

文章编号 1004-924X(2007)01-0076-08

电容式 Lamb 波器件的信号接收方法

胡友旺^{1,2}, 贾宏光¹, 李 锋^{1,2}, 张 平¹, 王淑荣¹, 吴一辉¹

(1. 中国科学院 长春光学精密机械与物理研究所 应用光学
国家重点实验室, 吉林 长春 130033; 2. 中国科学院 研究生院, 北京 100039)

摘要:提出了激励和接收均使用电容式叉指换能器(Capacitive Interdigital Transducers, CIDT)的集成化的电容式 Lamb 波器件。利用电容式叉指换能器直接激励和接收 Lamb 波非对称模式的方式,解决了机电耦合效率的问题。在分析各种电容检测电路的基础上,针对 Lamb 波电容式检测的特殊性,选择了直流电路法来进行接收电容变化规律的测量。为说明直流电路法的适用性,设计了波动检测验证实验。实验结果表明:用直流电路法测量得到的声波信号与其理论计算值之间误差仅为 2.4%,证明了直流电路法的适用性,解决了目前 Lamb 波器件的功能材料层的制作工艺均与传统集成电路工艺不兼容的问题。

关键词:电容式 Lamb 波器件;电容式叉指换能器;集成电路工艺兼容;电容式接收;直流电路法

中图分类号:TP212.16 **文献标识码:**A

Signal reception method of capacitive Lamb wave device

HU You-wang^{1,2}, JIA Hong-guang¹, LI Feng^{1,2}, Zhang Ping¹, WANG Shu-rong¹, WU Yi-hui¹

(1. *State Key Laboratory of Applied Optics, Changchun Institute of Optics, Fine Mechanics and Physics, Chinese Academy of Sciences, Changchun 130033, China;*
2. *Graduate School of the Chinese Academy of Sciences, Beijing 100039, China*)

Abstract: A Capacitive Interdigital Transducer (CIDT) was used in capacitive Lamb wave device to solve the problem that the processes of function layers in most Lamb wave devices were incompatible with classical IC process. In the devices, CIDT were used as both excitation cell and reception cell of Lamb wave, as it was possible to realize the miniaturization. Because of CIDT's exciting and receiving the anti-symmetrical modes of Lamb wave directly, the problem of energy-coupling efficiency of transducers was solved. Basing on the analysis of several capacitance detecting circuits, the direct current circuit method was selected to meet the special demands of the device. In order to validate the application feasibility of direct current circuit method, a vibration-detecting experiment was designed. Experimental results show that the error between measurement vibration signal and its theory value is only 2.4%.

Key words: capacitive Lamb wave device; CIDT; IC process compatibility; capacitive reception; direct current circuit method

收稿日期:2006-05-14;修订日期:2006-12-16.

基金项目:国家 863 计划项目(No. 2004AA404250)和国家自然科学基金项目(No. 60474055)

1 引言

由于 Lamb 波传感器有着极高的灵敏度,因而它在微小质量的检测中具有很大的优势^[1];又由于 Lamb 波的零阶非对称模式(即 A_0 模式)的相速度很低,可以小于水中的声速,这种特性使 Lamb 波器件不会激励水的压力波(纵波)而向水中损耗能量,因而具有很低的能量损耗,这使得 Lamb 波器件在水中比其他声波器件具有更优越的应用优势。

目前大多数报道的基于 MEMS 工艺的 Lamb 波器件利用压电效应^[2-5]来激励波动,其他激励方法有电致伸缩效应^[6]、热弹性效应^[7,8]、磁致伸缩效应^[9]等,这些方法共同的特点是其功能材料(如压电陶瓷层等)的制作工艺均不与传统 IC 工艺兼容。为解决工艺兼容性问题,美国斯坦福大学^[10-12]提出了基于电容式微制造超声换能器(Capacitive Micromachined Ultrasonic Transducers)的 Lamb 波器件,其中 CMUT 的制作工艺是表面工艺;Yihui Wu^[13]成功地利用 CIDT 激励 Lamb 波,而此电容式 Lamb 波器件的检测单元是激光多普勒干涉仪,无法实现波动激励单元和检测单元的集成,其制作工艺是体硅工艺。

本文提出和探讨了同时使用两对 CIDT 来进行 Lamb 波波动信号的激励和接收,既使器件制作工艺与传统 IC 工艺的兼容,又使波动的激励单元和检测单元集成;与压电激励方式的能量耦合方式不同,器件直接激励和接收 Lamb 波的非对称模式,解决了能量耦合效率的问题。

2 电容式 Lamb 波器件工作原理

2.1 基本原理

如图 1 所示,电容式 Lamb 波器件的结构为两层结构,上层为带有金属铝作为地层的硅薄膜,薄膜的厚度约为 $8 \mu\text{m}$;下层是两组 CIDT, CIDT 电极之间有硅突台做的齿;两层对准、键合形成 Lamb 波器件。两组 CIDT 分别与硅薄膜上的 Al 地层形成两对电容器(激励电容器 C_e 和接收电容器 C_r)。电极之间的齿定义了 Lamb 波波长,定义器件的工作模式。

器件工作时,当给 C_e 两极板之间加周期性电

压时,作为电容电极的 IDT 会通过库仑力周期性地吸引硅薄膜,从而激励出 Lamb 波;波动顺着薄膜传播,当传播到 C_r 时会使其在薄膜上的那个极板振动而导致两极板之间的距离变化,从而导致其电容值发生变化,利用电容检测电路测出电容 C_r 的变化规律就可以得到薄膜的振动规律,取出 C_r 的检测信号进行匹配、滤波、移相、放大以形成正反馈。

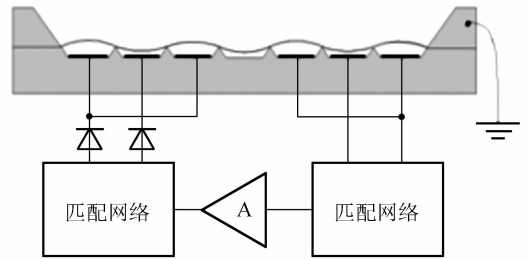


图 1 电容式 Lamb 波器件的工作原理图

Fig. 1 Work theory diagram of capacitive Lamb wave device

2.2 器件的基本特性

Lamb 波是一种板波模式,存在于一个有自由边界的薄板中。Lamb 波中质点在沿着波动传播方向和垂直于波动传播方向上均有位移。这些波动有两种模式同时满足波动方程:对称模式和反对称模式。对称模式又叫作纵波模式,因为薄膜厚度方向上质点的平均位移均在纵向方向上;而反对称模态各质点的平均位移均在横向方向上,所以此模态又叫做柔性模态。

假设硅为匀质各向同性材料,硅薄膜的零阶反对称模式和对称模式的频散曲线如图 2 所示^[10],图 2 包含有频散曲线的几个重要特征:首先,当板的厚度 $b \rightarrow 0$ 时, A_0 模的速度逐渐降低到零,而 S_0 模的速度仍可以保持一个比较大的值;其次,当波动传播薄膜的厚度远远大于波长的時候,两个模态的速度都渐近趋于 Rayleigh 波的速度;最后,在频率厚度积(简称为“频厚积”)低于一定值的情况下,薄板中只存在 A_0 和 S_0 模态,其它模态都被切断,不能在薄膜中稳定传播。

本文中的器件的薄膜厚度约为 $b = 8 \mu\text{m}$,假设满足 $\bar{b} \rightarrow 0$ ^[14] 条件,其中, $\bar{b} = k_i b / 2$,

$k_i = \omega \sqrt{\frac{\rho}{\mu}}$, ρ 为材料密度, μ 为拉梅常数, ω 为角频率。采用下式来计算 A_0 模的相速度:

$$V_A = \frac{\pi b}{\lambda} \sqrt{\frac{E}{3\rho(1-\nu^2)}}, \quad (1)$$

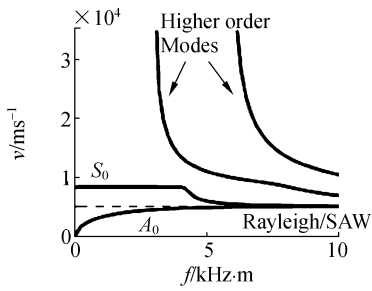


图 2 硅薄膜的低阶模式频散曲线

Fig. 2 Velocities dispersion curves of Lamb wave on silicon

$$f_0 = \frac{\pi b}{\lambda^2} \sqrt{\frac{E}{3\rho(1-\nu^2)}}, \quad (2)$$

将杨氏模量 $E = 150 \times 10^9$ Pa, 波长 $\lambda = 300 \mu\text{m}$, 密度 $\rho = 2\,330$ kg/m³, 泊松比 $\nu = 0.27$ 代入式(1), (2)可得 $V_A = 388$ m/s, $f_0 = 1.29$ MHz, V_A 的值和文献[10]中报道的相速度误差小于 3.0%。

3 电容式 Lamb 波器件制作

电容式 Lamb 波器件的 MEMS 制作工艺为,取一片双面抛光氧化硅片;双面甩胶,单面光刻、显影、后烘, SiO₂ 开窗口,去胶;用 SiO₂ 作为掩模, KOH 腐蚀,使腐蚀坑处形成面积为 $3.5\text{ mm} \times 10.5\text{ mm}$ 、厚度约为 $8\ \mu\text{m}$ 的硅薄膜;在硅片另一面溅射金属铝;取另一片双面抛光氧化硅片,使用另一块掩模版,经过光刻, SiO₂ 开窗口;用 SiO₂ 作为掩模进行 KOH 溶液腐蚀;再次甩胶光刻,用 HF 缓冲液腐蚀部分 SiO₂;再进行 KOH 腐蚀,使得齿的部分高出约 $2\ \mu\text{m}$;铝溅射、喷胶、光刻,再用铝腐蚀液腐蚀铝得到叉指电极;

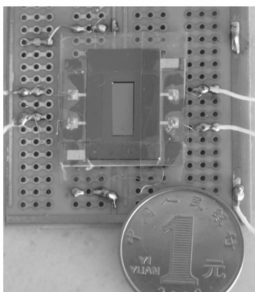


图 3 电容式 Lamb 波器件原理样机

Fig. 3 Prototype of capacitive Lamb device

将两次得到的带图形的硅片对准、键合,得到 Lamb 波器件。

由此制作工艺可知器件的 MEMS 制作工艺与传统 IC 工艺完全兼容。将通过工艺制作的器件固定、引线后的电容式 Lamb 波器件如图 3 所示。

4 CIDT 的电容检测电路

4.1 CIDT 对测量电路的要求

CIDT 是 Lamb 波振动的检测单元,是通过 CIDT 与地层形成的微小电容值的变化来检测 Lamb 波振动的,因此采用合理的电路来实现微小电容值变化的测量是 Lamb 波电容式测量的关键。本文对检测微小电容值变化的测量电路的要求有:

(1) 电容检测电路应与 C_r 匹配。由于电容式 Lamb 波器件是通过电容两极板之间的静电力来进行振动激励,且激励 CIDT 和接收 CIDT 结构完全一致,故在 C_r 上加电压,也会使其电容两极板之间的距离发生变化,从而影响 C_r 对波动信号的检测,这就是电容式 Lamb 波器件的特殊性。此特殊性使得测量电路中必然存在的信号会反作用于电容值的变化进而影响薄膜的振动。如果电容测量电路与 C_r 的变化不匹配,就会干扰其变化,导致波动的测量不准确,因此需要测量电路要尽可能与 C_r 的变化相匹配,应尽可能选择对 C_r 变化影响小的电路。

(2) 由于器件工作时 C_r 变化的频率可达兆赫兹(MHz)或者更高,所以电容检测电路应具有兆赫兹或以上的快速响应能力,否则无法反映 C_r 的变化,从而无法动态实时地对薄膜的波动进行检测,因此高速实时的响应能力是电容检测电路的另一要求。

(3) 检测电容微弱信号处理。由器件的结构知 CIDT 的单个齿与底层形成了一个小电容器,其单个电极和底层分别是电容的两极板,在实验中,单个齿的尺寸 $w = 220\ \mu\text{m}$, $L = 3\,500\ \mu\text{m}$;两极板之间的距离 $D = 10\ \mu\text{m}$ 。则单个齿与底层形成的小电容器的电容值为: $C = \frac{\epsilon A}{D} = \frac{\epsilon WL}{D} = 0.93$ pF,又每个 CIDT 电极有 7 个这样的小电容器,则: $C_0 = C_e = C_r = 7 \times C = 6.51$ pF。当 Lamb 波

器件工作时, 电容两极板周期性相互吸引, 电容量发生周期性的变化, 因而变化量可以通过电容两极板之间距离的变化计算出来。经计算, 两极板之间距离变化量的最大值 ΔD_{\max} 约为 1 nm, 所以根据以下近似表达式: $\Delta C \approx \frac{dC}{dD} \Delta D = -\frac{\epsilon A}{D^2} \Delta D = -C_0 \frac{\Delta D}{D}$, 可知: $\Delta C_0 \approx \frac{\Delta D_{\max}}{D} C_0 \approx \frac{1}{10\,000} C_0 = 0.651 \text{ fF}$ 。由以上的计算可知电容值 C_c (或 C_r) 和其变化量 ΔC_0 的值都是微弱信号, 所以在电容检测电路的设计时, 应尽量抑制噪声、提高信噪比, 使得 C_r 电容值的变化能被提取出来, 并且选择灵敏度高的电路。

4.2 可能用于电容检测的电路

为满足微小电容检测的高性能要求, 本文将可能用于电容检测的电路归纳如下:

4.2.1 耦合交流电桥法^[15]

如图 4 所示, 假设图中 $C_1 = C, C_2 = C + \Delta C, L_1 = L_2 = L$, 交流电源的圆频率为 ω , 则此电路的输出特性为: $\frac{V_{\text{out}}}{V} = \frac{\Delta C}{C} \frac{-4\omega^2 LC}{2\omega^2 LC - 1}$ 。此电路的优点为: 当 $\omega^2 LC \gg 2$ 时, 则电路灵敏度稳定; 其缺点为: (1) 由于电路工作时在被测电容上加交流电压 (其频率为电容变化频率的 10 倍以上, 电压幅值比电源电压 V 更大), 因此电路也会使薄膜产生振动, 与从激励端传过来的振动信号迭加, 干扰薄膜振动的检测; 甚至会激励波动传向激励端, 影响器件薄膜的振动模式; 又由于信号解耦十分困难, 因而此电路会严重影响器件正常工作, (2) 灵敏度不高, (3) 对高频电源在频率稳定性和电压稳定性方面要求严格, (4) 电桥不易调整平衡。

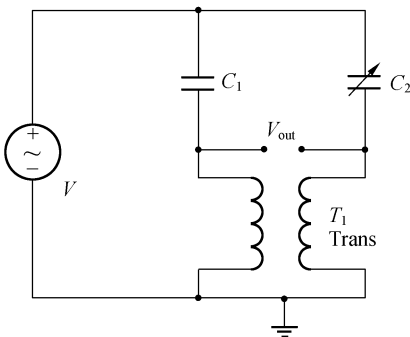


图 4 耦合交流电桥法电路原理图

Fig. 4 Principle circuit diagram of coupled-AC bridge method

4.2.2 充电放电电路法^[16]

充电放电电路法的原理如图 5 所示, 其基本原理是: 使用对称电流源同时向被测未知电容和标准电容充电, 未知电容的充电电压已知, 通过测得充电后已知电容的电压就可以得到其中一个支路的充电电流, 又由于对称电流源两支路的电流相等, 这样就得到了未知电容支路的充电电流, 因而求得未知电容的值。此电路的输出特性为: $V = \frac{KW_3 L_4 (V_{DD} - |V_T|) \Delta C}{L_3 W_4 C_{\text{int}}}$, 其中, K 为差动放大器增益, C_{int} 为参考电容, V_{DD} 为电源电压, W, L 为场效应管的门尺寸, $|V_T|$ 为场效应管开启电压。此电路的优点: (1) 可以用 IC 工艺来保证结构对称, 使电路测量准确, (2) 灵敏度较高, 分辨力可在 fF 量级。但是, 其缺点: (1) 由于电路工作时在被测电容上加交流电压, 因此电路也会使薄膜产生振动, 与从激励端传过来的振动信号迭加, 干扰薄膜振动的检测, 甚至会激励波动传向激励端, 会影响器件正常工作, (2) 被测电容的时间常数限制了电路的响应频率。

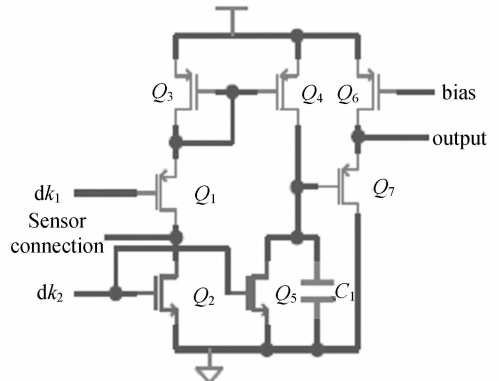


图 5 充电放电电路法电路原理图

Fig. 5 Basic circuit diagram of charge-discharge method

4.2.3 直流电路法^[17]

直流电路法的电路原理如图 6 所示, 其原理为: 图 6 中, 直流电源 V_{DC} 保持不变, 电容 C 的变化必然导致电容两端的电荷值变化, 这样电阻 R_1 上就有电流, 也就是电容两端的电压 V_{out} 将会随电容发生变化, 从而可以通过 V_{out} 来计算得到电容的变化量。此电路的优点: (1) 由于电路工作时在被测电容上加的是直流电压, 因而检测电路不会激励 C_r 使薄膜产生振动, 不影响电容的变化, (2) 理论频率响应高, (3) 不需要随电容值的变化

频率来提高检测电路的工作频率,(4)不需要解调电路。缺点:与耦合交流电桥法相比,此电路灵敏度更低。

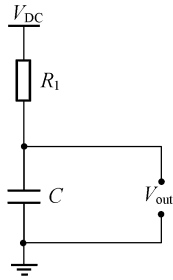


图 6 直流电路法电路原理图

Fig. 6 Basic circuit diagram of DC method

由以上对比分析可以看出,虽然直流电路法灵敏度低,但是,首先此电路不向被测电容两端加交流电压,从而不影响薄膜振动,也就是不会影响被测电容值的变化,这为准确检测电容值的变化提供了保证;其次理论响应频率高,还不需要后续解调电路,降低了检测电路的复杂性,所以与耦合交流电桥法和充电放电法相比,此电路有很大优越性。本文选择此电路来进行电容值变化的检测,并进一步通过实验来验证直流电路法在电容变化检测上的适用性。

5 实验结果和讨论

5.1 Lamb 波波动检测实验

由于器件的尺寸很小,导致 C_r 和其变化量都很小,为验证直流电路方法的适用性,设计了下面的实验来证明此电路在相对较强的信号中的适应性。

实验系统原理如图 7 所示:将一定宽度的铝箔薄膜 ab 一端固定,另一端的固定形式为滑动简支,用力 F_t 预紧。在薄膜 ab 的右端固定电极板 d ,使薄膜 ab 和电极 d 形成一个电容,设电容值为 C_1 ;再将电容 C 接入直流电路法电容检测电路中,将 d 电极接地, ab 接电阻 R 接到直流电源 V_{DC} ,从薄膜 ab 引出电压信号 V_{out} ,再将 V_{out} 接入锁相放大器进行信号放大。

在薄膜 ab 的左端,交流电源通过驱动额定功率为 3 W 的小喇叭,来给薄膜 ab 加周期性的

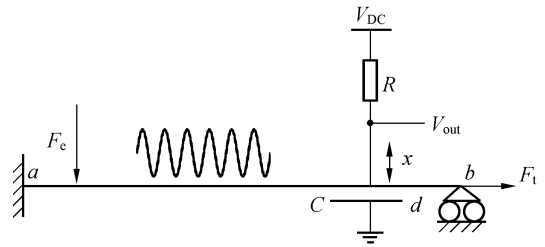


图 7 验证实验系统原理图

Fig. 7 Diagram of proving experiment system

力 F_e 进行波动的激励,当薄膜 ab 的波动传播到电极 d 处时,薄膜的振动就会引起电容 C 变化,使得电阻 R 中有电流通过,因此电压信号 V_{out} 是直流信号和交流信号的迭加,其中直流分量为图 7 中的 V_{DC} ;又因为 V_{out} 的交流分量是由于电容 C 的变化引起的,所以通过测得 V_{out} 的交流分量就可以得到电容的变化规律。由此可知,图 7 中的实验系统能有效模拟微电容式 Lamb 波器件的电容式接收原理,所不同的是:(1)此系统中的电容 C 的电容值比 Lamb 波传感器中 C_r 的电容值大;(2)电容 C 两极板之间距离的变化量比 Lamb 波传感器中 C_r 两极板之间距离的变化量 ΔC_0 大。这就是说,此系统中的电容变化信号比 Lamb 波传感器中 C_r 的电容变化信号大。

实验中,向小喇叭中通 750 Hz 交流电来产生 F_e 激励力,分别对加直流偏置 $V_{DC} = 25$ V 及不加直流偏置这两种情况下的 V_{out} 的交流分量进行测量,得到 V_{out} 信号的交流分量如图 8 所示。

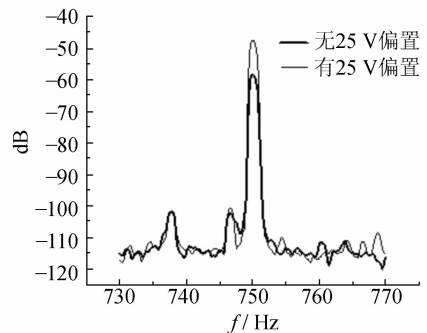


图 8 V_{out} 信号频谱图

Fig. 8 Signal spectrum of V_{out} voltage

在图 8 中可以看到,当无 25 V 直流偏置时,仍有约 -58 dB 的交流信号,这是因为 F_e 是由交流电源驱动而产生的,交流电源在激励周期性力

F_c 的同时也通过小喇叭向外辐射电磁波,电磁波辐射到薄膜 ab 中被检测电路探测到反映为 -58 dB 的交流信号,故此 750 Hz 的交流信号是同频电磁波干扰,所以 V_{out} 的交流分量 E 是电容变化信号 E_c 和同频电磁干扰 E_r 的矢量迭加,即: $E = E_c + E_r$,如图 9 所示。

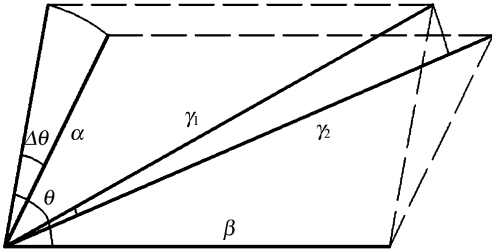


图 9 电容变化信号和电磁干扰信号矢量迭加图

Fig. 9 Vector relation illustration of capacitance changing signal and electromagnetism interrupt signal

由于在距离变化很小的情况下,声波信号的幅值(信号向量的模)不变,所以可以通过矢量来计算电容变化信号 E_c 。设 E_c 的模为 α , E_r 的模为 β , E 的模为 γ 。在实验中,将电极板沿 ab 方向移动,使激励端和接收端之间的距离减小 Δl ,导致 E_c 和 E_r 之间夹角 θ 产生相应的变化,则有:

$$\gamma_1^2 = \alpha_1^2 + \beta_1^2 - 2\alpha_1\beta_1 \cos \theta, \quad (3)$$

$$\gamma_2^2 = \alpha_2^2 + \beta_2^2 - 2\alpha_2\beta_2 \cos (\theta - \Delta\theta). \quad (4)$$

上式中, $\gamma_1, \gamma_2, \beta_1, \beta_2$ 均可以通过示波器测得,又由于 Δl 很小,故声波的幅值最大值不变,有 $\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha$,再根据:

$$\Delta\theta = \frac{\Delta l}{\lambda} \times 2\pi = \frac{2\pi f \Delta l}{v}, \quad (5)$$

由于薄膜 ab 在其宽度方向没有张力和应变,故可以假设薄膜为一根张紧的弦,则薄膜中声波的波速为:

$$v = \sqrt{\frac{\tau}{\delta}} = \sqrt{\frac{F_1}{\delta}}, \quad (6)$$

式中 δ 为薄膜的质量线密度, τ 为薄膜内的张力, F_1 为预应力。

在实验中,用 Agilent 54642D 示波器测得的 $\gamma_1, \gamma_2, \beta_1, \beta_2$ 如表 1 所示:

表 1 $\gamma_1, \gamma_2, \beta_1, \beta_2$ 测量值

Tab. 1 Measurement values of $\gamma_1, \gamma_2, \beta_1, \beta_2$

测量次数	1	2	3	4	5	6	7	8	平均值
γ_1 (mV)	442	457	429	445	434	440	450	438	441.8
γ_2 (mV)	377	379	389	390	400	398	398	393	390.5
β_1 (mV)	230	223	241	254	236	226	222	254	235.8
β_2 (mV)	283	274	271	299	282	275	291	281	281.3

其它的已知数量有: $F_1 = 7.17$ N, 薄膜厚度 $h_1 = 50$ μm , 铜的密度 $\rho_1 = 8.89 \times 10^3$ kg/m^3 , 薄膜 ab 的宽度 $w_1 = 5.4$ cm, $\delta = h_2 w_1 \rho_1 = 2.4 \times 10^{-2}$ kg/m , $\Delta l = 6.6$ mm。

联立式(3)、(4)、(5)、(6), 可得:

$$\textcircled{1} v = 17.28 \text{ m/s};$$

$$\textcircled{2} \lambda = 2.3 \text{ cm};$$

$$\textcircled{3} \Delta\theta = 0.574\pi;$$

④ 对于 α 和 θ , 有两组根 ($\alpha < 0$ 舍去): $\alpha_1 = 0.27734$ V, $\theta_1 = 2.077$, $\alpha_2 = 0.34809$, $\theta_2 = 1.687$ 。又由于激励端和接收端的初始距离为 9.95 cm, 故初始相移为 $\varphi = (9.95/2.3) \times 2\pi$, 减去整数个数周期, $\theta = (9.95/2.3 - 4) \times 2\pi = 2.0489$ 。可知 θ_1 为声波在薄膜中传播时的相移, 则 $\alpha_1 = 0.27734$ V, $\theta_1 = 2.077$ 为方程组的解, 即 $\alpha_1 = 0.27734$ V 为经过放大后被示波器测得的波动信号。

从另一个方面, 可以通过测量薄膜的振幅来计算得到波动信号。用 DWM 型振动-位移测量仪测得薄膜的振幅约为 14 μm , 又由电容的尺寸可以算得: $C_1 = 0.7965$ pF, $\Delta C_1 = \frac{\Delta D}{D} C_1 = 9.29$ fF; 假设在图 7 中电容的变化规律为: $C = C_1 + \Delta C_1 \sin \omega t$, 式中: $\omega = 2\pi f$, $V_{DC} = u_0$ 。由电路的基尔霍夫定律可知: $Ri + \frac{\int idt + u_0 C_1}{C_1 + \Delta C_1 \sin \omega t} = u_0$, 将此式两端乘以分母 $C_1 + \Delta C_1 \sin \omega t$, 两边同时求导可以转化为:

$$R(C_1 + \Delta C_1 \sin \omega t) \frac{di}{dt} + (1 + \omega R \Delta C_1 \sin \omega t) i = u_0 \Delta C_1 \omega \cos \omega t, \quad (7)$$

由于 $\Delta C_1 \ll C_1$, $\omega R \Delta C_1 = 2.27 \times 10^{-6} \ll 1$, 故可以将 $\Delta C_1 \sin \omega t$ 和 $\omega R \Delta C_1 \sin \omega t$ 两项省略, 将式(7)简化为:

$$RC_1 \frac{di}{dt} + i = u_0 \Delta C_1 \omega \cos \omega t, \quad (8)$$

解式(8)微分方程、忽略根中的瞬态分量,可得电流 i 的稳态分量,再根据电流 i 的稳态分量进一步求得电容两端电压的交流分量,即薄膜的振动信号为:

$$u_{cs} = \frac{Ru_0\Delta C_1\omega}{1+(RC_1\omega)^2}(\cos\omega t + RC_1\omega\sin\omega t), \quad (9)$$

将 $R=51.9\text{ k}\Omega$, $u_0=25\text{ V}$, $\omega=1\ 500\ \pi$, $C_1=0.796\ 5\ \text{pF}$, $\Delta C_1=9.29\ \text{fF}$ 代入式(9)中得: $u_{cs}=5.68\times 10^{-5}\cos\omega t$, 交流信号 u_{cs} 再经过锁相放大器放大 5 000 倍,其幅值放大为 $5.68\times 10^{-5}\times 5\ 000=0.284\ \text{V}$,与实验测得的 $\alpha_1=0.277\ 34\ \text{V}$ 相比,误差仅为 2.4%,可见实验测量值和理论计算值吻合。

由以上实验结果和理论分析可知:(1)采用直流电路法可以有效检测可变电容的变化,可以用于电容式 Lamb 波器件中 C_r 变化的检测;(2)由于波动的激励端和接收端之间的距离近,所以两者之间的同频电磁干扰很强,会影响振动微弱信号的检测,采用文中矢量计算的方法可以得到声波信号;(3)由于电容式 Lamb 波器件中 C_e 和 C_r 之间的距离很小(0.9 mm),故两者之间的同频电磁干扰会比图 7 实验系统中的电磁干扰更大,所以需要有效的方法来区分声波信号与同频电磁干扰,为此,本文又提出了另一种用时域方法来消除电磁干扰的脉冲激励响应法。

5.2 讨论

由于器件的激励 CIDT 和接收 CIDT 之间的距离很小(mm 级),而且硅为半导体,介电常数较小($\epsilon_r=11.8$),交变电场容易在其中传播,则两对 CIDT 之间的同频电磁干扰较大,采用屏蔽盒屏蔽、让下硅片充分接地等方法可以使同频电磁干扰降低,但是由于 C_r 的变化极其微弱,所以同频电磁波仍会严重干扰 Lamb 波振动信号的检测

(甚至会完全淹没 Lamb 波信号);又由于电磁波干扰和被测信号是同频率的,因而无法通过带通滤波的方法消除,所以需要发现一种新的方法来消除电磁波同频干扰。

在矢量计算方法的基础上,提出了脉冲激励瞬时响应法:仅给 C_e 加一个脉冲波调制电信号来激励振动,从而在一个周期中,只在刚开始的部分时间 t_s 有激励信号,剩余时间内没有激励。由于电磁波传播速度为光速,它传播到接收电极及其电容检测电路的时间几乎为零;而 Lamb 波是机械波,它的传播速度在 100 m/s 量级,波动从 C_e 传到 C_r 所需的时间为微秒量级,所以当 t_s 结束时,电磁波干扰已经消失,在这段时间(微秒量级)里,对达到 C_r 的 Lamb 波进行检测,这样就从时域上避开了同频电磁波的干扰,故可以通过脉冲激励瞬时响应法来实现 Lamb 波微弱信号的检测。

6 结 论

综上所述,本文提出和探讨了同时使用两组 CIDT 来激励和接收 Lamb 波,设计和制作了 Lamb 波激励单元和接收单元集成的电容式 Lamb 波器件;通过使用激光多普勒干涉仪对器件进行光学测试,证明电容式 Lamb 波器件有效正常工作;探讨了微电容高频微量变化的检测方法,并在分析各种检测电路的适用性基础上,针对 Lamb 波电容式检测的特殊性,选择直流电路法来进行 C_r 变化特性的测量;设计了波动检测验证实验,实验结果表明:电路测量值和理论计算值之间误差为 2.4%,证明了直流电路法的适用性,并讨论了消除同频电磁干扰的另一种方法:脉冲激励瞬时响应法。

参考文献:

- [1] VELLEKOOP M J. Acoustic wave sensors and their technology[J]. *Ultrason.*, 1998,36(1):7-14.
- [2] LAURENT T, BASTIEN F O, POMMIER J C, *et al.*. Lamb wave and plate mode in ZnO/silicon and AlN/silicon membrane application to sensors able to operate in contact with liquid[J]. *Sensor. Actuat.*, 2000, 87(1):26-37.
- [3] JIA H, DUHAMEL R, MANCEAU J F, *et al.*. Improvement of Lamb wave sensors—Temperature sensitivity compensation[J]. *IEEE Intern. Ultrason. Symp.*, 2003,(10):5-8.
- [4] JIA H, DUHAMEL R, MANCEAU J F, *et al.*. Improvement of Lamb waves sensors; temperature sensitivity compensation[J]. *Sensor. Actuat. A*, 2005, 121(2):321-326.
- [5] 施文康, 韩韬, 马伟方, 等. 一种新型 Lamb 波微量液体密度传感器的研制[J]. *光学精密工程*, 2001, 9(6):565-

567.

SHI W K, HAN T, MA W F, *et al.*. Study of a novel Lamb-wave based liquid density sensor[J]. *Opt. Precision Eng.*, 2001, 9(6): 565-567. (in Chinese)

- [6] WENZEL S W, WHITE R M. Flexural plate-wave sensor: chemical vapor sensing and electrostrictive excitation [C]. *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, 1989: 595-598.
- [7] WHITE R M. Thermoelastic coupling to Lamb waves[C]. *IEEE Ultrason. Symp.*, 1986: 411 - 415.
- [8] WU Y H, JIA H G, JU H. Lamb waves generated by Laser[J]. *Opt. Precision Eng.*, 2001, 9(4): 299-303.
- [9] BOZORTH R M. *Ferromagnetism*[M]. Princeton: D. Van Norstrand Co., Inc., 1951.
- [10] BADI M H, YARALIOGLU G G, ERGUN A S, *et al.*. Capacitive micromachined ultrasonic Lamb wave transducers using rectangular membranes[J]. *IEEE Transac. Ultrason.*, 2003, 50(9): 1191-1203.
- [11] BADI M H, YARALIOGLU G G, ERGUN A S, *et al.*. Improved modeling and fabrication techniques for capacitive micromachined ultrasonic Lamb wave transducers[J]. *IEEE Ultrason. Symp.*, 2003, 585-588.
- [12] YARALIOGLU G G, BADI M H, ERGUN A S, *et al.*. Lamb wave devices using capacitive micromachined ultrasonic transducers[J]. *Appl. Phys. Lett.*, 2001, 78(1): 111-113.
- [13] WU Y H, de LABACHELERIE M, BASTIEN F. Investigations on excitation and detection methods for Lamb wave sensors[J]. *Sensor. Actuat. A*, 2002, 100: 214-222.
- [14] VIKTOIOA I A. *Rayleigh and lamb waves*[M]. New York: Plenum, 1967.
- [15] 袁希光. 传感器技术手册[M]. 北京: 国防工业出版社, 1989.
YUAN X G. *The enchiridion of sensors technology*[M]. Beijing: National Defence Industry Press, 1989. (in Chinese)
- [16] EVANS I, SOMERVILLE A, YORK T. A sensing circuit for micro-capacitance tomography[C]. *1st World Congress on Industrial Process Tomography*, Buxton, Greater Manchester, 1999.
- [17] BADI M H. *Capacitive micromachined ultrasonic wave transducers*[D]. California, USA: Stanford University, 2004.

作者简介: 胡友旺(1981—), 男, 湖北大冶人, 博士研究生, 研究方向为集成微光机电系统(MOEMS); E-mail: Drift008@yahoo.com.cn