算法

1.1 惯性系坐标系定义

1) 惯性坐标系(i 系, $OX_iY_iZ_i$)。原点位于地心的惯性空间。

2) 地球坐标系(e 系, $OX_eY_eZ_e$)。 e 系相对 i 系的角速率为地球自转角速度 ω_e 。

3) 导航坐标系(n 系, $OX_nY_nZ_n$)。选取当地地理坐标系为导航系, 原点 O 位于载体所在位置, X_n 、 Y_n 和 Z_n 分别指向东向、北向和天向。

4) 旋转坐标系(p 系)。原点位于电机旋转平面内, z 为电机旋转轴, x 由 x 陀螺敏感轴在垂直 z 的平面内的投影所确定, y 由右手定则确定。

5) 初始时刻旋转单元体惯性坐标系(i_{p0} 系)。初始对准 t_0 时刻, i_{p0} 系与 p 系重合, 初始对准开始后 i_{p0} 系不随载体或旋转体转动, 在惯性空间指向不变。

6) 初始时刻惯性凝固坐标系(i_0 系)。初始对准 t_0 时刻, i_0 系与 i 系重合, 初始对准开始后, 在惯性空间指向保持不变。

1.2 对准算法结构

静基座条件下, 基于数据存储的正逆向计算对准算法的时间结构框图如图1所示。首先利用实时采集的陀螺和加速度计数据进行基于惯性系初始姿态角的粗对准, 在实时粗对准过程中, 同步压缩每秒的陀螺加速度计信息并将其存储; 待粗对准结束后, 再利用存储的数据进行基于正逆向计算的参数辨识精对准, 直至对准结束。

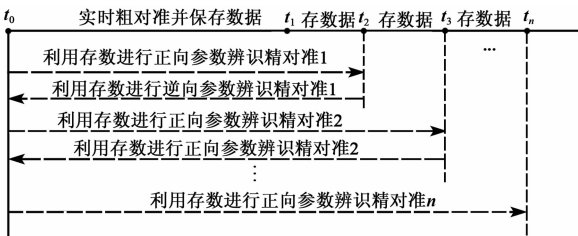


图1 基于时间正逆向计算的静基座快速对准算法结构图

由于滤波需要消耗时间, 因此在逆向解算过程中还需要继续采集陀螺、加速度计数据并保存关键数据, 直至 t_2 时刻(滤波计算时间与陀螺加速度计的实时采样时间相遇时刻); 再利用 $[t_0, t_2]$ 段保存的数据进行逆向参数辨识精对准, 依次进行下去直至对准结束。

1.3 静基座对准参数辨识粗对准模型

粗对准的目的是利用较短的时间获得 p 系与 n 系间的粗略初始姿态矩阵 C_p^n 阵。将 C_p^n 阵拆分为3个矩阵相乘, 即

$$C_p^n = C_{i_0}^n C_{i_{p0}}^{i_0} C_p^{i_{p0}} \quad (1)$$

利用下式和陀螺输出 ω_{ip}^b , 采用四元数法进行姿态更新, 即可实时解算出当前时刻的 $C_p^{i_{p0}}$ 阵。

$$\dot{C}_p^{i_{p0}} = C_p^{i_{p0}} \omega_{ip}^b \times \quad (2)$$

式中 t_0 时刻, $C_p^{i_{p0}}$ 阵为 $C_p^{i_{p0}}(t_0) = I$ 。

$C_{i_0}^n$ 可根据载体所处地理经纬度及经度变化量来确定:

$$C_{i_0}^n = \begin{bmatrix} -\sin(\omega_e t + \Delta\lambda) & \cos(\omega_e t + \Delta\lambda) & 0 \\ -\sin L \cos(\omega_e t + \Delta\lambda) & -\sin L \sin(\omega_e t + \Delta\lambda) & \cos L \\ \cos L \cos(\omega_e t + \Delta\lambda) & \cos L \sin(\omega_e t + \Delta\lambda) & \sin L \end{bmatrix} \quad (3)$$

式中 $\Delta\lambda = \lambda_t - \lambda_0$ 为相对 t_0 时刻的经度变化量, 静基座对准时 $\Delta\lambda = 0$, 行进间对准时 λ_t 可由GPS经度提供。

根据双矢量定姿原理可得:

$$C_{i_{p0}}^{i_0} = \begin{bmatrix} \mathbf{v}^{i_0 T}(t_{k_1}) \\ \mathbf{v}^{i_0 T}(t_{k_2}) \\ [\mathbf{v}^{i_0}(t_{k_1}) \times \mathbf{v}^{i_0}(t_{k_2})]^T \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{v}^{i_{p0} T}(t_{k_1}) \\ \mathbf{v}^{i_{p0} T}(t_{k_2}) \\ [\mathbf{v}^{i_{p0}}(t_{k_1}) \times \mathbf{v}^{i_{p0}}(t_{k_2})]^T \end{bmatrix} \quad (4)$$

式中 t_{k_1}, t_{k_2} 指对准过程中的 k_1, k_2 时刻; $\mathbf{v}$ 为速度矢量。其中:

$$\mathbf{v}^{i_0}(t) = \int_0^T C_{i_0}^{i_0} \{ \dot{\mathbf{v}}^n + [\boldsymbol{\omega}_m^n(t) + \boldsymbol{\omega}_{ie}^n(t)] \times \mathbf{v}^n(t) - \mathbf{g}^n \} dt \quad (5)$$

$$\mathbf{v}^{i_{p0}}(t) = \int_0^T C_p^{i_{p0}} \mathbf{f}^p dt \quad (6)$$

式中: $\mathbf{f}^p$ 为加速计的输出矢量; $\boldsymbol{\omega}$ 为旋转角速度矢量; $\mathbf{g}$ 为重力加速度矢量; $\mathbf{v}^{i_0}(t)$ 为初始时刻惯性系 i_0 系下的速度矢量; $\mathbf{v}^{i_{p0}}(t)$ 为初始时刻旋转惯性系 i_{p0} 系下速度矢量。式(5)中, 静基座对准时载体加速度 $\dot{\mathbf{v}}^n$ 、速度 $\mathbf{v}^n$ 可由零速代替。积分的目的是为了降低陀螺加速度计噪声对对准精度的影响, 提高对准精度。

至此, 3个矩阵 $C_{i_0}^n$ 、 $C_{i_{p0}}^{i_0}$ 、 $C_p^{i_{p0}}$ 分别可由式(3)及式(2)获得, 再利用式(1)即可得 C_p^n 阵。

1.4 粗对准过程中压缩保存关键数据方法

静基座对准时, 精对准过程中需要粗对准过程

中保存的关键数据有:第 k 秒的姿态四元数 $Q_{p_k}^{i_{p0}}$ 、电机转角,第 k 秒内速度增量 $\Delta v_k^{i_{p0}}$ 、 z 陀螺角速度增量 $\Delta\theta_z = \int \omega_{ipz}^p dt$ 及系统状态位,共 10 个数据。其中, ω_{ipz}^p 为矢量 ω_{ip}^p 的 z 向角速度分量,即为 z 向陀螺角速度输出。惯性系实时粗对准过程中,利用陀螺输出 ω_{ip}^p 及下式可计算保存关键数据第 k 秒的 $Q_{p_k}^{i_{p0}}$,即

$$Q_{p_k}^{i_{p0}} : \dot{C}_{p_k}^{i_{p0}} = C_{p_k}^{i_{p0}} \omega_{ip}^p \times C_{p_k}^{i_{p0}}(t_0) = I \quad (7)$$

式中 I 为单位矩阵。

利用加速度计输出 f^p 和下式可计算保存第 k 秒内的 $\Delta v_k^{i_{p0}}$ 为

$$\Delta v_k^{i_{p0}} = \int_{t_{k-1}}^{t_k} C_{p_k}^{i_{p0}} f^p dt \quad (8)$$

采用基于惯性凝固坐标系的粗对准算法,利用 $[t_0, t_1]$ 段数据进行实时粗对准,获得 t_0 时刻 i_{p0} 系到 i_0 系的姿态转换矩阵 $C_{i_{p0}}^{i_0}$,进而获得 t_0 时刻 p 系到 n 系的 C_p^n 阵;并利用式(7)、(8)可压缩 $[t_0, t_1]$ 段每秒的陀螺、加速度计量测信息,获得并保存精对准过程需要的 10 个关键数据。粗对准结束后,利用 t_0 时

$$H = \begin{bmatrix} \cos\varphi & A\omega_U & -A\omega_N & -J\omega_U & J\omega_N & 0 & 0 & C_p^n(2,1)/g & C_p^n(2,2)/g \\ -A\omega_U & 1-B\omega_U^2 & B\omega_U\omega_N & -t+F\omega_N^2 & -F\omega_N\omega_U & 0 & 0 & C_p^n(1,1)/g & C_p^n(1,2)/g \\ A\omega_U & B\omega_U\omega_N & -B\omega_N^2 & -F\omega_N\omega_U & -t+F\omega_N^2 & -\theta_{z_k} & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (12)$$

式中: $A = \frac{\sin \omega_e t}{\omega_e}$; $B = \frac{1 - \cos \omega_e t}{\omega_e^2}$; $J = \frac{1 - \cos \omega_e t}{\omega_e^2}$; $F = \frac{1}{\omega_e^2} \left(t - \frac{\sin \omega_e t}{\omega_e} \right)$; $\omega_N = \omega_e \cos L_0$; $\omega_U = \omega_e \sin L_0$, ω_e 为地球自转角速度, L_0 为初始纬度; θ_{z_k} 为旋转单元体沿旋转轴方向的转角。

$$C_E = \frac{T'_{12} T'_{22}}{T'^2_{12} + T'^2_{22}} \quad (13)$$

$$C_N = \frac{T'_{32} T'_{22}}{T'^2_{12} + T'^2_{22}} \quad (14)$$

$$f_E = C_p^n(1,1)f_{ipx}^p + C_p^n(1,2)f_{ipy}^p + C_p^n(1,3)f_{ipz}^p \quad (15)$$

$$f_N = C_p^n(2,1)f_{ipx}^p + C_p^n(2,2)f_{ipy}^p + C_p^n(2,3)f_{ipz}^p \quad (16)$$

1.5.1 参数辨识精对准中正向导航解算算法

正向导航解算过程中,式(11)中的 f_E 、 f_N 可由下式计算获得:

$$f_k^n = [f_E \quad f_N \quad f_U]^T = C_{n_k}^{n_k/2} C_{i_0}^{n_k} C_{i_{p0}}^{i_0} \Delta v_k^{i_{p0}} \quad (17)$$

刻 p 系到 n 系的 C_p^n 和 $[t_0, t_2]$ 段保存的数据进行正向参数辨识精对准。

1.5 静基座对准参数辨识精对准模型

基于正逆向计算的最小二乘算法参数辨识精对准模型如下:

系统状态变量为

$$X = [\varphi_{E0} \quad \varphi_{N0} \quad \varphi_{U0} \quad \epsilon_N \quad \epsilon_U \quad \delta K_{Gz} \quad \psi_0 \quad \nabla_x \quad \nabla_y]^T \quad (9)$$

式中: φ_{E0} 、 φ_{N0} 、 φ_{U0} 分别为东、北、天初始时刻平台偏角; ϵ_N 、 ϵ_U 分别为北、天不可调制漂移; δK_{Gz} 为天向陀螺刻度系数; ψ_0 为初始时刻航向角; ∇_x 、 ∇_y 为敏感轴加速度计零偏。当惯导系统工作在海上或陆地等环境时,系统基本处于水平位置,天向陀螺漂移可约等于轴向陀螺漂移 ϵ_z 。

系统量测方程为

$$Z = HX + V \quad (10)$$

其中

$$Z = \begin{bmatrix} \varphi_E \\ \varphi_N \\ \psi' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_N/g \\ f_E/g \\ \psi + C_E f_N/g + C_N f_E/g \end{bmatrix} \quad (11)$$

式中 V 为量测噪声矢量。

式中 $\Delta v_k^{i_{p0}}$ 可由粗对准过程中存储的关键数据获得, $C_{i_{p0}}^{i_0}$ 可由粗对准结果获得。 $C_n^{i_0}$ 可利用式(3)实时计算, $C_{n_k}^{n_k/2}$ 可由下式获得,即

$$C_{n_k}^{n_k/2} = I + \frac{\sin |\Phi_k|}{|\Phi_k|} (\Phi_k \times) + \frac{1 - \cos |\Phi_k|}{|\Phi_k|^2} (\Phi_k \times)^2 \quad (18)$$

$$\Phi_k = -\frac{1}{2} \omega_{ie}^n T_k$$

式中: $T_k = 1$ s 为利用保存数据进行的惯导解算周期; $\omega_{ie}^n = [0 \quad \omega_e \cos L_0 \quad \omega_e \sin L_0]^T$; $k/2$ 为时间区间 $[k, k+1]$ 的中间时刻。

正向导航解算过程中, C_E 、 C_N 的表达式如式(13)、(14)所示,惯导解算中姿态阵 C_p^n 为

$$C_p^n = \begin{bmatrix} T'_{11} & T'_{12} & T'_{13} \\ T'_{21} & T'_{22} & T'_{23} \\ T'_{31} & T'_{32} & T'_{33} \end{bmatrix} \quad (19)$$

$$\tan \psi = T'_{12}/T'_{22} \quad (20)$$

式中 ψ 为由 C_p^n 计算的航向角,北偏东为正。

正向导航解算过程中 c_p^n 的更新方程为

$$C_{p_{k-1}}^n = C_{i_0}^n C_{i_{p0}}^{i_0} C_{p_{k-1}}^{i_{p0}} \quad (21)$$

正向导航解算过程中 H 阵中的 $\theta_{z_{k-1}}$ 为

$$\theta_{z_k} = \theta_{z_{k-1}} + \Delta\theta_z \quad (22)$$

$\Delta\theta_z$ 可由粗对准过程中存储的关键数据获得。

C_p^n 可由式(21)计算得到。

估计参数的递推最小二乘方程为

$$P_{k+1} = P_k - P_k H_{k+1}^T (I + H_{k+1} P_k H_{k+1})^{-1} \cdot H_{k+1} P_k \quad (23)$$

$$X_{k+1} = X_k + P_k H_{k+1}^T (Z_{k+1} - H_{k+1} X_k) \quad (24)$$

式中,对准开始时刻 $k=0$ 时, $X_0 = 0$; $P_0 = 1\ 000I$, 依据递推最小二乘公式即可估计出误差参数 X 。

1.5.2 参数辨识精对准中逆向导航解算算法

逆向导航解算过程中,量测量 Z 中 f_E 、 f_N 可由下式计算得到,即

$$f_{k-1}^n = [f_E \quad f_N \quad f_U]^T = C_{n_{k-1}}^{i_0} C_{i_0}^{i_{p0}} C_{i_{p0}}^{i_0} \Delta v_{k-1}^{i_{p0}} \quad (25)$$

式中 $\Delta v_{k-1}^{i_{p0}}$ 由粗对准过程中存储的关键数据获得, $C_{i_0}^{i_{p0}}$ 由粗对准结果获得, $C_{i_{p0}}^{i_0}$ 利用式(3)实时计算, 式(3)中 $t = (m-k) \cdot T_k$, 其中 $m \cdot T_k$ 为逆向惯导解算总时间, k 为逆向解算的数据序列号, $C_{n_{k-1}}^{i_0}$ 可由式(14)计算得到。

逆向导航解算过程中量测量 Z 中 C_p^n 的更新方程为

$$C_{p_{k-1}}^n = C_{i_0}^{i_{p0}} C_{i_{p0}}^{i_0} C_{p_{k-1}}^{i_{p0}} \quad (26)$$

逆向导航解算过程中量 ψ 、 C_E 和 C_N 可由式(26)中的 $C_{p_{k-1}}^n$ 依据式(20)、(13)和(14)计算得到。

逆向导航解算过程中, H 阵中 $\theta_{z_{k-1}}$ 为

$$\theta_{z_{k-1}} = \theta_{z_k} - \Delta\theta_z \quad (27)$$

式中 $\Delta\theta_z$ 可由粗对准过程中存储的关键数据获得。

逆向递推最小二乘方程为

$$P_{k-1} = P_k - P_k H_{k-1}^T (I + H_{k-1} P_k H_{k-1})^{-1} \cdot H_{k-1} P_k \quad (28)$$

$$X_{k-1} = X_k + P_k H_{k-1}^T (Z_{k-1} - H_{k-1} X_k) \quad (29)$$

式中对准开始时刻 $k=0$ 时对应的 X 和 P 阵, X_0 和 P_0 取正向最小二乘方程中末时刻的状态变量和系统状态方差阵, 依据逆向递推最小二乘公式即可估计出误差参数 X 。

2 试验验证

为了进一步验证本文提出的基于时间正逆向计算对准算法静基座时在实际惯导系统中的对准效果, 本节利用一套实际单轴光纤陀螺惯导系统进行静基座对准跑车试验。试验中, 车辆先静止一段时间进行对准, 对准后车辆可自由行进。粗对准结束后, 利用粗对准过程中保存的数据进行基于时间正逆向计算的参数辨识精对准算法。由于跑车试验中无法提供姿态基准, 本实验以导航位置误差来验证精对准精度。试验中对准时间为 16 min, 其中传统对准算法中, 粗对准 4 min, 精对准 12 min, 基于时间正逆向计算的对准算法中, 粗对准 12 min, 精对准利用粗对准过程中保存的 12 min 数据进行第一次正、逆向计算, 再利用保存的全部 16 min 数据进行第二次正向精对准。试验过程中载体的速度及姿态曲线如图 2、3 所示。传统对准算法和基于正逆向计算算法中平台偏角的收敛曲线如图 4、5 所示。 z 陀螺漂移的收敛曲线如图 6 所示。其位置误差 (ΔS_N , ΔS_Z) 对比曲线如图 7 所示。图 7 中位置基准以 GPS 提供的位置, 误差曲线为惯导与 GPS 的位置差。

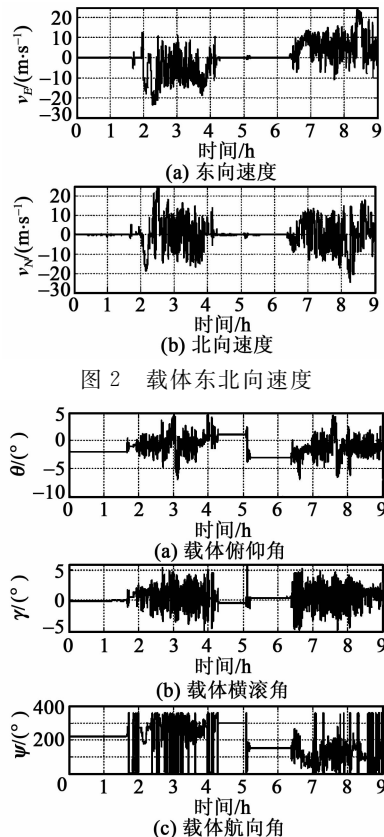


图3 载体姿态

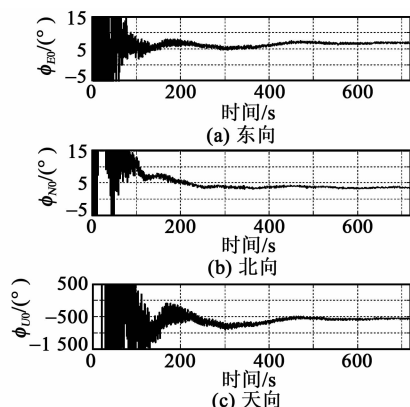


图4 传统对准算法中平台偏角收敛曲线

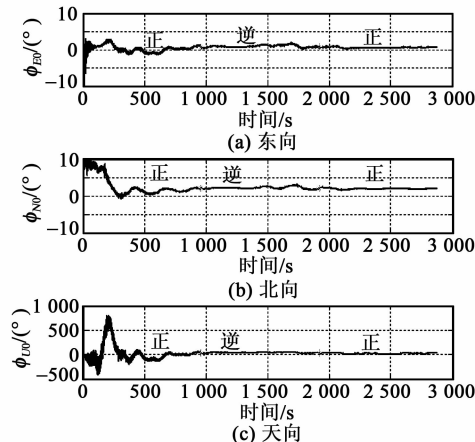


图5 基于时间正逆向计算对准算法中平台偏角收敛曲线

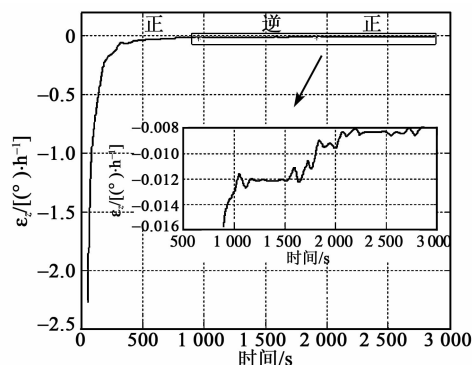
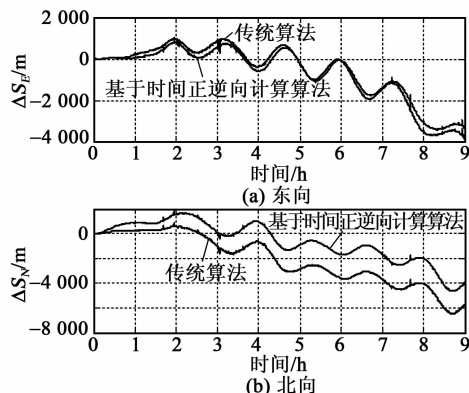
图6 z 轴陀螺漂移估计结果

图7 跑车试验东北向位置误差对比

由图2可以看出,载体跑车过程中东、北向的速度最大、最小值达到了 ± 20 m/s。由图3可以看出,载体跑车过程中有转弯运动也有掉头运动。在图2、3所示的运动状态下,利用图4、5可以看出,本文提出的对准方法相当于变相延长了对准时间,且能很快估计出 z 轴陀螺漂移(见图6), z 轴陀螺漂移收敛至 -0.008 ($^{\circ}$)/h。经过对准并补偿 z 轴陀螺漂移后,经过9 h的导航结果如图7所示,由图7可以看出,基于时间正逆向计算后,9 h定位误差东向最大值为3 370 m,北向最大误差为4 631 m,而基于传统算法9 h定位误差东向最大值为3 875 m,北向最大误差为6 446 m,因此,利用本文提供方法使系统的径向定位误差从7 521.1 m减小为5 727.4 m,定位精度提高约24%。从跑车试验结果证明基于时间正逆向计算的方法定位误差更小,定位精度优于2 n mile/12 h,对准方法更优。

3 结束语

本文提出的基于数据存储的正逆向计算快速对准方法,首先利用实时采集的陀螺和加速度计数据进行基于惯性系初始姿态的粗对准,在实时粗对准过程中,同步压缩每秒的陀螺加速度计信息并将其存储;然后利用存储数据再进一步执行基于时间正逆向计算的精对准。从实际系统的跑车结果可验证,经过对准及 z 轴陀螺漂移误差补偿后,系统定位精度提高了约24%,定位误差小于2 n mile/12 h。

参考文献:

- [1] 雷雯. 人工鱼群算法在单轴旋转惯导系统轴向陀螺漂移辨识中的应用[J]. 应用光学, 2014, 35(4): 725-728.
- [2] 周章华, 徐海刚, 吴亮华, 等. 单轴旋转 SINS 方位陀螺漂移分析与估计[J]. 中国惯性技术学报, 2013(1): 31-36.
- [3] 李京书, 许江宁, 何泓洋, 等. 严格逆向过程的罗经回溯对准方法[J]. 系统工程与电子技术, 2014, 36(2): 348-353.
- [4] 张朝飞, 罗建军, 侯永利. 抗扰动的捷联惯导系统回溯参数辨识对准法[J]. 中国惯性技术学报, 2015, 23(6): 733-738.

基于压电薄膜的非接触式人体生理信号监测椅

张 琪¹,王太宏²,段小川³

(1. 厦门大学 航空航天学院,福建 厦门 361102;2. 南方科技大学 电子与电气工程系,广东 深圳 518055;

3. 厦门大学 萨本栋微米纳米科学技术研究院,福建 厦门 361102)

摘 要: 对人体的心率和呼吸信号进行日常监测有助于人体健康生活管理,该文设计了一种非接触式生理信号监测系统。通过装有聚偏氟乙烯(PVDF)压电薄膜传感器的新型椅子结构感知人体振动产生的微小压力作用,并将振动信号传送给上位机软件;从振动信号中提取心冲击信号与呼吸信号,并通过 LabVIEW 显示波形变化,可以完成心率和呼吸的实时监测。结果表明,装置监测的心率值与血氧脉搏仪相比,其平均误差为 2.013%,平均呼吸率误差为 4.88%,具有较好的实用性。

关键词: 心率监测;呼吸监测;心冲击图信号;峰值检测;压电薄膜

中图分类号: TN384; TM22; TP212 **文献标志码:** A **DOI:** 10.11977/j.issn.1004-2474.2020.04.019

Non-contact Human Physiological Signal Monitoring Chair Based on Piezoelectric Film

ZHANG Qi¹, WANG Taihong², DUAN Xiaochuan³

(1. School of Aerospace Engineering, Xiamen University, Xiamen 361102, China;

2. Dept. of Electrical and Electronic Engineering, South University of Science and Technology, Shenzhen 518055, China;

3. Pen-Tung Sah Institute of Micro-Nano Science and Technology, Xiamen University, Xiamen 361102, China)

Abstract: The daily monitoring of the human heart rate and respiratory signals is helpful for the healthy human life management. A non-contact physiological signal monitoring system is designed in this paper. A new chair structure with polyvinylidene fluoride(PVDF) piezoelectric film sensor senses the tiny pressure generated by human vibration, and transmits the vibration signals to the host computer software; then the cardiac shock signal and the breathing signal from the vibration signal are extracted; and display the waveform change is displayed through LabVIEW, thus the real-time monitoring of heart rate and breathing can be carried out. The results show that the heart rate value monitored by the device has an average error of 2.013% and an average respiratory rate error of 4.88% compared with that of the pulse oximeter, which has better practicability.

Key words: heart rate monitoring; respiratory monitoring; ballistocardiogram; peak detection; piezoelectric film

0 引言

人体的心率、呼吸信号可以在一定程度上反映人体的代谢情况,对人体心肺功能的监测具有很大的参考价值。传统生理信号检测仪需要将电极粘贴在人体表面,这种设备价格贵,操作复杂,不适合长期监测。近年来,一些智能穿戴设备被人们所熟知。但多数都需要与人体接触,且其测试信号精度不高,不便作为诊断依据。非接触式人体生理信号监测系统^[1-2]因不使用电极与人体接触,减少了复杂的连线,使监测更便捷舒适,受到了人们的广泛关注。

1877年,Gordon提出了心冲击信号(BCG)的

概念,Starr等表明正常BCG信号具有周期性,应与心脏活动保持一致,且具体描述了BCG信号为“W”型波。BCG信号是在心脏泵血及大动脉血液循环的过程中引起的身体振动信号,人体呼吸作用由于胸腔的起伏也同样会引起身体有规律的振动,其与BCG信号叠加成为人体体震信号。因此,对人体振动信号进行监测可以实时反应出受试者的心率和呼吸变化,且具有非接触性、测试简便等优势。

聚偏氟乙烯(PVDF)薄膜具有体积小,质地柔软,灵敏度高及加工性能好的特点,更适宜作为人体振动信号采集工具^[3]。本文基于PVDF压电薄膜

收稿日期:2020-03-12

基金项目:中国基金会基金资助项目(21601148);自然科学基金福建省科学基金资助项目(2017J05090)

作者简介:张琪(1995-),女,河北邢台人,硕士生,主要从事物联网及智能传感器的研究。E-mail:479432143@qq.com。通信作者:王太宏(1966-),男,教授,博士生导师,博士,主要从事传感与智能感知的研究。E-mail:wangth@sustech.edu.cn。

传感器设计了新型非接触式人体生理监测装置,用希尔伯特-黄变化并结合改进的寻峰算法对监测到的原始体震信号进行降噪和滤波,实验分析不同状态下心冲击信号的变化规律,并准确提取呼吸和心跳参数,为人体心肺功能监测提供诊断依据。

1 非接触式监测装置设计

人体在心脏活动及血液循环的过程中,因力的作用会使身体产生周期性的振动^[4]。心冲击信号主要包含 H、I、G、K、L 波,其产生原理图如图 1 所示。

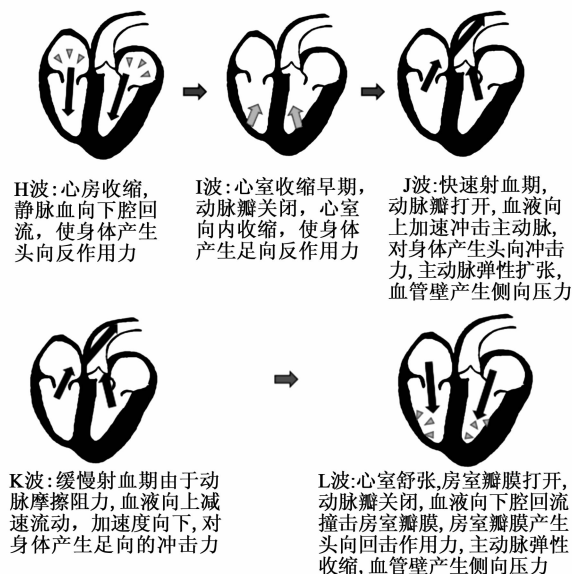


图1 心冲击信号产生原理

基于 BCG 信号的产生原理,由于心脏有规律的收缩和舒张及全身血液循环,BCG 信号是沿人体脊椎方向产生的微弱振动信号。通过传感装置捕捉人体产生的振动信号可以对受试者进行实时监测。

1.1 PVDF 传感器特性

PVDF 薄膜传感器是一种新型的动态应变传感器,其表面产生的电荷信号与其表面受到的应变大小成正比:

$$Q_o = d_{33} \cdot F_N \quad (1)$$

式中: Q_o 为输出的电荷信号; F_N 为表面受到的压力; d_{33} 为 PVDF 压电薄膜传感器的压电常数。

与其他压电传感器相比,PVDF 压电薄膜传感器具有良好的静态特性,且具有较强的灵敏度,在监测人体生理振动信号上有很大的优势^[5]。

1.2 坐姿生理信号监测椅结构设计

1) 压电薄膜预处理。为了减弱工频信号干扰带来的噪声影响,首先将 PVDF 压电薄膜传感器引出接线端处及四周边缘贴导电胶带,以起到静电屏蔽的作用。

2) 传感装置结构设计。图 2 为该非接触式 BCG 信号采集装置。对于面向家庭人员的日常生理信号监测,选用坐姿 BCG 信号测量方法。设计了装有 PVDF 压电薄膜传感器的新型椅子结构,在受试者静坐在椅子上的同时,传感器就可以捕捉到其身体纵向的 BCG 信号,操作简便且不会有任何的不适感。

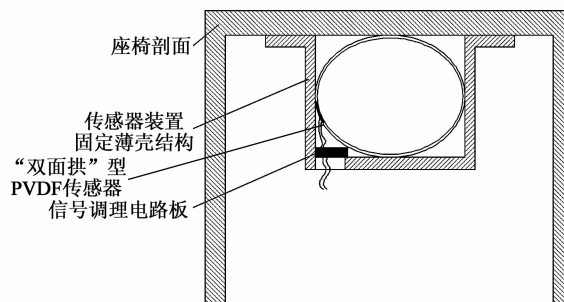


图2 非接触式 BCG 信号采集装置

将压电薄膜传感器固定为双面拱型结构。拱结构是建筑工程中常用的结构之一,拱形结构一端受力会均匀的向四周分散,将整个长条形压电薄膜传感器固定成两个拱形相对连接的双面拱结构,是由于双面拱结构本身具有一定的弹性且恢复能力更强,在其表面受到应变作用时,更大限度的产生形变效果,且相对于平铺结构受力更均匀^[6],可以更好地捕捉此类微小的振动信号,因此提高了压电薄膜传感器的灵敏度。

选取 3 mm 薄木板将传感器固定在座椅下方,采取厚度较薄的实心木板材料作为外壳固定,薄壳结构可以更好地传递应变,减少传递过程中的噪声干扰。

2 硬件电路设计

PVDF 传感器采集到的振动信号很微弱,在传给上位机处理前需要用信号调理电路进行放大。实验选用电荷放大器作为一级放大器,通过反馈结构,电荷信号转化为电压信号。图 3 为电荷放大电路。图中输出电压为

$$U_o = -\frac{Q}{C_f} \quad (2)$$

式中: Q 为 PVDF 压电传感器输入的电荷量; C_f 为电容。

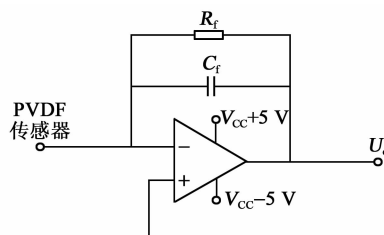


图3 电荷放大电路

为了在提高系统稳定性的同时保证电路放大效果,实验选取 $C_f = 10 \text{ nF}$, 电阻 $R_f = 100 \text{ M}\Omega$ 。

二次放大电路选用电压放大器将电荷放大器的输出电压再次放大。图4为电压放大电路。图中输出电压为

$$U_o = (1 + \frac{R_3}{R_1})U_i \quad (3)$$

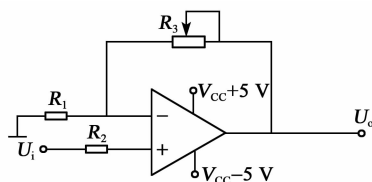


图4 电压放大电路

图4中,选取电阻 $R_1 = R_2 = 7.5 \text{ k}\Omega$, 手动调节滑动变阻器 R_3 可改变电路放大效果。

3 信号处理

因采集到的原始信号中有许多的噪声干扰,本文使用 LabVIEW 平台,设计上位机监测软件对呼吸和心跳信号进行提取,并可以在界面实时显示出人体心率和呼吸率变化,并监测其是否在正常范围内,否则将会在软件界面产生预警。上位机程序流程图如图5所示。

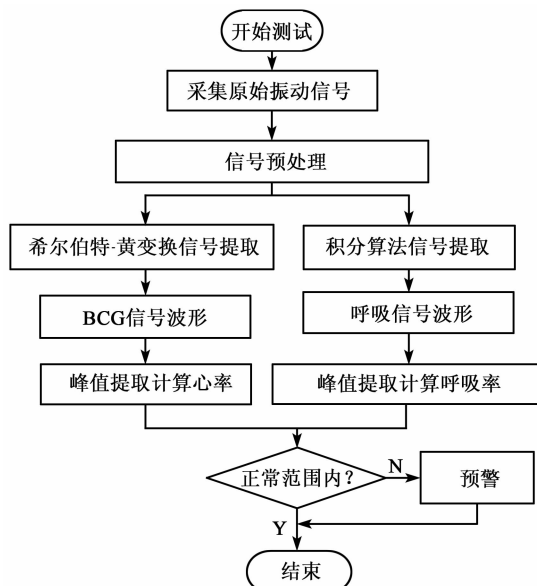


图5 上位机软件信号流程图

3.1 心跳信号提取

正常呼吸频率为 $0.83 \sim 1.7 \text{ Hz}$, 经过信号提取得到受试者的正常静息 BCG 信号如图6(b)所示。对 BCG 信号做频域分析得到其频率值,则心率值为

$$R_H = 60 \cdot f_{\text{heart}} \quad (4)$$

式中 f_{heart} 为心脏跳动的频率。

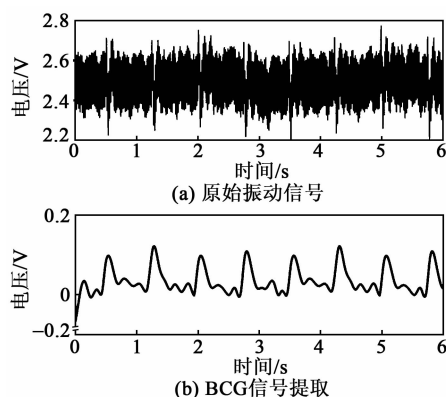


图6 原始振动信号及BCG信号的提取

3.2 呼吸信号提取

正常呼吸频率为 $0.13 \sim 0.3 \text{ Hz}$, 经信号提取得到受试者正常平稳呼吸信号的提取如图7(b)所示。

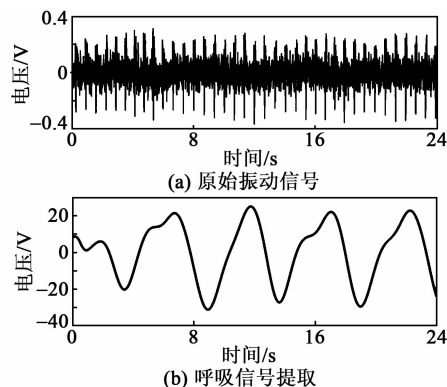


图7 原始振动信号及呼吸信号的提取

4 测试准确性分析

4.1 生理信号监测椅性能测试

为了测试所提出的“双面拱”型非接触式生理信号监测椅,选取相同材质的平面结构 PVDF 薄膜传感器贴在座椅下方进行对比试验,对所采集信号进行比对。

由图8可知,将传感器搭建为有一定弹性的双面拱结构,可以增强传感器采集信号的灵敏度,对于此类微小信号测量有更大的优势。

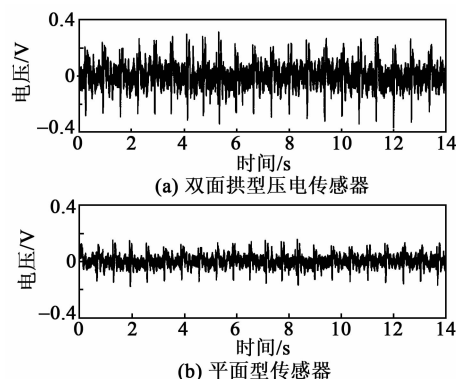


图8 双面拱型压电传感器及平面型传感器

4.2 心率监测实验

指夹式脉搏血氧仪的脉率检测准确度在 97% 以上,对于健康的测试者来说,测得脉率可以作为心率基准值^[7]。实验选择一男一女两名身体健康的测试对象,在静息状态连续 2 min 实时监测心率变化,得到各 60 组数据,同时用指夹式脉搏血氧仪测得结果对比心率。得到的心率时间图如图 9 所示。由图可知,心率变化整体趋势吻合度较高。同时计算 120 组数据的心率误差 $|b-a|/b$ (其中 a 为本装置所测心率值, b 为脉搏血氧仪所测心率值),实验结果表明,心率平均误差为 2.013%,可以满足日常生理监测数据准确度的要求。

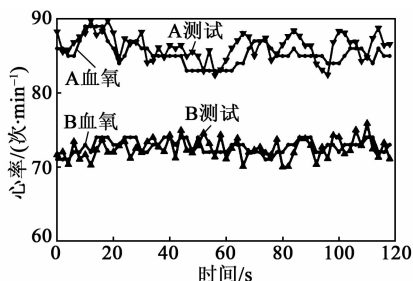


图9 测量心率与血氧仪心率对比

4.3 呼吸监测实验

实验选择一名受试者,设定一以固定频率发出声音的报时器,使其根据报时器引导进行呼吸作用,每次持续 30 s 取呼吸平均值,选取 0.4 Hz 和 0.2 Hz 各模拟 5 次。图 10 为此受试者不同频率下的呼吸信号图。同时计算 10 组数据的呼吸率误差 $|d-c|/d$ (其中 c 为本装置测得呼吸率, d 为定时器频率计算得到的呼吸率),经计算得平均呼吸率误差为 4.88%,随着呼吸频率的升高,引导呼吸会出现一些误差,但就日常生理监测来说,可以基本反映人体呼吸情况。

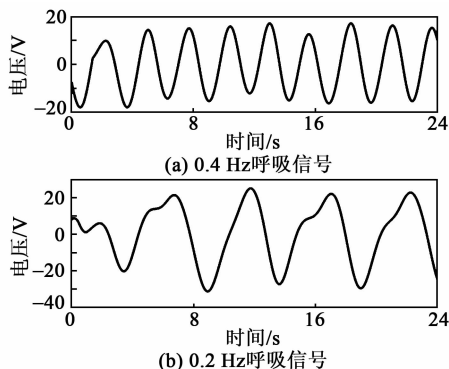


图10 0.4 Hz 和 0.2 Hz 下呼吸信号

5 结束语

本文改进了 PVDF 传感器结构,设计了一套基

于 PVDF 压电薄膜的人体生理信号监测椅,其成本低,操作简便,可以完成对人体呼吸、心率信号的日常监测和波形分析。研发的系统经过实验测试,心率、呼吸率与医疗设备所测结果基本一致,有很好的实用价值。由于 BCG 信号幅值较小,人体活动或外界振动会对其产生较大影响,在之后的研究过程中,应更提升系统的抗干扰性。

参考文献:

- [1] XIN Y, QI X, QIAN C, et al. A Wearable respiration and pulse monitoring system based on PVDF piezoelectric film[J]. Integrated Ferroelectrics, 2014, 158(1): 43-51.
- [2] 李嘉荣. 非接触式健康监测系统的信号处理研究与软件设计[D]. 北京: 北京邮电大学, 2018.
- [3] 丁贝贝, 吴先梅, 韩星晨, 等. PVDF 压电薄膜传感特性研究[J]. 压电与声光, 2018, 40(2): 21-24.
DING Beibei, WU Xianmei, HAN Xingchen, et al. Study on the sensing characteristics of PVDF piezoelectric thin films[J]. Piezoelectrics & Acousto-optics, 2018, 40(2): 21-24.
- [4] 王子民, 林向萌, 刘振丙, 等. 基于 PVDF 的 BCG 与脉搏信号采集与特征分析[J]. 物联网技术, 2018, 8(11): 72-75.
WANG Zimin, LIN Xiangmeng, LIU Zhenbing, et al. BCG and pulse signal acquisition and feature analysis based on PVDF[J]. Internet of Things Technology, 2018, 8(11): 72-75.
- [5] 辛毅, 徐洋, 朱剑锋, 等. 基于 PVDF 压电薄膜的仿生触觉检测系统研究[J]. 压电与声光, 2019, 41(3): 405-409.
XIN Yi, XU Yang, ZHU Jianfeng, et al. Research on bionic tactile detection system based on PVDF piezoelectric thin film [J]. Piezoelectrics & Acousto-optics, 2019, 41(3): 405-409.
- [6] 辛毅, 徐洋, 郭超, 等. 基于压电薄膜传感器的睡眠监测枕研究[J]. 压电与声光, 2018, 40(2): 283-287.
XIN Yi, XU Yang, GUO Chao, et al. Study on sleep monitoring pillow based on piezoelectric film sensors [J]. Piezoelectrics & Acousto-optics, 2018, 40(2): 283-287.
- [7] 杨建. 脉搏波信号采集与分析方法的研究[J]. 电脑与信息技术, 2014(3): 57-59.
YANG Jian. Research on pulse wave signal acquisition and analysis method [J]. Computer and Information Technology, 2014(3): 57-59.

冲击波超压传感器 IEPE 电路设计

刘东来, 王伟魁, 彭泳卿, 金小锋

(北京遥测技术研究所, 北京 100076)

摘要:对压电式冲击波超压传感器压电集成电路(IEPE)的优点、原理及结构进行了分析与探讨,设计了基于分立式器件的 IEPE 电路。对电路进行了仿真和验证试验,得到了电路的放大倍数、幅频特性、线性度及温度特性。试验结果表明电路频响带宽大于 600 kHz,线性度约为 0.4%,全温下频响的波动程度小于 4.3%,能够满足冲击波超压传感器对 IEPE 电路的要求。避免了电磁干扰等因素对冲击波压力测试系统的影响,实现了电路小型化,简化了测试系统。对实现 IEPE 压电式超压传感器有实际意义。

关键词:冲击波超压;压电式压力传感器;压电集成电路(IEPE);幅频特性;线性度;温度特性

中图分类号: TN384; TM22; TP212 **文献标志码:** A **DOI:** 10.11977/j.issn.1004-2474.2020.04.020

Design of IEPE Circuit for Shock Wave Overpressure Sensor

LIU Donglai, WANG Weikui, PENG Yongqing, JIN Xiaofeng

(Beijing Research Institute of Telemetry, Beijing 100076, China)

Abstract: The advantages, principle and structure of the IEPE circuit of piezoelectric shock wave overpressure sensor are analyzed and discussed, and the IEPE signal conditioning circuit based on discrete devices is designed. The circuit is simulated and verified by experiments, and the amplification factor, amplitude-frequency characteristic, linearity and temperature characteristic of the circuit are obtained. The test results show that the frequency response bandwidth of the circuit is greater than 600 kHz, the linearity is about 0.4%, and the fluctuation of frequency response at full-temperature is less than 4.3%, which can meet the requirements of the IEPE circuit of the shock wave overpressure sensor. The influence of electromagnetic interference and other factors on the shock wave pressure test system is avoided, the circuit miniaturization is realized, and the test system is simplified. It has practical significance for the realization of IEPE piezoelectric overpressure sensor.

Key words: shock wave overpressure; piezoelectric pressure sensor; IEPE circuit; amplitude-frequency characteristic; linearity; temperature characteristic

0 引言

由于冲击波压力信号是一个瞬态过程,具有上升沿陡峭的特点,因此,测量冲击波超压需要在极短时间内完成^[1],频响需要大于 300 kHz。爆炸场环境恶劣,对于传感器的环境适应性也提出了很高的要求。目前,常用于测量冲击波超压的传感器主要有压阻式和压电式^[2]。但压阻式压力传感器对温度较敏感,灵敏度相对较低^[3],且部分硅压阻传感器对爆炸光敏感,在爆炸源火光的作用下产生强烈的电信号,直接影响测试结果^[4]。压电式压力传感器在应力变化响应方面更高效,更适用于能量需求及动态压力测量方面^[5]。

传统的压电式传感器需要外置电荷放大器解调电荷信号,连接的线缆会造成信号误差,也易受外部环境的影响。因此,需要设计一种集成式压电传感器信号调理电路,也称压电集成电路(IEPE)^[6]。IEPE 电路输入端与敏感元件相连,将敏感元件输出的电荷信号转换为电压信号,电路输出端信号线与电源线共线,易于实现小型化,从而通过一条导线同轴线缆直接和采集设备连接,不仅实现了将敏感元件与电荷放大电路集成于一体,且减少了线缆,此外传感器的壳体为 IEPE 电路提供了电磁屏蔽,从而抑制了线缆阻抗影响、电磁干扰等,有利于简化测试系统,有效提高了测试精度和可靠性。

收稿日期:2019-12-11

作者简介:刘东来(1995-),男,黑龙江大庆人,硕士生,主要从事冲击波超压测试技术的研究。导师简介:彭泳卿(1980-),研究员,博士,主要从事先进航天传感技术的研究。

1 IEPE 电路设计

集成式压电传感器信号调理电路的整体结构如图1所示。其中 IEPE 电路由一个电荷放大器和一个滤波器组成,外接一个恒流源为整个电路供电。

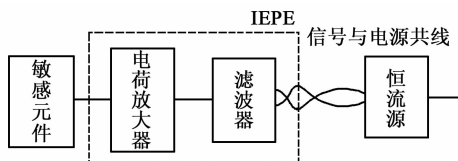


图1 集成式压电传感器信号调理电路结构图

电荷放大器是 IEPE 电路中的核心部分,它是把敏感元件产生的电荷转换为易测量的电压桥梁。电荷放大器电路的主要作用是将敏感元件的微弱电荷信号经过放大、滤波,转换成数据采集系统能够接收的电压信号。电荷放大器设计的关键是在对弱信号放大的同时,保证电路的带宽,即响应频率,确保信号不失真。

电荷放大器目前较常见的是基于运算放大器、由反馈电容 C_1 与反馈电阻 R_2 组成的深度负反馈高增益放大电路,如图2所示。其电荷-电压灵敏度由 C_1 决定,静态工作点与低频特性由 R_2 决定,放电时间常数由 $C_1 \times R_2$ 决定^[7]。由于在电荷放大器中加入电容反馈,对直流工作点相当于开路,此时电缆噪声会造成零点漂移,为使放大器稳定工作,减少误差,与 C_1 并联的 R_2 应选择 $10^{10} \sim 10^{14} \Omega$,以提供直流反馈^[8]。

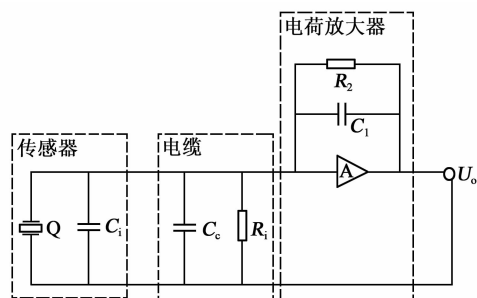


图2 基于运放的电荷放大器电路

对于足够高的开环增益,电荷放大器的输出端电压可近似为

$$U_o = \frac{-Q}{C_1} \quad (1)$$

式中 Q 为输入电荷量。

因此,电缆长短和压电元件本身电容的大小几乎可忽略, U_o 仅由输入端电压和 C_1 决定,这是电荷放大器的突出特点^[9]。

基于运算放大器的信号放大器体积较大,只能在传感器外部与之相连,无法与敏感元件集成于一个传感器中;并且因其需要供电,至少需要电源线、

地线、信号线及无法实现信号与电源共线,且自身线缆较长,会对测试结果产生不良影响。为了设计小型化集成化的冲击波超压传感器,将电荷放大器电路用模拟电路搭建出来,所用元器件多为电容、电阻、三极管等分立器件,不仅体积小、易于集成,且可以实现信号与电源共线,进而实现 IEPE 电路。

所设计的电荷放大电路如图3所示,其与图2的电路原理相似。电容 C_1 为反馈电容,电阻 R_2 为反馈电阻, R_2 值很大,和 C_1 一起决定电荷放大器的时间常数,决定了响应频率的下限,时间常数越大,响应频率的下限越低;场效应管 Q_1 、 Q_6 工作在高阻态,相当于2个大电阻,提供高绝缘性能;场效应管 Q_2 、 Q_3 相当于2个二极管,他们与 Q_1 、 Q_6 一起提高静态工作点; Q_5 是一个达林顿管,发射极与输出端相连,集电极与地相连,作用是提高驱动电流,将直流电流几乎全部引入发射极,从而提高 Q_5 发射极的电压,用于电荷放大电路这种大负载驱动电路,且易于集成化; Q_4 与 R_3 、 R_4 、 R_5 提供直流分压; C_3 、 C_4 、 R_2 构成一个 π 型滤波电路,抑制直流电源纹波,为 Q_1 提供稳定的静态工作偏置电压。

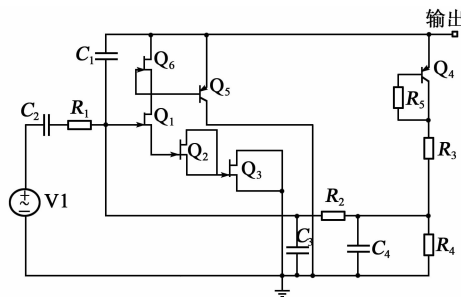


图3 IEPE 电路图

由式(1)可知,当 C_1 为常数时, U_o 与电荷成正比。而当 C_1 增大时, U_o 将减小,所以应选择合适的 C_1 值,一般取值为 $10 \sim 10^5$ pF。

2 仿真分析

Multisim 软件中器件种类齐全,电路分析功能强大,可使用它进行电路设计的实验仿真^[10]。根据图1,将 IEPE 电路、滤波器、恒流源整合在一起,器件连接图如图4所示。

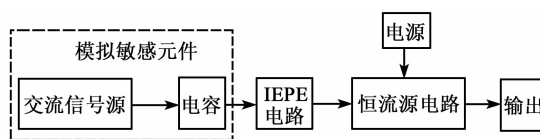


图4 电路仿真连接框图

其中交流信号源与电容组合,可以产生交流电荷,模拟敏感元件接收压力通过压电效应产生电荷

的过程。恒流源电路基于 LM317 设计,提供 4 mA 的恒流源,如图 5 所示。

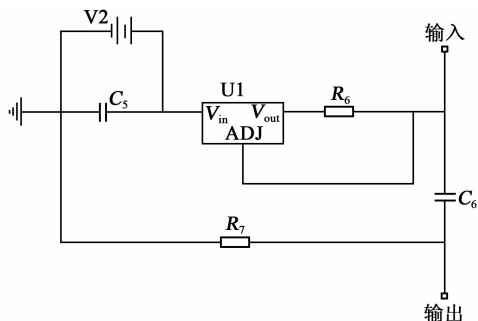


图 5 恒流源电路图

Multisim 软件中具有交流分析功能,用来模拟交流频率响应,包括幅度和相位。仿真实验中,选择 C_1 的不同容值,观察交流分析仿真图,对比不同的 C_1 容值下电路放大倍数及带宽。图 6 为 $C_1 = 1 \text{ pF}$ 、 10 pF 、 100 pF 对应的幅频特性曲线。

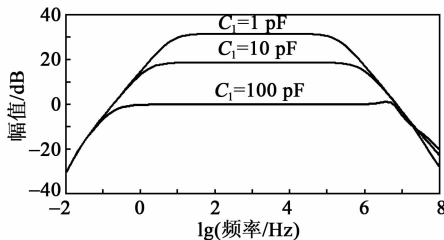


图 6 Multisim 仿真结果

由图 6 可知, C_1 的容值影响着电路的放大倍数和带宽, C_1 越大, 放大倍数越小, 带宽越宽, 高频扰动越大。这个结果符合式(1)及时间常数对于电荷放大器的影响, 验证了电路原理的正确性。

当 $C_1 = 1 \text{ pF}$ 时, 幅频特性曲线波形平滑, 放大倍数较大, 但带宽很窄, 小于 300 kHz , 不符合设计要求; 当 $C_1 = 100 \text{ pF}$ 时, 幅频特性曲线高频段略有凸起, 带宽极宽, 放大倍数约为 1; 当 $C_1 = 10 \text{ pF}$ 时, 幅频特性曲线波形平滑, 放大倍数接近 10 倍, 且带宽较宽(约为 800 kHz), 低频响应约为 1 Hz 。可见 $C_1 = 10 \text{ pF}$ 、 100 pF 符合电路设计要求, 可根据传感器实际量程进行选择。

3 试验验证

3.1 电路频响测试

按照设计的电路, 制作了印制电路板(PCB), C_1 选用 10 pF , 尺寸大小为 $4 \text{ mm} \times 23 \text{ mm}$, 如图 7 所示。

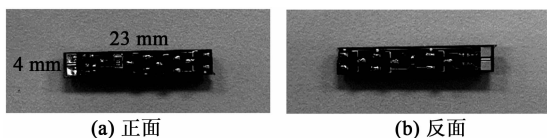


图 7 IEPE 电路实物图

按图 4 将电路板与辅助设备连接, 进行实际电路的频响测试。其中交流信号源通过信号发生器实现, 标准电容 C_2 为 100 pF 。恒流源与仿真电路一致。电源采用 Keysight 公司生产的 E3649A 型直流电源, 并调至 24 V 。

测试过程中调整信号发生器, 输出峰-峰值为 1 V , 频率为 $0.5 \text{ Hz} \sim 5 \text{ MHz}$, 观察示波器波形及峰-峰值的变化并记录数据。测试结果如图 8 所示。

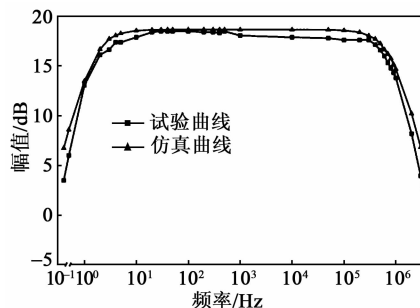


图 8 幅频特性曲线

由图 8 可知, 电路的实际调试与仿真结果基本一致, 电路在中频段的工作效果较好, 实际带宽大于 600 kHz , 低频响应接近 1 Hz , 满足冲击波超压传感器要求。

3.2 线性度测试

作为传感器信号调理电路, 还需要进行线性度测试。当电路的输入为 2 V 时, 输出约为 15 V , 接近电路最大输出值。电路在 $25 \text{ }^\circ\text{C}$ 时, 改变信号发生器输入幅值, 在 $0 \sim 2 \text{ V}$ 时均匀地取 8 个点, 记录示波器输出峰-峰值, 将结果用拟合公式拟合为直线, 如图 9 所示。

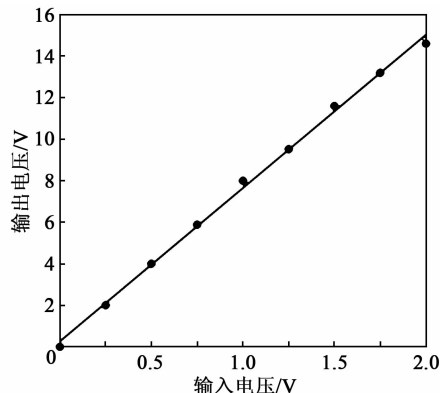


图 9 线性度拟合曲线

线性度 δ_L , 又称为非线性误差, 用特性曲线与其规定的拟合直线之间最大偏差 $\Delta M_{\max}$ 与电路最大输出值 $y_{\max}$ 的百分数来表示^[11], 即

$$\delta_L = \pm \frac{\Delta M_{\max}}{y_{\max}} \times 100\% \quad (2)$$

经过数据对比可看出,输入电压为 2 V 时,特性曲线与拟合曲线的偏差最大,计算得 $\Delta M_{\max} = 0.0582$, $y_{\max} = 14.6$ V,代入式(2)中可得 $\delta_L = 0.4\%$ 。

3.3 温度试验

为满足野外环境使用,还需要进行温度试验,以了解该电路在极端温度环境下的工作特性。温度试验所使用的温箱是巨孚公司生产的可程式高低温恒温试验机,试验装置连接如图 10 所示,试验仪器型号如表 1 所示。



图 10 温度试验装置连接图

表 1 温度试验仪器型号表

仪器名称	生产厂商	仪器型号
信号发生器	Agilent	33220A
直流电源	Keysight	E3649A
数字存储示波器	Tektronix	TDS 1012B
高低温恒温试验机	巨孚	ECT-408-70-CP-SD

首先进行极端温度条件下的频响测试,试验过程如下:

1) 将 IEPE 电路板在无包装情况下置于 $-55\text{ }^{\circ}\text{C}$ 和 $120\text{ }^{\circ}\text{C}$ 的试验箱内,进行高、低温试验。高、低温下暴露 1 h,进行 3 次循环,记录全频段示波器的输出峰-峰值并取平均值。

2) 将得到的数据与 $25\text{ }^{\circ}\text{C}$ 下的数据绘制在同一个图表中,观察高、低温对电路频响的影响,如图 11 所示。

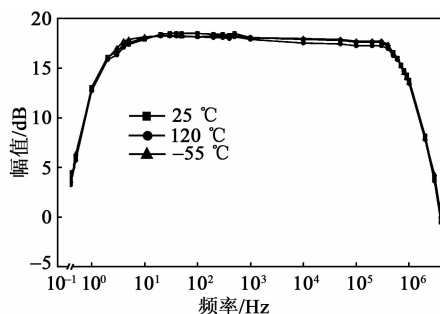


图 11 温度对频响影响曲线

不同温度下的频响波动程度以 $25\text{ }^{\circ}\text{C}$ 测量值为基准计算,将高、低温每个频率下的幅值波动制成散点如图 12 所示。

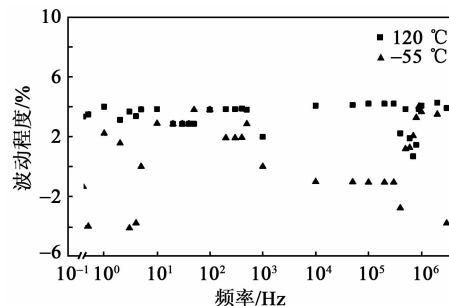


图 12 频响波动散点图

由图 11、12 可知,电路在 $-55\text{ }^{\circ}\text{C}$ 和 $120\text{ }^{\circ}\text{C}$ 环境下的工作特性正常,全温下频响的波动程度小于 4.3% 。

4 结束语

近年来,冲击波超压传感器的应用领域日益广泛,国内迫切需要小型化、高性能的超压传感器。本文设计了一款冲击波超压传感器信号调理电路,基于模拟电路及分立式器件,使信号端与电源端共线,从而实现 IEPE 功能。实测时,电路性能与软件仿真的结果接近,频响带宽大于 600 kHz,且线性度较好,约为 0.4% 。全温下频响的波动程度小于 4.3% ,实际使用时可通过全温标定和温度补偿的方式进行抑制。电路易于小型化,未来有望与敏感元件集成在一起成为一个小型的、自带电荷放大器的传感器,提升了冲击波压力测试的精度和可靠性。

参考文献:

- [1] 索艳春,李永红.基于 ICP 压电传感器的冲击波超压存储测试系统设计[J].中国测试,2017,43(5):82-85.
SUO Yanchun, LI Yonghong. Design of overpressure storage test system for blast wave based on ICP piezoelectric sensor[J]. China Measurement & Test, 2017, 43(5): 82-85.
- [2] 薛莉,杜红棉,裴东兴,等.基于 ICP 传感器的冲击波超压测试系统设计[J].仪表技术与传感器,2014(4):7-9.
XUE Li, DU Hongmian, PEI Dongxing, et al. Design of shock wave overpressure measurement system based on ICP sensor[J]. Instrument Technique and Sensor, 2014(4): 7-9.
- [3] 包宏权.压力传感器结构设计和优化分析[D].南京:东南大学,2016.

压电陶瓷驱动器迟滞建模与自适应控制

王舟, 陈远晟, 王浩, 黄勤斌

(南京理工大学 能源与动力工程学院, 江苏 南京 210094)

摘要:为了降低压电陶瓷驱动器的迟滞非线性,提出了改进型的 Maxwell-slip 模型并引入自适应控制,使压电驱动器在宽频带下有良好的迟滞补偿效果。在经典 Maxwell-slip 模型中,输出力与输入位移的关系会出现迟滞现象,表现为平行四边形,与压电陶瓷驱动器的迟滞特性接近。由于每一单元滑块的最大静摩擦力与弹簧弹性系数成比例关系,若弹簧系数取定值时,每一个单元的最大静摩擦力在系统实时控制中是不变的,因此可以采用自适应控制算法对输出信号权值进行更新,从而更精确地补偿压电陶瓷驱动器。为了验证该模型,搭建了悬臂梁结构压电实验平台,运用该迟滞模型进行迟滞补偿控制,实验结果表明,对于 Maxwell-slip 模型自适应控制,在 0.1~20 Hz 宽频带下的均方根误差(RMSE)和绝对平均误差(MAE)均有减小。其中,在 0.1 Hz 下无前馈补偿控制的 RMSE 为 0.037 5 μm ,而通过自适应控制可以将压电微定位平台的 RMSE 降低到 0.012 4 μm 以内。与经典模型相比,所提出的 Maxwell-slip 模型自适应控制具有在宽频带内进行精密定位的优点。

关键词:压电陶瓷驱动器;Maxwell-slip 模型;自适应控制;迟滞补偿

中图分类号:TN384;TM282;TH39 **文献标志码:**A **DOI:**10.11977/j.issn.1004-2474.2020.04.021

Hysteresis Modelling and Adaptive Control of Piezoelectric Actuators

WANG Zhou, CHEN Yuansheng, WANG Hao, HUANG Qinbin

(School of Energy and Power Engineering, Nanjing University of Science and Technology, Nanjing 210094, China)

Abstract: An improved Maxwell-slip model with adaptive control is proposed to reduce the hysteresis nonlinearity of the piezoelectric ceramic actuator, so that it has good hysteresis compensation in a wide frequency band. In classic Maxwell-slip model, the relationship between output force and input displacement will exhibit hysteresis, appearing as a parallelogram, which is close to the hysteresis characteristics of piezoelectric actuators. Since the maximum friction force of each unit slider is proportional to the spring elastic coefficient, if the spring coefficient is a fixed value, then the maximum friction force of each unit is constant in the system real-time control, the output value can be updated by using the adaptive control algorithm, and the input voltage of the piezoelectric actuator can be compensated. To validate the proposed model, a piezoelectric experimental platform was built, and the hysteresis model was used for hysteresis compensation control. The experimental results show that, for the adaptive control of Maxwell-slip model, the root mean square error and mean absolute deviation error in the 0.1~20 Hz wide frequency band are reduced. The displacement error is 0.037 5 μm without control at 0.1 Hz, and the adaptive control method can reduce the positioning error of the piezoelectric micro-positioning platform within 0.012 4 μm . Compared with the classic methods, the proposed adaptive control has the advantages of precision positioning in wide frequency band.

Key words: piezoelectric actuator; Maxwell-slip model; adaptive control; hysteresis compensation

0 引言

随着精密制造和精密工程的快速发展,微米、纳米级的定位技术成为目前精密加工、生物医学、微电子等领域的关键性技术,如压电陶瓷管扫描器、微夹持等^[1-2]。压电陶瓷驱动器是理想的微位移元件,具有位移特性好,体积小等优点,但压电材料固有的迟

滞非线性特性给精密定位带来影响^[3]。

目前,国内外学者对于压电陶瓷的迟滞特性做了大量研究,Xianfeng Song 等^[4]提出了一种改进的 Preisach 模型,并引入了开环控制器以消除迟滞影响。经典的 Preisach 迟滞模型以积分的形式来描述迟滞特性,并且此方法还可以通过采用时间导数校

收稿日期:2020-02-27

基金项目:国防基础加强基金资助项目(2017-JCJQ-ZD-006)

作者简介:王舟(1994-),男,湖北黄冈人,硕士生,主要从事压电迟滞建模及补偿控制的研究。通信作者:陈远晟(1982-),男,讲师,主要从事传感与驱动技术、非线性控制、精密定位系统方面的教学与科研工作。E-mail:chenys@njust.edu.cn。

正技术来处理非恒定频率依赖性。于志亮等^[5]提出一种改进的 Prandtl-Ishlinskii (PI) 滞后模型对压电陶瓷执行器的迟滞特性进行前馈逆补偿, 将迟滞特性线性度误差减小到 1% 以内, 实现线性化。

为了进一步减小压电陶瓷的迟滞非线性, Chaoui H 等^[6]提出了一种具有滞后和干扰估计的压电驱动器自适应控制策略。自适应控制法是基于 Lyapunov 的自适应定律学习压电驱动器的逆模型。可有效的在反馈回路中使用自适应估计器来估计磁滞和干扰, 减小跟踪控制误差。Zhang Guoqing 等^[7]研究了由广义 PI 模型描述的具有未知非平滑滞后的不确定非线性时滞系统的跟踪问题。基于最小学习参数 (MLP) 的自适应神经算法, 保证跟踪误差收敛到零的小邻域内, 并且闭环系统的所有状态都稳定。胡力等^[8]提出了一种最小二乘法与径向神经网络相结合的建模方法, 用最小二乘法对迟滞曲线进行多项式拟合, 得到压电执行器的迟滞数学模型, 在此基础上再用径向基函数 (RBF) 神经网络法对该模型进行优化。最后对建立的模型进行分析发现, 用最小二乘法拟合的多项式数学模型, 标准方差 $\delta = 0.059\ 02\ \mu\text{m}$, 而利用 RBF 神经网络优化建模后的 $\delta = 0.016\ 04\ \mu\text{m}$, 对迟滞曲线有较好的补偿效果。

在研究压电陶瓷的物理特性时, Ruderman 等^[9]探索了 Maxwell-slip 模型的滞后阻尼特性。考虑到经典的线性粘滞阻尼和 Stribeck 效应, 运用运动动力学分析了力-位移滞后的非线性阻尼, 并分析 Lyapunov 稳态特性。在此基础上, 得到模型参数并消除误差。最后, 描述了预滑动滞后摩擦响应于零速度附近的相关实验示例。Maxwell-slip 模型是一种基于物理现象的迟滞模型, 其具有参数少, 结构简单的优点, 但存在弹性滑块单元的参数耦合问题, 所以只能用来描述对称迟滞曲线。虽然有一定程度的控制效果, 但是在高频条件下, 模型所得误差还是较大。

传统的 Preisach 模型、PI 模型和 Maxwell-slip 模型的离线辨识在单一频率下有良好的辨识效果, 本文在经典 Maxwell-slip 模型的基础上引入自适应控制算法, 减小跟踪控制误差, 所用参数更少且适用于更宽频率, 对于环境干扰能进行自动辨识, 使其能够对压电陶瓷驱动器的迟滞现象进行描述, 并用于实际控制系统中。

1 Maxwell-slip 模型

图 1 为一系列具有不同刚度和阻尼系数的弹簧

阻尼系统, 它描述了单个滑块具有迟滞特性的位移-力的关系, 所有的单元拥有相同的外界位移输入量 z , 输出力为 F 。第 i 块单元的弹簧刚度为 k_i , 位移为 z_i , 最大静摩擦力为 f_i 。对于第 i 单元滑块的接触状态可用下列表达式描述^[10-11]:

若 $|k(z - z_i)| < f_i$, 说明滑块处于黏滞状态, 有:

$$F_i = k(z - z_i) \quad z_i \text{ 不变} \quad (1)$$

否则, 滑块处于滑动状态, 有

$$\begin{cases} F_i = \text{sgn}(z - z_i) \cdot f_i \\ z_i = z - \text{sgn}(z - z_i) \cdot \frac{f_i}{k_i} \end{cases} \quad (2)$$

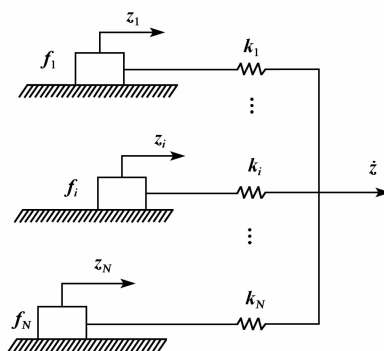


图 1 Maxwell-slip 模型

由式 (1)、(2) 可得到第 i 个单元输出力 F_i , 叠加到 N 个滑块单元后的整个系统预滑动阶段的输出力为

$$x(t) = \sum_{i=1}^N F_i \quad (3)$$

Maxwell-slip 模型的主要思想是: 假设摩擦力存在, 当输入值足够大时, F 与 z 的关系会出现迟滞现象, 表现为平行四边形, 如图 2 所示。该弹簧阻尼系统的力与位移迟滞特性, 与压电陶瓷驱动器的迟滞特性接近。另外, 由于该弹簧的滑块无质量且处于并联状态, 因此, 增加 N 可无限逼近压电陶瓷迟滞特性曲线精度, 却不增加模型的阶数。

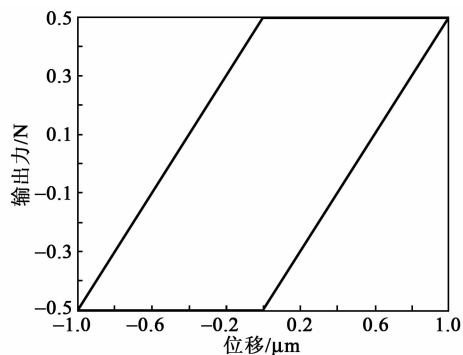


图 2 Maxwell-slip 模型基础单元迟滞特性

2 模型改进

在经典 Maxwell-slip 模型中,若采用自适应控制算法,需要对每个单元的 k_i 、 f_i 进行实时改变。过多的参数,会使控制算法变得复杂,降低了实时性及性能。在经典 Maxwell-slip 模型控制中,最大静摩擦力与弹簧刚度系数的关系为 $\frac{f_i}{k_i} = \frac{z - z_i}{\text{sgn}(z - z_i)}$,

若 $k_i = 1$ 时,则 Maxwell-slip 模型每一个单元的 f_i 在实时控制中不变。本文在经典 Maxwell-slip 模型的基础上,提出了一个增加参数 w_i ,与 k_i 、 f_i 相匹配,当更新 w_i 时就可得到更新后的输出信号,改进后的模型可用下列表达式描述:

若 $|k(z - z_i)| < f_i$, 说明滑块处于黏滞状态,有

$$\begin{cases} w_i \cdot F_i = k(z - z_i) \\ z_i \text{ 不变} \end{cases} \quad (4)$$

否则,滑块处于滑动状态,有:

$$\begin{cases} w_i \cdot F_i = \text{sgn}(z - z_i) \cdot f_i \\ z_i = z - \text{sgn}(z - z_i) \cdot \frac{f_i}{k_i} \end{cases} \quad (5)$$

式中 w_i 为 F_i 的权值系数,叠加 N 个单元后的系统预滑动阶段的输出力为

$$x(t) = \sum_{i=1}^N w_i \cdot F_i \quad (6)$$

3 自适应控制算法

图 3 为迟滞逆模型控制示意图。若模型精度足够高,则跟踪控制误差 $e(t)$ 为

$$e(t) = v(t) - x(t) = v(t) - H[y](t) = v(t) - H\left[\sum_{i=1}^N w_i \cdot F_i(t)\right] \quad (7)$$

式中: $v(t)$ 为 Maxwell-slip 模型的输入信号; $x(t)$ 为压电驱动器输出信号 (Maxwell-slip 模型的输出力即为压电的输出信号); $y(t)$ 为 Maxwell-slip 模型的输出信号和压电陶瓷驱动器的输入信号; H 为 Maxwell-slip 模型的建立。

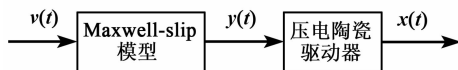


图 3 Maxwell-slip 模型控制系统示意图

神经网络在系统识别、信号处理等方面有广泛的应用,但它只能近似于一对一的映射^[12-13]。为了模拟多值映射的滞后,提出了一种具有反激励算子的神经网络。将反激励算子引入神经网络的第一层,第一层的输出为

$$a_1 = H[w_i \cdot F_i(t)] = w_i \cdot H[F_i(t)] \quad (8)$$

式中 a_1 为第一层的输出向量。

反向传播算法是神经网络设计中最流行的训练算法之一^[14-15],为了对所提出的控制算法进行参数辨识,引入文献[15]提出的神经网络中最后一层的敏感度公式,即

$$s = -2 \dot{f}(n) e(t) = -2 e(t) = -2 \{v(t) - H\left[\sum_{i=0}^N w_i \cdot F_i(t)\right]\} \quad (9)$$

式(9)需要计算间隙算子的导数, $H[w_i \cdot F_i(t)]$ 是多值映射的非线性滞后函数,很难计算其导数,这使得训练算法和控制器设计复杂化。但与 Maxwell-slip 模型相似,由于每个单元的神经元传递函数是线性的,可以将式(9)作为最后一层进行线性迭代,那么 w_i 将通过以下方式更新:

$$w_i^2(m+1) = w_i^2(m) - \alpha s^2 a_i \quad (10)$$

式中: m 为迭代次数; α 为学习率; a_i 为第 i 层输出向量; s 为式(8)的,神经网络中最后一层的敏感度,与每一时刻的位移误差有关。

4 实验验证

4.1 实验方案

为了验证 Maxwell-slip 模型的自适应控制算法的可用性与正确性,本文在 LabVIEW 软件上设计了迟滞控制模型进行实验验证。实验装置采用悬臂梁结构的压电控制平台,压电陶瓷双晶片采用嘉康公司生产的条形驱动器 (51.7 mm × 7.2 mm × 0.83 mm),位移传感器采用 IL-S025,位移分辨率 1 mm 对应 1 mV,数据采集系统采用 NI-compact RIO 9030 系统,通过采集位移信号运算控制算法后,输出模拟信号 -5 ~ +5 V,实验装置如图 4 所示。实验输入信号选取 0.1 Hz, 1 Hz, 5 Hz, 10 Hz, 20 Hz 的正弦信号。经过 Maxwell-slip 模型自适应控制进行前馈补偿后,输入到压电双晶片后得到测量位移, Maxwell-slip 模型自适应控制原理如图 5 所示。

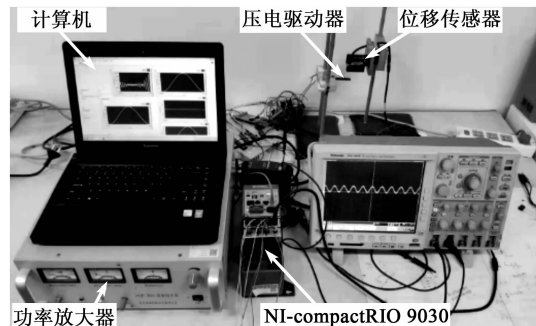


图 4 实验系统

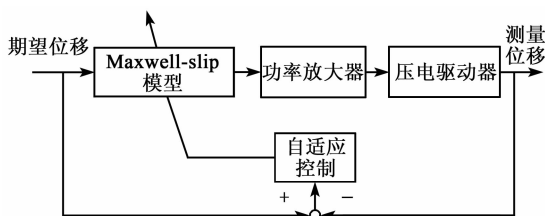


图 5 Maxwell-slip 模型自适应控制原理图

4.2 无前馈补偿的迟滞环

根据上述实验方案进行测试,在压电实验平台上采集无前馈补偿控制下的测量位移,根据输入信号的期望位移与测量位移采集结果,可得到不同频率在无前馈补偿控制下的迟滞环。其中 1 Hz、10 Hz、20 Hz 下控制前的迟滞环如图 6 所示。

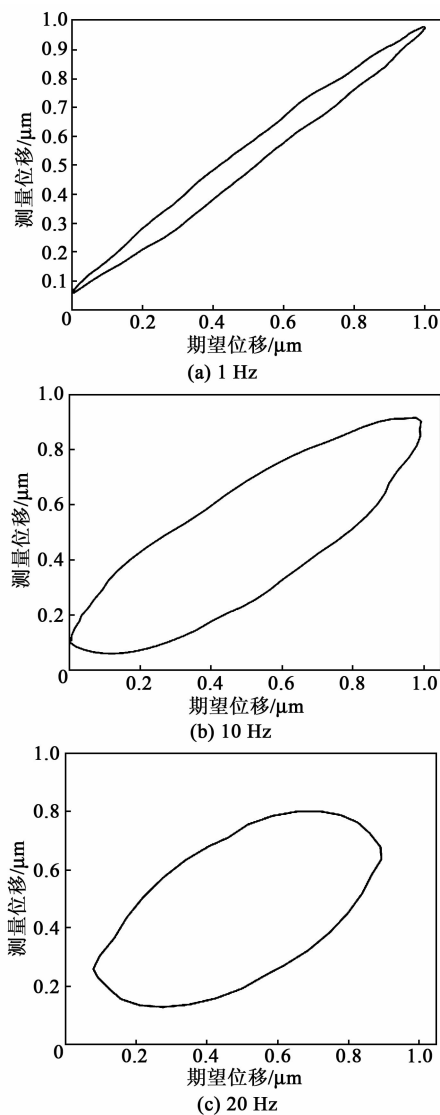


图 6 不同频率下控制前的迟滞环

4.3 Maxwell-slip 模型自适应控制的迟滞环

根据输入信号的期望位移与测量位移结果,可

得到不同频率的 Maxwell-slip 模型自适应控制的迟滞环(见图 7)。

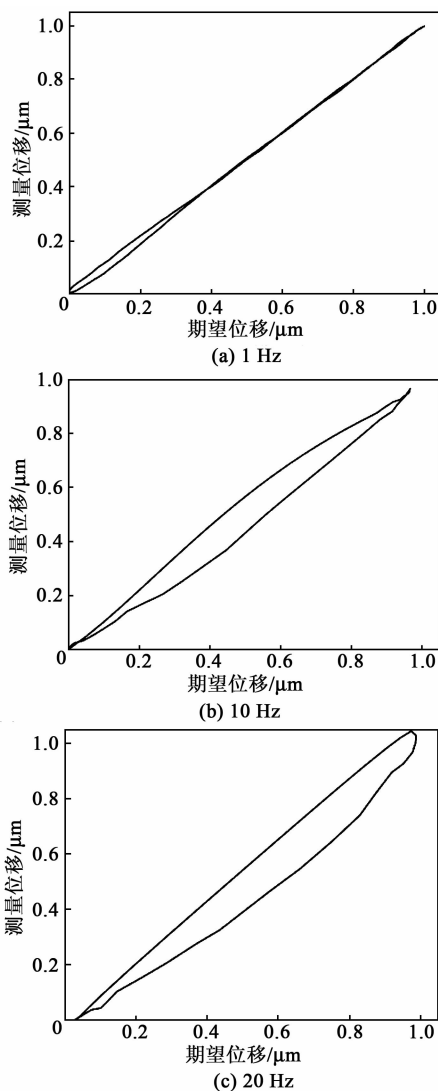


图 7 不同频率下的 Maxwell-slip 模型自适应控制迟滞环

4.4 实验误差结果

本实验搭建悬臂梁结构的实验平台,压电双晶片驱动器共振频率较低,当压电双晶片远离共振频率时,控制效果较好,到达共振频率后,控制效果不理想。此模型与自适应控制法结合后,拓展了应用范围,在 20 Hz 下有一定控制效果。在本研究中,对比了在不同条件下 3 种控制方法的均方根误差(RMSE)和绝对值平均误差(MAE)的结果,如表 1、2 所示。控制方法分别为静态的 Maxwell-slip 模型,比例、积分、微分(PID)控制法和 Maxwell-slip 模型自适应控制法,并与控制前的控制误差进行对比。

表 1 不同控制方法的 *RMSE* 结果

频率/ Hz	<i>RMSE</i> / μm			
	开环 控制	静态 Maxwell-slip 模型	PID 控制	Maxwell-slip 模型自适应 控制
0.1	0.037 5	0.031 2	0.013 1	0.012 4
1.0	0.050 6	0.029 2	0.023 6	0.013 9
5.0	0.122 3	0.099 3	0.103 0	0.055 7
10.0	0.193 5	0.181 9	0.209 9	0.070 5
20.0	0.333 7	0.340 2	0.368 3	0.082 5

表 2 不同控制方法的 *MAE* 结果

频率/ Hz	<i>MAE</i> / μm			
	开环 控制	静态 Maxwell-slip 模型	PID 控制	Maxwell-slip 模型自适应 控制
0.1	0.031 8	0.025 7	0.010 4	0.010 0
1.0	0.043 5	0.024 4	0.019 5	0.011 5
5.0	0.107 7	0.086 3	0.091 0	0.046 6
10.0	0.172 0	0.157 3	0.191 2	0.063 7
20.0	0.296 8	0.299 7	0.326 3	0.054 3

根据实验结果所示,静态 Maxwell-slip 模型仅在 1 Hz 辨识的静态权值下有一定的控制效果,当远离此频率,补偿控制效果不理想。PID 控制在低频率(0.1 Hz、1 Hz)下有良好的控制效果,其中 0.1 Hz 频率下的 *RMSE* 降低到 0.013 1 μm ,随着频率的增大,跟踪控制误差也随之增大,*RMSE* 的最大值达到 0.368 3 μm 。而对于 Maxwell-slip 模型自适应控制,在 0.1~20 Hz 宽频带下都具有良好的补偿控制效果,*RMSE* 均未超过 0.1 μm ,说明 Maxwell-slip 模型引入自适应控制对压电陶瓷迟滞非线性在宽频带下有良好补偿控制效果。

5 结束语

本文采用一种改进的 Maxwell-slip 模型并引入自适应控制,对压电陶瓷驱动器的迟滞特性进行前馈逆补偿。在不同频率及不同控制方法情况下,对压电陶瓷驱动器线性度进行测试。实验结果表明,对于静态 Maxwell-slip 模型(经典模型)、PID 控制和 Maxwell-slip 模型自适应控制在 0.1 Hz 下的控制效果接近。通过自适应控制的 Maxwell-slip 模型在 20 Hz 条件下控制效果更好,其均方根误差为 0.082 μm ,而其他两种控制的均方根误差分别为 0.340 2 μm 和 0.368 3 μm ,与经典模型相比,提高

了压电陶瓷的控制精度和范围。有利于提高系统在宽频带下迟滞补偿效果,对于压电陶瓷驱动器在精密定位领域的研究有重要意义。

参考文献:

[1] 卢志诚,刘文翠,惠相君,等. 压电微夹钳的迟滞及蠕变补偿[J]. 压电与声光,2019,41(2):244-248.
LU Zhicheng,LIU Wencui,HUI Xiangjun,et al. Hysteresis and creep compensation of piezoelectric micro-gripper[J]. Piezoelectrics & Acoustooptics,2019,41(2):244-248.

[2] 王钰锋,郭咏新,毛剑琴. 压电作动器的速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 modeling and tracking control of piezoelectric actuators[J]. Optics and Precision Engineering,2014,22(3):616-625.

[3] 李宇阳,朱玉川,李仁强,等. 双压电叠堆驱动执行器率相关迟滞建模与分析[J]. 压电与声光,2019,41(2):258-264.
LI Yuyang,ZHU Yuchuan,LI Renqiang,et al. Modeling and analysis of rate-dependent hysteresis for dual-piezoelectric stack driven actuator[J]. Piezoelectrics & Acoustooptics,2019,41(2):258-264.

[4] SONG X F,DUGGEN L,LASSEN B,et al. Modeling and Identification of Hysteresis with Modified Preisach Model in Piezoelectric Actuator[C]//Munich,Germany: 2017 IEEE International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics(AIM). IEEE,2017.

[5] 于志亮,刘杨,王岩,等. 基于改进 PI 模型的压电陶瓷迟滞特性补偿控制[J]. 仪器仪表学报,2017,38(1):129-135.
YU Zhiliang,LIU Yang,WANG Yan,et al. Hysteresis compensation and control of piezoelectric actuator based on an improved PI model[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument,2017,38(1):129-135.

[6] CHAOUI H,GUALOUS H. Adaptive control of piezoelectric actuators with hysteresis and disturbance compensation[J]. Journal of Control, Automation and Electrical Systems,2016,27(6):579-586.

[7] ZHANG G Q,SUN Z,ZHANG W,et al. MLP-based adaptive neural control of nonlinear time-delay systems with the unknown hysteresis[J]. International Journal of Systems Science,2017,48(5/8):1682-1691.

[8] 胡力,李国平,吕雪军,等. 基于 RBF 神经网络的压电

- 执行器迟滞建模[J]. 压电与声光, 2018, 40(5): 695-699.
- HU Li, LI Guoping, LYU Xuejun, et al. Hysteresis modeling of piezoelectric actuator based on rbf neural network[J]. Piezoelectrics & Acoustooptics, 2018, 40(5): 695-699.
- [9] RUDERMAN M. Presliding hysteresis damping of LuGre and Maxwell-slip friction models[J]. Mechatronics, 2015, 30: 225-230.
- [10] JANKOWSKI K, MARSZAL M, STEFANSKI A. Formulation of presliding domain non-local memory hysteretic loops based upon modified maxwell slip model[J]. Tribology Letters, 2017, 65(2): 1-9.
- [11] 裘进浩, 陈海荣, 陈远晟, 等. 压电驱动器的非对称迟滞模型[J]. 纳米技术与精密工程, 2012, 10(3): 189-197.
- QIU Jinhao, CHEN Hairong, CHEN Yuansheng, et al. A model for asymmetric hysteresis of piezoelectric actuators[J]. Nanotechnology and Precision Engineering, 2012, 10(3): 189-197.
- [12] CHEN Y, QIU J, WU J. Adaptive control with hysteresis compensation for piezoelectric actuators[J]. International Journal of Applied Electromagnetics and Mechanics, 2016, 52(1/2): 843-850.
- [13] NIU M, YANG Y, YANG B. Adaptive trajectory tracking of magnetostrictive actuator based on preliminary hysteresis compensation and further adaptive filter controller[J]. Nonlinear Dynamics, 2018, 92(3): 1109-1118.
- [14] 李映君, 韩彬彬, 王桂从, 等. 基于径向基函数神经网络的压电式六维力传感器解耦算法[J]. 光学精密工程, 2017, 25(5): 1266-1271.
- LI Yingjun, HAN Binbin, WANG Guicong, et al. Research on static decoupling algorithm for piezoelectric six axis force/torque sensor based on LSSVR fusion algorithm[J]. Mechanical Systems and Signal Processing, 2018, 110: 509-520.
- [15] CHEN Y, QIU J, WU J, et al. Adaptive control with hysteresis compensation for piezoelectric actuators[J]. International Journal of Applied Electromagnetics and Mechanics, 2016, 52(1/2): 843-850.
-
- (上接第 522 页)
- [4] 杜红棉, 祖静, 张志杰. 压阻传感器 8530B 闪光响应规律研究[J]. 测试技术学报, 2011, 25(1): 78-81.
- DU Hongmian, ZU Jing, ZHANG Zhijie. Research on photoflash response of piezoresistive transducers 8530B[J]. Journal of Test and Measurement Technology, 2011, 25(1): 78-81.
- [5] 安跃. 压阻式压力传感器性能优化和结构设计[D]. 南京: 东南大学, 2017.
- [6] 杨哲, 曹丽芳, 王玉田, 等. IEPE 加速度计电路噪声分析[J]. 振动、测试与诊断, 2016, 36(5): 948-953.
- YANG Zhe, CAO Lifang, WANG Yutian, et al. Analysis of circuit noise in intergral electronics piezoelectric accelerometer[J]. Journal of Vibration, Measurement & Diagnosis, 2016, 36(5): 948-953.
- [7] 孙颖奇, 李保庆, 马剑强, 等. 低噪声压电电荷放大器的设计与实验研究[J]. 压电与声光, 2013, 35(6): 833-837.
- SUN Yingqi, LI Baoqing, MA Jianqiang, et al. Design and experimental study on low-noise piezoelectric charge sensitive amplifier(CSA)[J]. Piezoelectrics & Acoustooptics, 2013, 35(6): 833-837.
- [8] 梁鑫, 徐慧. 压电加速度传感器测量电路的设计[J]. 压电与声光, 2015, 37(2): 354-356.
- LIANG Xin, XU Hui. The design of the measurement circuit of piezoelectric accelerometer[J]. Piezoelectrics & Acoustooptics, 2015, 37(2): 354-356.
- [9] 邓维礼, 秦岚, 刘俊, 等. 基于 Multisim 的准静态电荷放大器仿真分析[J]. 国外电子测量技术, 2009, 28(4): 24-26.
- DENG Weili, QIN Lan, LIU Jun, et al. Simulation analysis of a quasi-static charge amplifier based on multisim[J]. Foreign Electronic Measurement Technology, 2009, 28(4): 24-26.
- [10] 芦楠楠, 孙彦景, 王艳芬, 等. 基于 Multisim 的三相电路仿真分析[J]. 实验科学与技术, 2019, 17(2): 18-21.
- LU Nannan, SUN Yanjing, WANG Yanfen, et al. Simulation analysis of three phase circuits based on multisim[J]. Experiment Science and Technology, 2019, 17(2): 18-21.
- [11] 徐开先. 传感器实用技术[M]. 北京: 国防工业出版社, 2016.

基于 PVDF 的可穿戴生理信号监测系统

侯天远,朱剑锋,刘涛,辛毅

(吉林大学 仪器科学与电气工程学院,吉林 长春 130026)

摘要:呼吸、心率、鼾声反映了人体在睡眠时的大量信息,该文以聚偏氟乙烯(PVDF)作为敏感单元进行呼吸、脉搏、鼾声信号的监测。根据所采用的传感器特性分别进行了电荷放大电路、陷波电路及电压放大电路的设计。硬件电路通过聚合物锂电池进行供电,根据聚合物电池的特性分别为电池设计了充电电路、保护电路及放电电路,硬件电路整体集成在一块印制电路板(PCB)上。同时设计了基于 Android 设备的 APP,以可视化形式实时显示生理信号数据,并对其进行长期储存,便于后期医生进行睡眠呼吸病症的分析诊断。该研究的目的是能准确监测睡眠生理参数,提高被测试者的使用舒适感。

关键词:聚偏氟乙烯(PVDF);可穿戴;生理信号监测;呼吸;脉搏;鼾声

中图分类号:TN384;TM22;TP212.3 **文献标志码:**A **DOI:**10.11977/j.issn.1004-2474.2020.04.022

Wearable Physiological Signal Monitoring System Based on PVDF

HOU Tianyuan, ZHU Jianfeng, LIU Tao, XIN Yi

(College of Instrument Science and Electrical Engineering, Jilin University, Changchun 130026, China)

Abstract: Breathing, heart rate and snoring can reflect a lot of information of human body during sleep. In this paper, the polyvinylidene fluoride (PVDF) is used as a sensitive unit to monitor the signals of respiration, pulse and snoring. According to the characteristics of the sensor, the charge amplifier circuit, the notch circuit and the voltage amplifier circuit are designed. The hardware circuit is powered by the polymer lithium battery. According to the characteristics of polymer battery, charging circuit, protection circuit and discharge circuit are designed for the battery. The whole hardware circuit is integrated on a PCB. At the same time, the APP based on Android device is designed to display the physiological signal data in real time in the form of visualization, and to store the signal data for a long time, so as to facilitate the analysis and diagnosis of sleep breathing diseases by doctors in the later stage. The purpose of this study is to monitor sleep physiological parameters accurately and improve the comfort of subjects.

Key words: polyvinylidene fluoride(PVDF); wearable; physiological signal monitoring; respiration; pulse; snoring

0 引言

呼吸、心率、鼾声反应了人体在睡眠时的大部分信息,准确监测上述3种信号对睡眠质量评估以及潜在睡眠疾病的诊断具有很重要的作用^[1-2]。目前常使用肺活量计等设备进行呼吸信号的监测,利用光电容积描记(PPG)、心电图(ECG)等进行心率信号的监测,而呼吸、心率信号同时监测的工作多数由多导睡眠图仪完成。上述的各种设备中,除了 PPG

以外,其余设备都需要被测者佩戴繁多线缆,限制主体的自由,影响他们的睡眠质量,从而影响所收集数据的准确性^[3]。而 PPG 设备虽然具有佩戴方便的特点,但是其测量过程易受干扰,且测量结果精度不高^[4]。针对上述测量设备存在的问题,亟需一种新的测量方式减小测量束缚,同时保证测量精度。

聚偏氟乙烯(PVDF)因具有生物相容性,柔韧性强,声阻抗低及灵敏度高等优点,在生理信号监测领域具有广泛的应用前景^[5-6]。本文基于 PVDF 传

收稿日期:2020-04-03

基金项目:吉林省科技厅科技攻关计划重点科技攻关基金资助项目(20170204052GX);吉林省发改委基本建设资金产业技术与开发专项基金资助项目(2020C023-2)

作者简介:侯天远(1997-),男,内蒙古赤峰人,硕士生,主要从事测控技术与仪器专业的研究。通信作者:辛毅(1981-),女,吉林长春人,教授,博士,主要从事传感器与微弱信号检测的研究。E-mail:yixin@jlu.edu.cn。

感器进行呼吸、脉搏、鼾声的监测。采用固定在腰部的呼吸腰带检测呼吸信号。将 PVDF 传感器分别固定在手腕、喉咙处检测脉搏、鼾声信号。位于腰部的微型数据采集系统完成生理微振信号的采集、缓存及无线传输。运行在 Android 设备上的 APP 接收来自下位机的数据,并进行存储和显示。

1 总体设计

1.1 系统总体设计方案

本设计通过固定在腹部的呼吸传感器、腕部的脉搏传感器及喉部的鼾声传感器分别采集呼吸、脉搏及鼾声信号。将 3 种信号分别通过电荷放大电路进行放大,阻抗转换,通过工频陷波器滤除工频干扰及采用同相放大器进行电压信号放大,然后微控制器通过控制多路选择开关和模数转换器(ADC)分时对脉搏、呼吸、鼾声 3 路信号进行转换采集。之后微处理器将采集的数据储存到闪存中,或经蓝牙发射出去。手机端通过蓝牙接收数据采集系统发射的数据后,再将该数据存储在内部存储器中显示数据波形。本系统的脉搏和鼾声传感器采用腔室结构,为增强信号的抗干扰能力,信号的传输线采用音频线。

1.2 呼吸、脉搏、鼾声信号的监测原理分析

人体的呼吸运动是在呼吸肌的牵引作用下,胸腔容积发生周期变化使其内部气压变化进而产生呼吸气流的过程。在变化的环境下,不同人的主导呼吸类型有胸部和腹部呼吸两种。其中,胸部呼吸主要是由肋骨运动引起胸腔容积的变化;而腹部呼吸主要是由于膈和腹壁肌运动引起胸腔容积变化^[7]。由以上总结的呼吸运动的特点可知,只要有呼吸运动存在就一定伴随着胸部或腹部的往复运动。因此可以将 PVDF 做成长条状,并围绕在胸腹部,当胸腹节律性运动时,会使 PVDF 在长、宽方向上发生周期性的拉伸和舒张形变,进而产生周期性的电荷输出。

心脏通过周期性的收缩舒张实现人体血液循环,此过程中动脉内部压强随血流量而律动,每分钟律动的次数即为心率。在身体表面的浅层动脉处用手指尖或传感器施加恒定的压力可以感受到周期的搏动。

人体的口鼻腔及咽喉处肌肉的运动形成不同的腔体结构,当呼吸的气流流过这些腔隙时便会发出频率幅值各异的声音。打鼾是由于睡眠时呼吸结

构的振动及呼吸过程中空气阻塞而产生的声音。打鼾声音一般情况下很柔和,但有时其声音可能很大且不舒服。打鼾事件可以作为阻塞性睡眠呼吸暂停(OSA)的一种判断依据。鼾声既然可以被耳拾取并识别,说明鼾声的频率在 20 Hz~20 kHz 内。实验表明,鼾声的频率在 4 000 Hz 以下^[8]。而 PVDF 在低于 0.1 Hz 到高于几百千赫兹的频带内都有很好的表现。因此,能够以 PVDF 为敏感单元制作传感器来进行鼾声信号的监测。将振动传感器以恒定压力固定于咽喉处,被测者打鼾时,会引起喉咙处皮肤振动,该振动通过固体介质耦合至 PVDF,进而产生与鼾声信号相对应的电荷信号输出。

2 硬件电路设计

电源的质量决定了系统的性能。在设计电源时,需要考虑电源的输出电压、功率、线性调整率、负载调整率及热稳定性、体积等指标。本设计中的系统属于可穿戴设备。经过对比选取聚合物锂电池作为电源。充电电路由接口模块和管理模块构成。锂电池保护电路由两部分组成,即由 PMOS 管构成的防反接模块及由电源保护芯片构成的锂电池保护模块。锂电池放电电路采用 BOOST 升压电路来实现提升输出电压并保持稳定。

生理信号监测系统的调理电路包括电荷转换放大电路、工频噪声去除电路及电压信号放大电路。数据采集系统使用的控制器芯片型号为 STM32F103RCT6,利用其内部集成的 12 位逐次逼近型 ADC 进行模拟信号的采集,并使用 TF 卡进行长时间数据储存。整个硬件电路最终集成在双层印制电路板(PCB)上。本研究的人体生理信号传感器由高分子构成,所以在具有柔韧性的同时,具有质量轻的优点,传感器加上电路板的总质量小于 20 g,便于与衣物结合。为了最大程度的降低可穿戴设备的约束感,采用蓝牙方式进行数据传输。单片机设备通过晶体管-晶体管逻辑电平(TTL)的 UART 接口与 HC-05 进行数据通讯,HC-05 与手机端设备配对后,以电磁波为传输媒介进行数据传输,手机端接收数据并对数据进行解析。

3 软件设计

数据采集系统主要完成模拟信号的采集、缓存及无线传输。其程序主要包括 ADC、直接存储器访

问(DMA)、串口通讯(USART)、安全数字输入输出接口(SDIO)及定时器的硬件驱动程序,数据均值滤波算法,数据格式转换算法及控制各个部分协调工作的逻辑部分。进行数据采集系统的设计需进行关于采样率确定的详细理论分析。采样率主要受到被采集信号的频率及数据传输线路的速率两个因素的制约。首先对待采集信号的特点进行分析,待采集信号分别为呼吸、脉搏及鼾声信号。其中呼吸信号的频率为 $0.1 \sim 0.8$ Hz,脉搏信号的频率为 $1 \sim 3$ Hz^[9]。由奈奎斯特率可知,采样率必须大于信号频率的2倍^[10],工程实践中,为了高质量还原原始信号,通常将信号采样率设置为信号频率的10倍或10倍以上。因此,呼吸信号的采样率需大于8 Hz,脉搏信号的采样率需大于30 Hz。鼾声信号与呼吸信号及脉搏信号相比成分复杂且具有不确定性,正常人轻微打鼾其鼾声声强出现在 $100 \sim 300$ Hz,而OSA患者的鼾声声强可能出现在高于1 000 Hz的频谱范围。结合鼾声信号检测的相关研究,将鼾声信号的采样率设定为8 000 Hz^[11-12]。

以Android APP作为上位机。本设计中的上位机具有以下功能:

- 1) 寻找并连接下位机设备。
- 2) 以波形的形式实时显示下位机数据。

3) 对下位机数据进行存储。本设计使用的开发环境为AndroidStudio2.0。本系统设计的上位机由两个活动构成。APP启动后呈现的第一个活动为蓝牙连接活动,该活动主要进行蓝牙功能的开关控制,周围蓝牙设备的搜索及设备连接。与下位机连接后,当下位机开始发送数据时,APP进入第二个活动,该活动主要进行数据波形的显示,并将数据进行存储。

4 实验结果与分析

脉搏、呼吸传感器在不同的佩戴松紧程度下所得测试结果如图1所示。由图可知,上位机界面由上、下两个波形显示区域组成。图中,将呼吸传感器用A表示,脉搏传感器用B表示。图1(a)为当A和B同时佩戴较松时的波形,可以看出呼吸传感器的信号幅值较大,而脉搏传感器的输出信号幅值较小。图1(b)为当A佩戴较松而B佩戴较紧时的波形,此时呼吸传感器输出信号幅值与图1(a)中几乎一致,而脉搏传感器信号幅值明显增大,接近于满量程。

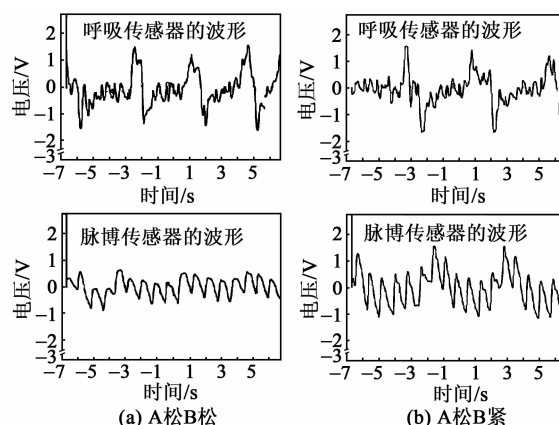


图1 上位机截图

图2为进行呼吸暂停模拟的测试结果。由图2(a)上图的呼吸波可知,在10 s内均匀地出现3次呼吸事件,图2(b)为模拟呼吸暂停(先呼吸1次,然后憋气)时上位机的波形,由图2(b)上图的呼吸波可知,只在-5 s时出现过1次呼吸事件,其余时间只有心跳信号。

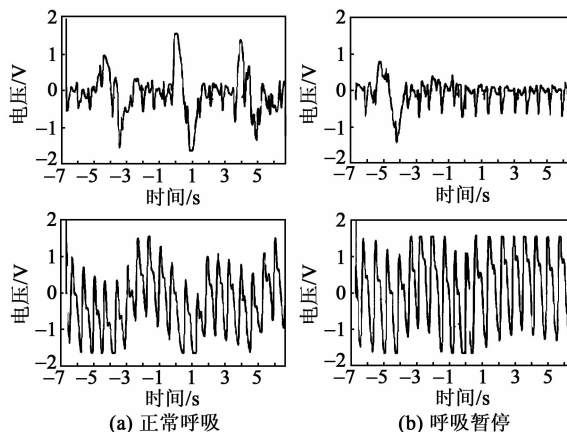


图2 呼吸暂停模拟测试

在利用监测系统进行测试的同时通过号脉方式确定实际的脉搏速率,通过对单位时间的呼吸次数记录确定实际呼吸速率,将实际脉搏速率、呼吸速率与监测系统测得的脉搏波和呼吸波进行对比,得出脉搏测量范围为 $0 \sim 250$ 次/min,精度为 ± 1 次/min;呼吸的测量范围为 $0 \sim 50$ 次/min,精度为 ± 1 次/min。呼吸、脉搏传感器受力状态发生变换时,上位机波形同时变化,因此监测系统是实时的。

鼾声数据采集通道ADC设定的采样率为8 000 Hz,无法通过蓝牙传输线路进行实时信号传输,因此将ADC数据直接存储到TF卡内。以下测试结果中的波形是通过Matlab读取TF卡内的数据文件,并进行绘图得到。通过图3(a)与(b)的波

形对比可知,出现打鼾事件时,时域信号幅值会出现一定范围内的波动(见图3(a)中前半段(-10 s~0)信号)。对鼾声传感器进行模拟打鼾测试,该传感器对打鼾的测量准确率为98.2%。

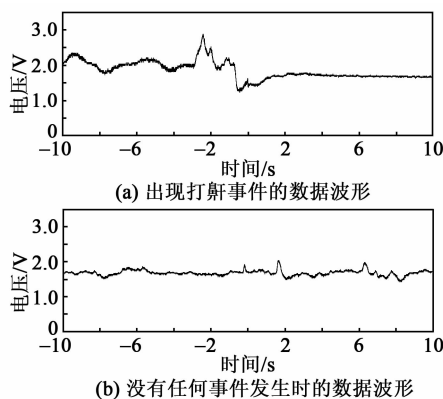


图3 鼾声数据采集系统波形

5 结束语

本文利用PVDF传感器分别置于手腕及喉咙处进行脉搏和鼾声信号的测量,将PVDF传感器嵌入织物腰带中构成呼吸传感器进行呼吸信号的测量。分别设计了单电源供电的电荷放大电路、陷波电路及同相电压放大电路。设计了以STM32F103RCT6为核心的数据采集系统,对以上3种信号进行采集、存储及无线发送。整个硬件电路集成在双层PCB电路板上。设计了聚合物锂电池管理电路,实现了聚合物锂电池的充、放电管理及电池保护。利用开发环境设计了基于Android平台的APP作为整个生理微振信号监测系统的上位机。测试结果显示,基于PVDF传感器的生理信号监测系统具有穿戴方便、无线缆约束、操作简单的优点,在可穿戴医疗领域有广阔的应用前景。

参考文献:

- [1] CHEN S W, WU N, MA L, et al. Noncontact heartbeat and respiration monitoring based on a hollow micro-structured self-powered pressure sensor[J]. *ACS Applied Materials & Interfaces*, 2018, 10: 3660-3667.
- [2] 凌振宝, 齐晓慧, 李伟娜, 等. 基于PVDF的呼吸信号检测腰带研究[J]. *压电与声光*, 2014, 36(1): 72-75.
LING Zhenbao, QI Xiaohui, LI Weina, et al. Study on the belt of breath signal detection based on PVDF[J]. *Piezoelectrics & Acoustooptics*, 2014, 36(1): 72-75.
- [3] 叶福丽, 史贵连. 便携式睡眠呼吸暂停监护系统的设计[J]. *北京生物医学工程*, 2015, 34(6): 616-621.
YE Fuli, SHI Guilian. Design of portable sleep apnea

- monitoring system[J]. *Beijing Biomedical Engineering*, 2015, 34(6): 616-621.
- [4] 吴锋, 成奇明, 周玉彬, 等. 多导睡眠图仪选择性监测与分析系统的研制[J]. *中国生物医学工程学报*, 2011, 30(1): 88-92.
WU Feng, CHENG Qiming, ZHOU Yubin, et al. Development of selective monitoring and analysis system for polysomnography[J]. *Chinese Journal of Biomedical Engineering*, 2011, 30(1): 88-92.
- [5] 姜春华, 张溪原, 崔伟, 等. 基于PVDF与ARMCM3内核的足底动态压力测试系统[J]. *压电与声光*, 2013, 35(2): 279-286.
JIANG Chunhua, ZHANG Xiyuan, CUI Wei, et al. Plantar dynamic pressure testing system based on PVDF and ARMCM3[J]. *Piezoelectrics & Acoustooptics*, 2013, 35(2): 279-286.
- [6] 穆迪, 郭明森, 邢晓红. 近场静电纺丝制备P(VDF-TrFE)压电纤维[J]. *压电与声光*, 2018, 40(5): 665-669.
MU Di, GUO Mingsen, XING Xiaohong. Preparation of P(VDF-TrFE) piezoelectric fiber by near-field electrospinning[J]. *Piezoelectrics & Acoustooptics*, 2018, 40(5): 665-669.
- [7] 徐智俊, 韩国强. 呼吸信号检测用PVDF压电薄膜传感器设计[J]. *机械制造与自动化*, 2017, 46(5): 185-187.
XU Zhijun, HAN Guoqiang. Design of PVDF piezoelectric film sensor for respiratory signal detection[J]. *Mechanical Manufacturing and Automation*, 2017, 46(5): 185-187.
- [8] 於俊成. 基于骨导麦克风的睡眠呼吸状态监测及健康分析[D]. 天津: 天津大学, 2016.
- [9] 贾学斌, 廖曦文, 商春恒, 等. 基于压电信号的两种心率呼吸率提取算法比较[J]. *信息技术与网络安全*, 2018, 37(7): 98-101.
JIA Xuebin, LIAO Xiwen, SHANG Chunheng, et al. Comparison of two algorithms for heart rate and respiratory rate extraction based on piezoelectric signal[J]. *Information Technology and Network Security*, 2018, 37(7): 98-101.
- [10] 王达, 王化祥, 崔自强, 等. 一种集成式阻抗谱测量系统[J]. *传感器与微系统*, 2012, 31(12): 94-96.
WANG Da, WANG Huaxiang, CUI Ziqiang, et al. An integrated impedance spectrum measurement system[J]. *Sensors and Microsystems*, 2012, 31(12): 94-96.
- [11] 宋丹. 睡眠中生理信息监测系统的设计[D]. 哈尔滨: 黑龙江大学, 2016.
- [12] 陈伟伟. 基于鼾声检测的睡眠呼吸暂停低通气综合症诊断[D]. 大连: 大连理工大学, 2010.

基于相位负反馈的振弦式陀螺驱动电路研究

陈志龙¹, 黄 鸣², 刘 鹏², 舒 凯²

(1. 南昌理工学院 电子与信息学院, 江西 南昌 330044; 2. 华东交通大学 机电与车辆工程学院, 江西 南昌 330013)

摘 要:介绍了一种采用电磁驱动频率检测的振弦式陀螺。为了实现振弦式陀螺稳幅谐振, 分析了振弦式陀螺驱动模态的动力学特性和电学特性。根据其特性设计了基于相位负反馈的闭环驱动系统, 建立其 Simulink 系统模型, 分析了驱动模态固有频率发生偏差时驱动系统的锁频稳幅性能。对闭环驱动系统进行了器件级电路实现与仿真。结果表明, 陀螺稳幅起振时间约为 1.5 s, 稳定后频率抖动小于 0.020 6 Hz。最后对闭环驱动电路进行了实物制作与驱动测试, 测试结果与仿真结果一致, 验证了闭环驱动电路能够实现陀螺频率追踪与幅值稳定的控制要求。

关键词:振弦式陀螺; 相位负反馈; 固有频率追踪; 稳幅振动

中图分类号: TN75; TM15; V241.6 **文献标志码:** A **DOI:** 10.11977/j.issn.1004-2474.2020.04.023

Research on Driving Circuit of Vibrating-string Gyro Based on Phase Negative Feedback

CHEN Zhilong¹, HUANG Ming², LIU Peng², SHU Kai²

(1. College of Electronics and Information, Nanchang Institute of Technology, Nanchang 330044, China;

2. School of Mechatronics & Vehicle Engineering, East China Jiaotong University, Nanchang 330013, China)

Abstract: It introduces a vibrating-string gyro with electromagnetic driving frequency detection. In order to realize the amplitude stabilizing resonance of the vibrating-string gyro, the dynamic and electrical characteristics of the vibrating-string gyro driving mode are analyzed. The closed-loop drive system based on the phase negative feedback was designed according to the characteristics, and its Simulink system model was established, the frequency-locked amplitude stabilization performance of the drive system was analyzed when the natural frequency of the drive mode was deviated. The device-level circuit implementation and simulation of the closed-loop drive system were carried out. The results show that the gyro's stable amplitude start-up time is about 1.5 s, and the frequency jitter after stabilization is less than 0.020 6 Hz. Finally, the closed-loop drive circuit was fabricated and the drive test was carried out, the test results were consistent with the simulation results, which verified that the closed-loop drive circuit was able to achieve the control requirements of gyro frequency tracking and stable amplitude.

Key words: vibrating-string gyro; phase negative feedback; natural frequency tracking; steady amplitude vibration

0 引言

陀螺是一种测量物体角速度的惯性传感器^[1], 广泛应用于海、陆、空、民等多个领域。传统机械陀螺和光学陀螺精度高, 但由于受其体积和成本的影响, 一般应用于航天航空、导弹制导、深海探测等高科技领域^[2], 微机械陀螺体积小但精度不高, 一般应用于机器人、汽车电子、消费电子等对精度要求不高

的民用领域^[3]。为了提高陀螺的精度并降低成本, 陀螺的高精度化和小型化成为现代陀螺的研究重点。传统基于哥氏效应的微机械陀螺大都采用幅值检测方式, 很难兼顾陀螺的小型化与高精度化。振弦式陀螺采用频率检测方式, 陀螺体积越小, 检测模态固有频率越高, 则陀螺检测精度越高, 抗干扰能力也越强。由于振弦式陀螺检测模态的频率信号中会调制加速度信号和驱动模态振动信号, 故产生稳定

收稿日期: 2020-04-20

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(61663033)

作者简介: 陈志龙(1969-), 男, 湖南东安人, 教授, 博士, 主要从事惯性陀螺及精密仪器机械的研究。E-mail: 2608929454@qq.com。

可靠的驱动信号对解调出加速度信号至关重要^[4-5]。

目前产生交流驱动信号的方法主要有两种:

1) 自激驱动方式^[6-7]。将驱动模态的振动信号经滤波放大处理后直接作为陀螺的驱动信号,这种方式产生的驱动信号存在寄生相位误差,驱动系统的建立时间长,驱动频率误差大。

2) 锁相环驱动方式^[8-9]。利用输入信号与压控振荡器(VCO)输出信号的相位差信号,控制 VCO 的振荡频率追踪输入信号的频率,这种方式调节范围小,超出锁定范围则会导致频率失锁。

本文对振弦式陀螺驱动模态进行了理论分析,针对传统自激驱动方式和锁相环驱动方式的不足,设计了一种用于振弦式陀螺的相位负反馈驱动电路,以满足驱动信号自动调节与快速稳定的目的,并通过仿真分析和驱动测试验证了该闭环驱动电路的可行性。

1 振弦式陀螺闭环驱动理论分析

1.1 振弦式陀螺工作原理

振弦式陀螺结构如图 1 所示,将陀螺置于向上的均匀磁场中,外框架内的驱动框架和弹簧构成陀螺的驱动模态,驱动框架内的质量块、振弦和支撑梁构成陀螺的检测模态。驱动框架在通电导线的作用下带动质量块沿 y 方向简谐振动,当陀螺在 z 方向以角速度 Ω 转动时,质量块会受到 x 方向的哥氏力传递给振弦,使质量块两边振弦的固有频率 f_1 与 f_2 发生改变,通过解调 f_1 、 f_2 的变化即可求出 Ω 的变化。

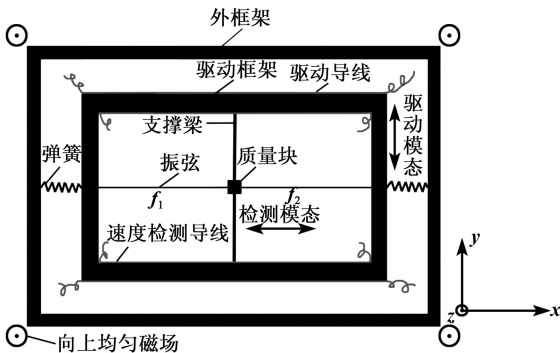


图 1 振弦式陀螺结构原理图

振弦式陀螺采用电磁驱动方式^[10],对陀螺驱动框架的外圈布置的驱动导线两端施加交变电压,通电导线在磁场的作用下产生安培力带动驱动框架振动。

驱动导线受到的安培力公式为

$$F_{ac} = \frac{V_d \sin(\omega_q t)}{R} BL \quad (1)$$

式中: V_d 为施加在驱动导线上交变电压的幅值; ω_q 为交变电压的频率; R 为驱动导线的电阻; B 为磁场的磁感应强度; L 为有效切割磁感线的导线长度。

陀螺驱动后,驱动框架带动质量块在驱动方向做简谐振动。

设驱动框架的振动位移为

$$x = A \sin(\omega t) \quad (2)$$

式中: A 为驱动框架的振幅; ω 为驱动框架的振动频率。振弦方向产生的哥氏力(F_c)与 Ω 的关系式为

$$F_c = 2\Omega m \frac{A}{\omega} \cos(\omega t) \quad (3)$$

式中 m 为质量块的质量。 F_c 与 f_1 、 f_2 的关系式分别为

$$f_1 = \frac{1}{2l} \sqrt{\frac{F_0 + F_c}{\rho}} \quad (4)$$

$$f_2 = \frac{1}{2l} \sqrt{\frac{F_0 - F_c}{\rho}} \quad (5)$$

式中: l 为振弦长度; F_0 为振弦预紧力; ρ 为振弦线密度。将式(3)分别代入式(4)、(5)后进行差分求解,可得 Ω 与 f_1 、 f_2 的关系式为

$$\Omega = \frac{d^2 \omega (f_1 + f_2) \cdot (f_1 - f_2)}{mA \cos(\omega t)} \quad (6)$$

由式(6)可看出, Ω 与驱动模态的振动信号有关,当陀螺以其固有频率稳幅振动时,通过分别测量同一时刻的 f_1 和 f_2 ,即可求解出 Ω ^[11]。

1.2 陀螺驱动理论分析

振弦式陀螺驱动方向的运动可等效为质量弹簧阻尼系统(见图 2)。

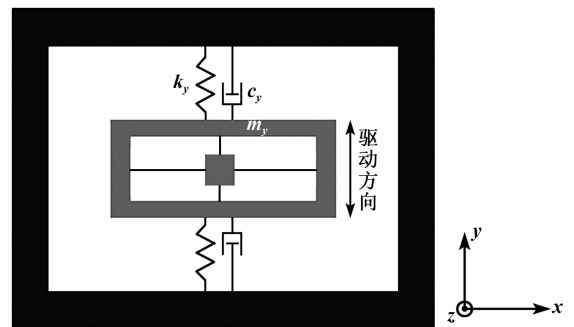


图 2 振弦式陀螺等效动力学模型

图 2 所示驱动模态动力学模型方程为

$$m_y \ddot{x} + c_y \dot{x} + k_y x = F_y \sin(\omega_a t) \quad (7)$$

式中: m_y 为驱动框架和中心质量块的质量和; k_y 为质量弹簧阻尼系统的弹性系数; c_y 为质量弹簧阻尼

系统的阻尼系数; F_y 为交变安培力的幅值; ω_a 为交变安培力的频率。对式(7)求解, 只考虑稳态项, 得

$$x = A \sin(\omega t + \varphi_y) \quad (8)$$

式中 φ_y 为驱动框架振动位移的相位。设驱动模式的固有频率 $\omega_d = \sqrt{k_y/m_y}$, 品质因数 $Q_d = \sqrt{k_y m_y / c_y}$, 则

$$A = \frac{F_y}{k_y \sqrt{\left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_d}\right)^2\right]^2 + \left(\frac{1}{Q_d} \cdot \frac{\omega}{\omega_d}\right)^2}} \quad (9)$$

$$\varphi_y = -\arctan \frac{\frac{1}{Q_d} \cdot \frac{\omega}{\omega_d}}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_d}\right)^2} \quad (10)$$

根据式(9)、(10)可绘制出陀螺驱动模式的频率特性曲线, 如图3所示。

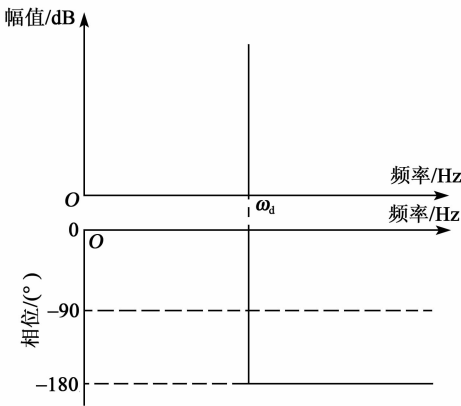


图3 驱动模式频率特性曲线

由图3可知, 驱动模式具有选频锁相特性, 只有当驱动信号频率等于 ω_d 时, 振幅最大, 且此时相位差锁定在 90° , 驱动信号频率偏离 ω_d 时, 振幅急剧下降。

1.3 陀螺等效电学特性

对式(7)两边求导可得到驱动模式振动速度方程:

$$m_y \ddot{v} + c_y \dot{v} + k_y v = \dot{F}_{ac} \quad (11)$$

式中 $\dot{F}_{ac}$ 为式(7)中对 $F_y \sin(\omega_a t)$ 的求导。

图4为电导、电感、电容并联(GLC)电路模型。

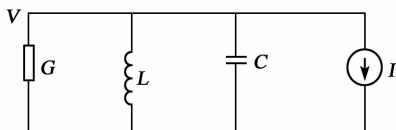


图4 GLC电路模型

图4所示电路模型的电路方程为

$$C \ddot{V} + G \dot{V} + \frac{1}{L} V = \dot{I} \quad (12)$$

根据式(11)与式(12)形式上的相同性, 可以用图4所示的GLC电路模型等效代替陀螺驱动模式的动力学模型来对陀螺驱动电路进行分析, 其等效关系如表1所示。

表1 动力学与电学模型等效关系

动力学模型参数	电学模型参数
质量 m_y	电容 C
阻尼力系数 c_y	电导 G
弹性系数 k_y	电感倒数 $1/L$
驱动力 F_{ac}	电流源 I
振动速度 v	电压 V

根据表1中参数的对应关系, 在电路仿真软件中建立陀螺驱动模式等效的GLC电路模型, 为了验证陀螺驱动模式的频率特性, 给等效电路模型施加一个幅值不变、频率逐渐增加的驱动信号进行交流小信号分析, 得到的仿真结果如图5所示。

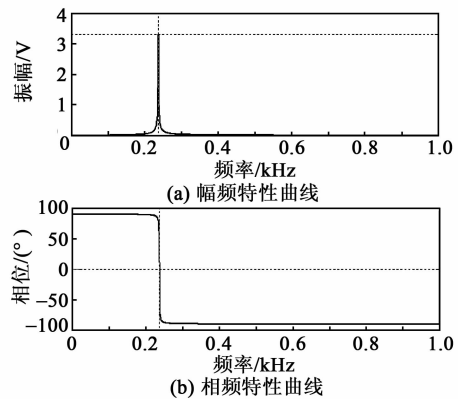


图5 交流小信号分析结果

由图5(a)可知, 当驱动信号频率等于驱动模式谐振点 237.11 Hz 时, 为振幅最高点, 驱动信号频率偏离谐振点 237.11 Hz 时, 振幅会急剧下降。由图5(b)可知, 当驱动信号频率等于驱动模式谐振点 237.11 Hz 时, 输出电压信号的相移几乎为 0° , 驱动信号频率偏离谐振点 237.11 Hz 时, 振动速度信号与振动位移信号存在 -90° 的相移, 故等效电学模型的交流小信号分析结果与动力学模型分析结果一致。

2 闭环驱动系统实现与分析

2.1 闭环驱动系统实现

基于驱动模式的理论分析, 设计了振弦式陀螺的锁频稳幅闭环驱动系统。其原理如图6所示, 分为两部分, 即

1) 基于相位负反馈原理的频率控制环路,通过锁定 90° 相位差,快速追踪陀螺驱动模态的固有频率。

2) 基于可变增益控制(AGC)原理^[12]的幅值负反馈控制环路,调节驱动信号的幅值稳定,从而实现陀螺的谐振稳幅驱动。

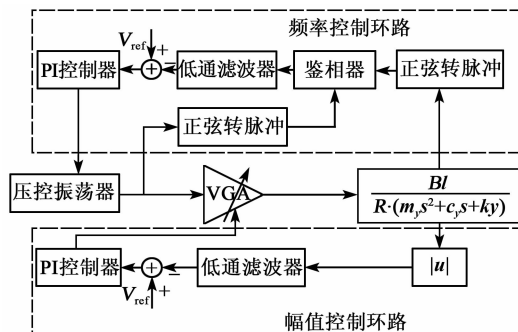


图6 闭环驱动系统原理图

在频率控制环路中,将驱动信号和驱动模态振动位移信号分别转换成同频率 50% 占空比的正脉冲信号,输入鉴相器(PD)得到驱动信号与振动位移信号的相位差信号,经过低通滤波后与参考相位差信号相比,若比参考相位差信号小,则比较器输出为正,PI控制电路的输出电压会逐渐增大,从而增大 VCO 的输出频率,反之,则会减小压控振荡器的输出频率,直到驱动信号与振动位移信号的相位差等于参考相位差 90° ,此时 PI 控制电路输出保持不变,驱动信号频率稳定在驱动模态固有频率。

幅值负反馈控制环路利用陀螺振动反馈信号的峰值信号通过 PI 控制器调节可变增益放大器(VGA)的增益系数,从而实现对 VCO 输出信号的增益控制,当陀螺振动信号幅值大于参考幅值时,PI 控制电路输出减小,增益系数减小,反之,增益系数增大,直至振动位移信号的幅值稳定在设定的参考幅值,增益系数不变,从而实现驱动信号的稳幅控制^[13]。

2.2 系统仿真与分析

根据闭环驱动系统锁频稳幅原理,在 Matlab/Simulink 仿真软件中建立闭环驱动系统,其中 PD 采用 XOR 逻辑模块实现,其电路实现简单且可以线性反映 $0^\circ \sim 180^\circ$ 的相位差,陀螺驱动模态则采用其对应的传输函数等效替代。其闭环驱动系统模型如图 7 所示。

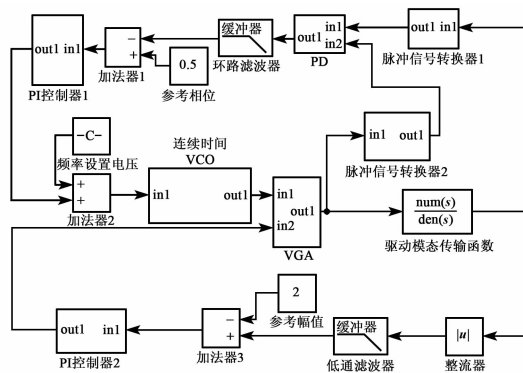


图7 闭环驱动系统 Simulink 模型

为了验证陀螺因外界环境影响导致陀螺的 ω_d 发生改变时相位负反馈驱动系统锁频稳幅性能,采用中心频率为 237 Hz 的驱动系统分别对固有频率不同的驱动模态进行驱动仿真, ω_d 分别设置为 287 Hz、257 Hz、237 Hz、217 Hz、187 Hz。图 8 为驱动信号频率特性图。由图可知,通过相位负反馈调节频率是一个逐渐稳定的过程,仿真结果表明, ω_d 偏离设置的中心频率,会略微延迟频率锁定时间,但总体上均在 0.2 s 内实现频率追踪,且频率抖动低于 0.021 73 Hz,1 s 后频率完全稳定时,频率抖动低于 0.011 37 Hz。

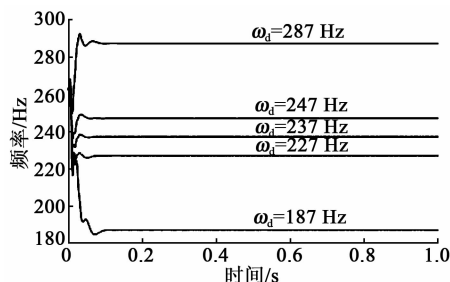


图8 不同固有频率下的锁频特性图

图 9 为驱动模态振动位移的振幅特性图。结果表明,5 种不同固有频率的驱动模态均能在 0.4 s 左右将幅值控制在设定值,且幅值抖动小于 0.013 31 V,当系统在 2 s 后完全稳定时,幅值抖动可控制在 10^{-9} V 以内。

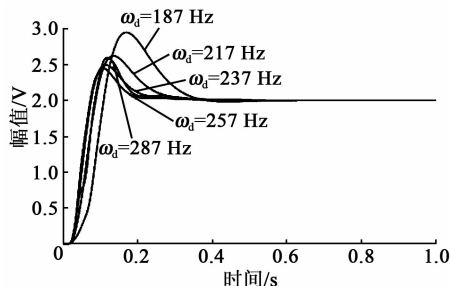


图9 不同固有频率下的稳幅特性图

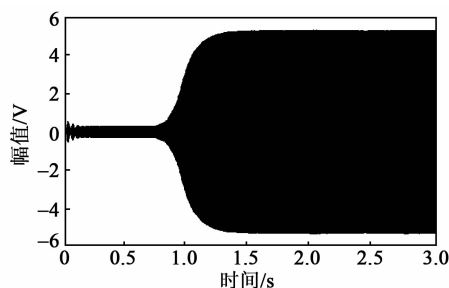


图 15 陀螺振动反馈信号

图 14、15 的仿真结果表明,闭环驱动电路能够实现陀螺固有频率追踪和幅值稳定,频率稳定时间约为 1.2 s,陀螺稳幅起振时间约为 1.5 s,频率稳定后 VCO 的控制电压为 3.220 1 V,幅值抖动小于 0.000 28 V,结合 VCO 的灵敏度为 73.6 Hz/V,可以计算出驱动信号频率为 236.992 Hz,频率偏差为 0.118 Hz,频率抖动小于 0.020 6 Hz。

4 完整闭环驱动电路测试

将设计的各电路模块连接成完整闭环驱动电路,搭建印制电路板对振弦式陀螺进行驱动测试,图 16 为闭环驱动电路测试版图。

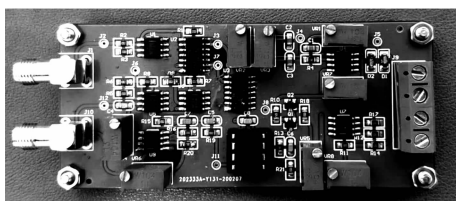


图 16 闭环驱动电路测试版图

系统加电后,通过考察压控振荡器的输入信号(见图 17)可知,由于 PI 控制电路的起始输出为运算放大器的高电平,而非为 0,从而使压控振荡电路的输入信号在系统刚启动时也为运算放大器的高电平,在频率控制环路的作用下,系统在 2 s 内实现了频率追踪锁定,振荡频率为 237.112 Hz。

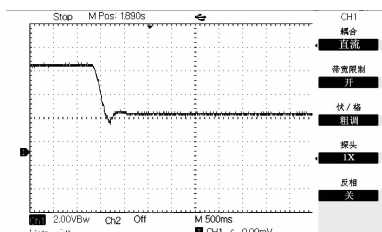


图 17 压控振荡器控制电压

通过考察陀螺驱动后的振动反馈信号(见图 18、19)可知,驱动系统能在 2 s 实现陀螺起振,且陀螺稳定后振动反馈信号的峰值为 6.16 V,经过全波

整流后的有效值与设定的 4 V 直流参考电压基本一致,从而验证了幅值控制环路的稳幅性能。

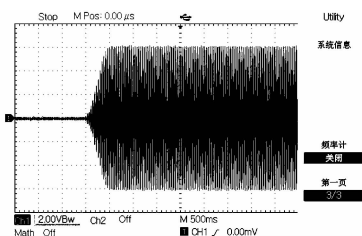


图 18 陀螺驱动起振过程

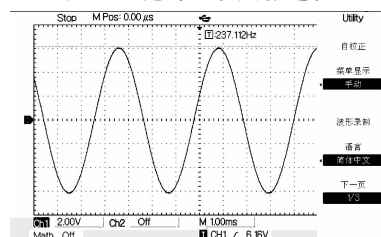


图 19 陀螺稳定后的振荡信号

5 结束语

在对振弦式陀螺驱动模态理论分析的基础上,设计了一种相位负反馈驱动电路系统。利用 Simulink 系统仿真软件分析了系统的锁频稳幅性能,结果表明,该驱动电路系统在驱动模态固有频率发生大幅偏差时,能够快速追踪其固有频率并实现稳幅振动,频率抖动小于 0.011 37 Hz,幅值抖动小于 10^{-9} V。对完整闭环驱动系统进行了器件级电路设计与仿真,仿真结果表明,陀螺稳幅起振时间约为 1.5 s,频率抖动小于 0.020 6 Hz。最后将闭环驱动电路制作成实物后对陀螺进行驱动测试。测试结果表明,该驱动系统能够在 2 s 内实现陀螺频率锁定与幅值稳定,稳定后陀螺振动频率为 237.112 Hz,振动幅值与设定参考值一致,验证了闭环驱动电路的锁频稳幅驱动性能。并且该驱动电路实现简单,具有很好的适用性与研究前景。

参考文献:

- [1] UMARKHODZHAEV R M, PAVLOV Y V, VASIL'EV A N. History of NMR gyroscope development in russia in 1 960-2 000 s[J]. Gyroscopy & Navigation, 2018, 9(3):147-161.
- [2] TANG Jiqiang, ZHAO Shaopu, WANG Ying, et al. High-speed rotor's mechanical design and stable suspension based on inertia-ratio for gyroscopic effect suppression[J]. International Journal of Control, Automation and Systems, 2018, 16(4):1577-1591.

- [3] XI Xiang, WU Xuezhong, WU Yulie, et al. Modeling and analysis of mechanical quality factor of the resonator for cylinder vibratory gyroscope[J]. Chinese Journal of Mechanical Engineering, 2017, 30(1): 180-189.
- [4] 鹿玲, 戴学松, 姜志学. 振弦传感器扫频激振与测频方法研究[J]. 自动化仪表, 2018, 39(10): 42-45.
LU Ling, DAI Xuesong, JIANG Zhixue. Research on sweep frequency excitation and frequency measurement method of vibrating wire sensor[J]. Automation Instrument, 2018, 39(10): 42-45.
- [5] 陈志龙, 刘鹏, 舒凯, 等. 振弦式陀螺的结构设计与实验模态分析[J]. 船舶标准化与质量, 2019(1): 29-35
CHEN Zhilong, LIU Peng, SHU Kai, et al. Structural design and experimental modal analysis of vibrating wire gyroscope[J]. Ship Standardization and Quality, 2019(1): 29-35.
- [6] 王庆一, 陈伟平, 尹亮, 等. 石英陀螺闭环自激驱动电路[J]. 纳米技术与精密工程, 2012, 10(6): 497-502.
WANG Qingyi, CHEN Weiping, YIN Liang, et al. Quartz gyro closed-loop self-excited drive circuit[J]. Nanotechnology and Precision Engineering, 2012, 10(6): 497-502.
- [7] MOHAMMADI M, KAABI H, ANSARI-ASL K. An analog circuit model for drive mode of MEMS vibratory gyroscope[J]. Microsystem Technologies, 2018, 24(6): 2701-2709.
- [8] CHEN Hua, ZHONG Yanqing, MENG Zhen. A practical pll-based drive circuit with ultra-low-noise tia for mems gyroscope[J]. Instrumentation, 2017, 4(3): 7-13.
- [9] 郭子雷, 张海燕, 徐强, 等. 新型锁相环技术及仿真分析[J]. 电测与仪表, 2015, 52(9): 82-86.
GUO Zilei, ZHANG Haiyan, XU Qiang, et al. New PLL technology and simulation analysis[J]. Electrical Measurement and Instrumentation, 2015, 52(9): 82-86.
- [10] WATANABE Y, TORU Y, YUTAKA A, et al. Electromagnetic silicon MEMS resonator[J]. Electrical Engineering in Japan, 2019, 206(2): 54-60.
- [11] 陈志龙. 微小型振弦式数字陀螺[J]. 功能材料与器件学报, 2012, 18(3): 183-186.
CHEN Zhilong. Micro vibrating digital gyroscope[J]. Journal of Functional Materials and Devices, 2012, 18(3): 183-186.
- [12] 邢博文, 丁徐锴, 李宏生. MEMS 振动陀螺仪 AGC 回路模型线性化与控制器设计[J]. 传感器与微系统, 2019, 38(11): 65-68.
XING Bowen, DING Xukai, LI Hongsheng. Linearization of AGC loop model and controller design of MEMS vibration gyroscope[J]. Sensors and Microsystems, 2019, 38(11): 65-68.
- [13] LEE J S, AN B H, MANSOURI M, et al. MEMS vibrating wheel on gimbal gyroscope with high scale factor[J]. Microsystem Technologies, 2019, 25(12): 4645-4650.

《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

核电用压电加速度传感器的抗辐照屏蔽设计

钱俊江^{1,2},袁宇鹏^{1,2},陈清华³,周睿⁴,张萍⁵,张祖伟^{1,2},母江东^{1,2}

(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. 军委装备发展部军事代表局驻重庆地区军事代表室, 重庆 400060;

4. 防化军代局驻重庆地区防化军代室, 重庆 400060; 5. 云南无线电有限公司, 云南 昆明 650223)

摘要:为了开展核电用压电加速度传感器的抗辐照屏蔽设计研究, 该文采用蒙特卡罗粒子输运软件(MCNP), 针对反应堆运行时释放的裂变中子谱和 γ 谱, 考虑服役温度、抗辐照性能、造价、屏蔽效果等因素, 提出了铅-聚乙烯-铅多层组合和 $\text{Fe}+\text{W}+\text{B}_4\text{C}$ 复合材料等两种屏蔽方式。结果表明, 当服役时间相对较短、屏蔽体受到辐射剂量不强、服役温度小于聚乙烯(PE)材料的服役温度时, 可以考虑采用 $\text{Pb}(10\text{ cm})+\text{PE}(15\text{ cm})+\text{Pb}(5\text{ cm})$ 的组合方式。当屏蔽体受到的辐射剂量很强、服役温度很高时, 可以考虑采用 $60\%\text{Fe}+30\%\text{W}+10\%\text{B}_4\text{C}$ (质量分数)复合材料这种组合。

关键词:加速度传感器; 核辐射; 振动测量; γ 射线; 蒙特卡罗粒子输运软件(MCNP)

中图分类号: TN384; TM22; TP 212 **文献标志码:** A **DOI:** 10.11977/j.issn.1004-2474.2020.04.024

Radiation Shielding Design of Piezoelectric Accelerometer for Nuclear Power

QIAN Junjiang^{1,2}, YUAN Yupeng^{1,2}, CHEN Qinghua³, ZHOU Rui⁴, ZHANG Ping⁵,

ZHANG Zuwei^{1,2}, MU Jiangdong^{1,2}

(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 of Military Representative Bureau in Chongqing Military Commission Equipment Development Department, Chongqing 400060, China; 4. Military Representative Office of Chemical Defense in Chongqing, Chongqing 400060, China; 5. Yunnan Radio Co. Ltd., Kunming 650223, China)

Abstract: In order to study the radiation shielding design of piezoelectric acceleration sensor for nuclear power, the Monte Carlo N-Particle Transport Code (MCNP) software is used in this paper, aiming at the fission neutron spectrum and gamma spectrum released during the operation of the reactor. Two shielding modes are proposed, which are lead polyethylene lead multilayer combination and $\text{Fe}+\text{W}+\text{B}_4\text{C}$ composite, while considering the service temperature, radiation resistance, cost, shielding effect and other factors. The results show that the combination of $\text{Pb}(10\text{ cm})+\text{PE}(15\text{ cm})+\text{Pb}(5\text{ cm})$ can be used when the service time is relatively short, the radiation dose of the shield is not strong, and the service temperature is less than the service temperature of PE. The combination of $60\%\text{Fe}+30\%\text{W}+10\%\text{B}_4\text{C}$ can be considered when both of the radiation dose to the shield and the service temperature are very high.

Key words: accelerometer; nuclear radiation; vibration measurement; γ -rays; MCNP software

0 引言

压电加速度传感器作为一种常见的振动测量关键器件在核电站、航空航天、核医学等领域有着重要的应用^[1]。压电加速度传感器在核电中主要用于核电站松动部件监测及振动部件监测系统^[2], 监测核电站主设备及相关振动部件的工作状态, 出现异常时报警提醒, 对反应堆的安全运行有重要的保障作用。然而加速度传感器常服役于强核辐射与高温的

环境下, 其宏观性能如压电性能、介电性能等参数会逐渐发生变化, 这个性能的退化源自于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, 最终导致材料在宏观层面上的性能变化, 并可能造成传感器测量性能变化或失效, 这会给反应堆的安全运行带来隐患。这个过程可分为:

收稿日期: 2020-05-11

基金项目: 国家重点研发计划基金资助项目(2017YFF0105400)

作者简介: 钱俊江(1985-), 男, 重庆潼南人, 工程师, 硕士, 主要从事传感器及其应用的研究。

1) 辐射对电子元器件及系统的影响,即辐照效应。

2) 辐射如何对电子元器件及系统产生影响,即损伤机制。

3) 电子元器件及系统如何对抗辐射的影响,及抗辐射加固技术。

这3部分紧密相连,在早期的研究中以辐照效应为主,逐渐向辐照损伤机制转移,目前是以抗辐射加固技术为主。屏蔽防护是抗辐照加固中的一种有效的技术手段,通过添加屏蔽体使射线的强度降低,进而使传感器材料受到辐照产生的吸收剂量降低^[3]。本文主要采用蒙特卡洛法对服役于反应堆中的压电加速度传感器的屏蔽抗辐照加固研究^[4]。

1 屏蔽模型及屏蔽优化计算介绍

反应堆主要是释放中子和 γ 射线。快中子主要采用重金属元素通过非弹散射的方式进行屏蔽,慢化后的中能中子主要采用轻元素来进一步慢化。而 γ 射线主要采用重金属材料来进行屏蔽^[5]。

1.1 屏蔽机理分析

中子主要与材料内原子核发生相互作用, γ 射线则主要与材料内核外电子发生相互作用。通过这样的相互作用,中子和 γ 射线的强度和能量逐渐降低。中子与物质的相互作用概率由截面来表示,所有反应的总截面^[6]可表示为

$$\sigma_t = \sigma_s + \sigma_{s'} + \sigma_\gamma + \sigma_f + \dots \quad (1)$$

式中: σ_s 为弹性散射截面; $\sigma_{s'}$ 为非弹性散射截面; σ_γ 为辐射俘获截面; σ_f 为裂变截面。

中子与原子核的反应截面 σ 称为微观截面, $\sigma \times N$ (N 为靶材料单位体积内原子核数)为宏观截面,即

$$\Sigma = N\sigma \quad (2)$$

一个多层结构材料的宏观截面为

$$\Sigma_t = N_A \sum_{k=1}^n \frac{m_k}{\rho_k l_k S_k} \sigma_k \quad (3)$$

式中: S_k 为第 k 层材料的面积; l_k 为第 k 层材料的厚度; σ_k 为第 k 层材料的微观截面; N_A 为阿伏伽德罗常数。

如果组成某层屏蔽体的材料是复合材料,那么这一块屏蔽体的宏观截面可为

$$\Sigma_t = N_A \sum_{i=1}^n \frac{z_i m_i}{M_i} \sigma_i \quad (4)$$

式中: m_i 为第 i 种材料组分的质量; M_i 为第 i 种材料组分的分子量; z_i 为第 i 种材料质量比; σ_i 为第 i 种

材料总的微观截面。

图1~4分别为铅(Pb)材料、聚乙烯(PE)材料和碳化硼(B_4C)材料的宏观截面计算结果。

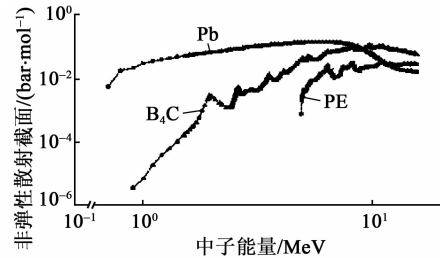


图1 3种材料非弹性散射截面

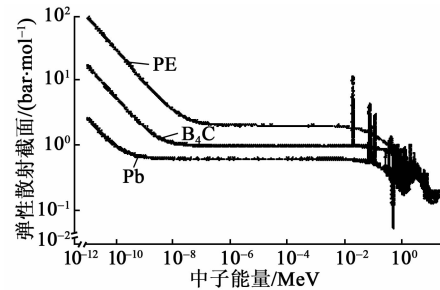


图2 3种材料弹性散射截面

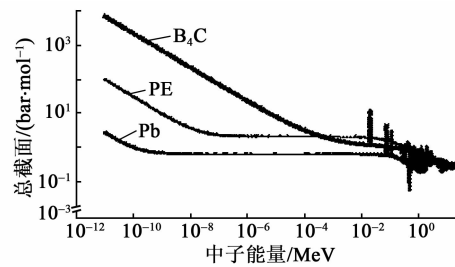


图3 3种材料总的中子作用截面

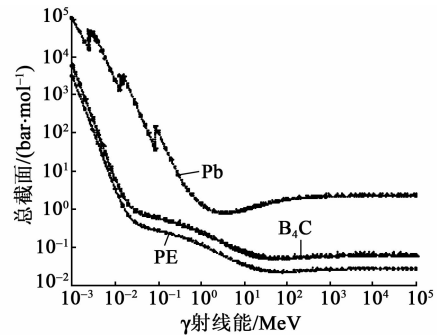


图4 3种材料γ射线作用截面

根据图1~4所示结果,拟采用Pb-含硼聚乙烯-Pb的结构组合进行屏蔽布置。第一层Pb通过非弹性散射来慢化中子,然后含硼聚乙烯进一步慢化和吸收中子,在这个过程中会产生 γ 射线,最后布置一层Pb材料来屏蔽 γ 射线。

1.2 模型介绍

图5为传感器屏蔽抗辐照加固示意图,传感器外面由屏蔽材料包覆。本文主要采用两种方式来进行屏蔽:

1) 正面体由 3 层材料组成,从前到后分别是 Pb-PE-Pb,这种方式排布合理,以含氢元素为夹心的材料能有很好的屏蔽效果,同时材料简单,造价便宜,但 PE 耐温性能和抗辐照性能相对较差,Pb 材料有毒。

2) 由单层复合材料组成,复合材料由 Fe+W+B₄C 组成,这种组合具有很好的耐温性能和抗辐照性能,但是材料的造价较高,屏蔽效果因缺少 H 元素会弱于第 1) 种。放射源采用裂变谱,同时考虑到¹⁶N 产生的 6.13 MeV 和 7.14 MeV 高能 γ 射线,对于腐蚀活化源项产生的中子和 γ 射线暂时未加考虑。

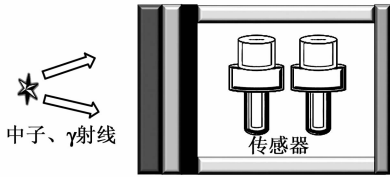


图 5 传感器屏蔽抗辐照加固示意图

表 1 Geant4 对 MCNP 校验结果对比

模拟软件	单次裂变总剂量当量/Sv				
	$t=10\text{ cm}$	$t=20\text{ cm}$	$t=40\text{ cm}$	$t=60\text{ cm}$	$t=80\text{ cm}$
MCNP	4.18×10^{-11}	3.38×10^{-12}	2.91×10^{-14}	3.05×10^{-16}	5.17×10^{-18}
Geant4	3.89×10^{-11}	3.54×10^{-12}	3.03×10^{-14}	2.86×10^{-16}	4.62×10^{-18}

2 计算结果和分析

屏蔽计算采用图 5 所示的模型,计算采用 MCNP 软件,分别对 Pb-PE-Pb 多层组合和 60%Fe(质量分数)+30%W(质量分数)+10%B₄C(质量分数)复合材料两种屏蔽方式进行计算。

1) Pb-PE-Pb 多层屏蔽计算结果。采用总厚度为 30 cm 时 3 种 Pb 和含硼聚乙烯组合方式进行计算,即组合 1 为 Pb(15 cm)+PE(10 cm)+Pb(5 cm),组合 2 为 Pb(10 cm)+PE(15 cm)+Pb(5 cm),组合 3 为 Pb(5 cm)+PE(20 cm)+Pb(5 cm)。图 6~8 分别为 3 种组合屏蔽后传感器内中子能谱、次级 γ 射线能谱及初级 γ 射线能谱图。

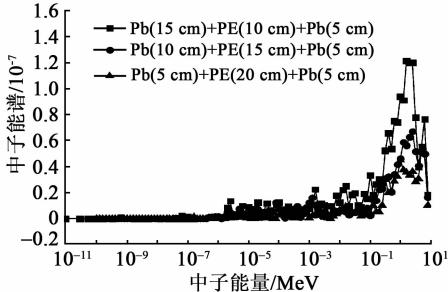


图 6 3 种组合屏蔽后传感器内中子能谱

在对屏蔽进行设计过程中,采用 MCNP 软件进行,分别模拟了几种屏蔽体情况下的快中子屏蔽效果、热中子屏蔽效果、γ 射线屏蔽效果和总的射线屏蔽效果。屏蔽效果分别通过传感器位置的射线强度和吸收剂量来表示。

1.3 Geant4 对 MCNP 软件进行校验

在对各种材料组合的屏蔽效果进行 MCNP 软件模拟计算前,要对软件的准确性进行校验,以确定所计算结果的准确性。本研究采用 Geant4 软件^[7]对 MCNP 软件进行校验,保证 MCNP 与 Geant4 所选择的源信息,屏蔽材料模型,探测器信息及源、材料、探测器的间距保持一致。

表 1 为 Geant4 对 MCNP 的计算结果,所计算的厚度 t 分别为 10 cm、20 cm、40 cm、60 cm、80 cm,所计算的结果为单次裂变中子和 γ 射线的总剂量当量值。Geant4 与 MCNP 的计算结果偏差在 10% 以内,两种软件的计算吻合较好。

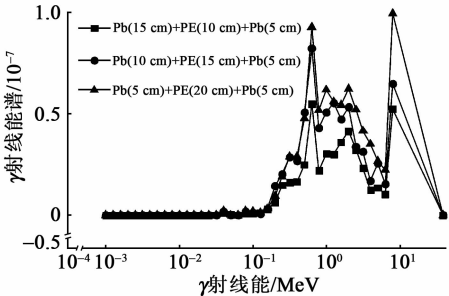


图 7 3 种组合屏蔽后传感器内次级 γ 射线能谱

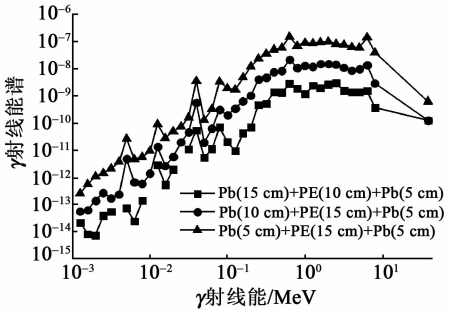


图 8 3 种组合屏蔽后传感器内初级 γ 射线能谱

由图 6~8 可知,含硼聚乙烯厚度增加,中子屏蔽效果较好,但是初级 γ 射线的屏蔽效果下降,所以厚度组合有一个较优的组合值。由表 2 可知,组合 2(Pb(10 cm)+PE(15 cm)+Pb(5 cm))的屏蔽效

果优于其他两组,其他两组含硼聚乙烯厚度分别厚于或薄于聚乙烯材料。

表 2 3 种组合的屏蔽效果

	能谱/ 10^{-7}			总剂量/ (10^{-6} Sv)	密度/ ($\text{g} \cdot \text{cm}^{-3}$)
	中子	次级 γ	初级 γ		
组合 1	1.74	4.45	2.61	2.22	7.92
组合 2	9.87	6.70	1.73	1.83	6.21
组合 3	6.38	8.03	1.23	2.67	4.50

后续采用 Pb(10 cm)+PE(15 cm)+Pb(5 cm)这一组合方式,按照这样的材料厚度比例进行不同总厚度的材料吸收剂量计算,计算结果如图 9 所示。

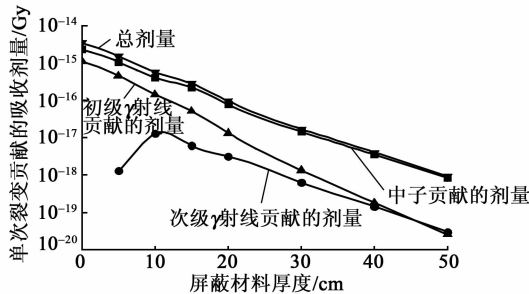


图 9 单次裂变后传感器内吸收剂量值

图 9 为单次裂变后传感器内吸收剂量值,10 cm 的屏蔽材料大约将吸收剂量降 1 个数量级,50 cm 的屏蔽材料可使传感器内的吸收剂量降约 3.5 个数量级,从 5×10^{-14} Sv 降到 1×10^{-18} Sv。

2) Fe+W+B₄C 复合材料计算结果。图 10 为单次裂变产生的中子和 γ 射线穿过不同厚度屏蔽体的屏蔽效果。

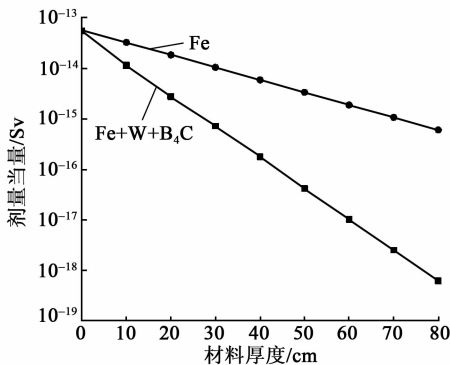


图 10 不同厚度材料的屏蔽效果

图 11 为单次裂变产生的中子和 γ 射线穿过不同质量厚度屏蔽体的屏蔽效果。图 11 中材料质量是由图 10 中材料厚度乘以材料的密度。

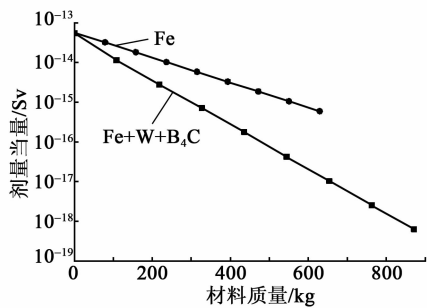


图 11 不同材料质量情况下的屏蔽效果

由图 10 可知,在屏蔽裂变的情况下,Fe+W+B₄C 的组合好于纯铁,但其密度较大,因此做了图 11 中不同材料质量情况下的两种材料屏蔽效果对比。由图 11 可知,约 600 kg 的纯铁和约 360 kg 的 Fe+W+B₄C 的组合屏蔽效果相当。在同等屏蔽效果情况下,Fe+W+B₄C 相对于纯铁可减重 40% 左右。

当服役时间相对较短、屏蔽体受到辐射剂量不强、服役温度小于 PE 的服役温度时,可以考虑采用 Pb(10 cm)+PE(15 cm)+Pb(5 cm)的组合方式。当屏蔽体受到的辐射剂量很强、服役温度很高时,可以考虑采用 60%Fe+30%W+10%B₄C(质量分数)复合材料。

3 结束语

核电站、航空航天、核医学等领域中常见使用压电加速度传感器进行振动测量,但环境中核辐射与高温应力,会导致传感器产生压电性能、介电性能等参数的变化。因此,本文根据服役温度、抗辐照性能、造价、屏蔽效果等因素,提出了铅-聚乙烯-铅多层组合屏蔽体和铁+钨+碳化硼组成的复合材料两种屏蔽体组合方式,采用 MCNP 软件进行仿真计算,并形成了服役时的屏蔽体形式的组合建议。

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] 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.
[3] 李春槐.反应堆主回路设备间辐射屏蔽设计方法述评[J].核动力工程,2003(5):87-90.

超声电机定子支撑结构的抗过载能力分析

曾劲松,张西平,盛练武,刘国宁

(郑州大学 机械与动力工程学院,河南 郑州 450001)

摘要:为提高弹载舵机控制用超声电机的抗过载能力,该文选取超声电机最薄弱的定子支撑为研究对象,以其厚度、位置及宽度为设计变量,使用有限元分析法模拟炮弹发射时产生的 $10\,000\,g$ ($g=9.8\,\text{m/s}^2$) 高过载环境,研究不同参数定子支撑的抗过载能力,设计出合理的超声电机定子结构。最后通过马歇尔锤击实验得到优化前、后定子的高过载冲击变形情况,并使用磁滞测功仪检测装有冲击变形后两种定子的超声电机的输出性能。实验结果表明,采用优化后的定子结构的超声电机经大过载冲击后,其输出性能更好。

关键词:超声电机;定子支撑结构;高过载;有限元分析;冲击实验

中图分类号: TN05; TM359.9; TJ03 **文献标志码:** A **DOI:** 10.11977/j.issn.1004-2474.2020.04.025

Analysis of Anti-overload Capability of the Stator Support Structure of Ultrasonic Motor

ZENG Jinsong, ZHANG Xiping, SHENG Lianwu, LIU Guoning

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

Abstract: To improve the anti-overload capability of the ultrasonic motor used for the control of guided-ammunition steering gear, by selecting the stator support of the weakest part of the ultrasonic motor as the research object, and taking its thickness, position and width as the design variables, using the finite element method to simulate the high overload environment of $10\,000\,g$ ($g=9.8\,\text{m/s}^2$) produced when firing artilleries, studying the anti-overload capability supported by different stator parameters, so as to a reasonable structure of the ultrasonic motor stator was designed in this paper. The high overload impact deformation of the stator before and after the optimization was obtained through the Machete hammer test, and the output performance of the ultrasonic motor with two stators after the impact deformation was tested by the hysteresis dynamometer. The test results showed that the ultrasonic motor with optimized stator structure had better output performance after large overload impact.

Key words: ultrasonic motor; stator support structure; high overload; finite element analysis; impact test

0 引言

超声电机是40年前发展起来的一种精密驱动装置,它通过赋予压电陶瓷相应的激励电压,利用压电陶瓷的逆压电效应,使定子产生弯曲变形的微幅高频振动,然后经过定、转子间的摩擦界面来实现定子带动转子转动^[1]。与传统电磁电机相比,超声电机具有结构紧凑,扭矩大速率低,响应快及控制性优良等特点。随着武器装备的发展,通常在军事上用它来控制制导炮弹舵机的旋转,以此调整炮弹在飞行过程中的受力与姿态,实现精准打击的目的。但

是高过载环境对超声电机性能的影响很大,陈超等研究了 $8\,000\sim 15\,000\,g$ ($g=9.8\,\text{m/s}^2$) 重力加速度的高过载环境对超声波电动机整体输出性能的影响,结果表明,在未添加缓冲机械结构时,超声电机在承受高过载冲击后,定子将会发生塑性变形^[2]。徐志科等研究了超声波电动机定子支撑对其输出性能的影响,结果表明,行波超声电机定子的支撑位置的变化不会影响超声电机的振幅^[3]。王光庆等研究了预压力大小对超声电机输出性能的影响,预压力过小,超声电机运行不平稳且噪声大;预压力过大,超声电机模态频率高,且摩擦损耗也增大,不利于超

收稿日期:2020-03-10

基金项目:国家重点研发计划基金资助项目(2018YFB1201403);河南省产学研合作基金资助项目(182107000053);赛尔网络下一代互联网技术创新基金资助项目(NGII20180702)

作者简介:曾劲松(1977-),男,湖北应城人,副教授,博士,主要从事超声电机的控制与应用的研究。张西平(1992-),男,河南驻马店人,硕士生,主要从事超声电机的抗过载能力的分析及研究。

声电机性能的发挥^[4]。他们通过在外部添加缓冲机械结构来提高超声电机的抗过载性能,或只考虑到了定子支撑结构或预压力等单一因素对超声电机性能的影响,都未从提升定子结构自身强度的方法来提升超声电机的抗过载能力。本文通过研究不同尺寸的超声电机定子支撑结构,来提升超声电机定子自身的抗过载能力、减小预压力的变化,以此提升高过载后超声电机的输出性能。

1 45 型超声电机结构

45 型超声电机的结构组成如图 1 所示。工作原理是定、转子在螺母和蝶形弹簧的夹紧作用下,存在一定的正预压力,从而为定、转子间的摩擦传动提供条件。

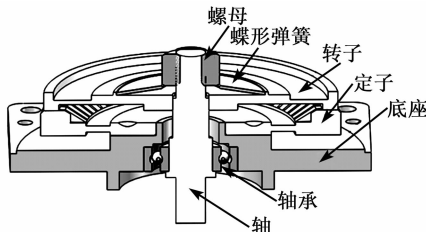


图 1 45 型超声电机结构图

由于在制导炮弹发射的瞬间会产生大的冲击力,这样会使超声电机定子发生塑性变形,影响蝶形弹簧施加给定、转子间的正压力,由库伦摩擦定律得知,正压力的减小将会造成定、转子间摩擦力的减小,最终导致超声电机输出性能降低^[5]。由于小型制导炮弹的空间局限性,使超声电机的结构紧凑,难以添加抗高过载的缓冲结构。本文通过分析超声电机定子支撑结构,从提升结构自身强度方面来增加超声电机的抗过载能力。

1.1 定子结构分析

本文以 45 型超声电机的定子(见图 2)为分析对象,该定子主要由定子固支、定子支撑、定子基体、定子齿和压电陶瓷组成。它用 4 个螺栓通过定子固支将其固定在底座上,定子固支不会产生振动。因此,需要在超声电机定子内圈设计一种相对较薄的支撑板,可以起到径向隔振的作用,能够减小定子固支约束对超声电机振幅的影响,同时这种设置可以在转子上施加较大的预压力,得到较大的输出力矩。图中, R_1 为定子内圈半径, R_2 为定子固支半径, R_3 为定子支撑半径, R_4 为定子半径, H_1 、 H_2 、 H_p 分别为定子高度、定子基体高度和压电陶瓷高度, K 为定子支撑宽度, H 为定子支撑高度, T 为定子支撑厚度。

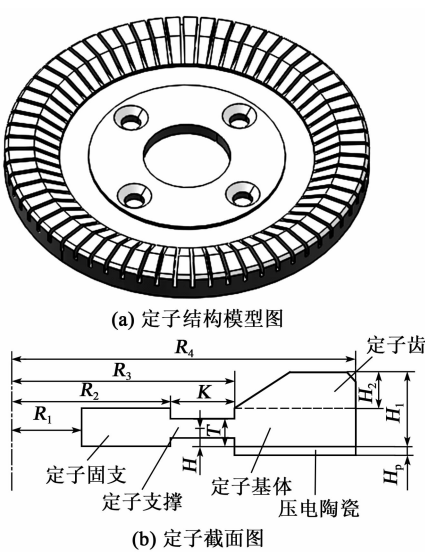


图 2 45 型超声电机定子结构

该超声电机定子弹性体采用 QSn6.5-0.1, 压电陶瓷采用 PZT5^[6], 具体的结构尺寸和材料参数如表 1、2 所示。

表 1 定子结构尺寸参数

R_4 /mm	R_3 /mm	R_2 /mm	R_1 /mm
22.5	15.5	$R_3 - K$	6.5
H_1 /mm		H_2 /mm	H_p /mm
4.1		2.0	0.5

表 2 定子的材料参数

材 料	QSn6.5-0.1	PZT5
密度/($\text{kg} \cdot \text{m}^{-3}$)	8 760	7 500
弹性模量/GPa	113.0	76.5
切线模量/GPa	15.8	90.4
屈服强度/MPa	620	172(抗拉), 551(压缩)
泊松比	0.28	0.22

Sn6.5-0.1 是铜-锡-磷三元系合金^[7], 具有强度高和弹性优良的特点, 该材料应力-应变曲线如图 3 所示。

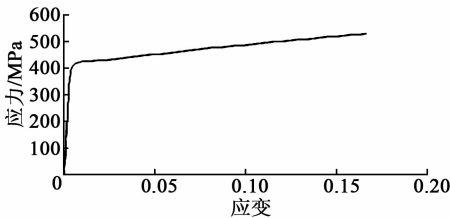


图 3 QSn6.5-0.1 的应力-应变曲线

压电陶瓷作为脆性材料, 具有抗压能力强及抗拉能力弱的材料力学性能, 但是压电陶瓷对于强冲击过载的方向是敏感的, 当冲击载荷通过定子经过摩擦材料传递给转子时, 压电陶瓷自由端面产生的

压缩应力峰值最大,此时的压电陶瓷处于安全状态。显然,当冲击波由转子传递给定子,压电陶瓷自由端面产生的拉伸应力峰值最大,这时压电陶瓷易损坏^[8]。图4为冲击载荷方向示意图,图中沿 z 轴向上冲击。冲击载荷是由定子传递给转子的,因此,本文压电陶瓷具有很强的抗过载能力,故在此不分析压电陶瓷的抗冲击性能。

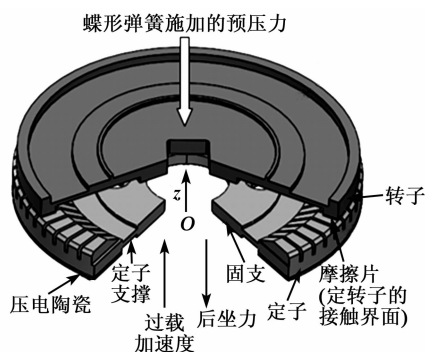


图4 冲击载荷方向示意图

1.2 定子有限元模型建立

本文在 ANSYS 经典界面中利用 APDL 参数化设计语言,建立该超声电机定子的有限元实体模型(见图2(a))。模型在划分网格前需对该模型的单元类型进行设定。考虑到本文是对超声电机的实体三维模型进行分析,因此,选取 SOLID164 为定子弹性体的单元,它是一种 8 节点 6 面体单元,又因本文研究的是高过载环境下定子的抗过载能力问题,故不考虑压电陶瓷的压电性能,将压电陶瓷部分也设置为 SOLID164 单元。又考虑到节省计算时间及在大变形条件的可靠性等问题^[9],该 SOLID164 单元采用缺省算法进行运算。另外本文采用与应变率无关的双线性弹塑性材料模型来输入材料参数,它的应力-应变曲线用两条直线(弹性模量、切线模量(ETAN)和屈服应力)表达。根据超声电机定子的安装方式,该有限元模型将定子与压电陶瓷进行绑定处理,定子的约束方式为内圈固定外圈自由,网格采用边长为 0.45 mm 的正六边形,且疏密一致,如图5所示。

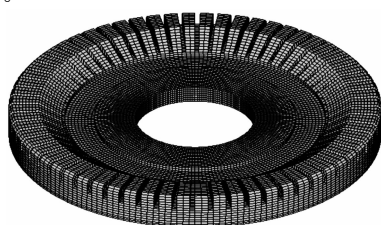


图5 定子有限元网格模型

2 定子结构抗过载能力分析

本文研究的 45 型超声电机是用来控制制导炮弹舵机旋转,在制导炮弹发射时超声电机将承受约 10 000 g 的重力加速度^[10]。利用 ANSYS 模拟制导炮弹发射时的高过载环境,对超声电机定子进行高过载的应力分析。本文加载的冲击载荷曲线如图6所示。

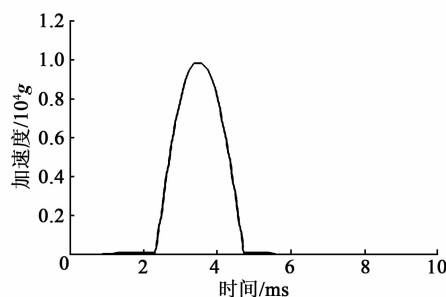
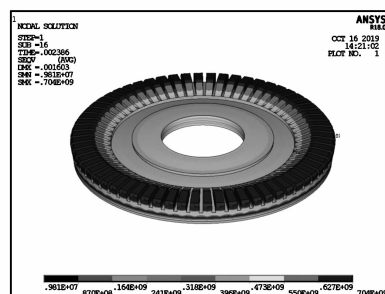
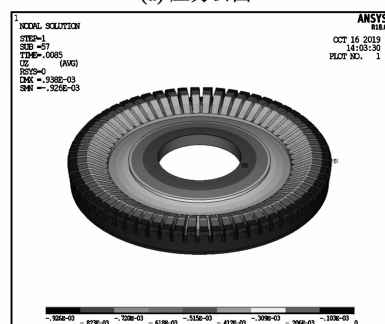


图6 冲击载荷曲线

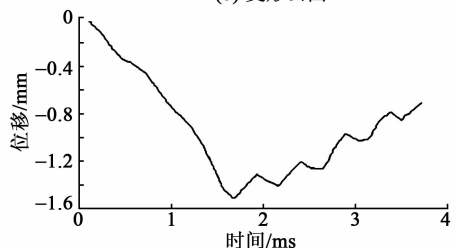
根据图6的高过载冲击条件,对以上结构的超声电机定子进行高过载分析,应力变形云图如图7所示。由图7(a)可知,该超声电机定子弹性基体产



(a) 应力云图



(b) 变形云图



(c) 冲击作用下应力变形曲线图

图7 定子的应力变形云图

生最大应力在定子基体与定子支撑的交接处,且最大应力为 700 MPa,超过了 QSn6.5-0.1 的屈服极限 420 MPa,定子发生塑性变形,而压电陶瓷的最大应力仅为 57 MPa,未达到压电陶瓷的压缩应力峰值。图 7(b)显示该定子冲击卸载后的变形云图,定子齿的上表面发生纵向正翘曲变形。由图 7(c)可知,定子作用表面在冲击过载的最大变形已达 0.7 mm,由图 1 可知,该 45 型超声电机定、转子间的预应力是由螺栓加载在蝶形弹簧上的力,使蝶形弹簧发生弹性形变。该定子产生 0.7 mm 的纵向正翘曲变形,将导致该超声电机的预压力降为 0,使超声电机的输出性能下降甚至失效。

表 3 K 变化时超声波电机的抗过载能力

K/mm	3	4	5	6	7
支撑等效应力/MPa	490.845 1	526.081 6	600.547 1	645.821 9	723.665 2
冲击过载后作用面的正翘曲变形/mm	-0.424 6	-0.499 0	-0.520 3	-0.698 2	-0.918 1

由表 3 可知,在 10 000 g 的高过载环境下,定子支撑的等效应力全部超过锡磷青铜的屈服强度 420 MPa,且最大应力出现在定子基体与定子支撑的交接处,定子作用面的正翘曲变形约为 0.5 mm。结果表明,随着 K 的增加,定子冲击后的最大等效应力及作用面的纵向正翘曲变形都在逐渐增加,其抗过载能力在逐渐降低。

表 4 T 变化时超声波电机的抗过载能力

T/mm	0.8	0.9	1.0	1.1	1.2
支撑等效应力/MPa	633.977 7	604.974 5	530.845 1	490.477 0	430.272 8
冲击过载后作用面的正翘曲变形/mm	-0.516 20	-0.476 40	-0.424 60	-0.385 75	-0.223 70

由表 4 可知,随着 T 的增加,发生在定子基体与定子支撑之间的最大等效应力逐渐变小,定子作用面的纵向正翘曲变形也在逐渐降低,其中 $T=1.2$ mm 的超声电机定子结构受到大过载后的等效应力及纵向翘曲变形均最低,此时超声电机的抗过载能力最强。

2.3 H 的变化

同样通过单一变量原则,对不同支撑位置的定

表 5 H 变化时超声波电机的抗过载能力

H/mm	0.8	0.9	1.0	1.1	1.2
支撑等效应力/MPa	530.700 0	489.692 0	430.272 8	460.887 0	510.671 0
冲击过载后作用面的正翘曲变形/mm	-0.363 1	-0.418 0	-0.223 7	-0.384 3	-0.423 3

由表 5 可知,在高过载环境下, H 越接近定子基体中心时定子的抗过载能力越强,当 $H=1$ mm 时,定子支撑受到的等效应力最小,为 430 MPa,且

为了减小超声电机在大过载环境下产生纵向正翘曲变形的现象,特对超声电机定子支撑不同结构的强度进行分析。如图 2 所示,本文从超声电机的 3 个参数 K, T, H 来研究超声电机定子结构对超声电机抗过载能力的影响。

2.1 K 的变化

首先讨论 K 的变化对定子抗过载能力的影响。在满足超声电机正常性能的前提条件下,根据表 1、2,利用单一变量原则设计不同的定子结构,进行冲击仿真。 $K=3\sim 7$ mm 时, $T=1$ mm, $H=1$ mm。计算结果如表 3 所示

2.2 T 的变化

在计算 T 的变化对定子抗过载能力的影响时,同样运用单一变量原则,根据表 3,取 $K=3$ mm, $H=1$ mm,在满足超声电机正常条件下的特性指标时,选择 $T=0.8\sim 1.2$ mm。对不同定子结构将那些高过载冲击仿真,计算结果如表 4 所示。

子支撑结构的定子进行大过载冲击仿真,由表 3、4 可知, $K=3$ mm, $T=1.2$ mm 时,由于 H 的变化对超声电机输出性能的影响不大,本文设置定子腹板位置的 $H=0.8\sim 1.2$ mm。在 10 000 g 高过载冲击环境下分别分析不同定子支撑结构的抗过载能力,分析结果如表 5 所示。

作用面的纵向正翘曲变形最小,为 0.223 mm,此时超声电机的抗过载能力最强。

由以上的分析结果可知,定子支撑结构影响超

声电机定子结构的抗过载能力。当 $K=3\text{ mm}$, $T=1.2\text{ mm}$, $H=1\text{ mm}$ 时,该 45 型超声电机定子结构的抗过载能力最强,在 $10\ 000\text{ g}$ 的高过载环境下,其最大等效应力为 430 MPa ,定子作用面的翘曲变形为 0.223 mm 。超声电机输出性能最好时预应力为 180 N ,由慕贝尔蝶形弹簧元件有限公司给出的蝶形弹簧数据可知,蝶形弹簧变形量为 $0.5\sim 0.7\text{ mm}$ 时可提供 180 N 的预应力。因此,定子作用面的翘曲变形为 0.223 mm 时,理论上该定子结构受到高过载冲击后,蝶形弹簧的变形仍处于零刚度区间,因此不影响超声电机的预压力,对超声电机的输出性能的影响还需要进行试验分析。

3 超声电机定子的高过载实验及分析

3.1 冲击试验

本文利用马歇特锤实验平台,对优化前、后的 45 型超声电机定子的抗过载能力进行实验评估。马歇特锤是一种利用摆锤带动实验样品撞击铁砧的实验平台,它在撞击瞬间能够产生较大的冲击力,以此来模拟瞬时超高加速度的过载环境。

冲击后的样品如图 8 所示。由图可知,冲击过载后,优化前、后的定子结构中定子支撑的冲击变形量都很小,但是优化前定子作用面的纵向正翘曲变形比优化后定子纵向正翘曲变形高出约 0.3 mm 。因此,通过理论和实验都证明,从提高自身结构强度上提升超声电机定子的抗过载能力是有效的。

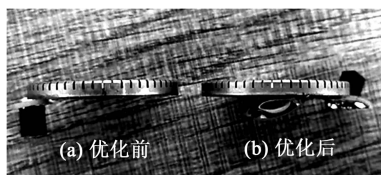


图 8 优化前、后实验结果

3.2 输出性能测试

通过磁滞测功仪,分别测量常规 45 型超声电机、装有常规定子冲击后的超声电机、优化后定子冲击后的超声电机输出性能,如图 9 所示。正常超声电机在正常环境下的空载转速、堵转力矩分别约为 200 r/min 和 $0.45\text{ N}\cdot\text{m}$,装有常规定子冲击后的超声电机的空载转速、堵转力矩分别约为 240 r/min 和 $0.14\text{ N}\cdot\text{m}$,装有优化后定子冲击后的超声电机的空载转速、堵转力矩分别为 210 r/min , $0.28\text{ N}\cdot\text{m}$ 。因此,由图 9 可看出,超声电机受到大过载冲击后,由于压电陶瓷未受到破坏,各种超声电机的空载

转速变化不大,但是优化后定子的超声电机比未经优化后定子的超声电机的堵转力矩明显提高一半。因此对定子支撑结构进行强化,可以明显提高超声电机的抗过载能力,增加其受到大过载冲击后超声电机的输出性能。

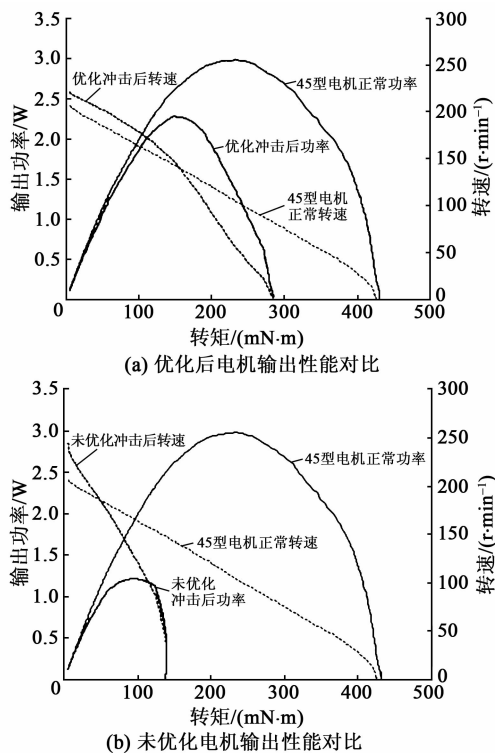


图 9 超声电机输出性能对比

4 结论

本文针对 $10\ 000\text{ g}$ 重力加速度的高过载环境,从提高超声电机结构自身强度的角度考虑,对超声电机定子结构进行了优化设计,得出如下结论:

- 1) 超声电机的定子在高过载冲击环境下,将会发生翘曲变形,变形部位为超声电机定子支撑部位。
- 2) 定子支撑结构的改变能够提升超声电机定子的抗过载能力,即定子支撑越厚、越窄其抗过载能力越强。
- 3) 改变定子支撑结构,可以提升其抗过载能力,但它在正常环境下的机械性能会降低。

4) 在经受高过载冲击后,优化后超声电机的机械性能比未改变定子支撑结构的超声电机的机械性能更好。

参考文献:

- [1] 赵淳生. 超声电机技术与应用[M]. 北京: 科学出版社, 2007: 162-208.

- [2] 陈超,任金华,石明友,等. 旋转行波超声电机的冲击动力学模拟及实验[J]. 振动. 测试与诊断, 2014, 34(1): 8-14.
CHEN Chao, REN Jinhua, SHI Mingyou, et al. Dynamics simulation and experimental impact rotation of ultrasonic motor [J]. Vibration Test & Diagnosis, 2014, 34(1): 8-14.
- [3] 徐志科,胡敏强,金龙,等. 超声波电动机定子支撑对其性能影响的有限元分析[J]. 电工技术学报, 2018(2): 10-14.
XU Zhike, HU Minqiang, JIN Long, et al. Finite element analysis of the influence of stator support of ultrasonic motor on its performance[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018(2): 10-14.
- [4] 王光庆,沈润杰,郭吉丰. 预压力对超声波电机特性的影响研究[J]. 浙江大学学报(工学版), 2007(3): 436-440.
WANG Guangqing, SHEN Runjie, GUO Jifeng. Research on the influence of preload on the characteristics of ultrasonic motor [J]. Journal of Zhejiang University (Engineering Science), 2007(3): 436-440.
- [5] 徐雪荣. 超声波电动舵机的高过载特性研究[D]. 太原: 中北大学, 2018.
- [6] TOMONOBUS. Quick and precise position control of an ultrasonic motor with dual mode control[J]. International Journal of Electronics, 1996, 80(2): 191-200.
- [7] 彭燕华,黄珍媛,丘宏扬. 锡磷青铜 QSn6.5-0.1 冲裁断裂系数的求取[J]. 机电工程技术, 2007(3): 55-56.
PENG Yanhua, HUANG Zhenyuan, QIU Hongyang. Calculation of the QSn6.5-0.1 punching fracture coefficient of tin phosphor bronze[J]. Mechanical and Electrical Engineering Technology, 2007(3): 55-56.
- [8] 王翔,营磊,陈超,等. 圆盘超声电机准零刚度转子设计及其优化[J]. 压电与声光, 2019, 41(4): 535-540.
WANG Xiang, JIAN Lei, CHEN Chao, et al. Design and optimization of quasi-zero stiffness rotor of disc ultrasonic motor [J]. Piezoelectrics & Acoustooptics, 2019, 41(4): 535-540.
- [9] 王亚芹,曹文钢,徐颖侠. 炮弹箱的跌落碰撞分析研究[J]. 安阳工学院学报, 2014, 13(4): 5-8.
WANG Yaqin, CAO Wengang, XU Yingxia. Analysis and research on the falling collision of projectile box [J]. Journal of Anyang Institute of Technology, 2014, 13(4): 5-8.
- [10] TOMONOBUS, HIROSHI M, KATSUMI U. Quick and precise position control of an ultrasonic motor with dual mode control[J]. International Journal of Electronics, 1996, 80(2): 191-200.

(上接第 543 页)

- LI Chunhui. Assessment of reactor primary loop compartments radiation shielding design method[J]. Nuclear Power Engineering, 2003(5): 87-90.
- [4] 邹全,安竹. 面向辐射环境监测的反康普顿 γ 能谱仪蒙特卡罗模拟研究[J]. 四川大学学报(自然科学版), 2018, 55(5): 1025-1030.
ZOU Quan, AN Zhu. Monte carlo optimization of a compton suppression systmfor gamma-ray diagnosis of radioactive[J]. Journal of Sichuan University(Natural Science Edition), 2018, 55(5): 1025-1030.
- [5] ISSA S A M, SAYYED M I, MOSTAFA A M A, et al. Investigation of mechanical and radiation shielding features of heavy metal oxide based phosphate glasses for gamma radiation attenuation applications[J]. Journal of Materials Ence, 2019, 30(13): 12140-12151.
- [6] LILLEY J S. Nuclear physics: Principles and applications. the manchester physics series[M]. Chichester: John Wiley & Sons, Ltd, 2002.
- [7] BERNALM A, BORDAGE M C, BROWN J M C, et al. Track structure modeling in liquid water: A review of the Geant4-DNA very low energy extension of the Geant4 Monte Carlo simulation toolkit[J]. Physica Medica, 2015, 31(8): 861-874.

压电柔性结构形状复合控制方法研究

张宗宇¹, 周文雅¹, 吕维梁¹, 王晓明², 马瑞鑫¹

(1. 大连理工大学 航空航天学院, 辽宁 大连 116024; 2. 中山大学 航空航天学院, 广东 广州 510006)

摘 要:以宏纤维复合材料(MFC)驱动柔性悬臂结构为研究对象,着重开展其动态形状控制理论研究。基于有限单元法、均匀化理论和载荷比拟方法,建立了压电驱动层合结构力-电耦合动力学方程,并结合模态降阶法得到其状态空间形式控制模型。同时,针对压电材料作动器迟滞蠕变非线性特征对控制精度影响严重的问题,开展了依据实验数据的迟滞蠕变建模及其前馈逆补偿控制方法的研究,并构建了面向压电驱动柔性结构动态形状控制的迟滞-蠕变前馈补偿与自抗扰反馈控制相结合的复合控制系统。结果表明,该复合控制法能够在保证系统稳定性的前提下有效提高系统动态形状控制精度。

关键词:形状控制;宏纤维复合材料;自抗扰控制;迟滞蠕变非线性;前馈补偿

中图分类号:TN384;TM22;V244 **文献标志码:**A **DOI:**10.11977/j.issn.1004-2474.2020.04.026

Research on Shape Compound Control Method of Piezoelectric Flexible Structure

ZHANG Zongyu¹, ZHOU Wenya¹, LYU Weiliang¹, WANG Xiaoming², MA Ruixin¹

(1. School of Aeronautics and Astronautics, Dalian University of Technology, Dalian 116024, China;

2. School of Aeronautics and Astronautics, Sun Yat-Sen University, Guangzhou 510006, China)

Abstract: This paper focuses on the dynamic shape control theory of the flexible cantilever structure driven by the macro fiber composite actuator (MFC). Based on the finite element method, homogenization theory and load analogy method, the mechanical-electrical coupling dynamic equation of the piezoelectric driven laminated structure is established, and the state space control model is obtained by combining the modal reduction method. At the same time, in view of the serious influence of the nonlinear characteristics of the hysteresis creep of the piezoelectric actuators on the control accuracy, the research on the hysteresis-creep modeling and the feedforward inverse compensation control method based on the experimental data was carried out. Furthermore, the composite control system of the hysteresis-creep feedforward compensation and the active disturbance rejection feedback control for the dynamic shape control of the piezoelectric driven flexible structure is constructed. The calculated example shows that the composite control method can effectively improve the accuracy of dynamic shape control of the system on the premise of ensuring the stability of the system.

Key words: shape control; macro fiber composite; active disturbance rejection control; hysteresis creep nonlinearity; feedforward compensation

0 引言

随着科学技术的发展,压电驱动柔性结构被广泛用于柔性机翼主动变形、太阳能帆板、大型空间反射器结构型面调整及发动机、机翼颤振的主动抑制等航空航天领域。与其他压电形式驱动源相比,压电纤维材料驱动器因其能量密度大,控制带宽宽,环境适应性好及体积小等优势而受到研究者的广泛青睐^[1-6]。但压电纤维材料固有的迟滞、蠕变特性严重影响其控制精度,给结构高精度形状控制带来严重

挑战。

目前,许多学者已针对压电材料的迟滞蠕变特性进行了理论研究和压电驱动结构变形控制的研究^[7]。赵天等^[8]提出了一种基于迟滞蠕变前馈补偿控制与自适应滤波反馈控制相结合的前馈-反馈复合控制法,并成功应用于压电陶瓷层叠作动器控制中;Shrock等^[9]对宏纤维复合材料(MFC)的迟滞蠕变特性进行了逆补偿研究及基于前馈补偿的MFC驱动柔性结构形状控制实验;周森磊等^[10]构建了

收稿日期:2020-01-01

基金项目:装备预研领域基金资助项目(61402060203)

作者简介:张宗宇(1995-),男,黑龙江齐齐哈尔人,硕士生,主要从事飞行器动力学与控制的研究。通信作者:吕维梁(1982-),男(满族),上海人,讲师,博士,主要从事直升机空气动力学与结构动力学方向的研究。E-mail:lv_weiliang@dlut.edu.cn。

BP神经网络迟滞蠕变模型,与专家模糊控制相结合,有效提高了压电陶瓷驱动平台定位精度;赵庆旭等^[11]采用二阶多项式模型构建了压电陶瓷作动器迟滞模型,开展了压电陶瓷定位平台复合控制方法的研究。为解决现有压电驱动结构形状控制研究中存在的被控对象和压电作动器迟滞蠕变建模方法粗糙、精确度低、通用性及可扩展性差等问题,进一步探讨提高控制精度的有效方法。本文开展了MFC驱动柔性结构高保真动力学建模和前馈-反馈相结合的动态形状复合控制方法研究。首先,采用有限元法、均匀化理论结合压电驱动载荷比拟法,建立了压电驱动柔性结构力-电耦合动力学模型,采用模态降阶法推导了其状态空间形式控制模型。进一步构建了基于实验数据的 Prandtl-Ishlinskii(PI)迟滞模型和 $\lg(t)$ 形式蠕变模型,推导得到其逆模型,并据此开展前馈补偿控制器设计。在前馈补偿的基础上,结合线性自抗扰反馈控制法,实现了压电驱动柔性结构的前馈-反馈混合控制器设计,并通过仿真算例验证了本文所提控制方法的可行性及其在控制精度方面所具有的优势。

1 数学模型

1.1 压电驱动柔性结构动力学模型

图1为MFC驱动柔性悬臂铝板实验结构。M8528P1型MFC压电纤维作动器粘贴在被控结构根部。利用压电材料的逆压电效应,可将电压激励转化为自身结构应变,实现对被控结构形状的控制,控制原理如图2所示。研究过程中采用被控结构根部测量点挠度来定量刻画结构变形量。

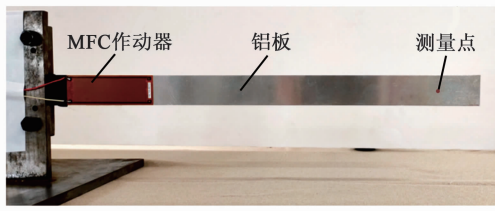


图1 MFC驱动悬臂铝板结构示意图

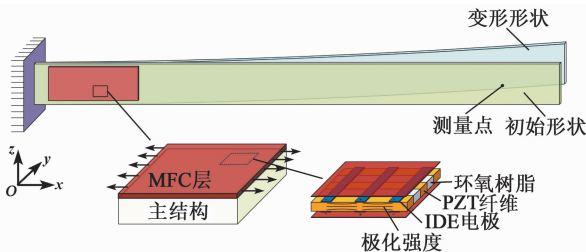


图2 形状控制系统示意图

研究中采用四节点板单元结合有限元法建立了压电驱动柔性结构动力学模型^[12]。建模过程中利用压电驱动载荷比拟法^[13]实现输入电压-输出力(矩)的转换。模型中包含被动单元和主动单元(粘贴有压电纤维作动器的单元)^[14]。

将被动单元和主动单元进行组装,得到压电驱动柔性结构整体控制方程为

$$\mathbf{M}_s \ddot{\mathbf{x}}_s + \mathbf{K}_s \mathbf{x}_s = \mathbf{F}_p \mathbf{u} \quad (1)$$

式中: $\mathbf{x}_s$ 为结构位移矢量; $\mathbf{M}_s = \mathbf{M}_{sb} + \mathbf{M}_{sp}$ 和 $\mathbf{K}_s = \mathbf{K}_{sb} + \mathbf{K}_{sp}$ 分别为整体质量矩阵和刚度矩阵,下标 b 和 p 分别对应于悬臂板结构和压电驱动器的相关变量; $\mathbf{F}_p$ 为单位电压下产生的压电控制力(矩)矢量; $\mathbf{u}$ 为作动器施加的电压矢量。表1为被控结构及驱动器属性。

表1 被控结构及驱动器属性

参数	属性	
	悬臂铝板	MFC驱动器
长度/mm	500	85
宽度/mm	35	28
厚度/mm	1.0	0.3
弹性模量/GPa	70.30	30.34, 15.86
泊松比	0.345	0.310, 0.160
密度/($\text{kg} \cdot \text{m}^{-3}$)	2700	5400
MFC驱动器距根部 距离/mm	—	20
测量点距悬臂板 自由端距离/mm	45	—
压电常数/($\text{m} \cdot \text{V}^{-1}$)	—	400×10^{-12} , -170×10^{-12}
实验结构阻尼	0.01	

由于所建结构动力学模型阶数较大,为便于开展控制率设计,采用模态分解法对所建立的有限元模型开展降阶工作,引入模态坐标变换^[14]:

$$\mathbf{x}_s = \Phi \mathbf{q} \quad (2)$$

式中: $\mathbf{q}$ 为广义坐标向量; Φ 为系统振型矩阵。

为模拟结构在电压激励下的真实变形响应,还须考虑结构阻尼效应。本文采用经典阻尼模型,其数值通过实验数据获得。进一步考虑结构阻尼,降阶后的结构动力学模型为

$$\tilde{\mathbf{M}} \ddot{\mathbf{q}} + \tilde{\mathbf{C}} \dot{\mathbf{q}} + \tilde{\mathbf{K}} \mathbf{q} = \tilde{\mathbf{B}} \mathbf{u} \quad (3)$$

式中: $\tilde{\mathbf{M}} = \Phi^T \mathbf{M}_s \Phi$ 和 $\tilde{\mathbf{K}} = \Phi^T \mathbf{K}_s \Phi$ 分别为系统广义质量矩阵和刚度矩阵; $\tilde{\mathbf{C}}$ 为结构阻尼矩阵; $\tilde{\mathbf{B}} = \Phi^T \mathbf{F}_p$

为广义作动器位置矩阵。取状态变量 $\mathbf{X} = [\mathbf{q}^T \quad \dot{\mathbf{q}}^T]^T$, 可得系统状态空间模型为

$$\dot{\mathbf{X}} = \mathbf{A}\mathbf{X} + \mathbf{B}u \quad (4)$$

式中 $\mathbf{A}, \mathbf{B}$ 分别为系统矩阵和输入矩阵。

研究中, 被控结构的变形量用测点的弯曲挠度来表示, 则有

$$y = \mathbf{C}_y \mathbf{X} \quad (5)$$

式中: y 为输出变量; $\mathbf{C}_y$ 为输出矩阵。

1.2 MFC 作动器迟滞蠕变建模及其逆补偿

研究中采用的 MFC 具有压电材料所固有的迟滞与蠕变特性。迟滞特性表现为在升压或降压的过程中, 作动器对应的输出位移表现出明显的回路特征^[15] (见图 3(a)); 蠕变特性表现为作动器在如图 3(b)所示稳定加载电压下, 其驱动位移呈现出如图 3(c)所示的随时间发生漂移的特性。为提高压电作动器的驱动精度, 本文对压电纤维作动器的迟滞蠕变特性进行了精细化建模, 并对其逆补偿法进行了重点研究。

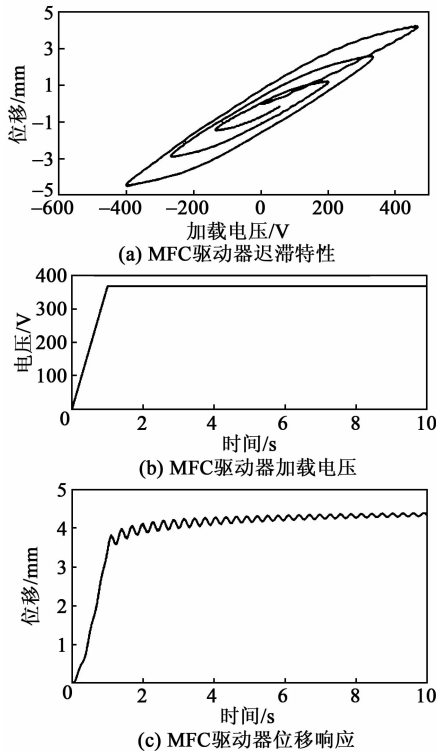


图 3 MFC 驱动器迟滞蠕变特性

1) 迟滞建模。研究采用 PI 迟滞模型描述 MFC 的迟滞特性。PI 迟滞模型属于唯象模型, 可通过实验数据来刻画迟滞非线性效应。PI 迟滞模型 $H[x](t)$ 由 $n_H + 1$ 个基本单元迟滞算子线性加

权叠加得到:

$$H[x](t) = \sum_{i=0}^{n_H} w_{Hi} H_{r_{Hi}}[x, z_{H0_i}] \quad (6)$$

式中: w_{Hi} 为权系数; r_{Hi} 为阈值; z_{H0_i} ($i = 0, 1, \dots, n_H$) 为初值。

基本单元迟滞算子定义为在分段单调时间区间内 $t_0 \ll \dots \ll t_j \ll t \ll t_{j+1} \ll \dots \ll t_{\text{end}}$ 输入信号的递推关系^[8], 具体形式为

$$z_H(t) = \max\{x(t) - r_H, \min\{x(t) + r_H, z_H(t_j)\}\} \quad (7)$$

其中初值为

$$z_H(t_0) = \max\{x(t_0) - r_H, \min\{x(t_0) + r_H, z_H(t_0)\}\} \quad (8)$$

2) 蠕变建模。MFC 的蠕变特性表现为在稳定驱动电压作用下, 压电系统输出位移随时间改变的一种滞后效应。由于其位移特性与时间呈现对数变化关系, 可由 $\lg(t)$ 型蠕变算子进行描述, 其由 m 个基本单元蠕变算子叠加得到:

$$K_{r_K}[x](t) = \frac{1}{m} \sum_{j=1}^m K_{r_K a_{K_j}}[x, z_{K0_j}](t) \quad (9)$$

式中: m 为蠕变特征值个数; $r_K \in R^+$ 为阈值。

基本单元蠕变算子, 即

$$z_K(t) = K_{r_K a_{K_0}}[x, z_{K0}] \quad (10)$$

式中 z_{K0} 为初值。

式(10)为下式所示非线性微分方程的唯一解, 即

$$\frac{d}{dt} z_K(t) = a_K \max\{x(t) - z_K(t) - r_K, \min\{x(t) - z_K(t) + r_K, 0\}\} \quad (11)$$

式中 $a_K \in R^+$ 为蠕变特征值, 其具体值如下:

$$a_{K_j} = \frac{1}{10^{j-1} T_s} \quad j = 1, 2, \dots, m \quad (12)$$

式中 T_s 为时间序列的最小间隔。

PI 形式蠕变算子由 $n_K + 1$ 个阈值为 r_{K_i} 的 $\lg(t)$ 蠕变算子加权叠加得到:

$$K[x](t) = \sum_{i=0}^{n_K} w_{Ki} K_{r_{K_i}}[x, z_{K0_i}](t) \quad (13)$$

式中 w_{Ki} 为权系数。

将蠕变算子与迟滞算子相结合, 可得非线性迟滞蠕变模型:

$$y(t) = G[x](t) = [H[x] + K[x]](t) = [\mathbf{w}_H^T \cdot$$

$$\mathbf{H}_{r_H}[x, \mathbf{z}_{H0}] + \mathbf{w}_k^T \cdot \mathbf{K}_{r_K}[x, \mathbf{z}_{K0}]](t) \quad (14)$$

式中: $\mathbf{w}_H^T, \mathbf{w}_k^T$ 分别为迟滞模型和蠕变模型的权重系数向量; $\mathbf{z}_{H0}$ 和 $\mathbf{z}_{K0}$ 分别为迟滞模型和蠕变模型初值向量; $\mathbf{H}_{r_H}$ 和 $\mathbf{K}_{r_K}$ 分别为迟滞算子向量和蠕变算子向量。

结合实验数据,通过系统辨识法可得迟滞蠕变模型算子的参数。利用这种基于算子的模型,方便计算其逆算子,并建立逆模型来补偿迟滞蠕变效应。补偿模型为

$$x(t) = G^{-1}[y](t) = H^{-1}[y - K[x]](t) \quad (15)$$

由于本文研究重点是压电驱动柔性结构形状的复合控制,故针对 MFC 迟滞和蠕变模型参数辨识法及其逆模型推导过程不再给出,详细信息可参考文献[16-17]。

2 柔性结构非线性模型及控制器设计

2.1 MFC 驱动柔性结构非线性控制模型的建立

通过有限元法、均匀化理论和载荷比拟法,结合模型降阶手段得到 MFC 驱动柔性结构状态空间形式控制模型。该模型不包含 MFC 作动器的非线性特性。因此,基于 1.2 节建立的 MFC 作动器迟滞蠕变模型获得被控系统非线性特征,将其与建立的压电驱动柔性结构线性模型串联,最终可得到包含压电驱动器迟滞、蠕变特性的被控系统非线性模型,如图 4 所示。

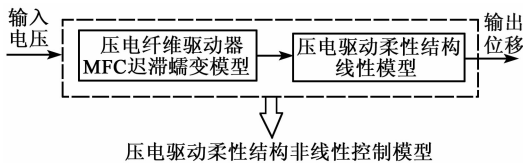


图4 压电驱动柔性结构非线性控制模型

2.2 压电驱动柔性结构前馈控制器的设计

完成压电驱动柔性结构高保真形状控制建模后,基于迟滞蠕变逆模型实现了面向被控系统的前馈补偿控制器设计(见图5),并对被控结构进行动态变形的开环全补偿控制实验。前馈补偿实验流程如下:

- 1) 依据被控系统线性模型求解跟踪预定变形轨迹的所需电压。
- 2) 将得到的电压加载轨迹作为前馈逆补偿控制器输入,经迟滞蠕变逆补偿后得到实际控制电压加载曲线。
- 3) 将补偿后的电压作为实验系统输入,进行被

控对象结构形状控制。

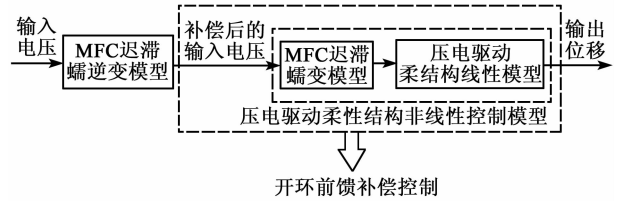


图5 开环前馈补偿控制示意图

在研究过程中,为避免大柔性结构形状变化过程中的振荡效应对迟滞蠕变建模精度产生影响,使用较短铝板来研究 MFC 的迟滞蠕变非线性特征。图 6 为该短铝板的实物图及对应的有限元模型。

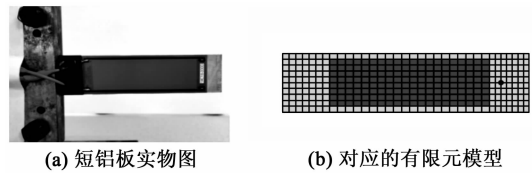
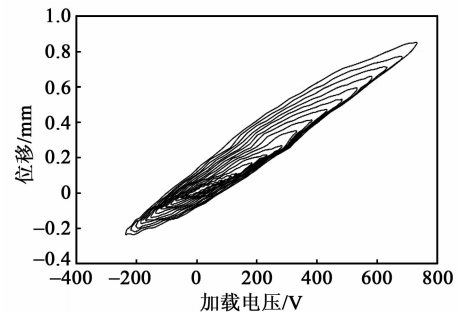
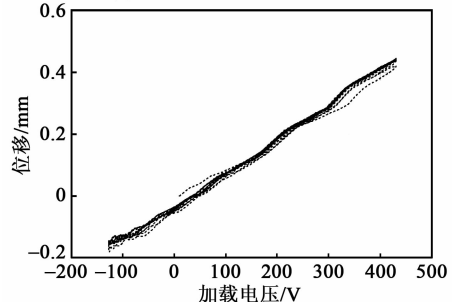


图6 迟滞蠕变逆补偿研究用压电驱动层合铝板结构

图 7(a)为通过 MFC 驱动短铝板开环变形实验测量的电压-位移数据滞回曲线。图 7(b)为经过迟滞蠕变逆模型补偿后得到的一组电压-位移响应关系曲线。对比图 7(a)、(b)可知,经逆补偿后,可得加载电压-驱动位移间呈近似线性关系,由此表明迟滞、蠕变非线性得到了很好的补偿。后续研究中,将基于该实验数据开展柔性结构迟滞、蠕变前馈补偿器设计工作。



(a) 补偿前电压-位移关系曲线



(b) 补偿后电压-位移关系曲线

图7 迟滞蠕变非线性关系补偿

对实验系统分别施加如图 8(a)所示的加载电压(对应测量点终端稳态位移量为 5 mm),可得到如图 8(b)所示的位移响应曲线。由图 8(b)可知,压电作动器的迟滞蠕变作用对实验系统控制精度影响严重。建立的前馈补偿器能够有效消除迟滞、蠕变效应对结构控制精度带来的影响。对比仿真与实验数据可知,建立的被控对象模型具有较高精度,且能良好地模拟被控对象结构动力学特性。

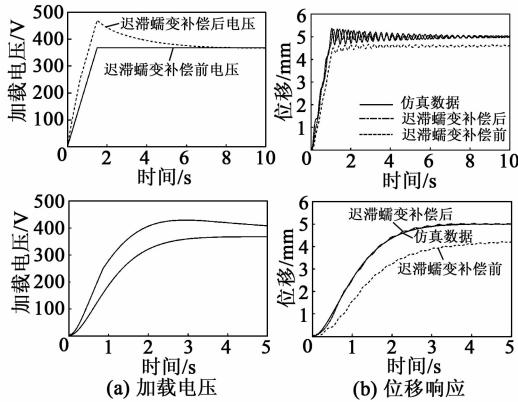


图 8 开环补偿控制结果示意图

2.3 压电驱动柔性结构复合控制系统的设计

为提高控制系统增益,改善系统控制精度及提升系统鲁棒性,本文采用自抗扰法设计面向形状控制的闭环反馈控制器,并与基于迟滞蠕变模型的前馈控制器相结合,构建了面向压电驱动柔性结构形状的复合控制系统。图 9 为构建的复合控制系统示意图。自抗扰控制器主要由微分跟踪器(TD)、状态反馈环节(LF)和状态扩张观测器(LESO)3部分组成^[18]。

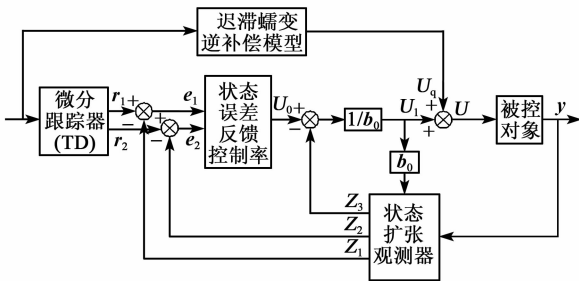


图 9 压电驱动柔性结构形状复合控制示意图

针对本文涉及的典型二阶受控系统,设计自抗扰控制率为

$$U_0 = K_p(r - Z_1) - K_d Z_2 \quad (16)$$

$$U_1 = \frac{U_0 - Z_3}{b_0} \quad (17)$$

式中:\$U_0\$为由状态误差反馈控制率解算得到的控制

输入;\$U_1\$为由自抗扰控制器解算得到的控制输入;\$Z_1\$、\$Z_2\$、\$Z_3\$为三阶状态扩张观测器的观测输出;\$r\$为系统控制指令输入;\$K_p\$、\$K_d\$为控制参数;\$b_0\$为由被控对象特性和参数决定的常量参数。

将 \$U_1\$ 与经过迟滞、蠕变前馈补偿得到的前馈输入 \$U_q\$ 进行求和,得到所设计的复合控制器整体输入 \$U\$ 为

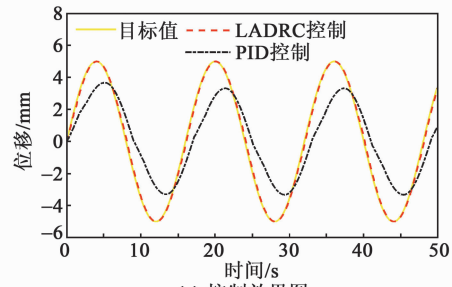
$$U = U_1 + U_q \quad (18)$$

3 仿真研究

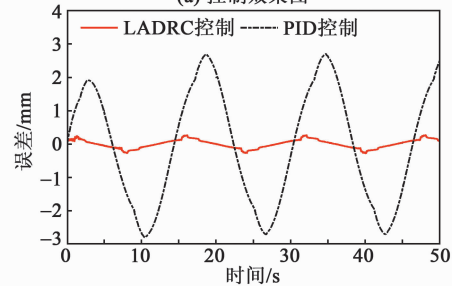
为检验复合控制法对结构动态形状控制的效果,在 MATLAB/Simulink 环境下构建了压电驱动柔性结构形状闭环控制仿真平台,并开展了数值仿真研究。本文在线性自抗扰控制(LADRC)系统中,状态扩张观测器的参数选取 \$\beta_1 = 150, \beta_2 = 120, \beta_3 = 125 \times 10^3\$, 反馈参数 \$K_p = 1\,000, K_d = 8, b_0 = 0.01\$。为对比显示 LADRC 控制法在控制精度和鲁棒性上的优势,还搭建了基于比例、积分、微分(PID)控制与迟滞、蠕变前馈补偿相结合的复合控制系统。通过自调节整定 PID 参数 \$K_p = 5 \times 10^4, K_i = 7 \times 10^2, K_d = 5 \times 10^4\$。

在研究中采用正弦形式的控制信号 \$y_r = 0.005\sin(0.125\pi t)\$ 作为期望输入,对被控对象分为下述 3 种情况进行仿真:

1) 在无外界干扰条件下,单独采用 LADRC 控制法和 PID 法对实验系统进行动态变形控制。图 10 为两种控制方法的控制效果和控制误差。



(a) 控制效果图



(b) 控制误差对比图

图 10 控制效果展示

2) 在无外界干扰条件下,将 LADRC 控制法和 PID 控制法分别与迟滞、蠕变前馈逆补偿控制相结合,对实验系统进行动态变形控制。图 11 为两种控制方法的控制效果和控制误差。

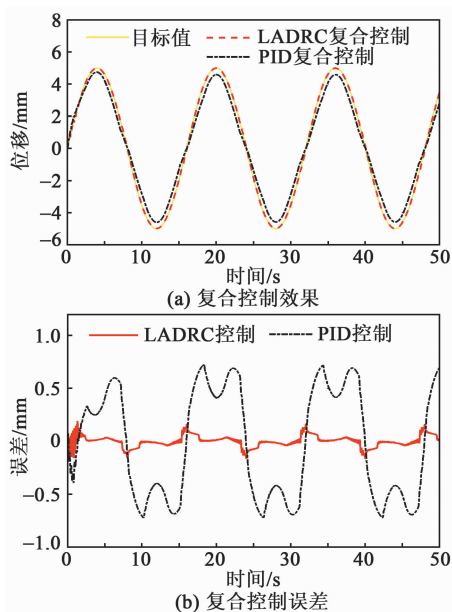


图 11 控制效果展示

3) 将 LADRC 控制法和 PID 控制法分别与迟滞、蠕变前馈逆补偿控制相结合,对实验平台进行动态变形控制。采用正弦信号 $y = 50\sin(0.5\pi t)$ 作为输入干扰信号施加于仿真过程中,图 12 为两种控制方法的控制效果和控制误差。

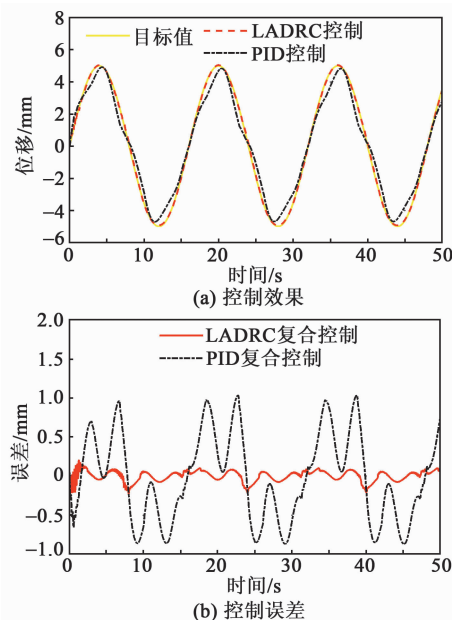


图 12 控制效果展示

图 13 为分别采用 LADRC 和 PID 结合迟滞、蠕

变前馈补偿控制的复合控制法及单独采用 LADRC 和 PID 反馈控制法的误差曲线。基于仿真结果,计算得到 4 种控制方法下的控制位移与期望位移的平均绝对误差分别为 0.038 6 mm、0.108 1 mm、0.484 5 mm、1.537 3 mm。

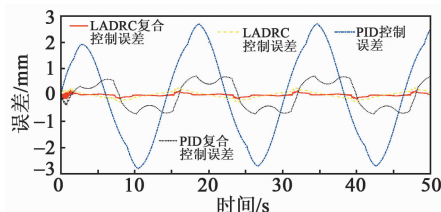


图 13 控制误差对比图

对比图 11 和图 12 的仿真结果可知,MFC 迟滞、蠕变特性对系统控制精度影响严重,在 LADRC 和 PID 闭环控制下,引入迟滞蠕变前馈补偿控制器后,系统控制精度分别提高了 2.8 倍和 3.2 倍。

由图 13 可知,LADRC 复合控制法除能够提高被控对象的控制精度外,闭环系统的抗干扰能力和鲁棒性也得到增强。在引入干扰信号后,LADRC 复合控制法的控制能力几乎无变化,而 PID 复合控制法则难以实现对控制输入的有效跟踪。由此可知,LADRC 控制法对这种压电驱动大柔性结构动态形状的控制更具优势。

4 结论

1) 本文进行了压电驱动柔性结构形状复合控制的理论研究。基于有限元法、均匀化理论和载荷比拟法,构建了面向 MFC 驱动柔性结构形状的控制模型。对比实验数据,所建立的控制模型具有良好的精度。建模方法对于指导压电材料驱动大柔性结构形状控制具有实际参考价值。

2) MFC 作动器迟滞蠕变特性对结构动态形状控制精度影响严重。建立了基于实验数据 PI 迟滞模型与 $\lg(t)$ 形式的蠕变模型,开展了迟滞蠕变前馈逆补偿控制器设计。实验结果表明,所设计的前馈控制器能有效消除 MFC 的非线性,满足高精度形状控制的工程需要。

3) 构建了基于迟滞、蠕变非线性逆补偿模型的前馈控制和自抗扰反馈控制相结合的复合控制系统。仿真算例表明,复合控制法能在保证系统稳定性前提下实现对结构形状的有效控制,前馈补偿控制能够提高控制精度。同时仿真结果表明,与经典 PID 控制法相比,LADRC 具有更高的抗扰性和鲁棒性。

参考文献:

- [1] BILGEN O, FRISWELL M I. Piezoceramic composite actuators for a solid-state variable-camber wing[J]. *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*, 2014, 25(7): 806-817.
- [2] PREVITALI F, ARRIETA A F, ERMANNI P. Performance of a three-dimensional morphing wing and comparison with a conventional wing[J]. *AIAA Journal*, 2014, 52(10): 2101-2113.
- [3] WRIGHT C, BILGEN O. A piezocomposite trailing-edge for subsonic aircraft[C]//San Antonio: ASME 2018 Conference on Smart Materials, Adaptive Structures and Intelligent Systems, 2018: V001T04A007-V001T04A007.
- [4] PANKONIEN A, INMAN D J. Experimental testing of spanwise morphing trailing edge concept[C]//San Diego: Active and Passive Smart Structures and Integrated Systems 2013, International Society for Optics and Photonics, 2013, 8688: 868815.
- [5] MOLINARI G, QUACK M, ARRIETA A F, et al. Design, realization and structural testing of a compliant adaptable wing[J]. *Smart Materials and Structures*, 2015, 24(10): 105027.
- [6] 范丽峰. 基于压电作动器 MFC 的柔性梁振动主动控制[D]. 大连: 大连理工大学, 2014.
- [7] 宋召青, 龙玉峰, 孙俊平, 等. 迟滞非线性系统的建模与控制研究综述[J]. *海军航空工程学院学报* 2014, 29(6): 528-534.
SONG Zhaoqing, LONG Yufeng, SUN Junping, et al. General on modeling and control of hysteresis nonlinear system[J]. *China Academic Journal Electronic Publishing House*, 2014, 29(6): 528-534.
- [8] 赵天, 杨智春, 刘昊, 等. 压电陶瓷叠层作动器迟滞蠕变非线性自适应混合补偿控制方法[J]. *航空学报*, 2018, 39(12): 209-220.
ZHAO Tian, YANG Zhichun, LIU Hao, et al. Hysteresis and creep nonlinearities modeling and adaptive hybrid compensation control of piezoelectric stack actuators[J]. *Acta Aeronautica et Astronautica Sinica*, 2018, 39(12): 209-220.
- [9] SCHRÖCK J, MEURER T, KUGI A. Control of a flexible beam actuated by macro-fiber composite patches; I. Modeling and feedforward trajectory control[J]. *Smart Materials and Structures*, 2010, 20(1): 015015.
- [10] 周森磊, 张敬爱, 赵宇, 等. 压电微定位平台神经网络与专家模糊复合控制方法[J]. *控制与决策*, 2018, 33(1): 95-100.
- [11] 赵庆旭, 王一帆, 吴文鹏, 等. 压电陶瓷驱动平台的复合控制方法研究[J]. *电光与控制*, 2019, 26(6): 80-84.
ZHAO Qingxu, WANG Yifan, WU Wenpeng, et al. Research on composite control method for piezoelectric ceramic driving platform[J]. *Electronics Optics & Control*, 2019, 26(6): 80-84.
- [12] WANG X, ZHOU W, XUN G, et al. Dynamic shape control of piezocomposite-actuated morphing wings with vibration suppression[J]. *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*, 2017, 29(3): 358-370.
- [13] 李敏, 陈伟民, 王明春, 等. 压电驱动的载荷比拟方法[J]. *中国科学(E辑: 技术科学)*, 2009, 39(11): 1810-1817.
LI Min, CHEN Weimin, WANG Mingchun, et al. Application of piezoelectric actuators to aircraft aeroelastic performance enhancement[J]. *Science in China(Series E)*, 2009, 39(11): 1810-1817.
- [14] 王晓明, 周文雅, 寻广彬, 等. 带有振动抑制的压电结构动态形状主动控制[J]. *宇航学报*, 2017, 38(2): 185-191.
WANG Xiaoming, ZHOU Wenya, XUN Guangbin, et al. Dynamic shape control of piezoelectric structures with vibration suppression[J]. *Journal of Astronautics*, 2017, 38(2): 185-191.
- [15] GUYOMAR D, AURELLE N, EVRAUD L. Piezoelectric ceramics nonlinear behavior. application to Langevin transducer[J]. *Journal De Physique III*, 1997, 7(6): 1197-1208.
- [16] 刘宽, 赵梓舒, 武文华, 等. 宏纤维复合材料 MFC 作动器迟滞非线性分析与补偿方法研究[J]. *机械工程学报*, 2019, 55(14): 178-185.
LIU Kuan, ZHAO Zishu, WU Wenhua, et al. Hysteresis nonlinear analysis and its compensation method of MFC actuator[J]. *Journal of Mechanical Engineering*, 2019, 55(14): 178-185.
- [17] SCHRÖCK J, MEURER T, KUGI A. Control of a flexible beam actuated by macro-fiber composite patches; II. Hysteresis and creep compensation, experimental results[J]. *Smart Materials and Structures*, 2010, 20(1): 015016.
- [18] 韩京清. 自抗扰控制技术: 估计补偿不确定因素的控制技术[M]. 北京: 国防工业出版社, 2008.

用于压电陶瓷轨迹跟踪的非奇异终端滑模控制

苏子业¹, 余胜东^{2,3}

(1. 美国国家仪器有限公司, 上海 200000; 2. 南京航空航天大学 机电学院, 江苏 南京 210016;

3. 温州职业技术学院 浙江省温州轻工机械技术创新服务平台, 浙江 温州 325000)

摘要:针对压电陶瓷在实现微纳运动中普遍存在的不确定非线性因素, 提出了一种新型的非线性鲁棒控制器。该控制器利用非奇异终端滑模控制实现了控制器的鲁棒性, 采用时延估计技术实现了对未知项的实时补偿和无模型控制, 有利于工程应用, 并用鲁棒精密微分器实现对全状态的估计。运用 Lyapunov 稳定性理论证明了系统的闭环稳定性。半物理仿真实验表明, 该控制器能够控制压电陶瓷实现亚微米精度的运动控制。理论分析和实践证明, 提出的控制策略具有无模型、高精度和鲁棒性强的控制效果, 工程应用性强, 能有效应用于压电陶瓷驱动的微纳操作系统中。

关键词:压电陶瓷; 滑模控制; 轨迹跟踪; 时延估计; 鲁棒精密微分器

中图分类号: TN384; TM282; TH212 **文献标志码:** A **DOI:** 10.11977/j.issn.1004-2474.2020.04.027

Nonsingular Terminal Sliding Mode Control for Trajectory Tracking of Piezoelectric Ceramics

SU Ziye¹, YU Shengdong^{2,3}

(1. National Instruments, Inc, Shanghai 200000, China; 2. College of Electrical and Mechanical, Nanjing University of Aeronautics and

Astronautics, Nanjing 210016, China; 3. Zhejiang Wenzhou Light Machinery Technology Innovation

Service Platform, Wenzhou Polytechnic, Wenzhou 325000, China)

Abstract: A novel nonlinear robust controller is proposed in view of uncertain nonlinear factors that commonly exist in achieving the micro/nano motion of piezoelectric ceramics. The controller can achieve robustness by controlling non-singular terminal sliding mode, and achieve real-time compensation and model-free control of unknown terms by delay estimation technology, which is beneficial to achieving the estimation of the full status by robust exact differentiator in engineering applications. The closed-loop stability of the system is proved by Lyapunov criterion. The results of the semi-physical simulation experiment show that the proposed controller can control piezoelectric ceramics to achieve sub-micron precision motion control. Theoretical analysis and practice prove that the proposed control strategy can achieve model-free, energy-saving, highly precise and robust-controlling effects. It has strong engineering application and can be effectively applied to micro/nano operations driven by piezoelectric ceramics.

Key words: piezoelectric ceramics; sliding mode control; trajectory tracking; time delay estimation; robust exact differentiator

0 引言

近年来, 高精度的微纳操作技术在现代工业体系中占有越来越重要的地位。压电陶瓷(PZT)具有刚度系数大, 分辨率高及响应频率大的优点, 其在微纳操作领域有着无法替代的重要地位, 被广泛应用

于实现精密多轴运动平台^[1]、扫描探针显微镜^[2]、机电系统(MEMS)^[3]和微操作机器人^[4-5]等领域。但是, PZT固有的迟滞、蠕变和低频振动等不确定非线性因素给PZT的推广应用带来困难。因此, 为了补偿不确定非线性因素带来的运动误差, 实现

收稿日期: 2020-03-10

基金项目: 浙江省公益性技术应用研究计划基金资助项目(LGG20E050012); 温州市基础性科研基金资助项目(G20190012)

作者简介: 苏子业(1993-), 男, 浙江温州人, 硕士, 主要从事嵌入式自动化测试测量及控制系统开发。通信作者: 余胜东(1984-), 男, 副研究员, 主要从事微纳定位及非线性控制理论的研究。E-mail: shengdong@nuaa.edu.cn.

PZT 的快速响应和高精度轨迹跟踪,需要采用合适的控制策略对其进行运动控制。

现代控制理论的发展,为 PZT 的高精密鲁棒运动控制带来了曙光。控制方式包括前馈控制、反馈控制或复合控制。前馈控制或复合控制的品质取决于前馈补偿器的数学模型,通过研究 PZT 的非线性滞回特性构建了 Preisach 模型、Maxwell 模型、Duhem 模型和 Bouc-Wen 模型等迟滞模型^[6]。然而,PZT 的迟滞模型难以全面、精准地刻画 PZT 复杂的静、动态特性,加之迟滞模型结构复杂,参数繁多,参数辨识费时费力,因此不利于工程应用。通过设计闭环鲁棒控制器,将不确定非线性因素视为一个未知扰动,实现对未知扰动的准确估计和补偿,并抑制不确定非线性因素对控制精度的影响,进而实现精确轨迹跟踪,使 PZT 在微纳操作领域具备更高的工程应用性。

滑模控制是解决非线性系统控制问题最有效的控制方法^[7]。通过设计与被控对象和外部扰动都无关的滑动模态,使控制器能够有效处理各种扰动影响,对模型的不确定性、参数变化和外部干扰都不敏感。为了提高滑模控制的收敛速度,提出了终端滑模(TSM),其收敛速度超过传统的基于线性超平面的滑模。TSM 被广泛应用于存在有不确定因素的线性或非线性系统中,但 TSM 法中存在奇异性问题,进而提出了非奇异终端滑模(NTSM)^[8],用于避免非奇异问题。因此,在动力学模型存在未知量的前提下,需要运用 NTSM 进行控制,这将是一个技术难题。

时延估计(TDE)技术^[9]可用于实现无模型控制。TDE 技术是利用时延信息来估计上一时刻的未知动力学和扰动,因此,可将 TDE 技术用于实现对未知项的在线估计和补偿,且不需要未知量边界的先验知识。但在 TDE 技术的实现中由于需要采集上一时刻的加速度信号,实际工程中只设置位移传感器,通过对位移信号的二次微分以获得加速度信号,这易导致噪音信号的“微分爆炸”。因此,本文将通过鲁棒精密微分器(RED)^[10]以降低噪音的干扰,并获得准确的加速度信号。

本文旨在探索一种计算机易实现、结构简单、非奇异的滑模控制器。利用 TDE 技术可实现对未知量的估计和补偿,利用 NTSM 可实现鲁棒跟踪控制,利用 RED 可实现加速度信号的实时状态估计,将三者相结合,构成 NTSM-TDE-RED 控制器,以

获得无模型、高精度和强鲁棒的控制效果。利用李雅普诺夫方法证明了所提控制器的闭环系统稳定性。最后,分别通过计算机仿真实验和半物理仿真实验验证了所提控制器的鲁棒性及有效性。

1 系统描述

1.1 问题描述

首先,通过 PZT 的开环实验来观察输入电压和输出位移间的关系。将图 1(a)所示的变频率变幅值的正弦电压施加于 PZT,获得电压-位移曲线图(见图 1(b))。由图 1 可知,电压与位移为非线性关系,且存在强大的迟滞效应,即不同的电压频率和幅值对应不同的迟滞环。

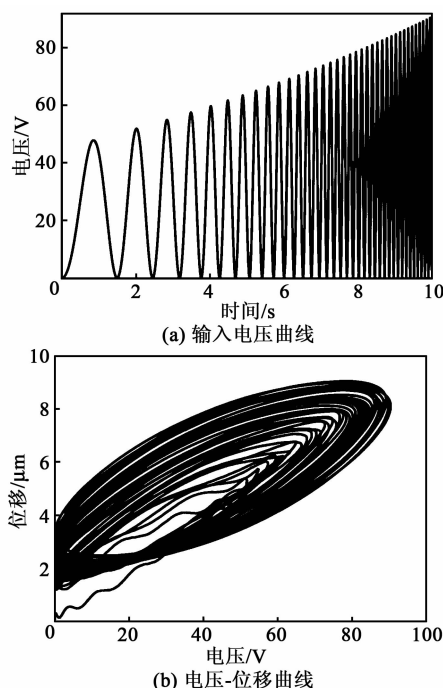


图 1 PZT 的非线性迟滞效应

1.2 动力学方程

根据 Bouc-Wen 模型^[10]书写堆叠式 PZT 的动力学方程:

$$M\ddot{x} + C\dot{x} + k_e x = k_e (du_i - h) + f_d \quad (1)$$

$$\dot{h} = \xi_1 d\dot{u}_i - \xi_2 |\dot{u}_i| h - \xi_3 \dot{u}_i |h| \quad (2)$$

式中: M, C, k_e 和 x 分别为等效质量、阻尼系数、刚度系数和位移; d 为压电系数; u_i 为输入电压; f_d 为未建模项和外界干扰的总扰动; h 为系统的迟滞效应; ξ_1, ξ_2, ξ_3 为描述迟滞环形状的系数。由式(1)、(2)可见, u_i 及其导数对迟滞效应有直接影响。PZT 的动力学模型和参数构成复杂,其参数辨识过程繁琐、费时,同时由于外部干扰的存在,几乎无法获得

足够精度的动力学模型。因此,本文将构建无需模型的非线性鲁棒控制器以实现 PZT 的精确轨迹跟踪。

2 鲁棒控制器设计

控制器设计的目标是实现实际 x 对期望位移 x_d 的精确跟踪。为此,定义位移误差 $e = x_d - x, \dot{e} = \dot{x}_d - \dot{x}, \ddot{e} = \ddot{x}_d - \ddot{x}$ 。

引入一个待调整的正参数 $\bar{M}$,再将包含迟滞影响和外界扰动在内的总非线性扰动项定义为未知项 $N(x, \dot{x}, \ddot{x})$ 。

$$N(x, \dot{x}, \ddot{x}) = \left(\frac{M}{k_e d} - \bar{M} \right) \ddot{x} + \frac{C}{k_e d} \dot{x} + \frac{x}{d} + \frac{h}{d} - \frac{f_d}{k_e d} \quad (3)$$

为方便书写,以下将 $N(x, \dot{x}, \ddot{x})$ 缩写为 N 。将式(1)、(2)合并,则有

$$\bar{M} \ddot{x} + N = u \quad (4)$$

选择非奇异终端滑模面^[11]为

$$s = e + K \dot{e}^{p/q} \quad (5)$$

式中: K 为待调整的参数; p, q 为正参数,且 $1 < p/q < 2$ 。

控制律的输入设计为

$$u = \bar{M} \ddot{v} + \hat{N} \quad (6)$$

其中

$$\ddot{v} = \ddot{x}_d + \frac{q}{p} K^{-1} \dot{e}^{2-p/q} + K_{sw} \operatorname{sgn} s \quad (7)$$

式中 $K_{sw} \operatorname{sgn} s$ 为鲁棒项, K_{sw} 为鲁棒项系数。

利用 TDE 技术实现对未知项 N 的估计。

$$\hat{N} = N_{(t-L)} \quad (8)$$

式中: L 为时延参数,通常取 L 为采样周期的整数倍; $N_{(t-L)}$ 为 L 时刻前未知项的值,其计算过程如下:

$$N_{(t-L)} = u_{(t-L)} - \bar{M} \ddot{x}_{(t-L)} \quad (9)$$

将式(7)、(9)代入式(6)可得控制律 u 的表示式为

$$u = \underbrace{\bar{M} \left(\ddot{x}_d + \frac{q}{p} K^{-1} \dot{e}^{2-p/q} + K_{sw} \operatorname{sgn} s \right)}_{\text{NTSM}} + \underbrace{u_{(t-L)} - \bar{M} \ddot{x}_{(t-L)}}_{\text{TDE}} \quad (10)$$

式(10)中的 $\operatorname{sgn} s$ 会带来抖振,其振幅为 K_{sw} 。

为了减少抖振,使 u 的输出更平滑,用饱和函数 $\operatorname{sat}(s, \varphi)$ 代替 $\operatorname{sgn} s$,即:

$$\operatorname{sat}(s, \varphi) = \begin{cases} \frac{s}{|s|} & |s| \geq \varphi \\ \frac{s}{\varphi} & |s| < \varphi \end{cases} \quad (11)$$

式中 φ 为边界层厚度。

由式(9)可知,其滑模面是连续可微的 NTSM, TDE 技术简化了动力学模型的复杂度,因此,所提控制器能够实现无模型控制。

式(9)需依靠加速度信号的反馈来实现 TDE 的准确估计。微分运算对噪声极度敏感,并且会放大噪声的作用。由于位移信号中伴随有大量噪声信号,故难以通过微分方法获得加速度信号。RED 具有滤波和微分运算的双重作用,通过 RED 技术实现对全状态的在线估计,不仅实时性高,且能有效抑制噪声的影响。二阶 RED 的表达式为

$$\begin{cases} \dot{z}_0 = v_0 = -\lambda_1 |z_0 - x|^{2/3} \operatorname{sgn}(z_0 - x) + z_1 \\ \dot{z}_1 = v_1 = -\lambda_2 |z_1 - v_0|^{1/2} \operatorname{sgn}(z_1 - v_0) + z_2 \\ \dot{z}_2 = -\lambda_3 \operatorname{sgn}(z_2 - v_1) \end{cases} \quad (12)$$

式中: $\lambda_1 = 3\lambda^{1/3}; \lambda_2 = 1.5\lambda^{1/2}; \lambda_3 = 1.2\lambda, \lambda \geq |x|$ 。估计的状态量如下:

1) 位移信号的估计为 $z_0 = \hat{x}$ 。

2) 速度信号的估计为 $z_1 = \hat{\dot{x}}$ 。

3) 加速度信号的估计为 $z_2 = \hat{\ddot{x}}$ 。本文将通过计算机仿真方式验证 RED 技术的估计性能。

仿真实验需兼顾估计精度和抖振,故选择 $\lambda = 0.005$ 。3个期望值分别是位移曲线 $x = 10\sin(\pi t)$,速度曲线 $v = x' = 10\pi\cos(\pi t)$,加速度曲线 $a = x'' = -10\pi^2\cos(\pi t)$ 。另外,为了更深入地考察 RED 对噪声的过滤能力,在期望位移曲线上添加了随机干扰信号,其幅值为 $[0, 1]$,采样频率为 10 kHz。RED 能够实现对位移信号和速度信号的准确估计(见图2),并且其误差快速收敛至 0。虽然 RED 也能基本实现对加速度的估计,但仍存在一定的误差和延迟,这种误差会降低 TDE 技术的精度。尽管 TDE 技术未能实现对未知量的精确补偿,但这种微小的缺陷可通过 NTSM 控制器进行弥补,NTSM 控制器和 TDE 技术的相互补充,实现了对运动轨迹的精确跟踪。

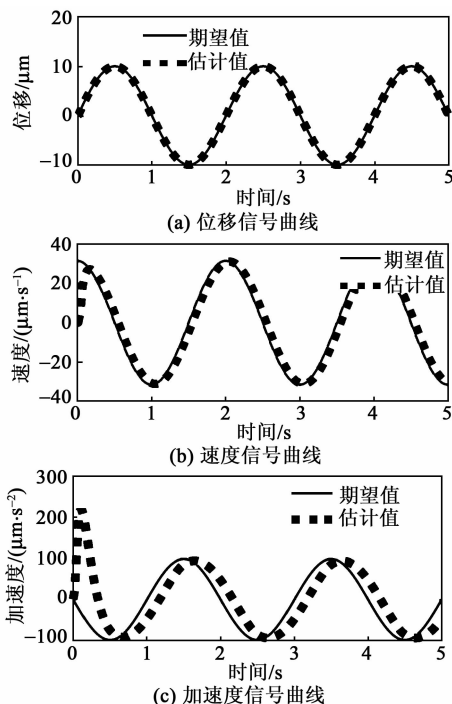


图2 RED实现对位移信号、速度信号和加速度信号的估计
综上所述,NTSM-TDE-RED控制器的结构如图3所示。

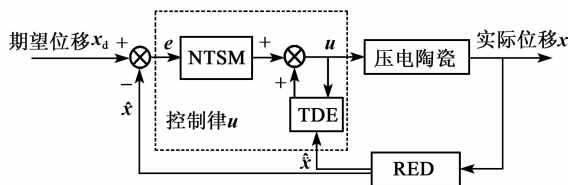


图3 NTSM-TDE-RED控制器的结构框图

如果将NTSM-TDE-RED控制器中的NTSM项用Proportion-Derivative(PD)项进行取代,则该控制器将演变为基于TDE技术的PD控制器。对于式(6),取

$$v = \ddot{x}_d + K_p e + K_D \dot{e} \quad (13)$$

式中: K_p 为比例系数; K_D 为微分系数。

则设计 u 为

$$u = \underbrace{\bar{M}[\ddot{x}_d + K_p e + K_D \dot{e}]}_{\text{PD}} + \underbrace{u_{(t-L)} - \bar{M}\ddot{x}_{(t-L)}}_{\text{TDE}} \quad (14)$$

由于该控制器包括了传统的PD控制、TDE和RED技术,因此,该控制器又称为PD-TDE-RED控制器。

3 控制器的稳定性分析

将式(5)~(10)代入式(4)中可得

$$\ddot{e} = -\frac{q}{p} K^{-1} \dot{e}^{2-p/q} - K_{sw} \operatorname{sgn} s +$$

$$\bar{M}^{-1}(N - N_{(t-L)}) \quad (15)$$

式中 $\bar{M}^{-1}(N - N_{(t-L)})$ 表示TDE的残余误差项。定义TDE误差 $\epsilon = \bar{M}^{-1}(N - N_{(t-L)})$, ϵ 是有界的^[12],因此,能够找到一个正数 Δ ,使 $|\epsilon| \leq \Delta$ 。

定义李雅普诺夫函数:

$$V = \frac{1}{2} s^2 \quad (16)$$

对式(16)关于时间求导,得

$$\begin{aligned} \dot{V} = s\dot{s} &= s \left[\dot{e} + \frac{p}{q} K \dot{e}^{p/q-1} \ddot{e} \right] = s \left\{ \dot{e} + \frac{p}{q} K \dot{e}^{p/q-1} \times \right. \\ &\quad \left[-\frac{p}{q} K^{-1} \dot{e}^{2-p/q} - K_{sw} \operatorname{sgn} s + \epsilon \right] \} = \\ &\quad \frac{p}{q} K \dot{e}^{p/q-1} \times (-|s| K_{sw} + s \epsilon) \end{aligned} \quad (17)$$

取

$$K_{sw} \geq |\epsilon| \quad (18)$$

则 $|s| K_{sw} \geq |s| |\epsilon| \geq s |\epsilon|$,所以, $\dot{V} \leq 0$ 。

收敛性分析如下:根据LaSalle不变集定理, $t \rightarrow \infty$ 时, $s \rightarrow 0$,即 $e \rightarrow 0$, $\dot{e} \rightarrow 0$ 。

4 计算机仿真实验

通过计算机仿真实验可以探究控制器在理想环境下的性能表现,仿真环境为MATLAB/Simulink,仿真步长为0.1 ms。同时,为了验证所提控制器的有效性,将所提控制策略与PD-TDE-RED控制器进行对比。

控制系统通过对期望位移的精确跟踪,实现输入、输出的线性化。为了能够量化比较不同控制器的性能,采用传统均方根误差(RMSE)和最大误差(ME)作为评价指标,即:

$$RMSE = \sqrt{\sum_{i=1}^N (x_{di} - x_i)^2 / N_1} \quad (19)$$

$$ME = \max(|x_{di} - x_i|) \quad (20)$$

式中: N_1 为总的采样点数量; x_{di} , x_i 分别为第 i 个采样点的期望位移和实际位移。

利用试错法对控制器的参数依照从小到大的顺序进行调整,并综合考虑抖振程度、RMSE和ME,所选参数如表1所示。

表1 控制器的参数选择

控制器	参数值
NTSM-TDE-RED	$\bar{M} = 0.1, p = 1.5, q = 1,$ $K = 0.004, K_{sw} = 10^5$
PD-TDE-RED	$\bar{M} = 0.1, K_p = 10^4, K_D = 10^5$

为了使仿真结果更具代表性,选择变频率和变幅值的正弦信号作为期望轨迹,其表达式为

$$y = [4 - 4\cos(4\pi te^{-0.12t})] \times e^{-0.2t} \quad (21)$$

NTSM-TDE-RED 和 PD-TDE-RED 控制器都能实现对变频率和变幅值的正弦信号的轨迹跟踪。由图 4(a)、(b)可知,两个控制器产生的位移误差随轨迹信号做同步波动,但 NTSM-TDE-RED 控制器产生的误差波动远小于 PD-TDE-RED 控制器的误差。通过误差分析可看出,NTSM-TDE-RED 控制器的 RMSE 比 PD-TDE-RED 控制器降低了约 95.5%,最大误差也降低了约 89.5%。由图 4(c)可知,两个控制器的 u 实现了光滑输出,基本无抖振。因此,在跟踪连续且可微的波动信号时,NTSM-TDE-RED 控制器控制精度更高,具有稳定的性能表现。

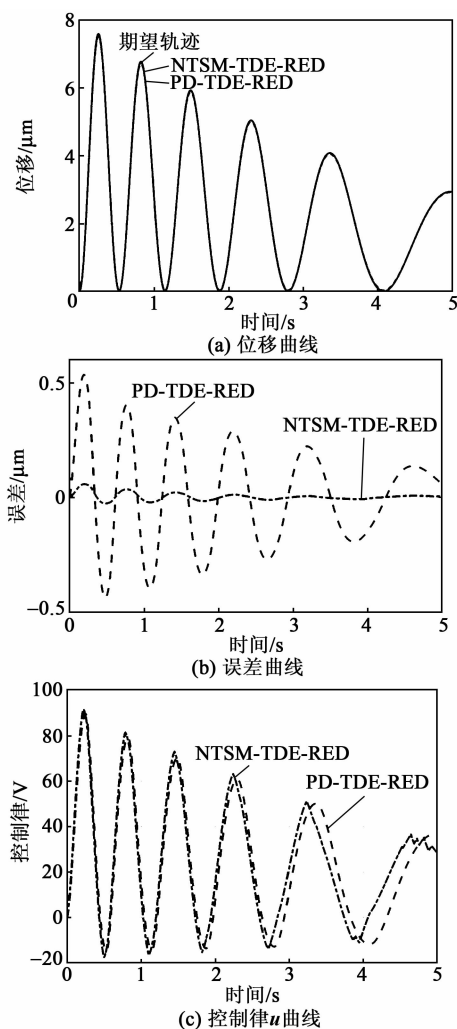


图4 控制器在跟踪波动信号时的性能曲线

5 半物理仿真实验

基于 XPC 半物理仿真环境构建 PZT 的实验系

统。PZT 的型号是 Pst120/7/20VS12,电压放大器的型号是 E00.6。PZT 的位移信号由 LK-H020 激光位移传感器采集,其测量精度为 $0.02 \mu\text{m}$ 。

信号传递流程如图 5 所示。控制算法运行于宿主机上,经过编译后下载到目标机中。目标机输出的数字信号经数模转变后,由电压放大器进行放大,然后驱动 PZT 发生运动。激光位移传感器采集的位移信号经模数转变后,再经过低通滤波输入到目标机中。半物理仿真实验的实验环境如图 6 所示。

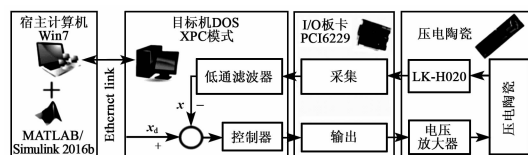


图5 半物理仿真实验的信号流程图

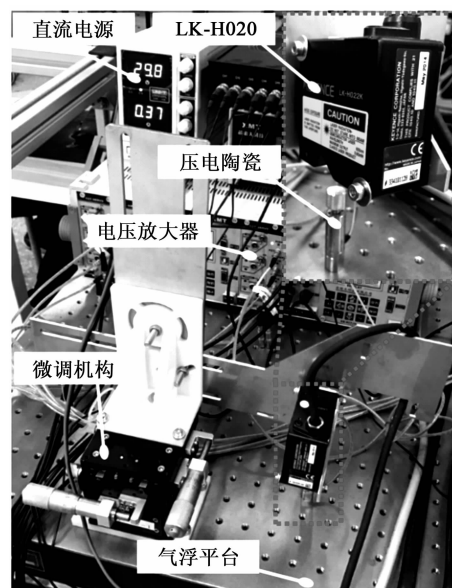


图6 半物理仿真实验的实验环境

为了建立与计算机仿真实验的可比性,在半物理仿真实验中,仍选择第 4 节中所用的变频率和变幅值的正弦信号作为期望轨迹。如图 7 所示,从半物理仿真实验中发现,由于环境扰动、测量噪音的影响和激光位移传感器采集精度的限制,轨迹跟踪精度比计算机仿真实验有所降低,但两个控制器仍能成功实现轨迹跟踪过程。NTSM-TDE-RED 和 PD-TDE-RED 控制器的 $RMSE=0.06 \mu\text{m}$, $0.16 \mu\text{m}$; $ME=0.20 \mu\text{m}$, $0.47 \mu\text{m}$ 。NTSM-TDE-RED 具有更高的控制精度,与计算机仿真结果一致。半物理仿真实验中,为了克服扰动的影响,并保持控制精度, u 的抖振变得更激烈。在 NTSM-TDE-RED 控制器中,虽然可以通过调节饱和函数的 φ 以降低抖振,但 φ 过大会降低控制精度。与

NTSM-TDE-RED 控制器相比,PD-TDE-RED 控制器无调节抖振的功能。

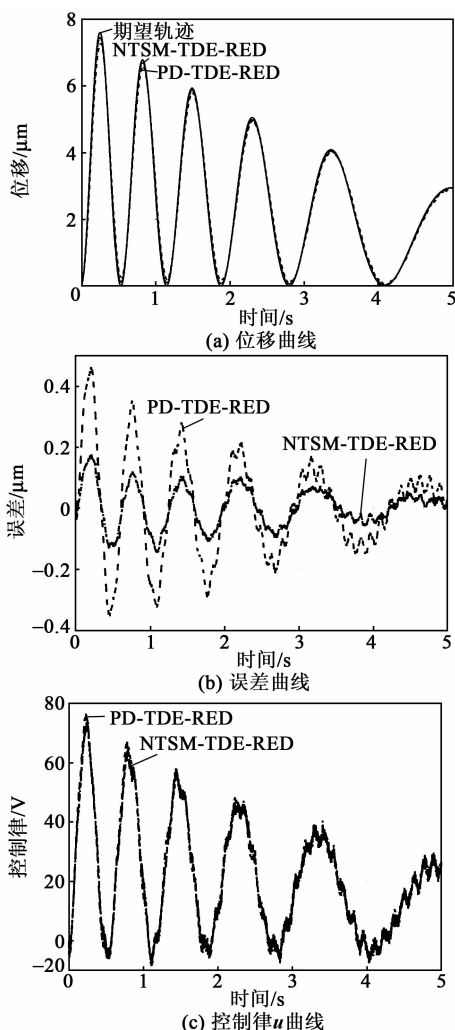


图7 控制器在跟踪波动信号时的性能曲线

6 结束语

为克服 PZT 在轨迹跟踪中普遍存在的迟滞、蠕变和高频振动等不确定非线性因素,提出了一种结合 NTSM、TDE 和 RED 技术的高精密鲁棒控制器。利用 NTSM 项使控制器具有强大的鲁棒性,利用 TDE 技术实现无模型控制,利用 RED 技术实现对全状态的准确估计。此外,通过李雅普诺夫法完成控制器的闭环稳定性分析。通过计算机仿真和半物理仿真对比实验证明,所提控制器能够有效克服扰动的影响,精确控制 PZT 实现准确的轨迹跟踪, $RMSE$ 和 ME 分别达到 $0.16 \mu\text{m}$, $0.47 \mu\text{m}$ 。因此,所提的 NTSM-TDE-RED 控制器的工程应用性强,能够广泛应用于 PZT 的精密运动控制中。

参考文献:

[1] 李佳杰,陈贵敏. 柔性二级差动式微位移放大机构优化

设计[J]. 机械工程学报,2019,55(21):21-28.

[2] 徐国敏,赵高扬,张卫华,等. 基于原子力显微技术的 PZT 薄膜铁电性能研究[J]. 压电与声光,2010,32(3):444-446.

XU Guomin, ZHAO Gaoyang, ZHANG Weihua, et al. Study on ferroelectric properties of PZT films based on AFM technique[J]. Piezoelectrics & Acousto-optics, 2010, 32(3):444-446.

[3] GOZEN B A, OZDOGANLAR O. Design and evaluation of a mechanical nanomanufacturing system for nanomilling[J]. Precision Engineering, 2012, 36(1):19-30.

[4] YANG Xiaolong, WU Hongtao, LI Yao. Dynamic isotropic design and decentralized active control of a six-axis vibration isolator via stewart platform[J]. Mechanism and Machine Theory, 2017, 117(11):244-252.

[5] 李杨民,汤晖,徐青松,等. 面向生物医学应用的微操作机器人技术发展态势[J]. 机械工程学报,2011,47(23):1-13.

[6] 李宇阳,朱玉川,李仁强,等. 双压电叠堆驱动执行器率相关迟滞建模与分析[J]. 压电与声光,2019,41(2):258-264.

LI Yuyang, ZHU Yuchuan, LI Renqiang, et al. Modeling and analysis of rate-dependent hysteresis for dual-piezoelectric stack driven actuator[J]. Piezoelectrics & Acousto-optics, 2019, 41(2):258-264.

[7] YU Shengdong, MA Jinyu, WU Hongtao, et al. Robust precision motion control of piezoelectric actuators using fast nonsingular terminal sliding mode with time delay estimation[J]. Measurement and Control, 2019, 52(1/2):11-19.

[8] YU Shengdong, XIE Mingyang, WU Hongtao, et al. Design and control of a piezoactuated microfeed mechanism for cell injection[J]. The International Journal of Advanced Manufacturing Technology, 2019, 105(12):4941-4952.

[9] KNAPP C, CARTER G. The generalized correlation method for estimation of time delay[J]. IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing, 2003, 24(4):320-327.

[10] LEVANT A. Higher-order sliding modes, differentiation and output-feedback control[J]. International journal of Control, 2003, 76(9/10):924-941.

[11] 余胜东,马金玉,陈大路,等. 一类含未知非线性迟滞的智能压电作动器鲁棒有限时间运动控制[J]. 机械科学与技术,2018,37(8):1183-1189.

[12] JIN M, LEE J, AHN K. Continuous nonsingular terminal sliding-mode control of shape memory alloy actuators using time delay estimation[J]. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 2014, 20(2):899-909.

BTO/PDMS/C 柔性复合薄膜的制备及压电性能研究

苏晓晓, 李银辉, 李廷鱼, 李朋伟

(太原理工大学 微纳系统研究中心, 山西 太原 030024)

摘要:该文将聚二甲基硅氧烷(PDMS)、炭黑(C)和水热法制备的钛酸钡(BaTiO_3 , BTO)纳米颗粒复合, 旋涂得到 BTO/PDMS/C 柔性压电复合薄膜。研究表明, 制备的 BTO 纳米颗粒尺寸均匀, 粒径约 $\varnothing(58 \pm 10)$ nm; 当 C 的质量分数为 12% 时, BTO/PDMS/C 柔性复合薄膜输出性能最优, 输出电压可达 11.14 V, 输出电流为 6.23 μA ; 当负载电阻为 5 M Ω 时, BTO/PDMS/C 柔性复合薄膜输出功率可达 8.45 μW 。经 4 000 次循环测试表明, 该文制备的 BTO/PDMS/C 柔性压电复合薄膜具备稳定的压电输出, 是制备可穿戴电子器件及其监测元件的良好选择。

关键词:压电复合薄膜; 柔性; 钛酸钡(BaTiO_3); 聚二甲基硅氧烷(PDMS); 输出特性

中图分类号: TN384; TM22; TB383 **文献标志码:** A **DOI:** 10.11977/j.issn.1004-2474.2020.04.028

Preparation and Piezoelectric Properties of BTO/PDMS/C Flexible Composite Film

SU Xiaoxiao, LI Yinhui, LI Tingyu, LI Pengwei

(Micro-Nano System Research Center, Taiyuan University of Technology, Taiyuan 030024, China)

Abstract: In this paper, the polydimethylsiloxane (PDMS), carbon black (C), and barium titanate (BTO) nanoparticles prepared by the hydrothermal method were composited and spin-coated to obtain a BTO/PDMS/C flexible piezoelectric composite film. The results show that the prepared BTO nanoparticles have a uniform size with diameter of about $\varnothing(58 \pm 10)$ nm. When the content of C is 12%, the BTO/PDMS/C flexible composite film has the best output performance, and the output voltage and current are 11.14 V and 6.23 μA , respectively, and the output power of 8.45 μW can be obtained at a load resistance of 5 M Ω . After 4 000 cycles of testing, the prepared BTO/PDMS/C flexible piezoelectric composite film has a stable piezoelectric output, which is a good choice for manufacturing wearable electronic devices and monitoring components.

Key words: piezoelectric composite film; flexible; BaTiO_3 ; PDMS; output characteristic

0 引言

随着能源需求的不断增加,化石燃料的不可再生性促进了新型能量采集和存储技术的研究和开发。压电纳米发电机能从各种易得生物机械能(如走路、打字和血液流动等)中收集能量,并将其转换为电能,为低功耗设备和系统进行持续自供电^[1]。由于其绿色、清洁可再生,且具有良好的发电性能、较高的能量转换效率以及优异的机械稳定性,进而引起人们的广泛关注^[2]。为收集不稳定的生物机械能为可穿戴设备供电,人们对压电纳米发电机的柔

性提出了新要求。目前,由钛酸钡(BaTiO_3 , BTO)/聚偏氟乙烯(PVDF)、铌酸钾钠(KNN)/聚二甲基硅氧烷(PDMS)、(维他命 B2)VB₂/PVDF 等材料构成的柔性压电纳米发电机已被应用于可穿戴、可植入电子器件等方面^[3-5]。BTO 因制作成本低、压电性能优异、无铅而成为压电材料的首选材料之一。目前已有关于 BTO 作为压电材料应用于压电纳米发电机的研究^[6-8]。然而,当前二元结构的压电复合薄膜普遍存在输出电流较小,功率偏低等问题^[9-10]。为进一步提高柔性压电薄膜的输出性能,在压电复

收稿日期:2020-01-14

基金项目:国家自然科学基金资助项目(61904122);山西省高等学校科技创新基金资助项目(2019L0243);山西省优秀人才科技创新基金资助项目(201605D211020);山西省国际合作基金资助项目(201803D421029);山西省面上青年基金资助项目(201901D211074)

作者简介:苏晓晓(1993-),女,山西阳泉人,硕士生,主要从事压电薄膜的制备及其性能研究。通信作者:李廷鱼(1974-),女,山西太原人,副教授,博士,主要从事无线电力传输和量子信息的研究。E-mail: litingyu@tyut.edu.cn。李朋伟(1981-),男,教授,硕士生导师。

合材料中适当引入导电相材料被认为是一种行之有效的解决方案。如 Dudem 等将银纳米线 (Ag-NWs) 作为导电材料加入 BTO/PVDF 复合体系中提升其输出性能, 制备的 BTO/PVDF/Ag-NWs 压电复合薄膜的功率密度为 9.86 mW/m^2 ^[11]。Karan 等在 PVDF/AlO 柔性压电薄膜中掺入还原氧化石墨烯 (rGO) 后, 所构成的 PVDF/AlO-rGO 柔性压电薄膜的功率密度可达 $27.97 \mu\text{W/cm}^3$ ^[2]。Yang 等将多壁碳纳米管 (MWCNT) 掺入 BTO/PVDF 柔性压电薄膜中制备了 BTO/PVDF/MWCNT 柔性压电复合薄膜, 其功率密度为 29.27 mW/m^2 ^[12]。

本文以水热法合成的 BTO 纳米颗粒为压电相材料, PDMS 为柔性基底, C 为导电相掺杂材料, 制备了 BTO/PDMS/C 三元柔性压电复合薄膜。探究不同的 BTO 含量、C 含量对柔性压电复合薄膜输出性能的影响, 并对 BTO/PDMS/C 柔性压电复合薄膜的输出功率进行了测试。在周期性外力作用下, BTO/PDMS/C 柔性压电复合薄膜的稳定性和耐久性良好。

1 实验

1.1 水热法制备 BTO 纳米颗粒

本文采用水热法制备 BTO 纳米颗粒^[13]。将 0.015 mol 的乙酸钡 (分析纯) 加入到 20 mL 的去离子水中, 室温下搅拌 10 min , 得到乙酸钡溶液。用 40 mL 无水乙醇稀释一定量的钛酸四丁酯 (分析纯), 获得钛的前驱物。将钛的前驱物逐滴加入到乙酸钡溶液中保持 $r(\text{Ba}) : r(\text{Ti}) = 3 : 1$, 室温下搅拌 20 min 后, 向上述混合溶液中逐滴加入 6 mol/L 的 KOH 溶液直至混合液为中性。将上述混合液倒入装有聚四氟乙烯内衬的水热釜中, 在 200°C 下反应 6 h 后, 冷却至室温, 将沉淀物过滤并依次用去离子水和无水乙醇分别洗涤 3 次, 最终获得 BTO 纳米颗粒。

1.2 柔性压电复合薄膜的制备及压电性能测试

取环氧树脂结构胶 (PDMS A 胶) 和丙烯酸酯结构胶 (PDMS B 胶), 按体积比为 $10 : 1$ 混合搅拌均匀后, 将 BTO 纳米颗粒与 PDMS 按质量分数分别为 10% 、 20% 、 30% 和 40% 进行混合, 剧烈搅拌 2 h , 使 BTO 纳米颗粒均匀分散于 PDMS 中, 得到 BTO/PDMS 悬浊液。采用相同的方法, 在 BTO/PDMS 悬浊液中加入质量分数分别为 0% 、 6% 、 9% 、 12% 和 15% 的 C 粉末, 制得 BTO/PDMS/C 悬浊液。将制备好的悬浊液和玻璃基底 ($2.5 \text{ cm} \times 2.5 \text{ cm}$) 放在

甩胶机上以 500 r/min 的转速旋转 45 s , 形成 BTO/PDMS/C 复合湿膜。把 BTO/PDMS/C 复合湿膜放置在电热板上, 90°C 下固化 40 min 。最后将 BTO/PDMS/C 复合薄膜从玻璃衬底上剥离下来。

本文采用油浴极化法来极化压电复合薄膜。将 BTO/PDMS/C 复合薄膜置于 150 kV/cm , 温度为 80°C 的极化仪中, 极化 12 h 。极化完成后对薄膜进行封装。Cu 电极直接贴在压电复合薄膜的上、下表面, 并引出 Cu 导线, 最后用聚对苯二甲酸乙二醇酯 (PET) 薄膜进行封装得到压电纳米发电机, 制备流程图如图 1 所示。

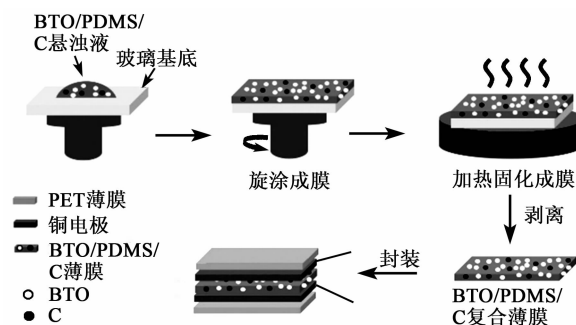


图 1 BTO/PDMS/C 压电纳米发电机的制备流程图

将制得的压电纳米发电机置于压电测试系统上, 对其进行压电性能的测试。通过函数信号发生器 (33522A) 产生频率为 10 Hz 的正弦波信号, 该信号通过功率放大器 (HEAS-50) 后输入激振器 (HEA-50), 控制激振器的振动频率。压电纳米发电机受激振器周期性机械敲打产生形变, 将机械能转化为电能输出, 并产生电信号。通过数字示波器 (DPO 3012) 和电流前置放大器 (SR 570) 采集并记录其输出电压和输出电流。

2 实验结果与讨论

2.1 扫描电子显微镜 (SEM) 分析

图 2 为水热法制得的 BTO 纳米颗粒 SEM 图及粒径分布图。由图可见, 水热法制得的 BTO 纳米颗粒为典型的球状结构, 颗粒尺寸均匀, 粒径约为 $\varnothing(58 \pm 10) \text{ nm}$ 。

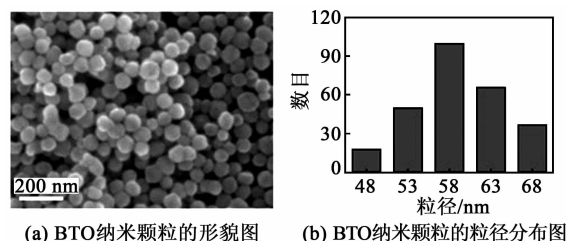


图 2 BTO 纳米颗粒的形貌图及粒径分布图

2.2 X 线衍射(XRD)谱分析

图3为水热法制备的BTO纳米颗粒的X线衍射(XRD)谱。由图可知,BTO纳米颗粒为钙钛矿型四方晶体结构(JCPDS-ICDD 卡片号: 83-1880)。BTO纳米颗粒的衍射峰峰型尖锐且强度高,说明BTO纳米颗粒有良好的结晶度。

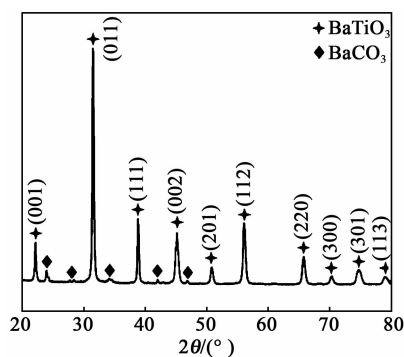


图3 水热法制备的BTO纳米颗粒的XRD图

2.3 BTO/PDMS 复合薄膜的压电性能分析

为了分析极化过程对压电薄膜输出性能的影响,这里选用BTO的质量分数为30%的压电薄膜进行分析,如图4所示。由图可见,压电薄膜经过极化后,其输出电压比极化前有较大提高,因此,对压电薄膜进行极化是个必要的过程。

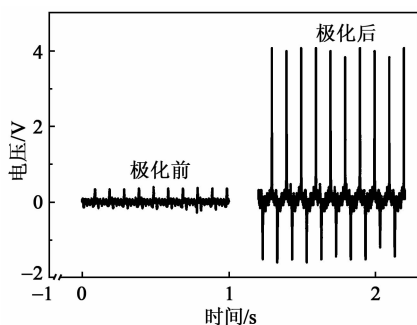


图4 BTO的质量分数为30%的BTO/PDMS复合薄膜极化前、后的输出电压

为了确定BTO/PDMS/C复合薄膜中BTO纳米颗粒的最佳掺杂量,研究了不同的BTO含量对压电复合薄膜输出性能的影响。由图5(a)可知,当BTO的质量分数分别为10%、20%、30%和40%时,相对应的输出电压分别为0.93 V、1.98 V、4.00 V和7.12 V,对应的输出电流为0.58 μ A、1.67 μ A、3.02 μ A和5.48 μ A。随着BTO含量的增加,BTO/PDMS复合薄膜的输出电压和输出电流几乎呈线性增长。这是由于在BTO/PDMS复合薄膜中,BTO为压电相,PDMS为绝缘相,当受到相

同外力作用时,BTO纳米颗粒含量的增加会促使更多的BTO压电粒子发生形变,从而产生更大的压电性,因此会有更高的输出电压^[3]。但是由于BTO为刚性的纳米陶瓷粒子,BTO纳米颗粒含量的增加将导致压电复合薄膜的柔韧性降低。因此,为了保证压电复合薄膜在有较好压电输出的同时保持一定的柔性,下文选取的BTO纳米颗粒的掺杂量为30%。

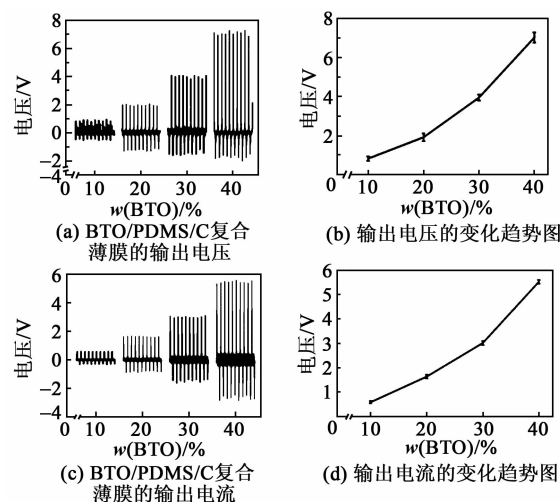


图5 BTO/PDMS复合薄膜在不同BTO含量下的电压和电流输出特性图

2.4 BTO/PDMS/C 复合薄膜的电学特性分析

图6探究了不同质量分数的C掺杂对BTO/PDMS/C复合薄膜的输出性能的影响。由图6(a)可见,在压电复合薄膜中,随着C的质量分数从0增加到12%,其输出电压从4 V增加到11.14 V;当C的质量分数从12%增加到15%时,BTO/PDMS/C复合薄膜的输出电压从11.14 V下降到6.09 V,其输出电流变化趋势与之相似。即当C的质量分数从0增加到12%时,相对应的输出电流从3.02 μ A增加到6.23 μ A;当C的质量分数从12%增加到15%时,输出电流从6.23 μ A下降到3.41 μ A(见图6(b))。当 $w(C)=12\%$ 时,BTO/PDMS/C复合薄膜的输出性能最佳,最大输出电压为11.14 V,输出电流为6.23 μ A。BTO/PDMS/C复合薄膜输出性能的变化可以用渗流理论来解释^[14]。在BTO/PDMS/C复合薄膜中,BTO纳米颗粒为压电相,PDMS为绝缘相,C为导电相。在三元BTO/PDMS/C复合薄膜体系中,压电相BTO纳米颗粒的压电效应在压电性能方面起着决定性作用。导电相C的掺杂有利于提高极化电荷的迁移率。当在

BTO/PDMS 二元体系中掺入 C 时,整个复合薄膜体系由半导体向导体转变。当 $w(C) < 12\%$ 时, BTO 纳米颗粒、C 和 PDMS 之间存在协同作用,极化电荷迁移率提高,增强了压电复合薄膜的输出性能;当 $w(C) > 12\%$ 时,压电复合薄膜导电性增强,压电性能降低,最终导致压电复合薄膜输出性能减小;在 $w(C) = 12\%$ 时,协同作用达到最强,其输出性能最佳。因此,本文选取 $w(C) = 12\%$ 的 BTO/PDMS/C 柔性复合薄膜进行输出特性分析。

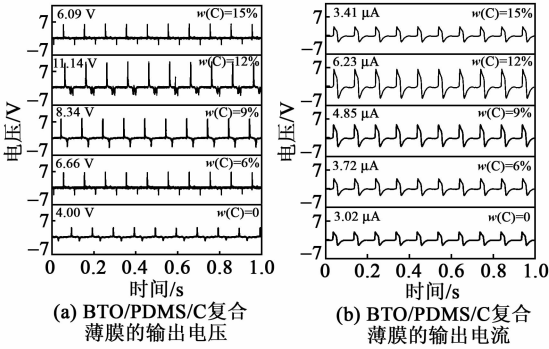


图 6 BTO/PDMS/C 复合薄膜在不同 C 含量下的电压和电流输出特性图

此外,我们测试了不同 C 含量的柔性复合薄膜的剩余极化强度(P_r)和介电常数(ϵ_r),两者的变化趋势与压电输出一致,在 $w(C) = 12\%$ 时,均达到最大值。因为压电材料的输出性能与其压电系数 d_{33} 密切相关,根据下式可得出 d_{33} ,如表 1 所示。

$$d_{33} = 2Q_{11}\epsilon_r\epsilon_0 P_r \quad (1)$$

式中: $\epsilon_0 = 8.854 \times 10^{-12}$ F/m 为真空中介电常数; $Q_{11} = 0.05 \sim 0.1$ m⁴/C² 为顺电相的电致伸缩常数。 Q_{11} 和 ϵ_0 均为常数,这表明 d_{33} 主要由 ϵ_r 和 P_r 决定,这也能解释为何复合薄膜的压电输出(见图 6)、 ϵ_r 及 P_r 表现出相同的趋势。

表 1 当 $Q_{11} = 0.1$ m⁴/C² 时,不同 C 含量的复合薄膜的电学参数

$w(C)/\%$	$P_r/(\mu\text{C} \cdot \text{cm}^{-2})$	ϵ_r	$d_{33}/(\text{pC} \cdot \text{N}^{-1})$
0	5.75	26.17	2.66
6	6.63	62.25	7.31
9	8.69	78.17	12.02
12	11.64	126.13	26.01
15	9.87	95.65	16.71

将压电复合薄膜串联不同阻值的负载,并测试负载电阻(R)两端的电压,通过 $P = \frac{U^2}{R}$,计算 R 两端的功率(P),如图 7 所示。由图可见,随着外

接 R 的增大,输出电压逐渐增大,当 $R = 20$ M Ω 时,输出电压为 10.02 V,接近于开路电压(11.14 V)。当外接 $R = 5$ M Ω 时,BTO/PDMS/C 复合薄膜的 P 达到最大值 8.45 μ W。

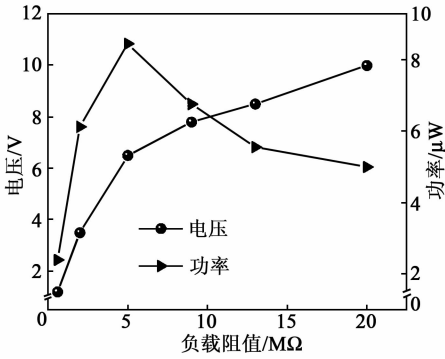


图 7 BTO/PDMS/C 复合薄膜在不同负载下的输出电压和输出功率

2.5 BTO/PDMS/C 复合薄膜稳定性测试

为验证 BTO/PDMS/C 复合薄膜的输出稳定性,本文对其进行了 4 000 次循环敲击实验,并记录其输出电压,如图 8 所示。由图可见,当 BTO/PDMS/C 复合薄膜经过 4 000 次循环敲击测试后,其输出电压稳定在 (10.49 ± 0.5) V,表现出良好的持久性和可靠性。因为 BTO/PDMS/C 三元柔性压电复合薄膜优异的稳定性,故而可应用于可穿戴纳米器件和自供能纳米器件等方面。

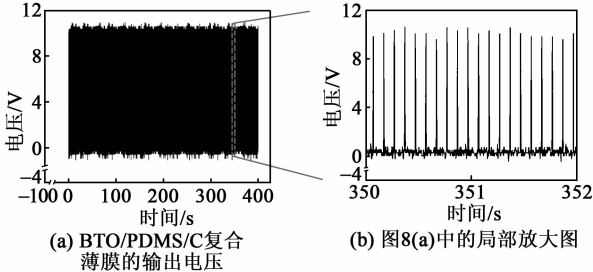


图 8 BTO/PDMS/C 复合薄膜的稳定性测试

3 结束语

本文将 BTO 纳米颗粒、C 与 PDMS 进行复合,制备了 BTO/PDMS/C 柔性压电复合薄膜。随着 BTO 含量的增加,BTO/PDMS/C 压电复合薄膜的输出电压和输出电流呈先增大后减小的趋势。当 $w(C) = 12\%$ 时,BTO/PDMS/C 柔性压电复合薄膜的输出性能达到最优:输出电压为 11.14 V,输出电流为 6.23 μ A。在负载电阻为 5 M Ω 时,BTO/PDMS/C 柔性压电复合薄膜的输出功率达到 8.45 μ W。BTO/PDMS/C 柔性压电复合薄膜的稳

定性良好,有望为可穿戴电子器件及其监测元件提供持续稳定的电能。

参考文献:

- [1] KARAN S K, BERA R, PARIA S, et al. An approach to design highly durable piezoelectric nanogenerator based on self-poled PVDF/AlO-rGO flexible nanocomposite with high power density and energy conversion efficiency[J]. *Advanced Energy Materials*, 2016, 6(20): 1601016.
- [2] HU X H, YAN X, GONG L L, et al. Improved piezoelectric sensing performance of P(VDF-TrFE) nanofibers by utilizing BTO nanoparticles and penetrated electrodes[J]. *Applied Materials & Interfaces*, 2019, 11: 7379-7386.
- [3] XIA M J, LUO C X, SU X X, et al. KNN/PDMS/C-based lead-free piezoelectric composite film for flexible nanogenerator[J]. *Journal of Materials Science: Materials in Electronics*, 2019, 30: 7558-7566.
- [4] MENDES S F, COSTA C M, CAPARROS C, et al. Effect of filler size and concentration on the structure and properties of poly(vinylidene fluoride)/BaTiO₃ nanocomposites[J]. *Journal of Materials Science*, 2011, 47(3): 1378-1388.
- [5] KARAN S K, MAITI S, AGRAWAL A K, et al. Designing high energy conversion efficient bio-inspired vitamin assisted single-structured based self-powered piezoelectric/wind/acoustic multi-energy harvester with remarkable power density[J]. *Nano Energy*, 2019, 59: 169-183.
- [6] ZHAO Y L, LIAO Q L, ZHANG G J, et al. High output piezoelectric nanocomposite generators composed of oriented BaTiO₃ NPs @ PVDF[J]. *Nano Energy*, 2015, 11: 719-727.
- [7] CHEN X L, LI X M, SHAO J Y, et al. High-performance piezoelectric nanogenerators with imprinted P(VDF-TrFE)/BaTiO₃ nanocomposite micropillars for self-powered flexible sensors[J]. *Small*, 2017, 13(23): 1604245.
- [8] WANG Y P, ZHANG X, GUO X B, et al. Hybrid nanogenerator of BaTiO₃ nanowires and CNTs for harvesting energy[J]. *Journal of Materials Science*, 2018, 53: 13081-13089.
- [9] CHENG L Q, WANG K, LI J F. One dimensional lead-free (K, Na)NbO₃ nanostructures for a flexible self-powered sensor[J]. *Dalton Transaction: An International Journal of Inorganic Chemistry*, 2019, 48(12): 3984-3989.
- [10] 徐奇, 顾陇, 秦勇. 柔性压电纳米发电机[J]. *科学通报*, 2016, 61(12): 1290-1299.
- XU Q, GU L, QIN Y. Flexible piezoelectric nanogenerators[J]. *Chinese Science Bulletin*, 2016, 61(12): 1290-1299.
- [11] DUDEM B, KIM D H, BHARAT L K, et al. Highly-flexible piezoelectric nanogenerators with silver nanowires and barium titanate embedded composite films for mechanical energy harvesting[J]. *Applied Energy*, 2018, 230: 865-874.
- [12] YANG X Y, DAOUD W A. Synergetic effects in composite-based flexible hybrid mechanical energy harvesting generator[J]. *Journal of Materials Chemistry A*, 2017, 5(19): 9113-9121.
- [13] YANG X, REN Z H, XU G, et al. Monodisperse hollow perovskite BaTiO₃ nanostructures prepared by a sol-gel-hydrothermal method[J]. *Ceramics International*, 2014, 40(7): 9663-9670.
- [14] WANG L Y, REN W, SHI P, et al. Cobalt doping effects on structures and electrical properties of lead-free ferroelectric K_{0.5}Na_{0.5}NbO₃ films[J]. *Journal of Alloys and Compounds*, 2014, 608: 202-206.

一种多传感器融合的行人多模式自主定位方法

亓 林¹, 刘 宇¹, 苟志平², 杨 勇², 路永乐¹, 邹新海¹

(1. 重庆邮电大学 智能传感技术与微系统重庆市高校工程研究中心, 重庆 400065;

2. 中国电子科技集团公司第二十六研究所, 重庆 400060)

摘 要:在全球卫星导航系统拒止的环境里, 导航信息难以获取, 基于红外、超声波、射频、Wi-Fi、超宽带(UWB)等室内定位方法均需要辅助电子标签, 传统航位推算法只适合前向步态的路径跟踪, 在后向、左向、右向步态模式下会出现反向或垂直的路径错误。针对以上问题, 该文借助移动终端的惯性测量单元数据, 在不依赖任何电子标签模式导航的情况下, 实现短时多模式步态行人跟踪。结果表明, 通过多次重复测试, 步态检测准确率 $\geq 92\%$, 以实际车库场景为实验背景, 该文方法可获得全步态模式下自主路径跟踪, 路径追踪误差小于 3 m。

关键词:航位推算; 惯性测量单元; 多模式步态; 自主定位; 多传感器融合

中图分类号: TP274 **文献标志码:** A **DOI:** 10.11977/j.issn.1004-2474.2020.04.029

A Multi-mode Autonomous Positioning Method for Pedestrians Based on Multi-sensor Fusion

QI Lin¹, LIU Yu¹, GOU Zhiping², YANG Yong², LU Yongle¹, ZOU Xinhai¹

(1. Chongqing Engineering Research Center of Intelligent Sensing Technology and Microsystem, Chongqing

University of Post and Telecommunications, Chongqing 400065, China;

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

Abstract: It is difficult to obtain the navigation information in the case of GNSS rejection, while the methods based on infrared, ultrasonic, radio, Wi-Fi, ultra-wide-band need the assist of electronic label, and the traditional dead reckoning algorithm is to draw the trajectory of a pedestrian on the condition of walking forward. It may be opposite or perpendicular to the actual trajectory if the pedestrian takes backward and lateral walking. To solve the above-mentioned problems, the inertial measurement unit embedded in mobile terminal is used to realize the short-time multi-mode pedestrian tracking based on multi-sensor without relying on any electronic label. The results of repeated tests show that the detected accuracy of walking mode is higher than or equal to 92%. Taking the actual garage scene as the experimental background, this method can obtain autonomous path tracking in full walking mode, and the path tracking error is less than 3 m.

Key words: dead reckoning; IMU; multi-mode of walking; autonomous positioning; multi-sensor fusion

0 引言

随着网络的发展, 行人可以通过全球定位系统迅速获取位置及其路径信息, 但在全球卫星导航系统(GNSS)拒止的环境里, 行人的踪迹变得“捉摸不透”。为解决这一难题, 室内定位技术应运而生^[1]。目前常用的室内定位方法主要有基于红外、超声波、

射频、Wi-Fi、超宽带(UWB)等^[2-5]。红外探测功耗大, 需要贴附电子标识, 实用性较低; 超声波精度较高, 但衰减明显, 需要若干电子标签; 射频对网络稳定性要求较高, 易受环境干扰; Wi-Fi 价格低, 精度较高, 但需要预知定位环境的地图; UWB 精度能达到厘米级, 但成本极高, 不适合普遍推广。基于手机

收稿日期: 2020-04-15

基金项目: 国家重点研发计划基金资助项目(2018YFF01010202, 2018YFF01010201); 国家自然科学基金资助项目(61901069, 61705027, 11704053, 51902037); 省部级人才计划基金资助项目(CSTC-CXLJRC201711); 重庆市科学技术委员会基础研究基金资助项目(CSTC-2018jcyjx0619); 重庆市教委基础研究基金资助项目(KJZH17115, KJQN201800626, KJQN201900615)

作者简介: 亓林(1988-), 女, 山东临沂人, 博士生, 主要从事惯性导航技术的研究。通信作者: 刘宇(1972-), 男, 重庆人, 博士生导师, 主要从事惯性导航技术的研究。

内置的惯性传感器组的航位推算^[6],因其短时间精度高、连续性、低成本等特点,被广泛应用于行人自主定位中。

基于惯性传感组件的方法主要采集智能手机自带的惯性测量单元(IMU)的传感器数据^[7],利用步长检测和步数统计方法,结合基于陀螺仪、磁力计和加速度计的航向角解算方法,在短时间内准确地计算行人路径。在姿态更新过程中,传统航迹推算算法更适合的步态模式为前进模式,在后向、左侧、右侧行进更新中会出现反向或垂直误差,造成最后姿态更新轨迹偏离实际行径^[8]。为解决这一难题,本文改进传统姿态更新算法,增加了步态模式系数,算法可根据行人步态的不同,自主完成路径跟踪,使行人在正常行走时,可不借助外界辅助标记点,完成包含前、后、左、右步态的行走路径跟踪。

1 行人多模式自主定位方法

1.1 自主定位基本原理

基于多传感器融合的行人多模式自主定位算法(MSMDR),其原理框图如图1所示。

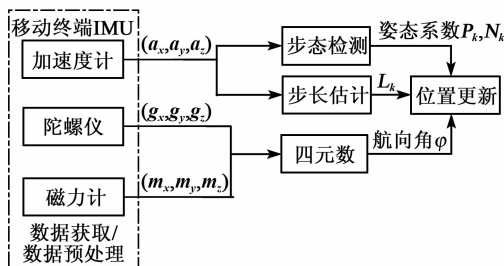


图1 MSMDR系统框架

图1中, a_x, a_y, a_z 分别为加速度计 x, y, z 轴的输出; g_x, g_y, g_z 分别为陀螺仪 x, y, z 轴的输出; m_x, m_y, m_z 分别为磁力计 x, y, z 轴的输出; L_k 为步长; φ 为航向角; P_k 为前、后步态系数; N_k 为左、右为步态系数; k 为第 k 个采样点, $k \leq N, N$ 为总的采样点数。

整体思路为:

- 1) 采集移动终端的IMU数据,进行数据预处理得到9轴的传感器数据。
- 2) 利用加速度计数据进行步态检测和步长估计,分别得到 P_k 和 N_k 。
- 3) 通过四元数法获取 φ 。
- 4) 采用改进的位置更新算法得到行人的位置信息。

1.2 步态检测与步长估计

在实时性要求较高的步态检测过程中,采用加速度计的时域特征来识别步态模式。行人在行进过程中,加速度计数据的垂直分量呈现周期变化,根据此阶跃特征可以检测行人的步数。由于加速度原始数据中含有噪声,需要采用低通滤波平滑处理。手机朝向如图2所示。



图2 智能手机的手持姿势

在向前或向后行走时, y 轴作为方向轴,提取 y, z 轴的数据,定义 K_1 和 K_2 (z 轴波峰或波谷时刻对应的 y 轴加速度数据的斜率)的值;在向左或向右行走时, x 轴作为方向轴,提取 x, z 轴的数据,定义 K_3 和 K_4 (z 轴波峰或波谷时刻对应的 x 轴加速度数据的斜率)的值,利用波峰波谷检测方法检测步态^[9],即

$$\begin{cases} K_1 = a_y(m) - a_y(m-1) \\ K_2 = a_y(m+1) - a_y(m) \end{cases} \quad (1)$$

$$\begin{cases} K_3 = a_x(n) - a_x(n-1) \\ K_4 = a_x(n+1) - a_x(n) \end{cases} \quad (2)$$

式中 m, n 均为在1个周期内 z 轴波峰或波谷检测时刻。

1) 测试者手持智能机向前走6 m,再向后走6 m回到起点。加速度的采样频率设置为50 Hz,由于加速度计原始数据叠加高频随机噪声,首先采用滑动平均滤波进行低通滤波,窗口长度设置为10。图3为前进、后退数据。

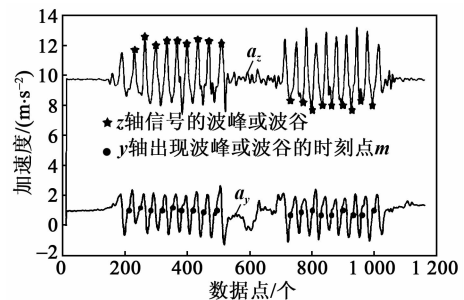


图3 前进、后退数据

2) 测试者手持智能机向左走 5 m, 再向右走 5 m 回到起点。图 4 为左移、右移数据。

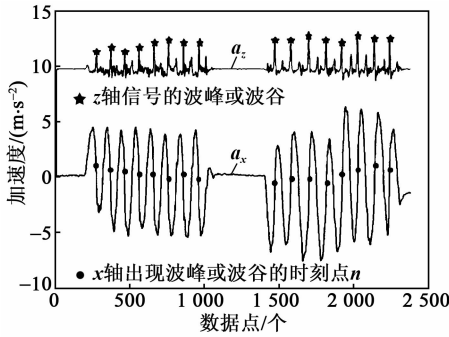


图 4 左移、右移数据

当满足 $K_1 > 0$ 与 $K_2 > 0$ 时, 向前行走, m 值取波峰到来时刻, 向后行走, m 值取波谷到来的时刻; 当满足 $K_3 < 0$ 与 $K_4 < 0$ 时, 向左行走, n 值取波峰到来时刻; 当满足条件 $K_3 > 0$ 与 $K_4 > 0$ 时, 向右行走, n 值取波峰到来时刻。

步长估计常用的方法是将一段测得的行走距离除以计算得到的步数, 称为平均步长。但实际上人在行走时的姿势会有所变化, 步长也随之改变, 本文采用 Weinberg 模型^[10]来计算实时步长:

$$L_k = C \cdot \sqrt[4]{a_{\max} - a_{\min}} \quad (3)$$

式中: $a_{\max}$, $a_{\min}$ 分别为步态检测中 1 个周期内加速度的最大值和最小值; C 为实际距离和估计距离的比例系数, 通过多次试验可以获取其经验值。

1.3 姿态解算

四元数法^[11]能够唯一确定两个坐标系之间的位置关系, 且可以实现全姿态测量, 计算量较小, 实际生活中被广泛采用。四元数矩阵由 4 个元素构成:

$$Q(q_0, q_1, q_2, q_3) = q_0 + q_1 \mathbf{i} + q_2 \mathbf{j} + q_3 \mathbf{k} \quad (4)$$

式中: q_0, q_1, q_2, q_3 为实数; $\mathbf{i}, \mathbf{j}, \mathbf{k}$ 为单位向量且相互正交。

姿态矩阵四元数的微分方程为

$$\dot{Q} = \frac{1}{2} Q \otimes \omega_{nb}^b \quad (5)$$

式中: Q 为四元数矩阵; ω_{nb}^b 为载体坐标系 b 系绕导航坐标系 n 系的旋转角速度; $\otimes$ 表示叉乘。其中,

$$\omega_{nb}^b = [\omega_{nbx}^b \quad \omega_{nby}^b \quad \omega_{nbz}^b]^T \quad (6)$$

本文采用四阶龙格-库塔法^[12]求解四元数的微分方程。设四元数的更新时间为 T , 则有

$$Q(t+T) = Q(t) + \frac{1}{6} k_1 + 2k_2 + 2k_3 + k_4 \quad (7)$$

式中 k_i 为求解过程中积分区间内插值的斜率, $i=1, 2, 3, 4$ 。

其中,

$$\begin{cases} k_1 = \frac{T}{2} [\omega_{nb}(t)] Q(t) \\ k_2 = \frac{T}{2} [\omega_{nb}(t + \frac{T}{2})] [Q(t) + \frac{k_1}{2}] \\ k_3 = \frac{T}{2} [\omega_{nb}(t + \frac{T}{2})] [Q(t) + \frac{k_2}{2}] \\ k_4 = \frac{T}{2} [\omega_{nb}(t + \frac{T}{2})] [Q(t) + k_3] \end{cases} \quad (8)$$

$$\begin{cases} |q_0| = \frac{1}{2} \sqrt{1 + T_{11} + T_{22} + T_{33}} \\ |q_1| = \frac{1}{2} \sqrt{1 + T_{11} - T_{22} - T_{33}} \\ |q_2| = \frac{1}{2} \sqrt{1 - T_{11} + T_{22} - T_{33}} \\ |q_3| = \frac{1}{2} \sqrt{1 - T_{11} - T_{22} + T_{33}} \end{cases} \quad (9)$$

使用四元数法进行姿态更新, 其计算简单, 精度和实时性较好, 多用于姿态测量领域。

1.4 位置更新

在坐标系 xOy 中(见图 5), 传统的行人位置更新的基本原理^[13]是: 设行人的起始位置为 $A(x_{k-1}, y_{k-1})$, 姿态角为 φ_{k-1} , A 到 B 行人步长为 L_k , 则行人下一步达到的位置为 $B(x_k, y_k)$, 则有

$$\begin{cases} x_k = x_{k-1} + L_k \sin \varphi_k \\ y_k = y_{k-1} + L_k \cos \varphi_k \end{cases} \quad (10)$$

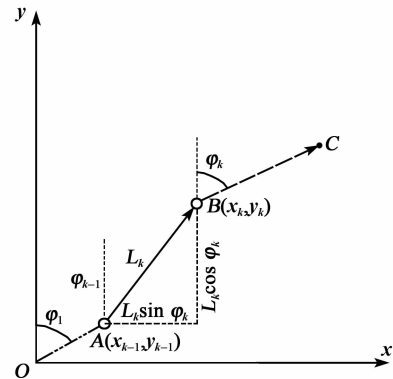


图 5 位置更新传统模型

但是, 在传统航位推算中(见图 6), 如果行人从 A 走到 B , 再由 B 走到 C , 则位置更新会在 C ; 如果

行人从 A 到 B,再返回 A,传统航位推算的位置更新有时会定位在 C,将产生反向误差;如果行人从 A 到 B,再到 D 或 E,传统航位推算的位置更新结果依然在 C,将产生垂直方向的误差。

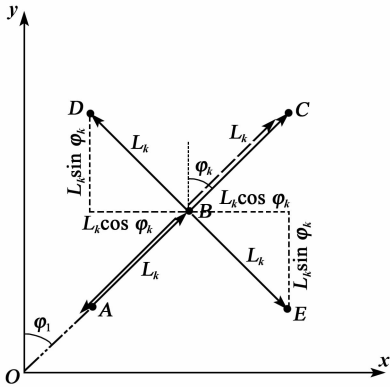


图 6 本文位置更新模型

根据本文步态检测将行人步态分为前、后、左、右 4 个方向的步行姿态,引入 P_k 和 N_k ,位置更新公式变为

$$\begin{cases} x_k = x_{k-1} + P_k L_k \sin \varphi_k + N_k L_k \cos \varphi_k \\ y_k = y_{k-1} + P_k L_k \cos \varphi_k - N_k L_k \sin \varphi_k \end{cases} \quad (11)$$

融合步态系数的位置更新方式执行条件如表 1 所示。

表 1 步态系数赋值表

步态系数	P_k			N_k		
取值	1	0	-1	1	0	-1
步态方向	前向	其他	后向	左向	其他	右向

2 实验结果

根据式(1)、(2)测试行人步态,经过 10 次的步态检测统计结果如表 2 所示。根据前、后、左、右步态测试结果,可计算其检测准确率 $\geq 92\%$,由此可验证本文步态检测算法的准确性较高。

表 2 步态模式检测结果

步态模式	实际步数/步	步数估计/步	错误形式	准确率/%
向前	50	49	1 未检测	98
向后	50	48	1 检测为前/1 未检测	96
向左	50	46	3 检测为前/1 未检测	92
向右	50	47	2 检测为前/1 未检测	94

后面测试者将选择地下车库。按照图 2 所示的方式,通过数据提取软件获得如图 7 所示的原始数据结果。

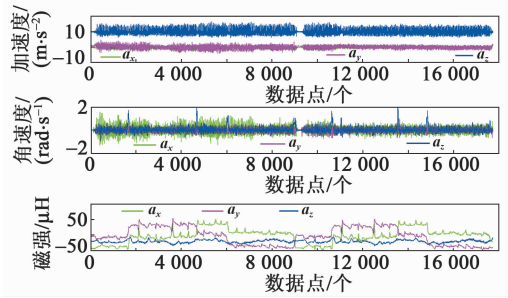


图 7 IMU 原始数据

估算出测试者的每一步步长,其结果如图 8 所示,按照四元数解算的航向角如图 9 所示。

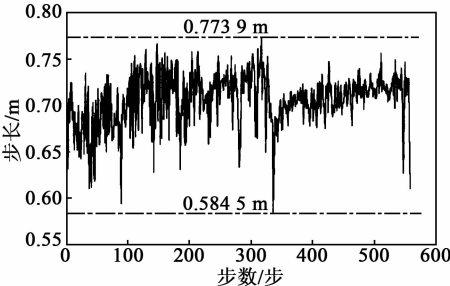


图 8 步长估计结果

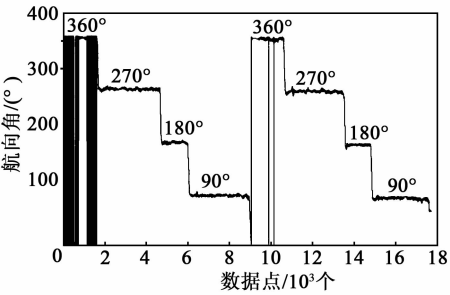


图 9 航向角解算结果

测试者的步长为 0.584 5~0.773 9 m,此数据集中在经验统计范围内,验证了本文步长估计算法的可行性。由图 9 可知,在每个环形步行周期内,航向角解算结果均较平滑,准确性较好,但在每个周期开始前,由于陀螺仪静止时易受零漂等因素的影响,数据相对不可靠,由此解算的航向角有偏差。最终对行人的位置进行更新,其结果如图 10 所示。

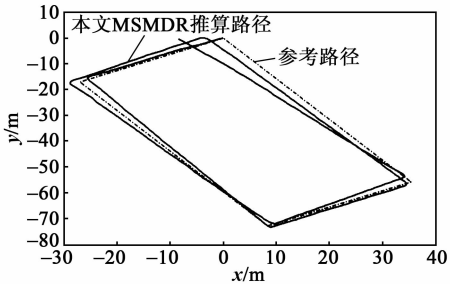


图 10 位置更新结果

通过本文位置更新算法的改进,行人可不在任何

其他地标或标签辅助的前提下,单靠 IMU 可完成自主路径跟踪,验证了本文方法的可行性。对比实际路径与参考路径的数据,其位置距离误差为 2.8 m,如图 11 所示。

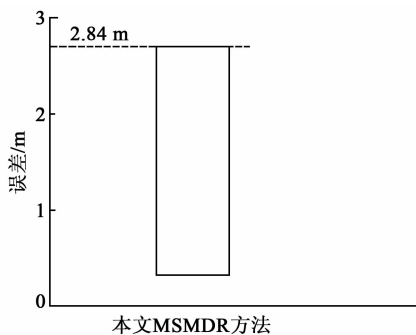


图 11 路径偏离误差

3 结束语

在 GNSS 拒止的环境里,行人位置不定,但借助移动设备中配备的 IMU,利用航位推算法可实时地获取行人的位置信息。针对传统航位推算法的缺点,本文增加了步态模式系数,改进了位置更新方程,最终获得单独依靠 IMU 自主定位的效果,其定位精度较好。由于市面上使用基于 MEMS 的 IMU 较多,其精度相对较低,为提高定位精度,我们需要不断改进算法,移动设备给我们提供了一个开放测试平台。

参考文献:

- [1] SHIGEMATSU Y, AIKAWA S, NAKAMURA Y. An empirical study on the compose method of outdoor/indoor position estimation [J]. IEEE Transactions on Electronics Information & Systems, 2018, 138(2): 140-148.
- [2] DAVIDSON P, ROBERT P. A survey of selected indoor positioning methods for smartphones [J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2017, 19(2): 1347-1370.
- [3] 乔鑫, 李晓梅, 肖岱云. 基于超声波测距的室内定位设计 [J]. 电子设计工程, 2019, 27(22): 102-105.
QIAO Xin, LI Xiaomei, XIAO Daiyun. Indoor positioning design based on ultrasonic ranging [J]. Electronic Design Engineering, 2019, 27(22): 102-105.
- [4] MA Qian, GAO Lin, LIU Yafeng, et al. Incentivizing Wi-Fi network crowdsourcing: A contract theoretic approach [J]. IEEE/ACM Transactions on Networking, 2018(99): 1-14.
- [5] 童基均, 金利剑, 赵英杰, 等. 基于自适应卡尔曼滤波的超宽带室内定位系统 [J]. 测试技术学报, 2018, 32(2): 93-99.
- [6] TONG Jijun, JIN Lijian, ZHAO Yingjie, et al. The UWB indoor position system based on adaptive kalman filtering [J]. Journal of Test and Measurement Technology, 2018, 32(2): 93-99.
- [7] CAI Tijing, XU Qimeng, ZHOU Daijin. A low-cost personal navigation unit [J]. Journal of Southeast University, 2019, 35(1): 57-63.
- [8] GUO Jinbao, DU Jingyi, XU Dandan. Navigation and Positioning system applied in underground driverless vehicle based on IMU [C]//Changsha, China: International Conference on Robots & Intelligent System, IEEE Computer Society, 2018(1): 13-16.
- [9] YU Ning, ZHAN Xiaohong, ZHAO Shengnan, et al. A precise dead reckoning algorithm based on bluetooth and multiple sensors [J]. IEEE Internet of Things Journal, 2017, 5(1): 336-351.
- [10] LU Yongle, CHEN Yongwei, DI Ke, et al. High-precision step-length estimation method based on mems inertial sensor [J]. Journal of Chinese Inertial Technology, 2018, 26(2): 167-172.
- [11] YU Yue, CHEN Ruizhi, CHEN Liang, et al. A robust dead reckoning algorithm based on Wi-Fi FTM and multiple sensors [J]. Remote Sensing, 2019, 11(5): 504-526.
- [12] 丁国强, 徐洁, 周卫东, 等. SINS/CCD 系统四元数中心差分姿态估计算法 [J]. 华中科技大学学报(自然科学版), 2014, 9(42): 19-23.
DING Guoqiang, XU Jie, ZHOU Weidong, et al. Quaternion central difference kalman filtering algorithm for SINS/CCD system attitude estimation [J]. Journal of Huazhong University of Science and Technology (Natural Science Edition), 2014, 9(42): 19-23.
- [13] 冯建强, 孙诗一. 四阶龙格-库塔法的原理及其应用 [J]. 数学学习与研究, 2017(17): 3-5.
FENG Jianqiang, SUN Shiyi. The principle and application of fourth-order Runge-Kutta method [J]. Mathematics Learning and Research, 2017(17): 3-5.
- [14] 尚俊娜, 刘参, 施许立, 等. IMU 辅助的室内单星定位方法 [J]. 中国惯性技术学报, 2017, 25(5): 636-642.
SHANG Junna, LIU Can, SHI Huli, et al. Indoor single-star positioning method based on IMU assisting [J]. Journal of Chinese Inertial Technology, 2017, 25(5): 636-642.

四足压电驱动装置的电源设计与研究

贾丹平¹, 韩 硕¹, 杨晓峰², 王振华³

(1. 沈阳工业大学 光电检测实验室, 辽宁 沈阳 110870; 2. 复旦大学 集成电路与系统国家重点实验室, 上海 200433;

3. 复旦大学 超精密运动控制与检测实验室, 上海 200433)

摘 要: 压电驱动装置具有纳米级/微米级定位的特性, 被广泛应用于精密控制运动平台中, 故对压电驱动装置的速度和精度的要求越来越高。根据步进式压电马达驱动原理, 结合四足压电驱动装置动力学模型, 设计了一种用于新型叠堆结构的四足压电驱动装置的驱动电源。该电源是高电压为 ± 250 V 和高频率为 1.5 kHz 的线性电源, 且采用硬件阻抗补偿和信号切换两种策略, 进一步解决了容性负载对信号频宽影响的问题, 使四足压电驱动装置高精度恒速输出。同时应用硬件在环仿真与测试的方法搭建了实验平台。实验结果表明, 在精度为 1 nm 分辨率的激光干涉仪采集设备中, 实现了点对点 50.7 nm 的四足压电驱动装置的运动测试。

关键词: 压电驱动装置电源; 阻抗补偿; 信号切换; 动力学模型

中图分类号: TN384; TM22 **文献标志码:** A **DOI:** 10.11977/j.issn.1004-2474.2020.04.030

Design and Study on Power Supply of Four-Legged Piezoelectric Actuators

JIA Danping¹, HAN Shuo¹, YANG Xiaofeng², WANG Zhenhua³

(1. Photoelectric Testing Laboratory, School of Shenyang University of Technology, Shenyang 110870, China;

2. State Key Laboratory of ASIC and System, School of Fudan University, Shanghai 200433, China;

3. Ultra Precision Motion Control and Testing Laboratory, School of Fudan University, Shanghai 200433, China)

Abstract: The piezoelectric actuators have the characteristics of nanometer/micrometer positioning and are widely used in precision control motion platforms. Therefore, the requirements for the speed and accuracy of piezoelectric actuators are becoming higher and higher. According to the driving principle of stepping piezoelectric motor and the dynamic model of quadruped piezoelectric actuator, a driving power supply for the quadruped piezoelectric actuator with new stacked structure is designed in this paper. The power supply is linear with a high voltage of ± 250 V and a high frequency of 1.5 kHz. Two strategies of hardware impedance compensation and signal switching are adopted to further eliminate the influence of capacitive load on signal bandwidth, so that the quadruped piezoelectric actuator can output at high precision and constant speed. Meanwhile, the hardware in-loop simulation and testing methods are used to set up an experimental platform. The results show that in the laser interferometer acquisition equipment with a resolution of 1 nm, the motion test of the point-to-point 50.7 nm four-legged piezoelectric actuator was realized.

Key words: power supply for piezoelectric actuator; impedance compensation; signal switching; dynamic model

0 引言

高精运动控制平台一般要求运动精度在亚微米和亚微米级。国内外多数采用一种由新型智能材料压电元件制成的高精度微型运动电机^[1]。由于其在微定位系统中的高响应和高精度的优势, 成为高精运动控制平台中的核心零部件。压电元件是一种具有容性特点, 且能产生很小的可重复形变的材

料。依据压电元件这一特性设计的四足压电驱动装置, 具有体积小, 推力大, 噪声小, 发热率低及定位精度高等特点, 其在微电子测量、光学仪器^[2]和超精密机床^[3]等领域占有重要地位。

四足压电驱动装置由压电电极片和压电陶瓷片相互堆叠构成。由于堆叠层数较多, 导致容性负载参数值较大^[4-6]。容性负载是一种带电容参数的负载, 具有电压滞后的特性^[7], 致使驱动信号波形衰减

收稿日期: 2020-03-04

基金项目: 辽宁省教育厅科学研究基金资助项目(LFGD2019006); 广东省实验室季华实验室基金资助项目(18002U1Z00)

作者简介: 贾丹平(1968-), 女, 陕西户县人, 教授, 博士, 主要从事光电检测的研究。通信作者: 韩硕(1994-), 男, 黑龙江哈尔滨市人, 硕士生, 主要从事精度运动控制平台系统的研究。

严重。采用常规的压电驱动装置电源的四足压电驱动装置,其驱动信号不完整,会出现相移精度和定位精度不准的问题,同时也导致整个运动过程中推力大小不均^[8-10]。因此,本文设计了一种四足压电驱动装置的电源。

四足压电驱动电源采用硬件阻抗补偿和信号切换两种方法,解决了信号频宽较窄和延时较大的问题。该电源主要用于容性负载的四足压电驱动装置中,是一种具有高电压、高频率的驱动控制电源。通过硬件在环仿真实验中发现,信号切换方式既能减少运动过程中的振动,又能提高定位精度,阻抗补偿法不但可以改变频宽,还能增大硬件使用寿命。因此,本文主要针对四足压电驱动装置设计了一种可控性的驱动电源。

1 四足压电驱动装置

图1为四足压电驱动装置,由4个压电叠堆足构成。其中每个压电叠堆足均由电压信号驱动,顶部覆盖着绝缘陶瓷氧化铝片,且通过氧化铝片与外壳柔性铰链表面接触。压电叠堆足分别由上、下运动叠堆(厚度叠堆)和左、右运动叠堆(切向叠堆)构成,利用摩擦惯性原理驱动中间动子运动,从而形成了一维直线运动四足压电驱动装置。

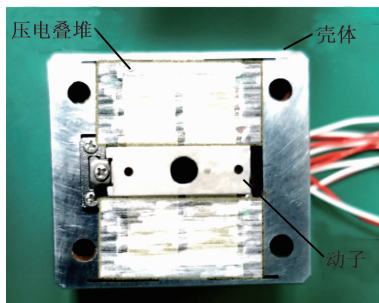


图1 四足压电驱动装置

四足压电驱动装置中每个压电叠堆足均由两种运动模式共同协作运行,依赖外壳的柔性机构控制压电驱动叠堆足的伸长、收缩及切向运动。在整个运动过程中,厚度电压信号输入先将压电叠堆足贴紧动子后,保持厚度位移不变,此时输入切向电压信号使压电叠堆足依靠与动子间的摩擦产生相对运动。然后减少厚度输入电压使叠堆足厚度收缩,减少切向输入电压使叠堆足切向回归原位处于垂直(零位)状态,进而完成四足压电驱动装置步进运动。综合文献^[11-12]可知,电压值(A)的大小决定了叠堆足的伸长量,电压上升时间

(t)决定了叠堆足摆动的角度大小,即切向运动位移量。单足压电驱动机理图如图2所示。图中, X_s 为切向运动位移, Y_c 为厚度运动位移, φ 为摆动角度, U_s 为切向运动位移输入电压, U_c 为厚度运动位移输入电压。

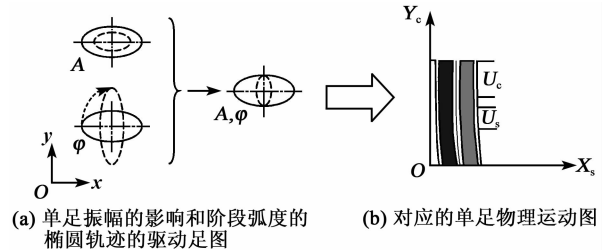


图2 单足压电驱动叠堆运动原理图

由图2可知,在理想条件下得到切向运动和厚度运动关系式为

$$\begin{cases} X_s = C_1 \varphi \\ Y_c = C_2 A \end{cases} \quad (1)$$

式中: C_1 为切向运动的常系数; C_2 为厚度运动的常系数。进一步得到位移与驱动输入电压信号间的关系为

$$\begin{cases} X_s = C_3 U_s \\ Y_c = C_4 U_c \end{cases} \quad (2)$$

式中 C_3 、 C_4 分别为切向和厚度运动的常系数。综合式(1)、(2)的函数关系,若在理想条件下,设定函数关系为线性函数关系,故可得到驱动信号函数方程:

$$\begin{cases} X_s(t) = C_1 C_3 u_s(t) \\ Y_c(t) = C_2 C_4 u_c(t) \end{cases} \quad (3)$$

式中: $u_s(t)$ 为切向运动驱动电压信号; $u_c(t)$ 为厚度运动驱动电压信号。依据式(3),建立了在控制理论中的状态方程为

$$\begin{bmatrix} X_s(t) \\ Y_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X_s(0) \\ Y_c(0) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} C_1 C_3 & 0 \\ 0 & C_2 C_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_s(t) \\ u_c(t) \end{bmatrix} \quad (4)$$

由式(4)可知,在控制原理中的输出变量与输入变量间的关系,其中过程系数为常量。本文假设初始状态为0。

2 压电驱动电源

依据单足压电驱动叠堆运动原理可得,整体机构四足压电装置运动位移就是切向运动位移。依据式(3)、(4),建立驱动电压信号与四足压电驱动装置运动信号间的关系。通常对于步进电机和压电机驱动装置的电源为正弦驱动信号电源^[13-14],采用换

相法使电机相对运动。本文提出了一种新叠堆结构的四足压电驱动装置,当输入驱动信号为正弦波时,电机的定位精度发生改变。

图 3 为位移实验结果图。由图可知,当输入信号为正弦波时,四足压电装置运动位移不均匀,导致定位精度低。电机厚度运动和切向运动无法处于交错运动,故使电机动子一直处于相对滑动的状态。在某个时刻,壳体对于动子无法保证预紧力是相对恒定的,不能满足四足压电驱动装置的应用。因此,本文采用信号切换方式实现该四足压电驱动装置输出稳定位移,从而提高了定位精度。依据四足驱动装置运动机理分析,得到理想驱动信号输入和位移输出图,如图 4 所示。

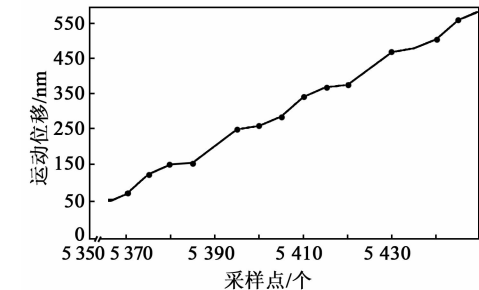


图 3 位移实验结果图

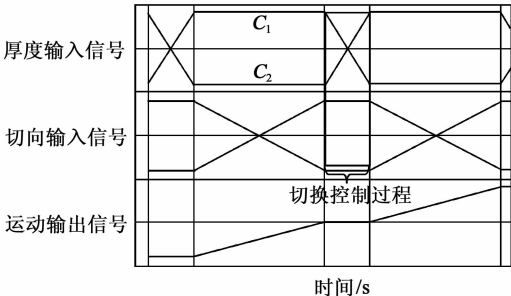


图 4 四足压电驱动电源信号图

由图 4 可知,分别对厚度电压驱动信号和切向电压驱动信号做理想化拟合,得到了标准的位移输出曲线。图中,切换控制过程是单足叠堆切向方向换相的转折过程。先将电压驱动信号建立数学模型后,应用硬件在环系统进行仿真实验。在 Matlab/Simulink 搭建模型如图 5 所示。

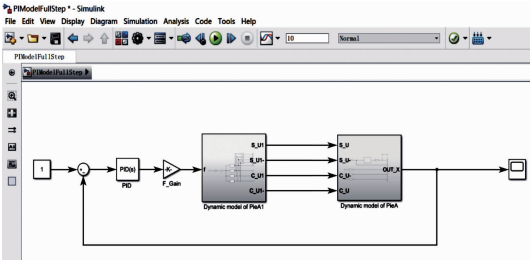


图 5 在环仿真模型图

图 5 采用比例、积分、微分(PID)调节系统进行位置闭环控制。驱动输出信号子模型由数学方程推导和搭建。模型中还包括四足压电驱动装置的动力学模型。建立硬件环仿真测试平台,先对整个系统中的驱动信号模型进行测试与预估,也可排除一些非故障性问题。示波器模块实时观测输出与输入信号,得到仿真测试结果如图 6 所示。

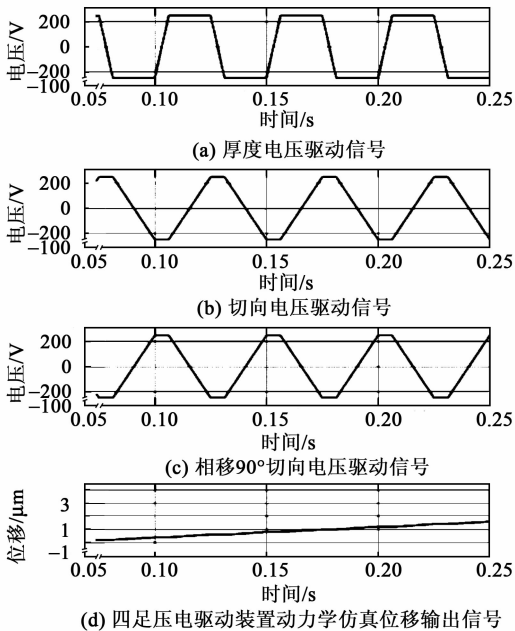


图 6 仿真测试图

由图 6 可知,设定切向电压信号和厚度电压信号成交替输入的方式。当切向电压逐步上升和下降时,厚度方向电压保持不变,使叠堆足与动子间始终紧贴。此时预紧力较大,保证了电机动子稳定运行。当切向摆动回到零位时,厚度方向电压逐步下降,厚度叠堆工作收缩进而抬高使切向叠堆足回零位。解决了四足电机出现回退的问题,从而完成了整个信号的切换过程。

3 实验系统测试

为验证压电驱动电源是否能够提高四足压电驱动装置运动精度,搭建了整个实验测试系统平台。整体设计流程主要包括信号的生成、波形的产生及信号的功率放大 3 个重要部分,如图 7 所示。搭建

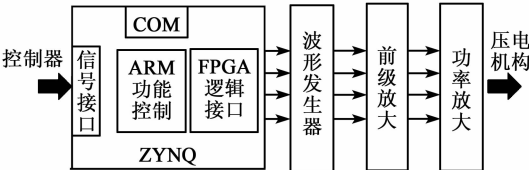


图 7 信号产生流程图

驱动电源实物,驱动四足压电驱动装置得到实际输出位移曲线,与仿真位移曲线进行误差分析,验证该驱动电源的可靠性和实用性。

为了验证整个流程的可行性,搭建了实验测试系统,测试平台布置情况如图8所示。

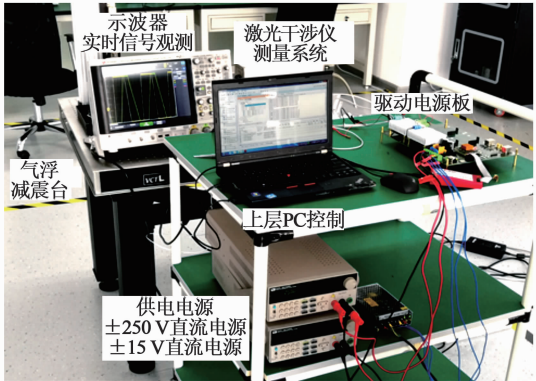


图8 实验系统布置图

该实验平台主要由电源部分、驱动器和检测系统组成。采用±250 V线性可编程电源和±15 V开关电源分别供电 MOS 功率管放大模块和运放芯片。驱动器由多核处理器、现场可编程门阵列(FPGA)和直接数字式频率合成器(DDS)信号发生器组成。由上层的 PC 控制驱动信号输出和观测运动实际轨迹曲线,用示波器 KEYSIGHT 观测输出驱动信号,驱动信号输出如图9所示。应用激光干涉仪作为位移测量系统。

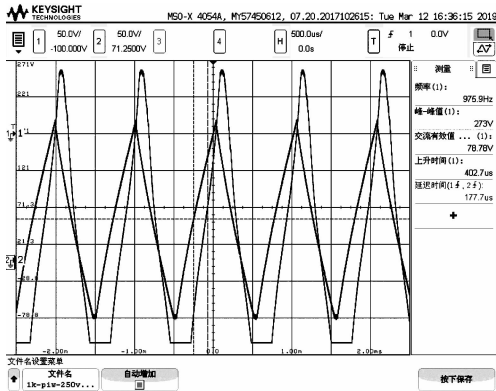


图9 驱动信号输出图(无阻抗匹配)

通过实验发现,功率放大电路对于信号频宽干扰大,不同材料的压电陶瓷电机阻抗值不同。电机容性负载阻抗和电路阻抗不匹配导致整体信号输出失真较严重,对于在电路设计的过程中进行阻抗匹配,才能减少信号失真,增大频宽。根据实验要求测得在不同频率下切向和厚度叠堆的阻抗值(R, L, C),如表1所示。

表1 不同频率下的等效阻抗表

叠堆方向	频率/ kHz	R/Ω	L/mH	C/nF
厚度方向	1.0	3.42	-52.66	481.930
	1.5	2.36	-23.46	480.640
	2.0	1.81	-13.22	479.590
切向方向	1.0	620.98	-3 041.00	8.341
	1.5	401.01	-1 361.00	8.269
	2.0	294.72	-770.29	8.223

由表1可知,在1.5 kHz时,厚度叠堆阻抗值为 $2.36\Omega+480.64\text{ nF}$,切向叠堆的阻抗为 $401.01\Omega+8.269\text{ nF}$ 。因此,在功率放大电路中应采用阻抗匹配法^[15]。依据戴维南定理公式计算功率放大电路的等效阻抗值:

$$Z_0 = R_{\text{TH}} \times \frac{R_{\text{TL}}}{R_{\text{TH}} + R_{\text{TL}}} \tag{5}$$

式中: R_{TH} 为厚度方向匹配电阻; R_{TL} 为切向方向匹配电阻; Z_0 为匹配后的阻抗值。

依据戴维南定理匹配公式计算匹配的电阻和电容值,将 R_{TH} 高输入阻值替换串联式电容。应用Multisim14.0软件对匹配电路进行仿真与测试,在整体电路仿真中发现该阻抗匹配法能增大低电压的偏置, R_{TH} 与 R_{TL} 两个电阻值很难选择,无法准确匹配到电压平衡点。因此,主要采用交流并联方法对 Z_0 进行阻抗匹配。对功率放大电路进行阻抗匹配如图10所示。

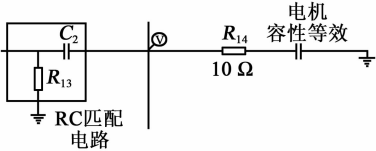


图10 阻抗匹配电路图

为进一步证明该匹配电路方法的有效性,应用仿真波特图进行分析如图11所示。

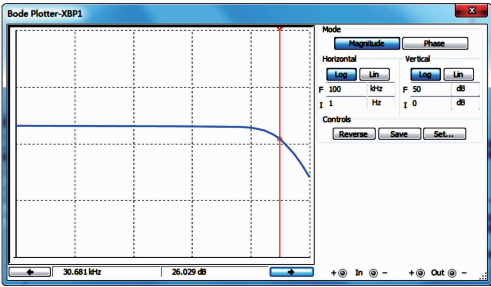


图11 仿真波特图

由图11可知,系统在一3 dB临界点频率为30 kHz,满足1.5 kHz交流信号输出的需要,有效

地解决了信号的衰减问题。阻抗匹配后由示波器观测到驱动信号输出如图12所示。

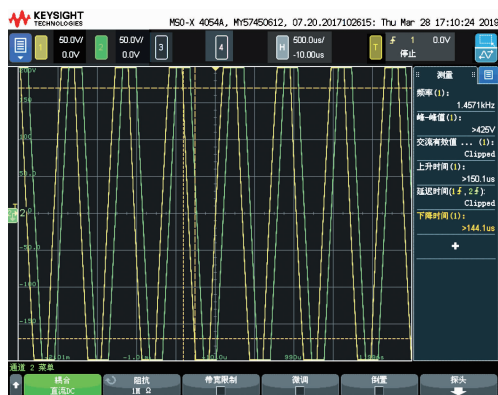


图12 驱动信号输出图(有阻抗匹配)

为了验证驱动电源的可靠性和精度,在实验中还采集了具有容性负载的四足压电驱动装置实物得到的运动轨迹。应用高精度4 kHz采样率的激光干涉仪对运动步长进行位移采集,并与仿真模型轨迹进行对比以验证驱动电源是否达标。激光干涉仪采集位移曲线如图13所示。

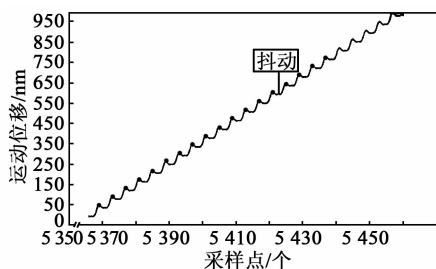


图13 激光干涉仪采集位移曲线图

由图13可知,应用该驱动电源通过实际测量得到的位移与模型进行对比,得到单步步长为50 nm,而实际单步步长为50.7 nm,相对误差为1.38%,该驱动电源满足实际应用需要。由图还可知,位移基本保持线性关系,明显减少了四足压电驱动装置的抖动问题。因此,本文设计的驱动电源提高了四足压电驱动装置的运动精度和定位精度。

4 结束语

本文设计的四足压电驱动装置的驱动电源,具有电压为 ± 250 V和频率为1.5 kHz的电源特性。应用阻抗匹配和信号切换法,解决了信号频宽问题,得到了一种具有良好响应特性的驱动电源,产生了高精度相对运动位移为50.7 nm的稳定轨迹,该电源实现了四足压电驱动装置驱动电源的指标。本文不仅通过硬件在环仿真进行了预测,还通过实验方

法得到了输出位移和实际轨迹,进一步证明了驱动电源的实用性。

参考文献:

- [1] 徐方超,魏恒志,孙凤,等.压电驱动串级菱形位移放大微定位平台的设计[J].仪器仪表学报,2019,40(1): 52-61.
- XU Fangchao, WEI Hengzhi, SUN Feng, et al. The design of piezoelectric driven rhombus displacement amplification micro positioning platform[J]. Journal of Instrumentation, 2019, 40(1): 52-61.
- [2] 于靖军,宗光华,毕树生.全柔性机构与MEMS[J].光学精密工程,2001,9(1):1-5.
- YU Jingjun, ZONG Guanghua, BI Shusheng. Full flexible mechanism and MEMS[J]. Optical Precision Engineering, 2001, 9(1): 1-5.
- [3] 谢晓麟.自由曲面伺服车削切削力测量及装置研制[D].长春:吉林大学,2015.
- [4] 李建平.步进式压电驱动基础理论与试验研究[D].长春:吉林大学,2016.
- [5] POIK M, KOHL D, SCHITTER G. Similarity-based feedback control with reduced capacitive load for linear operation of piezoelectric actuators[J]. IFAC Papers on Line, 2019, 52(15): 585-590.
- [6] UMAIR M. Modeling and simulation of a class of piezoelectric bimorph cantilever beams[D].济南:山东大学,2018.
- [7] 曹龙轩,朱云龙,金学健,等.宽带变压器在压电陶瓷驱动电源中的应用[J].压电与声光,2018,40(3):384-388.
- CAO Longxuan, ZHU Yunlong, JIN Xuejian, et al. Application of broadband transformer in piezoelectric ceramic driving power [J]. Piezoelectrics & Acousto-optics, 2018, 40(3): 384-388.
- [8] HELFRICH B E, LEE C, BRISTOW D A, et al. Combined feedback control and iterative learning control design with application to nano positioning systems [J]. IEEE Trans on Control Systems Technology, 2010, 18(2): 336-351.
- [9] TIAN Y, ZHANG D, SHIRINZADEH B. Dynamic modelling of a flexure-based mechanism for ultra-precision grinding operation [J]. Precision Engineering, 2011, 35(4): 554-565.
- [10] 孔德帅,胡高峰,张冠伟,等.压电驱动器可控预紧力主轴设计及性能分析[J].工程设计学报,2019,26(6): 743-752.

- KONG Desuai, HU Gaofeng, ZHANG Guanwei, et al. Design and performance analysis of piezoelectric actuator's controllable preload spindle[J]. Journal of Engineering Design, 2019, 26(6): 743-752.
- [11] 胡志平, 谷森, 唐飞扬, 等. 基于双压电陶瓷驱动原理的精密定位平台研究[J]. 压电与声光, 2020, 42(3): 317-320.
- HU Zhiping, GU Sen, TANG Feiyang, et al. Research on the precise positioning platform based on the driving principle of double piezoelectric ceramics[J]. Piezoelectrics & Acoustooptics, 2020, 42(3): 317-320.
- [12] 崔玉国, 刘尔春, 杨依领, 等. 基于改进 PID 的压电微定位平台反馈控制[J]. 仪器仪表学报, 2018, 39(6): 215-223.
- CUI Yuguo, LIU Erchun, YANG Yiling, et al. Feed-back control of piezoelectric micro positioning platform based on improved PID[J]. Journal of Instrumentation, 2018, 39(6): 215-223.
- [13] JOHANSSON S, BEXELL M, JANSSON A. Fine control of electromechanical motors; US6798117[P]. 2004-09-28.
- [14] 季海涛, 尹建丰, 包海泉, 等. 三相混合式步进电机驱动器的设计[J]. 电子世界, 2013(13): 138-139.
- [15] 郝清, 张丽苹. 50 Ω /10 W 负载微带匹配电路设计[C]//广州: 中国电子学会微波分会, 2019: 225-228.

《压电与声光》网络投稿流程

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

2) 查看投稿须知及投稿模版。

3) 下载填写保密回执及著作权转让协议。

4) 填写稿件信息(正确填写如邮箱、电话及单位, 以便联系)。

5) 上传稿件和附件(包括专利、获奖证书及相关回执)。

注意:

1) 带 * 的内容为必填项。

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

3) 为提高稿件的外审效率, 请作者推荐合适的专家供编辑部参考。

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

稿件流程:

1) 稿件上传成功后, 系统自动发送收稿回执到作者注册邮箱。

2) 稿件初审(合格的进入复审, 不合格的退修或直接退稿)。

3) 专家外审(复审)、终审(审稿周期 1 个月)。

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

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

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

一种基于 WLP 封装的声表面波滤波器

陈尚权,吕翼,赵雪梅,董加和,米佳,陈彦光,伍平

(中国电子科技集团第二十六研究所,重庆 400060)

摘要:以 41°Y-X 切型铌酸锂作为基底材料,选择双 T 型阻抗元结构,采用晶圆级封装(WLP)技术,制作了一款相对带宽 5.8%,最小插入损耗为 -2.8 dB ,体积为 $1.1\text{ mm}\times 0.9\text{ mm}\times 0.5\text{ mm}$ 的小型化 WLP 封装声表面波滤波器。并研制了专用探卡,对封装后晶圆完成在线测试。测试结果表明,探卡测试结果与装配到实际电路的测试结果进行对比,两者吻合较好,解决了 WLP 封装声表面波滤波器测试难题。

关键词:晶圆级封装(WLP);声表面波滤波器;探卡

中图分类号:TN65 **文献标志码:**A **DOI:**10.11977/j.issn.1004-2474.2020.04.031

A SAW Filter Based on Wafer Level Packaging

CHEN Shangquan, LYU Yi, ZHAO Xuemei, DONG Jiahe, MI Jia, CHEN Yanguang, WU Ping

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

Abstract: Using 41°Y-X LiNbO₃ as substrate material, selecting the double T-type impedance element structure, and adopting the wafer level packaging technology, a miniaturized WLP packaged SAW filter with relative bandwidth of 5.8%, minimum insertion loss of -2.8 dB and volume of $1.1\text{ mm}\times 0.9\text{ mm}\times 0.5\text{ mm}$ is fabricated. A special probe card is developed to complete the test of the packaged wafer on-line. The test results show that the test results of the probe card are in good agreement with that of the wafer assembled into the actual circuit, which solves the test problem of WLP packaged SAW filter.

Key words: wafer level packaging(WLP); SAW filter; probe card

0 引言

晶圆级封装(WLP)是近年来快速发展起来的新型封装技术^[1],WLP 采用重布线 and 凸点技术,能极大地减小封装体积,实现了封装面积和芯片面积比小于 1.2。在电子设备小型化、模组化发展的趋势下,采用 WLP 封装的滤波器能更好地满足移动通信等领域小型化的需求。

WLP 声表面波(SAW)滤波器是在完成功能图形制作的晶圆上,对整个晶圆进行封装、测试。此种封装技术能实现整片晶圆的一次性封装,加工效率高;每个晶圆有数千颗芯片,与传统封装技术对单个芯片进行操作相比,极大地降低了工艺成本;WLP 器件布线短,电极厚,电磁寄生小。具有众多优点的 WLP 器件正成为 SAW 滤波器的发展方向。但 WLP 封装器件由于尺寸较小、电极凸点位于封盖

上,划片后,采用夹具进行测试的方法难以准确测量其电性能、且易损坏器件或凸点。本文改进了现有 GSG 探针测试方法,研究制备专用探卡,解决了 WLP 器件测试难题。

1 SAW 滤波器设计

1.1 低损耗 SAW 滤波器设计模型

低损耗 SAW 滤波器设计普遍采用 COM 模型^[2-3],COM 模型能分析换能单元在压电晶体表面的声电效应。其响应关系用 $\mathbf{P}$ 矩阵形式表示为

$$[A_{i1}, A_{i2}, I]^T = [P_{ij}] [A_{i1}, A_{i2}, V]^T \quad (1)$$

式中: A_i 分别为输入、输出响应;下角 1,2 为声端口; I 为电流; V 为电压。通过边界条件可解得一个 3×3 的 $\mathbf{P}$ 矩阵。通过 $\mathbf{P}$ 矩阵的级联,可以分析不同结构的滤波器响应。

1.2 WLP 封装阻抗元结构 SAW 滤波器

常用的低损耗 SAW 滤波器的结构为阻抗元结构,其基本原理是利用反射栅和换能器构成的谐振

收稿日期:2020-07-21

基金项目:预研基金资助项目

作者简介:陈尚权(1989-),男,四川自贡人,工程师,硕士,主要从事声表面波技术的研究。

器,采用 COM 模型分析单个谐振器的响应,每个谐振器单独设计。通过串、并电连接的方式构成滤波器。本文封装尺寸为 $1.1\text{ mm}\times0.9\text{ mm}\times0.5\text{ mm}$,尺寸较小,因此设计方案选择谐振器数量较少的双 T 型阻抗元结构,同时输入、输出对称,实现小型化设计。在版图设计时,考虑到器件尺寸小,实际装配到电路应用中,需避免直通对器件性能的恶化。因此,设计的输入、输出接口为对角。本文选择 $41^\circ\text{Y-X LiNbO}_3$ 作基底材料。材料参数如表 1 所示。COM 参数通过有限元法理论计算提取并经过工艺进行了验证。本文工作频率为 L 波段,封装引起的电磁寄生对阻抗元结构的频率响应有较大影响,采用等效的电容、电感建立集总参数封装模型。因为 WLP 封装和传统表贴封装结构有较大区别,故采用仿真与工艺验证相结合的方法,准确获取了 WLP 封装的寄生参数。

表 1 材料参数

材料	切型	声速/ $(\text{m}\cdot\text{s}^{-1})$	耦合系数/%
LiNbO_3	41°Y-X	4 390	17

1.3 滤波器结构及仿真

图 1 为双 T 型阻抗元 SAW 滤波器电路结构。图中,IE1、IE2、IE3 为谐振器,其输入、输出对称, L 为封装寄生电感, C_p 为封装寄生电容。设计时,输入参数包含芯片结构参数、材料 COM 参数、WLP 封装寄生参数。结构参数主要有谐振器的周期、孔径、占空比等参数;材料 COM 参数由膜厚和压电基底决定;封装寄生参数由电磁效应决定。采用梯度下降法,优化 3 种类型谐振器的周期、孔径、换能器对数等,参数如表 2 所示,获得了相对带宽约为 5.8% 的带通滤波器,如图 2 所示。

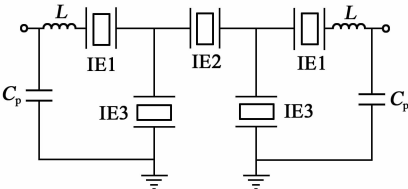


图 1 双 T 型阻抗元结构

表 2 谐振器部分参数

谐振器	换能器对数/对	周期/ μm	孔径/ μm
IE1	90	2.038	50
IE2	90	2.012	30
IE3	90	2.232	140

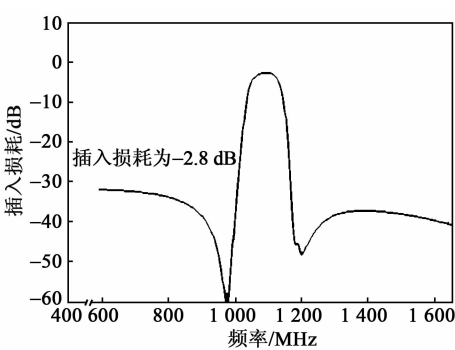


图 2 器件仿真结果

2 WLP 封装工艺

WLP 封装将芯片进行钝化处理,在其表面覆盖聚酰亚胺(PI)或 Si 固体介质材料,以实现器件的封装。采用重布线技术将 I/O 接口以阵列方式分布在介质材料上,并进行凸点制作,完成器件接口制作。本文封装覆膜材料为 Si,能提升 WLP 器件在模块化中模压能力。与传统封装技术相比,封装、测试在划片工序前完成。WLP 封装的主要工艺流程,如图 3 所示。

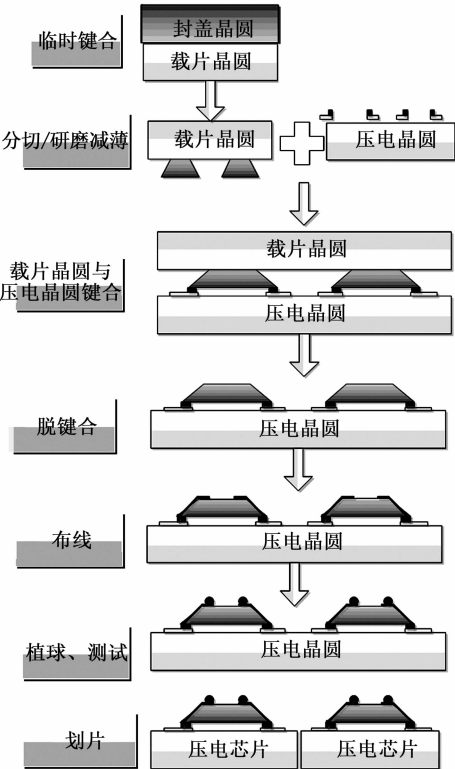


图 3 封装流程

凸点技术是 WLP 封装的关键技术,本文采用 solder ball 植球的方式实现凸点制作。与其他技术相比,其成本低,工艺稳定及能实现小球制作^[4]。图

4 为产品实物图。

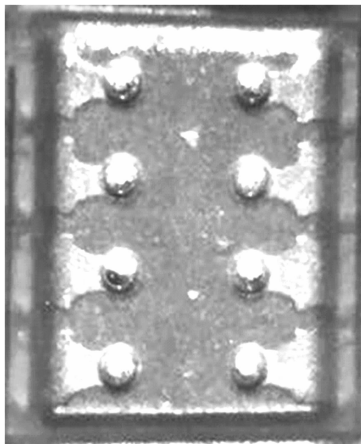


图4 划片后产品

3 WLP 器件在线测试

本文采用 WLP 封装器件在划片前进行测试工序。准确测试芯片性能指标,即可以及时反馈研发结果,减少工艺制作周期。同时也能避免不合格产品进入后道工序,减少经济损失。准确完成芯片检测,成为 WLP 器件制作的一个重要环节。

3.1 传统探针

SAW 器件芯片的传统测试方法采用 GSG 探针的方式,探针头对金属电极或金属凸点进行接触连接,实现对滤波器芯片的测试。此种类型探针头数量不超过 4 个,包含输入、输出两个信号接口,其余接地。本文采用的 WLP 封装外壳有 8 个端口,探针头数量无法覆盖全部的接口,采集的信号不完整,造成探针测试的结果和实际器件性能差异很大,无法准确判断芯片性能,图 5 为 GSG 探针测试结果。带外抑制和通带指标与实际响应差距较大。

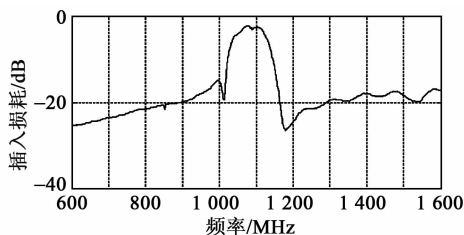


图5 探针测试结果

3.2 专用探卡

WLP 封装滤波器尺寸小,采用夹具测试易引入电磁寄生,测试结果与实际有差异,且易损坏器件。本文设计制备了专用探卡(见图 6),实现了 WLP 器件的测试,随后将滤波器装配在实际使用的电路板上,进行测试对比。

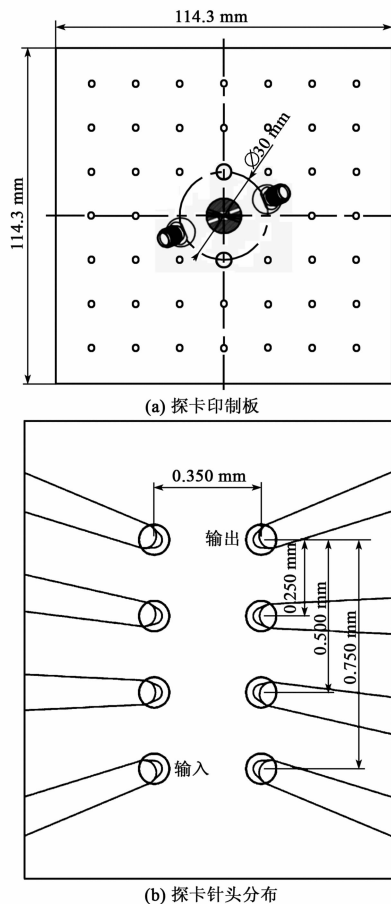


图6 探卡印制板及针头分布

探卡主要包括探针头、印制板和引线。探针头是探卡的最重要部分,其需要具有良好的力学性能和电学性能。探针和器件金属凸点既要保持良好接触,又不能应力过大而破坏金属凸点。同时保证接触电阻要小,材料选择有良好机械和电学性能的 BeCu 合金。探针的结构为悬臂梁式,根据材料力学,悬臂梁的尖端最大挠度 $\omega_{\max}$ 由梁的厚度决定^[5]:

$$\omega_{\max} = \frac{4FL^3}{Eb h^3} \quad (2)$$

式中: E 为杨氏模量; b 为梁宽度; L 为梁长度; h 为梁厚度; F 为针尖受力。悬臂梁的弹性系数 K 为

$$K = \frac{Eb h^3}{4L^3} \quad (3)$$

由此可对金属凸点的受力情况进行分析,避免受损。

探针头数量有 8 个,其中 6 个独立接地。探针头之间的最短距离为 $250 \mu\text{m}$,探针可在 x, y, z 3 个方向移动,可以调节与金属凸点的接触位置和对金属凸点施加的应力。 x, y 方向的调节精度可达

$2\ \mu\text{m}$, z 方向的调节精度为 $1\ \mu\text{m}$, 可以实现探针和待测器件良好接触。工作频率为 $1\ \text{GHz}$ 时, 接触电阻小于 $0.5\ \Omega$, 导电性能好。探针间的特征阻抗大于 $500\ \text{M}\Omega$, 隔离性好, 可以用于高频测试。

印制板上有引线电路连接探卡的引出端口和探针头, 且印制板有较高的平整度要求, 以确保探针头和滤波器的良好接触。印制板上的引出端口由外部连接线和网络分析仪连接, 完成器件的测试。图 7 为探卡测试结果。

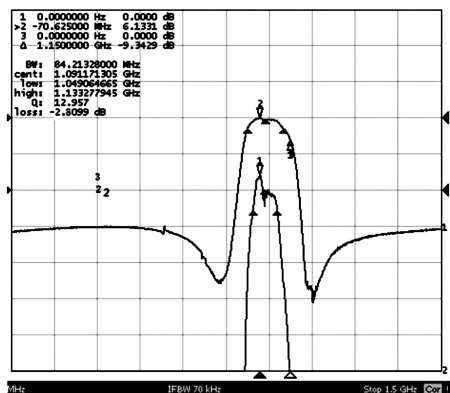


图 7 探卡测试结果

为了验证探卡测试的准确性, 将同一器件装配在实际使用的电路上, 用相同仪器进行测试, 两者间的对比如图 8 所示。

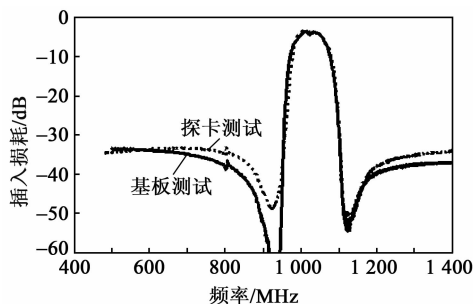


图 8 探卡测试与实际电路测试对比

4 结束语

本文选择了一种双 T 型的阻抗元结构, 采用

WLP 封装技术, 实现了一款基于 WLP 封装声表面波滤波器的研制。产品体积仅为 $1.1\ \text{mm} \times 0.9\ \text{mm} \times 0.5\ \text{mm}$, 可以用于手机射频前端等领域的模块中, 能极大地减小模块体积。针对 WLP 封装滤波器难以测试的问题, 研究制备了一种专用的探卡, 能较准确地完成整片晶圆滤波器的测试工作。本款滤波器的研制方法适用于其他不同切型材料的基于 WLP 封装的声表面波滤波器研制。

参考文献:

- [1] 米佳, 李晖. 声表面波器件小型化技术发展概述[J]. 压电与声光, 2012, 34(1): 4-6.
MI Jia, LI Hui. Overview of the development of SAW miniaturization technology[J]. Piezoelectrics & Acousto-optics, 2012, 34(1): 4-6.
- [2] 徐方迁, 何世堂. S-H 型声表面波在栅阵中传播特性的变分原理研究[J]. 声学学报, 2007, 32: 239-243.
XU Fangqian, HE Shitang. A study based upon variational principle of the properties of SH-type SAWs propagating under periodic metal grating [J]. Acta Acustica, 2007, 32: 239-243.
- [3] 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 parameters extracting [J]. Piezoelectrics & Acousto-optics, 2008, 30(1): 3-5.
- [4] 刘劲松, 时威, 张金志. 晶圆级 WLP 封装植球机关键技术研究及应用[J]. 制造业自动化, 2015, 37: 28-31.
LIU Jinsong, SHI Wei, ZHANG Jinzhi. Research and application on ball mounting equipment of wafer lever package [J]. Manufacturing Automation, 2015, 37: 28-31.
- [5] 靖向萌. MEMS 探卡的设计及制备工艺研究[D]. 上海: 上海交通大学, 2008.

CONTENTS

A Space-borne X-band Carrier Source with Configurable Output Frequency	CHEN Dejun, SONG Song, LIANG Xianfeng(433)
Magnetic Surface Acoustic Wave Resonator Based on Flexible Substrate	LIU Wan, LU Yawei, HU Wenbin, BAI Feiming(439)
Two Calculation Methods for Group Delay Ripple of Bulk Acoustic Wave Filter	YUAN Jing, GAO Yang, REN Wanchun(444)
Study on Frequency and Temperature Characteristics of Single Crystal Thin Film Bulk Acoustic Resonators	
..... JIAN Ke, SHUAI Yao, TIAN Benlang, BAI Xiaoyuan, LUO Wenbo, WU Chuangui, ZHANG Wanli(448)	
A SAW Filter with Low Insertion Loss and High Suppression	
..... CHEN Yanguang, DONG Jiahe, CHEN Qinghua, JIANG Shiyi, CHEN Huazhi, LI Hualin, CHEN Shangquan, LU Chuan, ZHAO Xuemei(453)	
Study on Gas-phase BVD Model of QCM Absorbed by Viscoelastic Film	
..... GE Ciyu, LIAO Shuang, TANG Jinfei, ZHANG Xinyu, TAN Feng(456)	
Optimization Design of 2, 4 GHz VCO for Microwave Communication	
..... DUAN Wenjuan, LIU Bo, WANG Jinchuan, ZHANG Jincan, LIU Min, MENG Qingduan(461)	
Design of a 3-D Nanowire SAW Gas Sensor and Alarm Detector	REN Yanyu, WANG Lu, WANG Yinxin, YANG Jing(466)
Temperature Measurement Method of Wireless Sensor Network Based on SAW Anti-interference Transmission	
..... LI Chundong, BIAN Zhenyu, GAO Yuan, ZHENG Hua(471)	
A Large Aperture Medium-wave Acousto-optic Tunable Filter	ZHANG Zehong, WANG Zhilin, LIU Ling, CHEN Yongfeng(477)
Research on Micro-Thrust Measurement Based on Torsional Effect of Quartz Wafer	REN Zongjin, ZHU Xiaoyu, ZHANG Jun(481)
Design and Preparation of Bonding Membrane System of Optical Fiber Coupling Acousto-optic Modulator	
..... LIU Baojian, CHEN Huazhi, CAO Jiaqiang, LIU Ling(484)	
Study on $\text{MgZr}_4(\text{PO}_4)_6$ Reaction and High Temperature Electrical Properties	HU Sheng, XIONG Houbo, LI Xiangcheng(488)
Effect of Ba^{2+} Doping on Structure and Electric Properties of $\text{CaCu}_2\text{Ti}_4\text{O}_{12}$ Ceramics	
..... ZHONG Xin, WU Yang, TANG Zhuming, ZHOU Zixin, ZHANG Chen(492)	
Damage Detection for Timber Beams Based on Piezoelectric Impedance Technology	HAN Fang, WANG Chengfeng, ZHANG Qianjing(497)
Multi-information Tactile Detection System Based on Piezoelectric Film	HUI Qianxin, GAO Xinyu, CUI Meng, XIN Yi(501)
Influence of Azimuth Installation Error on Leveling Performance and Countermeasures	
..... ZHANG Tao, WEI Guiling, FENG Bo, YANG Hong, WEI Xuyang, CHEN Chao, WANG Bin(506)	
The Forward and Backward Processes Algorithm for Identifying Parameter in Single-axis Rotation Inertial Navigation System	
..... WANG Lingcao, YANG Hong, HU Xiaobing, ZHANG Yu(510)	
Non-contact Human Physiological Signal Monitoring Chair Based on Piezoelectric Film	
..... ZHANG Qi, WANG Taihong, DUAN Xiaochuan(515)	
Design of IEPE Circuit for Shock Wave Overpressure Sensor	LIU Donglai, WANG Weikui, PENG Yongqing, JIN Xiaofeng(519)
Hysteresis Modelling and Adaptive Control of Piezoelectric Actuators	WANG Zhou, CHEN Yuansheng, WANG Hao, HUANG Qinbin(523)
Wearable Physiological Signal Monitoring System Based on PVDF	HOU Tianyuan, ZHU Jianfeng, LIU Tao, XIN Yi(529)
Research on Driving Circuit of Vibrating-string Gyro Based on Phase Negative Feedback	
..... CHEN Zhilong, HUANG Ming, LIU Peng, SHU Kai(533)	
Radiation Shielding Design of Piezoelectric Accelerometer for Nuclear Power	
..... QIAN Junjiang, YUAN Yupeng, CHEN Qinghua, ZHOU Rui, ZHANG Ping, ZHANG Zuwei, MU Jiangdong(540)	
Analysis of Anti-overload Capability of the Stator Support Structure of Ultrasonic Motor	
..... ZENG Jinsong, ZHANG Xiping, SHENG Lianwu, LIU Guoning(544)	
Research on Shape Compound Control Method of Piezoelectric Flexible Structure	
..... ZHANG Zongyu, ZHOU Wenya, LYU Weiliang, WANG Xiaoming, MA Ruixin(550)	
Nonsingular Terminal Sliding Mode Control for Trajectory Tracking of Piezoelectric Ceramics	SU Ziyi, YU Shengdong(557)
Preparation and Piezoelectric Properties of BTO/PDMS/C Flexible Composite Film	SU Xiaoxiao, LI Yinhui, LI Tingyu, LI Pengwei(563)
A Multi-mode Autonomous Positioning Method for Pedestrians Based on Multi-sensor Fusion	
..... QI Lin, LIU Yu, GOU Zhiping, YANG Yong, LU Yongle, ZOU Xinhai(568)	
Design and Study on Power Supply of Four-Legged Piezoelectric Actuators	
..... JIA Danping, HAN Shuo, YANG Xiaofeng, WANG Zhenhua(573)	
A SAW Filter Based on Wafer Level Packaging	
..... CHEN Shangquan, LYU Yi, ZHAO Xuemei, DONG Jiahe, MI Jia, CHEN Yanguang, WU Ping(579)	

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 4 期(总第 253 期)

Vol. 42, No. 4 (Serial Issue No. 253)

2020 年 8 月 20 日出版

Published on Aug. 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

Competent Department: China Electronics Technology Group Corporation
Sponsored by: Sichuan Institute of Piezoelectric and Acoustooptic Technology
Edited and Published by: Editorial Office of Journal of
PIEZOELECTRICS & ACOUSTOOPTICS

主 编:胡少勤
执行主编:许 昕
责任编辑:杨 莉
印 刷:重庆紫石东南印务有限公司
国内发行:《压电与声光》编辑部

Chief Editor: HU Shaoqin
Executive Chief Editor: XU Xin
Managing Editor: YANG Li
Printed by: Chongqing Purplestone Southeast Printing Co., LTD.
Distributed by: Editorial Office of Journal of

PIEZOELECTRICS & ACOUSTOOPTICS

地 址:重庆市南岸区南坪花园路 14 号
(400060)

Address: No. 14 Garden Road, Nanping, Nan'an District Chongqing City,
Chongqing 400060

电 话:(023)65860260(编辑)
(023)65860283(发行)

Tel: (023)65860260 (Edinton)
(023)65860283 (Distribution)

网 址:www.peaotec.com
电子邮箱:ydsipsat@163.com

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