

用倒相换能器抑制声表面波 谐振滤波器的直达讯号*

章 德

(南京大学声学研究室)

最近几年来,关于高频窄带的声表面波谐振滤波器已有报道^[1-3]. 这种新器件的频率可高达 100MHz 以上,使用电子束光刻技术之后可望达到 GHz 数量级,它的相对带宽为几千分之一到几万分之一,由于它不像体波振子滤波器那样受晶片厚度的限制,因此作为甚高频和超高频段的滤波器方面有相当大的吸引力,引起了广泛的重视.

一般双换能器结构的声表面波谐振器频率响应的边瓣是由两换能器的直达声讯号、电感应讯号、反射阵的反射特性、谐振腔的次级谐振峰等相互干涉而形成. 采取一定措施使电感应讯号屏蔽之后,直达声讯号对边瓣的影响显得非常突出. 我们采用了相位相差 180° 的一对倒相换能器之后(如图 2),大大降低了直达声讯号的电平. 下面简单介绍采用倒相换能器前后谐振滤波器的结构以及它们的实验结果.

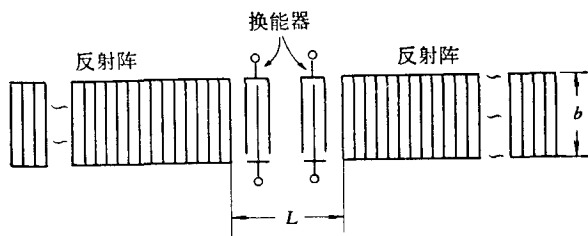


图1 双换能器结构声表面波谐振滤波器

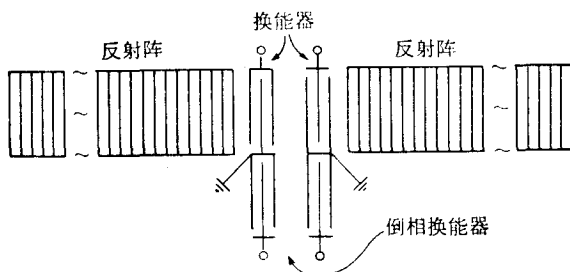


图2 用倒相换能器的声表面波谐振滤波器

* 1977年9月26日收到.

一、双换能器结构的声表面波谐振滤波器

声表面波谐振滤波器有多种形式。图 1 所示的双换能器结构的声表面波谐振滤波器是这种新型器件中结构简单、使用方便的一种谐振滤波器。它的发、收两换能器均在谐振腔内,没有一般换能器的双向性损耗,插入损耗不大,而且可以不用串联电感直接插入电路中使用。

它由两个相距为 L 的反射阵形成谐振腔。每个反射阵由几百个微扰区组成。微扰区可以在压电基片上刻槽、离子注入、杂质扩散、短路或开路的金属电极等方式形成。每个微扰区的宽度及间隔都是中心频率的四分之一波长。谐振腔长度 L , 需要满足腔内形成驻波的条件,即

$$L = \frac{1}{2} m \lambda_c, \quad (1)$$

λ_c 为中心频率 f_c 的波长, m 为整数。两个换能器的位置对 Q 值的影响很大。原则上换能器的指条应当置于驻波的峰值位置上。我们使用短路金属条作反射阵时,选择反射阵边到换能器第一条指中心距离 d 为

$$d = \left(\frac{n}{2} - \frac{1}{4} \right) \lambda_c, \quad (2)$$

式中 n 为整数, λ_c 为 f_c 时的波长。

因为金属化表面的声表面波速度比自由表面时慢,就需要对 L 及 d 的长度进行适当的修正。另外,反射阵的孔径应选择得足够大,使声表面波满足平面波传播的条件。

用 300 条短路金属电极作双换能器结构谐振滤波器的反射阵。它的谐振腔长度为 $12.5\lambda_c$, 反射阵边到换能器第一条指中心距离 d 为 $0.75\lambda_c$ 。每个换能器选用 2.5 对指,孔径

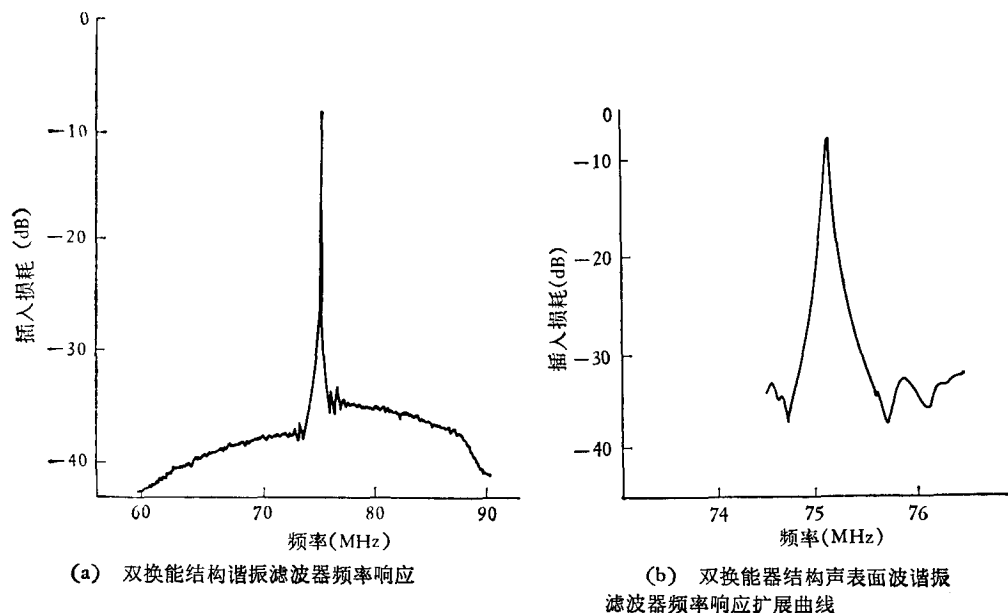


图 3

$50\lambda_c$, 它的实验频率响应如图 3 所示. 中心频率为 75.120MHz , 3dB 带宽为 $\Delta f_{3\text{dB}} = 44\text{kHz}$, 收、发两换能器直达声讯号的插入损耗为 36dB 左右, 谐振峰的插入损耗约为 $6\text{--}8\text{dB}$, 因此直达声电平仅在主峰下 $28\text{--}30\text{dB}$, 见图 3(a). 图 3(b) 为扩展之后的频率响应, 从中看出边瓣仅抑制在主峰以下 25dB 左右.

从上面可以看出, 边瓣抑制的提高在电感应讯号得到较好屏蔽之后, 首先应当考虑谐振腔内两换能器之间直达声讯号的消除, 所以我们采用了倒相换能器结构的谐振滤波器.

二、用倒相换能器的声表面波谐振滤波器

假设存在两个滤波器, 它们发射换能器的相位相差 180° , 如图 4(a) 所示, 发射的声表面波如图 4(b), 接收换能器的相位相同如图 4(c). 将两滤波器并联, 应当在中心频率附近相当宽的频率范围内输出接近于零. 基于这样的概念, 我们制作了图 2 所示的利用倒相换能器的谐振滤波器, 腔内发、收两换能器的直达声讯号由腔外两个换能器所抵消, 而反射阵所形成的谐振声讯号仍能接收到. 由于腔外换能器明显地分走了能量, 使损耗增加. 但是, 可以用适当增加发、收两换能器的指对数, 提高换能器效率来减小损耗.

我们仍用 300 条短路金属条作反射阵, 孔径 $50\lambda_c$, 金属条宽度和间隙为中心频率的四分之一波长, 腔长 L 为 $12.5\lambda_c$, 两个发射换能器有 4.5 对指, 接收换能器为 4 对指, 反射阵边到换能器第一条指中心的距离为 d , 因自由表面比金属化表面声速快而修正为 $0.76\lambda_c$.

得到的实验结果如图 5 所示, 中心频率为 64.361MHz , 3dB 带宽 $\Delta f_{3\text{dB}}$ 为 55kHz , 75Ω

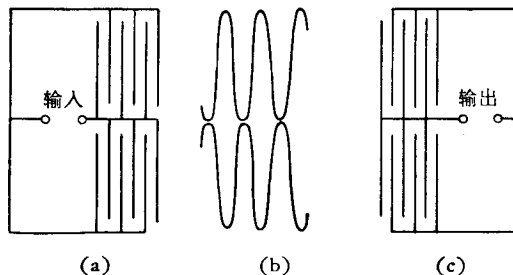
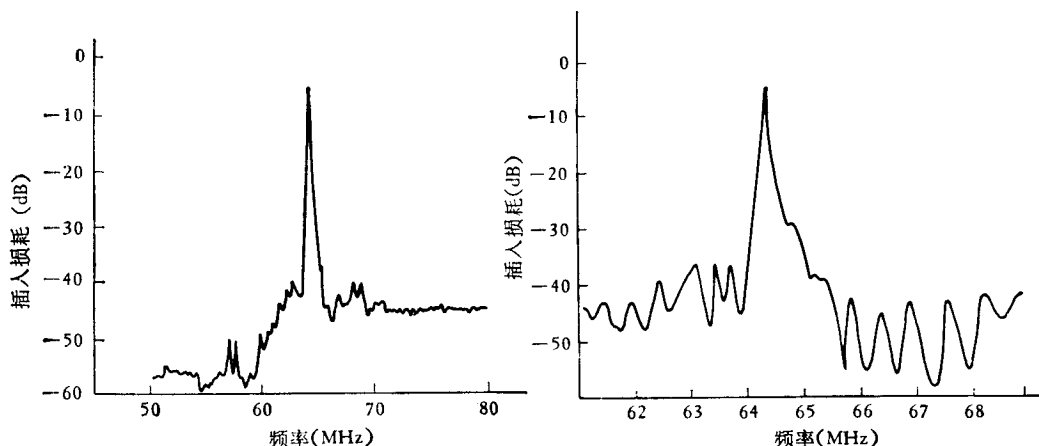


图 4 相位相差 180° 的两个 SAW 滤波器示意图



(a) 倒相换能器谐振滤波器的频率响应

(b) 倒相换能器谐振滤波器频率扩展响应

图 5

负载时主峰插入损耗为 5 dB, 直达声讯号插入损耗在 45 dB 以上, 直达声讯号与感应讯号的作用抑制在主峰的 -40 dB 以下。边瓣抑制在主峰下 -30 dB 左右。与一般双换能器结构谐振滤波器相比, 腔内换能器指数增多可使插入损耗减小, 但使腔内负载加重。从而增加了带宽, 降低了 Q 值。倒相换能器的采用使直达声电平大大下降, 边瓣起伏也相应下降了 4—5 dB。

三、讨 论

倒相换能器的采用, 消去了双换能器结构声表面波谐振滤波器中直达声讯号, 使边瓣抑制提高了 4—5 dB。要进一步降低边瓣需要在反射讯号与谐振讯号方面采取措施。

参 考 文 献

- [1] E. J. Staples, Proceedings of IEEE ultrasonics symposium (1974), pp. 245—252.
- [2] P. S. Cross, R. S. Smith and W. H. Haydl, *Electronics Letters*, 29th, 11(1975), 244.
- [3] P. S. Cross, R. S. Smith and W. H. Haydl, *Proc. IEEE*, 64(1976), 682.

SUPPRESSION OF DIRECT TRANSMISSION IN SAW RASONATOR FILTERS BY INVERSE PHASE IDT

ZHANG DE

(Acoustics Laboratory, Nanjing University)