

超小型声表面波谐振器

仇 钢 章 德 何小悦

(南京大学声学研究所近代声学国家重点实验室 南京 210093)

2002 年 10 月 31 日收到

摘要 传统声表面波谐振器中的指条反射阵占据了器件的大部分尺寸。由于剪切横波 (SH wave) 在材料基片的自由端面反射时不产生模式转换, 因此可望利用自由端面来代替 SH 型声表面波谐振器中的指条反射阵, 实现超小型低损耗的新型声表面波谐振器。本文首先用 COM 理论对新结构的谐振器进行了讨论, 并且在实验上实现了 120MHz 至 440MHz 的几个单端谐振器 (ST36° 石英基片), 其插入损耗从 0.87dB 至 1.29dB, 面积缩小到传统谐振器的 50% 至 25%。

关键词 谐振器, SH 型声表面波, 端面反射

Super-small SAW resonators

QIU Gang ZHANG De HE Xiaoyue

(Institute of Acoustics, State Key Laboratory of Modern Acoustics, Nanjing University, Nanjing 210093)

Abstract The reflective arrays occupy a large amount of areas of a conventional surface acoustic wave (SAW) resonator. Due to lack of mode conversion on the reflection of a shear horizontal wave (SH wave) at the free edges of the substrate, it is possible to replace reflective arrays by free edges in the SH type SAW resonators, and to realize low-loss resonators with super small sizes. In this paper, the properties of SH-SAW resonators are analyzed with the COM theory and some one-port resonators on ST-36° quartz substrate from 120MHz to 440MHz are fabricated, the insertion loss being about from 0.87dB to 1.29dB. Compared with conventional SAW resonators, these SH type SAW devices achieve both in the low insertion loss and in reduction in size by 50% to 25%.

Key words Resonators, SH-SAW, Edge reflection

1 引言

目前声表面波器件已经广泛应用于消费电子和移动通信等领域。特别是随着便携式移动通讯设备的迅速发展, 低价格、小尺寸、低损耗的声表面波器件的需求量越来越大。因此, 在不

影响器件损耗的前提下, 减小器件尺寸成了表面波器件的发展方向。传统声表面波 (Rayleigh Wave) 包含纵波 (L) 分量和垂直于传播方向的剪切波 (SV) 分量, 而 SH 型声表面波^[1-3]基本上只包含平行于表面的剪切 (SH wave) 分量, 并且在材料基片的自由端面反射时不发生

模式转换^[4,5]。因此可以设想利用该波的特性来替代传统声表面波谐振器中的反射阵,以此来大幅度缩小器件的尺寸,并得到较低的插入损耗。本文首次利用 COM^[7,8] 理论对该类器件的结构进行分析,在理论上预期了由于工艺误差产生的次谐振峰的频率位置,并且在实验上实现了超小型的表面波谐振器,实际基片的尺寸和插入损耗达到文献的 [5,6] 中同类器件的水平,但是,实验的工艺水平仍需提高。

2 SH 型端面反射声表面波谐振器的结构和理论分析

2.1 SH 型端面反射声表面波谐振器的结构

图 1 为 SH 型端面反射 SAW 谐振器的结构^[6]。该结构中 IDT 的指条宽度为 $\lambda/4$, 边缘的间隙宽度为 $\lambda/8$ (λ 为激发的声表面波的波长)。基片平行于指条的两个端面之间的距离 L 为 $(N+0.5)\lambda$ (其中 $N=1,2,3,\dots$), N 随着叉指换能器的指对数增加而增加, $N+0.5$ 即为叉指换能器的指对数。图 1 所示的结构中 N 为 2, 叉指换能器为 2.5 对。此时谐振器的两个端面间的长度 L 为 2.5λ 。我们知道, 对于单端的声表面波谐振器而言, 如果叉指换能器本身的结构是对称的, 那么谐振的反对称模式被叉指换能器本身结构的对称性所抑制, 而对称模式则可被叉指换能器激发与接收。反之, 如果叉指换能器本身的结构是反对称的, 那么对称模式被抑制, 而反对称模式可被叉指换能器激发与接收。图 1 所示的 SH 端面反射 SAW 谐振器显然为对称结构, 所以该结构只能激发对称模式, 而反对称模式被谐振器的对称结构抑制。因此, 当自由端面间长度 L ($L=(N+0.5)\lambda$) 决定的第 $2N+1$ 阶对称模式的频率等于叉指换能器激发的中心频率时, 对称模式中的第 $2N+3, 5, 7, \dots$ 和 $2N-1, 3, 5, \dots$ 阶模恰好落在由 IDT 激发的频谱的零点位置。所以, 谐振器最终只能激发第 $2N+1$ 阶模的谐振频率。如果端面间的长度 L 略微偏离 $(N+0.5)\lambda$ 时, 则对称模式之间

的频率间隔不等于 IDT 激发频率响应的相邻零点之间的频率间隔, 必然产生寄生响应。

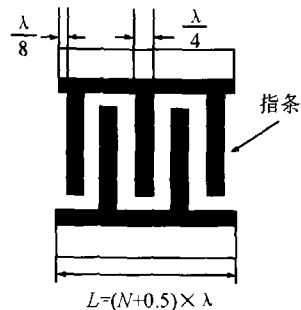


图 1 SH 型端面反射 SAW 谐振器结构

2.2 用 COM 理论^[7,8] 计算端面长度 L 变化时产生的寄生响应和频率偏移

SH 型端面反射声表面波 (SAW) 谐振器对器件端面的加工工艺应有很高的要求, 这首先体现在对基片端面总长度 L 的控制上。从前面的粗略分析知道, 当器件的端面总长度 L 偏离 $(N+0.5)\lambda$ 时, 谐振器最终的频率响应上不可避免地会产生寄生响应, 谐振的中心频率也将发生偏移。我们用 COM 理论对 ST36° 石英基片上端面间长度 L 在 $\pm\lambda/4$ 范围内变化时的寄生响应和频率偏移进行了计算, 如图 2 所示。其中图 2(a) 为一个指对数为 60.5 的单端谐振器的频率响应, 实箭头所指分别对应于不同的端面长度的谐振峰, 虚箭头所指为频率响应中的寄生模式。从图中我们可以看出, 端面长度 L 大于 $(N+0.5)\lambda$ 时, 中心频率向低频偏移, 反之, 中心频率向高频偏移, 并且 L 偏离 $(N+0.5)\lambda$ 越大, 寄生响应越明显。图 2(b) 为端面间长度 L 在 $\pm\lambda/4$ 范围内变化时的归一化的谐振峰频率偏移。如图所示, L 在 $\pm\lambda/4$ 范围内变化时, IDT 指对数越多, 中心频率偏移的范围越小。

2.3 谐振器叉指换能器中心对端面对称性的讨论

对 SH 型端面反射声表面波 (SAW) 谐振器端面的加工工艺的要求, 不仅体现在对器件基片端面总长度 L 的精确控制上, L 通常不能超过 $\pm\lambda/4$ (相关的讨论见本文的 2.2 部分), 而

且体现在端面长度 L 不变的情况下, 基片两个端面的加工相对于叉指换能器是否严格对称, 也将对谐振器最终的频率响应有很大的影响。

我们用 COM 理论计算了 60.5 对叉指换能器由器件的中心位置左右偏移 $\pm\lambda/4$ 范围内谐振器最终的频率响应, 如图 3 所示。

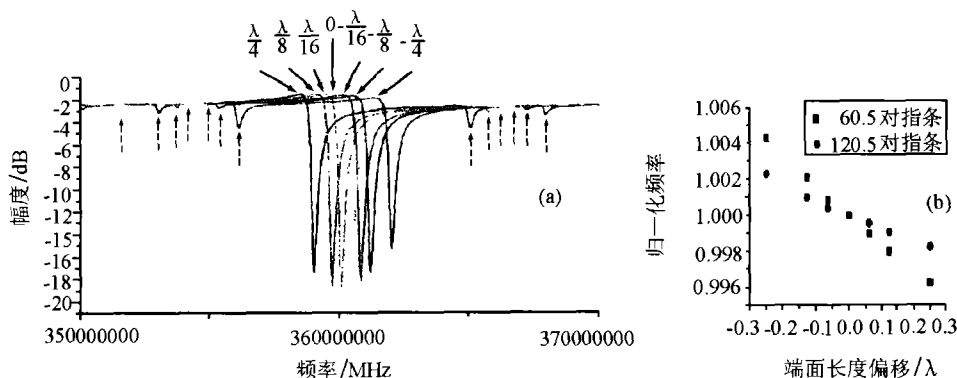


图 2 端面长度 L 在 $\pm\lambda/4$ 范围内变化时的 (a) 寄生响应和频率偏移 (b) 归一化的频率偏移

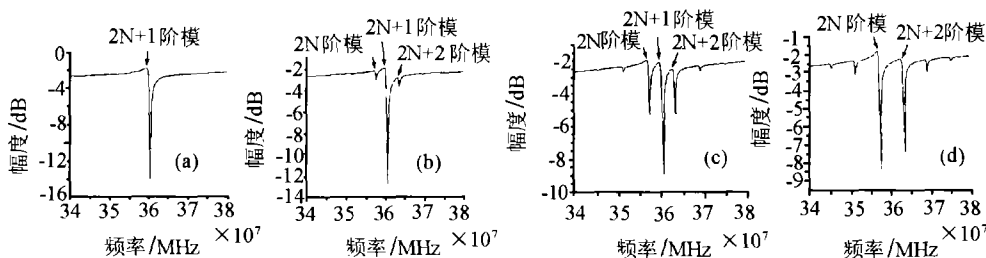


图 3 叉指换能器中心对端面对称性变化时的谐振器频率响应

(a) 中心对称无偏移 (b) 向左或向右偏移 $\lambda/16$ (c) 向左或向右偏移 $\lambda/8$ (d) 向左或向右偏移 $\lambda/4$

由图 3 可知, 叉指换能器相对中心位置向左或向右偏移相等的位置时, 得到的频率响应是相同的。图 3(a) 为叉指换能器中心对称无偏移时的频率响应, 谐振器只能激发对称模式中的第 $2N+1$ 阶模, 频响曲线上无寄生模式产生。图 3(b), (c) 分别为叉指换能器向左或向右偏移 $\lambda/16$ 和 $\lambda/8$ 时的频率响应。由于叉指换能器此时不能保证严格的中心对称, 所以中心频率附近的第 $2N$ 阶和第 $2N+2$ 阶反对称模式不能被抑制, 因此谐振器在中心频率附近必然出现寄生模式, 并且随着叉指换能器偏移距离的增大, 寄生模式越来越大。图 3(d) 为叉指换能器向左或向右偏移 $\lambda/4$ 时的频率响应, 此

时换能器实际上已经由对称结构变为反对称结构, 所以对称模式中的第 $2N+1$ 阶模被抑制, 在中心频率附近只有反对称的第 $2N$ 阶模和第 $2N+2$ 阶模。

由以上讨论可知, 换能器的中心对称性对器件最终的频率响应有很大的影响, 所以对端面加工工艺提出了更高的要求。

3 用 COM 理论对实际器件的理论模拟和实验结果

由于制作工艺的需要, 实际制作的谐振器的端面长度 L 总是做成稍大于 $(N+0.5)\lambda$ 的,

容易证明端面间的长度 L 与 $(N + 0.5)\lambda$ 的差是叉指换能器电极周期的整数倍时, 谐振器的谐振频率不会发生偏移, 只是随着端面长度 L 与 $(N + 0.5)\lambda$ 的差的增大, 谐振器的寄生响应会增强。图 4(a) 为用 COM 理论计算了中心频率为 125.4MHz 的端面反射式单端谐振器的频率响应, 谐振器叉指换能器 (IDTs) 的指对数为 200.5 对。其中实线和虚线分别对应端面之间长度 L 为 205.5 λ 和 210.5 λ 时谐振器的频率响应, 中心频率均为 125.4MHz。

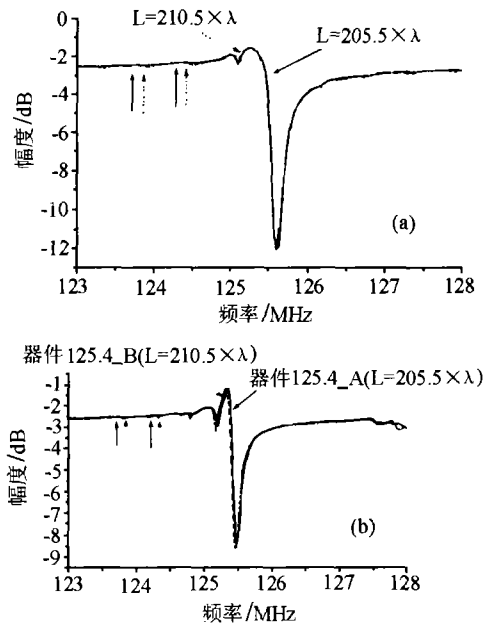


图 4 125.4MHz 单端谐振器端面长度分别为 $L = 205.5\lambda$ 和 $L = 210.5\lambda$ 时的频率响应 (a) 计算结果 (b) 实验结果

图 4(b) 为实验结果, 实线和虚线分别对应中心频率均为 125.4MHz 的谐振器 (器件 125.4-A 和器件 125.4-B), 它们的 IDTs 结构完全相同, 唯一不同的是端面之间长度 L 均大于 $(N + 0.5)\lambda$, 其中 125.4-A 器件的端面长度为 205.5 λ , 125.4-B 器件的端面间长度为 210.5 λ 。计算和实验的结果都显示, 由于端面长度 L 大于 $(N + 0.5)\lambda$, 谐振器的频率响应中出现了寄生

模式。图 4 中实箭头和虚箭头分别指向其对应的寄生模式, 同时由于端面间长度 L 的不同, 由其决定的对称模式之间的频率间隔也不相同, 图 4(a),(b) 中, 实箭头所指的为 $L = 205.5\lambda$ 时的寄生模式, 虚箭头所指的为 $L = 210.5\lambda$ 时的寄生模式, 并且 $L = 205.5\lambda$ 时谐振模式之间的频率间隔大于 $L = 210.5\lambda$ 时的频率间隔。以上的计算和实验结果与本文第二部分的理论分析符合得很好。

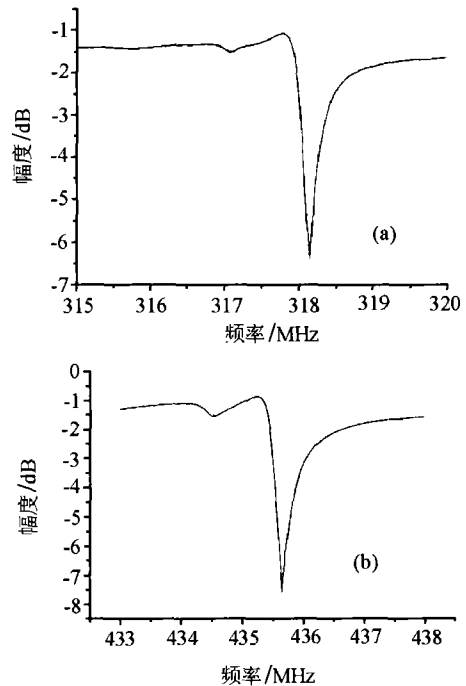


图 5 实际制作的单端谐振器的频率响应 (a)315.8MHz 单端谐振器 (b)435.3MHz 单端谐振器

根据以上的设计原理, 我们在 ST36° 石英上实现了 125.4MHz, 317.8MHz 和 435.3MHz 的三个单端谐振器。图 4(b) 为 125.4MHz 谐振器的频率响应, 器件的插入损耗为 1.29dB, 相对膜厚为 2.5%。图 5(a), (b) 分别为 317.8MHz 和 435.8MHz 单端谐振器的频率响应, 其中 317.8MHz 谐振器的插入损耗为 1.09dB,

435.3MHz 谐振器的插入损耗为 0.87dB, 相对膜厚均为 2.5%。

以上实验中的单端谐振器均实现了较低的插入损耗 (0.87dB 至 1.29dB), 以 125.4MHz 谐振器为例, 端面反射式谐振器基片尺寸为 $8.20 \times 2.0\text{mm}^2$, 而传统的声表面波谐振器 IDTs 两边需要多分布 300 根 (150 个周期) 反射指条的反射阵, 其基片尺寸为 $20.50 \times 2.0\text{mm}^2$, 于是端面反射式谐振器的尺寸仅为传统谐振器的 40%。

4 结论

随着无线通讯设备特别是手机的迅速发展和普及, 对声表面波器件在小尺寸, 低能耗方面提出了更高的要求, 利用 SH 型声表面波在基片自由端面上反射时不发生模式转换, 在不影响器件整体性能的前提下, 我们可以实现超小型低损耗的声表面波谐振器, 并可望在无线通信系统中得到广泛的应用。

以上讨论的谐振器结构也可适用于纵向耦合端面反射 SAW 谐振滤波器的设计中。但由于纵向耦合 SAW 谐振滤波器需要通过调整输入输出 IDT 的结构及它们之间的距离来实现

对称和反对称声波模式的耦合, 所以器件对两个端面之间的长度 L 的要求也应有变化。

致谢 对泰创电子有限公司, 泰电电业有限公司, 信息产业部 55 所李勇工程师和实验室李志老师给予本工作的帮助, 表示由衷的感谢。

参 考 文 献

- 1 Bleustein J L. *Appl. Phys. Lett.*, 1968, (13,12): 412.
- 2 Gulyaev Y V. *Sov. Phys. JTEP.*, 1696 (9): 63.
- 3 Ota Y, Nakamura K, Shimizu H. *Tech. Rep. EIC*, 1969, **US-69-3**: 9. (in Japanese).
- 4 Suzuki Y, Shimizu H, Takeuchi M et al. Some studies on resonators and multiple-mode filters. *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, 1976, 297-302.
- 5 Kadota M, Morozumi K, Kasanami T. *Jpn. J. Appl. Phys.*, 1992, **31**(suppl): 219-221.
- 6 Kadota M, Ago J, Horiuchi H et al. Small-Sized Low-Loss Reflector Filters Utilizing Reflection of Bleustein-Gulyaev-Shimizu and Shear Horizontal Waves at Free Edges of substrate. *Proc IEEE Ultrason. Symp.*, 1999, 55-59.
- 7 Hermann A, Haus, Huang W P. *Proceedings of the IEEE*, 1991, **79**(10): 1505-1516.
- 8 Chen D P, Haus H A. *IEEE Transaction on Sonics and Ultrasonics*, 1985, **SU-32**(3): 395-408.

(上接第 19 页)

球面波互易校准中的衍射修正系数, 相比于利用瑞利积分算法, 大大地提高了计算速度。当换能器面积比较小的时候, 冲击响应函数积分法的优越性还不是非常明显, 但随着换能器面积的增大, 用瑞利积分法需要计算面积元的二维积分, 所花费的时间将成倍地增多, 这时用冲击响应函数积分法的优势便很好的显现出来了。并且利用两种方法计算所得的结果具有较好的一致性。

从计算结果可以看出, 在弱聚焦的情况下, 衍射系数的值波动较大, 规律性不明显, 如图 6 中的机械扫描 B 超探头的衍射系数曲线所示。值得注意的是, 由于冲击响应函数积

分法用于凹球面计算时是一种近似情况, 所以在特定频率与半径下, 当凹球面的孔径与焦距相比超过一定的值时, 误差将会很大, 计算结果不再正确。例如, 在频率为 1.5MHz, 球半径为 220mm 时, 孔径角超过 60° , 便会得出错误的结果。

参 考 文 献

- 1 SHOU W D, YAN J Y WANG H Z et al. *Chinese Physics Letters*, 2002, **19**(8): 1131-34.
- 2 Lockwood J C, Willette J G. *J. Acoust. Soc. Am.*, 1973, **53**(3): 735-41.
- 3 Penttinen A, Luukkala M. *J. Phys. D: Appl. Phys.*, 1977, **10**: 665-69.
- 4 Penttinen A, Luukkala M. *J. Phys. D: Appl. Phys.*, 1976, **9**: 1547-57.