

用于信号处理的声表面波器件

G.Manes 和 L.Masotti

(意大利 Firenze 大学)

摘要 本报告简述了声表面波横向滤波器设计的基本原理,并介绍了和信号处理有关的声表面波器件。

一、前 言

自从第一批能发射和检测沿着压电基片表面传播的声波的换能器研制成功以来,在信号处理领域工作的科学家们就想象到有可能利用延迟线提供的一个新的基本自由度,即可能对行进信号在传播途径的任一点上引入一个连续接口。信号处理器件过去是通过对在适当的三维结构里传播的声体波抽头来实现的^[1],然而声表面波的抽头技术是用在传播表面直接淀积金属条组成的换能器来实现的^[2]。这使人们想到能够用平面结构达到同样的滤波功能。制造这种平面结构所要求的技术和那些被用来做集成电路的技术是相似的,因此看来制造是容易的而且有高度的可复制性。

首先被注意的是制造具有频散特性的延迟线的可能性;在传播表面安排一个由选择适当间隔的换能器组成的平面阵,可以得到随频率而变的延时,其规律仅决定于换能器的几何形状。获得频散特性的这种新技术首先是由 Rowen 发明的^[3]。紧接着的大量工作是致力于声表面波(SAW)的频散信号处理器的实现,特别是要满足雷达系统中匹配滤波器的信号处理的需要^[4]。

最近又提出了由声表面波抽头提供的另一个基本的自由度:有可能用改变平行于声波波前的换能器孔径的简单方法实现对被检测信号振幅的加权。基于这个特性,用孔径适当分级(graded)的换能器阵可以实现对表面波器件频率响应的加权^[5]。具有二维结构的平面换能器是这样设计的,它是由平行的电极阵(指状的)组成的。这些电极沿着传播方向的间距确定了产生或检测信号输出的时间延迟。这些电极垂直于传播方向的孔径确定了相应的加权^[6~9]。这就为设计换能器阵提供了更多的几何自由度,使得有可能用声表面波器件来完成多种信号处理的功能。

设计的方法基于这样的原理:用离散的换能器抽头完成对行进声表面波的抽样,因而所要求的滤波器的传递函数能够用换能器空间的几何形状来综合,这个几何形状是与滤波器脉冲响应的合适的时间抽样型式相符的。这种合成的方法,称为“横向滤波”。它类似于数字滤波器的设计。当然,数字技术是以集成电路为基础的,而最近以电荷耦合器件为基础的模拟

* 原文题目:“Surface-Acoustic-Wave Devices for Signal Processing.”

技术显示出其现时的和潜在的竞争性。但对于带宽为几百兆赫和动态范围到 100 分贝的情况，无源 SAW 器件在中频带信号处理方面具有突出的优越性。

二、叉指式换能器

声表面波通常被认为是瑞利波^[10]。它是一种局限在弹性材料自由表面上的机械扰动。瑞利波有些类似于流体表面的波：粒子的运动轨道是个椭圆，这轨道平面既垂直于表面，同时又平行于传播方向。对于压电晶体，有一个弹性波就伴随有一个电场。这个电场一方面扩展到介质外部，同时以一个波长的衰减率扩展到介质内部^[11]。在一块压电基片相对的两边淀积的两个金属片间加上交变的电位差能产生表面波（图 1）^[12]。但是，如在平行于所要求的传播方向上，在两个金属条之间加上交变电压就能得到更高的效率。对于 100 兆赫到 1 千

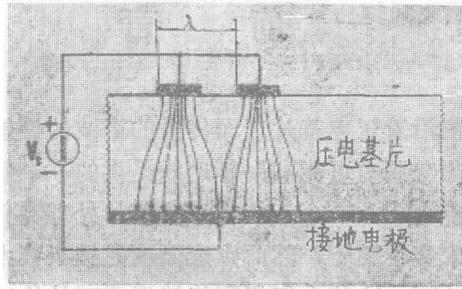


图 1 用在基片下面带有接地电极的栅状换能器产生周期电场

兆赫的频率，两个金属条是在比 0.5 微米还要薄的铝膜上进行光刻而实现的（图 2）。事实

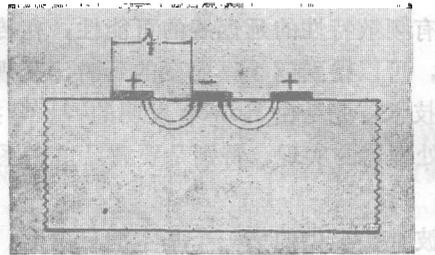


图 2 用一个叉指式换能器产生周期电场

上，在这种情况下里电场主要局限在有弹性波的表面区域。这种换能器的类型通常称为“叉指式”（IDT）^[11]，它是一种广泛采用的产生（或检出）弹性表面波的工具。

为了达到有效的激励，在给定的频率 f_0 上换能器的空间间隔必须选择等于相应的瑞利波长 $\lambda = \frac{v}{f_0}$ ，此处 v 是 SAW 的速度，典型数据为 3×10^6 毫米/秒^[13,14]。

声波在任意的各向异性的压电介质上传播的完整理论可以归结为，在合理边界条件下以下几个方程的联解问题：运动的连续方程，在“准稳态”假定下的麦克斯韦方程，应变—机械位移关系式和压电关系式等^[19,20]。通常体波模式和瑞利波联在一起产生^[15]。主要的体波传播模式是纵波，它具有比表面波大近两倍的传播速度。在表面波器件里，在叉指式换能器的设计中，体波通常是被忽略的，而仅考虑为假信号，需要使其减小到最小值。此外，体波

的传播模式是可以估算的，只要选择合适的晶体基片的切割方向，它的影响是可以被忽略的。

与表面波相联系的电场有两个分量，一个垂直于传播方向，另一个平行于传播方向。在图3中，这些分量的衰减画成到表面距离的函数，距离以波长为单位。在固体的外部垂直于

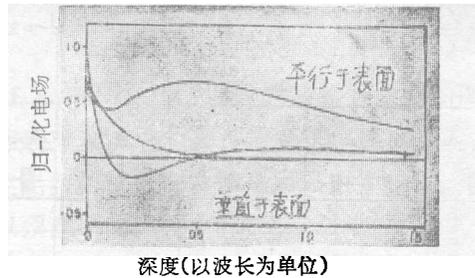


图3 用表面波产生的电场的衰减是到表面距离(以波长为单位)的函数(来源:White^[15])

表面的电场和平行于表面的电场随着到表面的距离的增加而按指数规律衰减。

由于电场的二维性和一个各向异性的压电基片特性的复杂性，使得压电方程的应用是非常冗烦的，从工程的观点看也是徒劳的。

引进一级近似使得问题简化了很多。假定电场仅仅平行于传播矢量方向(“轴向电场”模型)或者仅仅垂直于传播矢量(“交叉电场”模型)，这样系统就被简化成一维的模型。这第二种模型是很普通的，因为对于具有很强的电-机耦合性能的材料，它使得预计的结果和实验的测量能很好地符合。下面我们将此称为交叉电场近似法。

用一维模型实现的极大简化，其原因在于介质的声学特性能用等效电路的方法来描述。这个方法最初在体谐振换能器中由Mason引进^[8]。我们来看一条延迟线，它是由一对相同的换能器组成，它们各自又由N个周期的节段组成，周期为L(图4)。对于每一个周期节段，

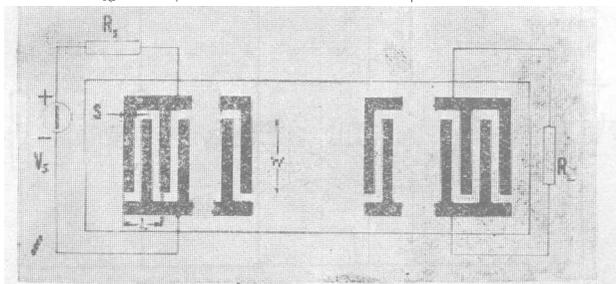


图4 排列成发射—接收对的两个叉指式换能器的组合

电和声之间的相互作用用图5的电路说明，这个对于声介质的等效电路是用变压器耦合到电路里去的，变压比 ϕ 正比于指条的声尺寸 w ，同时取决于表示材料特性的压电耦合系数 k^2 。对于表面波， $k^2 = \frac{2\Delta v}{v}$ ，这里 $\frac{\Delta v}{v}$ 是由基片表面上一个无限薄的无质量的理想导体产生的相对速度变化^[19,20]。 $C_s/2$ 是相邻二指条间的电容，它和指条尺寸 w 成正比，并取决于金属化比率 S/L ^[18]。 R_0 是声介质的等效电特性阻抗。 $f_0 = v/L$ 是“同步频率”，用表面波速度与一个周期节段的长度之比来确定。

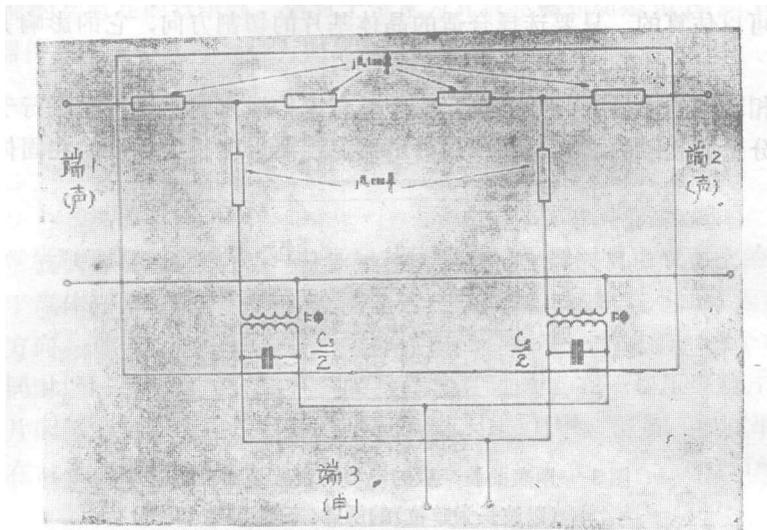


图5 周期叉指式换能器的一个节段的等效电路

一个叉指式换能器可以用一个三端系统来描述。一端是电的，另两端是声的。当一个交变的电位差加到电端时，一个声波被发射，发射方向是对称的，向两个相反的方向远离换能器。

更多的周期的叉指段可以用图5所示的一系列相同的电路的组合来描述。在声的方面是串联的(代表各指条所产生的声波)，在电的方面是并联的。有 N 节的一个换能器的导纳和散射模型能够这样估算：在图6里表示了电端换能器的等效电路。 $C_T = NC_s$ 是总的换能器电

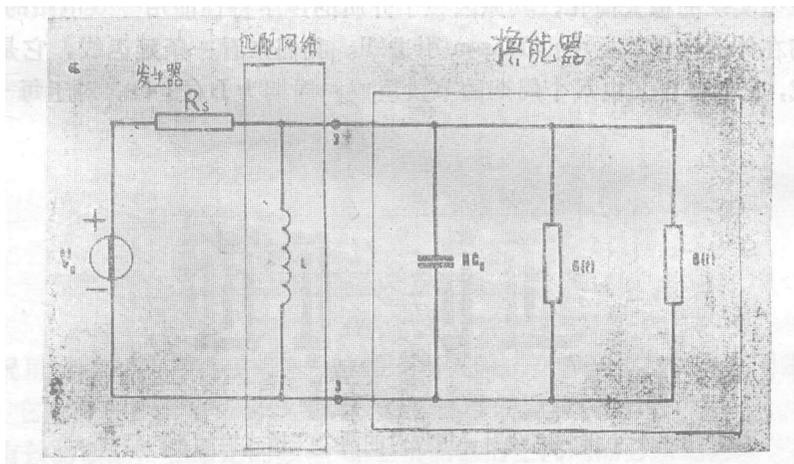


图6 一个在电端的匹配换能器的等效电路

容； $G(f)$ 是“辐射电导”，表示换能器发射声功率流；电纳 $B(f)$ 是由弹性能量的存贮而形成的^[16]。在同步频率上

$$G(f_0) = 8k^2 f_0 C_s N^2 \quad (1)$$

$$B(f_0) = 0 \quad (2)$$

因此，辐射电导和指条尺寸 w 及 N^2 成正比。

在声同步频率附近

$$G(f) = G(f_0) \left(\frac{\sin x}{x} \right)^2 \quad (3)$$

$$B(f) = G(f_0) \frac{\sin 2x - 2x}{2x^2} \quad (4)$$

$$x = N\pi \frac{f - f_0}{f_0}$$

从(3)式可看到, $G(f)$ 在 $f=f_0$ 时有最大值。同时它的相对带宽和周期又指节数 N 成反比。如上所述, $G(f)$ 代表发射的声功率流, 它的频率关系可以看成换能器通带的形状, 这形状正好是基频响应的形状。假如换能器的指条可看作是间隔为 $1/2f_0$ 、持续时间为 N/f_0 的脉冲空间样本, 这个基频响应是可以预想到的, 后面将进一步讨论。

从图5的等效电路可以看到, 对于高效率的换能器的应用, 在电和声网络之间的匹配是简单的, 用一个使得换能器电容谐振在同步频率 f_0 上的并联电感来达到的。在这个频率上, 调谐换能器呈现一个阻值为 $1/G(f_0)$ 的电阻。为了使转换损失减至最小, 它必须等于发生器的内阻 R_s 。从公式(1)看, 这个条件是可以适当地选择换能器尺寸 w 来达到的, 因为 w 决定指条间的电容 C_s 。在 $50\lambda \sim 100\lambda$ 范围(这个范围决定于压电材料本身)内选择尺寸, 可以达到在 f_0 上的辐射电阻为 50Ω 。

匹配后的换能器整个的频率响应等于用(3)式测出的声频带形状和谐振匹配电路的频带形状之乘积。对于小数值的 N 和因此而低值的 C_T , 电的频带形状起主要作用, 因而换能器相对带宽由匹配电路的电 Q_0 值来确定, 就是

$$\frac{\Delta f}{f_0} \approx \frac{1}{Q_0} = \frac{G(f_0)}{2\pi f_0 N C_s} = \frac{4}{\pi} k^2 N \quad (5)$$

相反地, 对于大数值的 N , 换能器的带宽决定于 $G(f)$ 的频率变化, 周期结构的声 Q_a 值起主要作用:

$$\frac{\Delta f}{f_0} \approx \frac{1}{Q_a} = \frac{1}{N} \quad (6)$$

当电和声的带宽相等时, 频带宽度达到最大值, 让(5)式和(6)式相等得到

$$N = N_{opt} = \sqrt{\frac{\pi}{2k}} \quad (7)$$

时满足此条件。这个结果表明, N_{opt} 的数值是压电材料的一个特性, 由它提供的换能器最大带宽粗略地由 N_{opt}^{-1} 给出。对铌酸锂和石英, N_{opt} 大约分别为 4 和 20。因为 IDT 是三端器件, 换能器也反射表面波, 因此相应的“三次渡越 (triple transit)”信号不能用匹配达到最小值。

Mason 模型已能很好地预言有恒定指条间隙和恒定指条长度的叉指式换能器的特性。正如已经提到过的, 有时还必须研究具有不同指条长度的叉指式换能器。为了分析这种不同指条长度的结构, 阵沿着传播方向被分解为一些假想的窄条^[8], 每个窄条作为一个恒定长度的指条换能器被独立地进行研究。指条不重迭的那些节段作为一个声延迟来处理。而那些指条重迭的窄条节段有着如图5所示的等效电路。每个单独电路的声端串联起来用来表示各个窄

条。每个阶段的电端全部并联在激励源上。这个方法能得到好的结果，但是在一些情况下，由于波前^[21,44]的绕射效应和由电和机械二者在电极边缘的不连续性而引起的其他二阶效应^[39,40]，使得还必须使用相当复杂的分析方法。

应用 Mason 模型换能器的等效电路也能对于指条间隙平滑变化和整个换能器具有恒定的宽度间隙比的情况作出很好的说明。最近又引进了把三端网络的优点和空间的谐波分析结合起来的一般的电路模型^[18]。

三、声表面波器件

1. 同步频率抽样的设计

在声表面波器件的设计中有这样一种概念，即叉指阵的传递函数能够用阵结构来确定，而阵结构可以同器件的脉冲响应视为同一个东西。实际上，当用一个脉冲去激励阵列时，输出就包含有一串脉冲，这些脉冲就是指条空间结构的时间映象。相反，当沿着线传播的脉冲通过叉指电极阵列时，引起的响应是在时间上重现阵列空间结构的抽样集。这种脉冲响应的不连续的形状是对应于连续的脉冲响应的抽样。根据这样的模型，对于给定的脉冲响应，提出了一种设计叉指结构的准则，这种叉指结构以抽样的形式综合这个脉冲响应^[8,9]。

为了综合不同大小的样本，抽头加权直接用叉指结构来实现，办法是对每个指条与相邻指条重叠的长度进行分级^[8,16,22]，在一级近似的情况下，从这个指条上产生和检测的信号与加权成正比。这种结构被简称为“削足”(apodized)指条。只要设计抽头指条的平面结构就能综合出调幅又调频的脉冲响应，以及调幅的脉冲响应或调频的脉冲响应。这时，沿着表面波传播方向的指条间距起着控制抽头延时的作用，而垂直于表面波传播方向的指条孔径则控制着抽头的权重。很明显，仅仅是持续时间有限长的脉冲响应才能用声表面波器件来综合。

首先讨论器件的特性是在时间域上给出的情况。如果滤波器的脉冲响应 $h(t)$ 具有恒定的载频 f_0 ，则设计的方法是以 $\tau = \frac{1}{2f_0}$ 的间隔对 $h(t)$ 进行抽样，并确定样本的幅度

$$A_n = h\left(\frac{n}{2f_0}\right) \quad n = 1, 2, \dots, N \quad (8)$$

对于一级近似，叉指阵的脉冲响应由下式给出：

$$h_s(t) = \sum_{n=1}^N A_n \delta\left(t - \frac{n}{2f_0}\right) \quad (9)$$

其中，指条间隔为 $v/2f_0$ ，重叠长度与幅度 A_n 成比例。

对应的传递函数是：

$$H_s(f) = \sum_{n=1}^N A_n e^{-j\pi f_n / f_0} \quad (10)$$

这个函数是频率的周期函数，其周期为 $2f_0$ ，并且是由 $h(t)$ 的付里叶变换 $H(f)$ 的周期性重复组成的。因为感兴趣的相对带宽通常是比较小的，所以所要求的频率响应由相邻响应重叠引起的失真是可以忽略的。

当 $h(t)$ 是一个调频波形时，如上所述，抽样频率是随着瞬时频率而变化的。研究所得

到的传递函数表明,在这种情况下,对相对带宽在很大的范围内变动的情况都能避免频谱的混淆现象^[9]。

当滤波器的特性用数字或图示的形式表示在频率域上时,综合问题就是确定下述形式的频率函数:

$$F(f) = \sum_{n=1}^N \alpha_n e^{-j\pi f_n / f_0} \quad (11)$$

在给定的频带上,这个式子近似于滤波器的传递函数。近似的程度取决于分量的数目 N 。脉冲响应具有有限的持续时间,并且包括有 N 个样本,在时间 $n/2f_0$ 处的样本幅度是 α_n 。

无论如何,声表面波器件要有两个分开的换能器,一个用于沿着基片表面发射弹性波,而另一个则用于取出这种弹性波。在时间域上将发射换能器和接收换能器的脉冲响应进行卷积,就能够得到器件的总的响应;而在频率域上,响应就是各传递函数的乘积。如果设计其中的一个换能器,以得到所需要的传递函数,那末,另一个换能器的传递函数的振幅和相位就必须在所使用的带宽 B 上都不产生失真。使用均匀长度指条的叉指阵时,这个结果通常是能达到的。组成阵列的那些指条就对应于频率为 f_0 的脉冲的一些采样,而此脉冲的持续时间比 $1/B$ 要适当地小一些。

2. 信号处理器

把声表面波器件用于信号处理方面具有很大的潜力,这就引起人们极大的兴趣。改进后的关键的信号处理功能有:单纯的延迟;信息存储;频率滤波;波形发生;相关和匹配滤波接收以及与付里叶变换处理有关的频谱分析等^[26]。

2.1 延迟线

利用速度很低(相对于电磁波而言)的声波是延迟线研制的一个特点。固定延迟的延迟线在第二节中已作了介绍(图4),而可变延迟能够用离散或连续的方式来实现。在典型延迟线的抽头之间进行换接就能得到离散的可变延迟。而连续可变的延迟,可用相关器(见三、2.5节),也可用带有频率可变本地振荡器的色散延迟线^[25]以及用模拟线性调频变换^[26]来得到。

2.2 振荡器

声表面波延迟线振荡器是由带有放大器的声表面波延迟线所组成的。其中的放大器提供从延迟线输出换能器到延迟线输入换能器的正反馈(图7)^[27~29]。

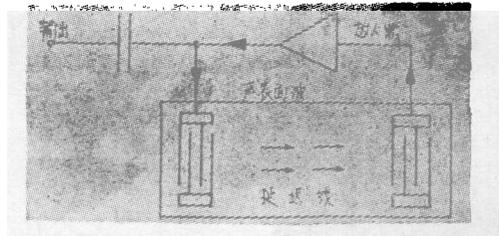


图7 声表面波延迟线振荡器的简图

在振荡器接通电源后,振幅就上升,直到受放大器的非线性限制时为止。

声表面波振荡器的优点是:在没有倍频器的情况下可应用到高达几千兆赫的频率;不受卫星制式的限制;结实牢靠;可调制;以及一般声表面波器件的那些优点。

延迟线振荡器允许的振荡频率是那些具有过量增益和绕着环路有 $2\pi n$ 净相移的频率,其中 n 是整数。相位条件是

$$\varphi_{e1} + 2\pi f_n \frac{L_0}{v} = 2\pi n \quad (12)$$

其中 L_0 是声路径长度, f_n 是第 n 个模式的频率, 而 φ_{e1} 是通过反馈环的相移, 这相移是由换能器的电抗部分所引起的。所以那些允许的模式构成了一个梳状频率群, 除其中的一个以外, 其余都能用合理选择换能器的几何形状来限制。声表面波延迟线的这个灵活性使得我们能够设计出这样的单模式振荡器, 只要合理选择 $2\pi f_n L_0/v$ 和 φ_{e1} 的相对大小, 改变回路对电部件的灵敏度, 这种设计就能实现。当振荡器要有调制能力而必须具备比较低的相移率时, 为了得到高稳定度, 就要控制声相移的大小 (振荡器要能够可调谐, 就要用到如可变电抗器那样的相移网络)。

与通常的石英振荡器大不相同的是: 振荡频率并不是由晶体的尺寸来决定, 而是决定于换能器的几何形状, 所以甚至在最高频率上器件也能按照所需要的那样做到比较牢固。使用工作于基频的换能器, 已经能够制造出用于频率范围为 20 兆赫~1.5 千兆赫的振荡器。

对于许多方面的应用来说, 利用 ST-X 石英的声表面波振荡器的温度稳定性已是足够的了 (变化近似为 $3 \times 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$)。这种器件的短时稳定度是每秒 10^{-7} 。典型的特性是: 单边带调频噪声是 -110 分贝/赫 (相对于载频), 载频偏离 10 千赫和频率漂移是 2%。在不同条件下, 测量的老化率在每年百万分之十左右。虽然, 最近介绍的声表面波谐振稳定振荡器^[30,31]的稳定度已接近于体波谐振稳定振荡器, 但总的说来, 声表面波振荡器的稳定度还是介于 LC 振荡器和体波谐振稳定振荡器之间^[32]。

2.3 频率滤波器

声表面波带通滤波器的综合是滤波器特性在频域上指定时的设计方法的一个实例^[5,8,33]。由式(11)中分量的数目 N 来控制与所需要的带通特性的逼近程度。因为这个数目是有限的, 所以能用合理选择 α_n 系数来控制著名的吉布斯 (Gibbs) 现象的出现。一种带通“削足”指条结构及其频响应于图 8。

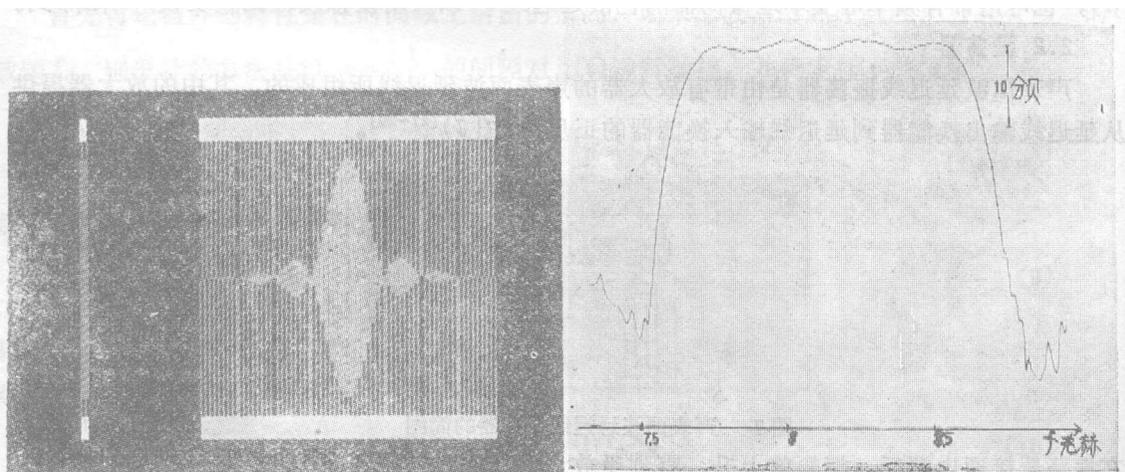


图 8 用于综合带通特性的“削足”换能器 (左图) 以及实测的频响 (右图)

为了有效地抑制二次效应, 使得声表面波滤波器的设计更加复杂化了^[18,34,39,44]。但是, 已经得到了最好的结果: 通带外下降 60 分贝; 最小插入损耗 6 分贝, 并能把变化控制在零点几分贝之内; 相位波动 $\pm 1.5^{\circ}$ ^[35]。由于声表面波器件的有限尺寸和在最高频率上声波的

衰减，使得无源滤波器不可能达到很窄的通带。象“谐振器”那样，多次渡越的设计给出了一种紧密排列的周期性结构，其Q值超过 10^4 ^[36,37]。

可编程序滤波器 声表面波滤波器的一个很有用的特点是，有可能由外部编制滤波函数。在设计典型的横向滤波器时，这点能用控制每个抽头的相位和振幅来达到^[44,45]。最近已经证明，用声表面波付里叶变换器有可能做成自适应处理机^[26,46,47,48]。

2.4 色散滤波器

声表面波器件技术能推广到系统设计中去，主要是由于有可能用比较简单的方法来综合色散相位特性。这些器件能够在脉冲压缩雷达中用于产生和接收编码波形。在这种应用中，线性调频是编码的最常见的波形，它的特性参数是脉冲持续时间T和带宽B^[23,24,26,49]。滤波器的特性在时间域上以脉冲响应的形式给出，这种脉冲响应具有有限的持续时间、恒定的幅度而且符合线性调频规律。叉指换能器的指条所综合的样本，与脉冲响应的极大值和极小值相对应(图9)。

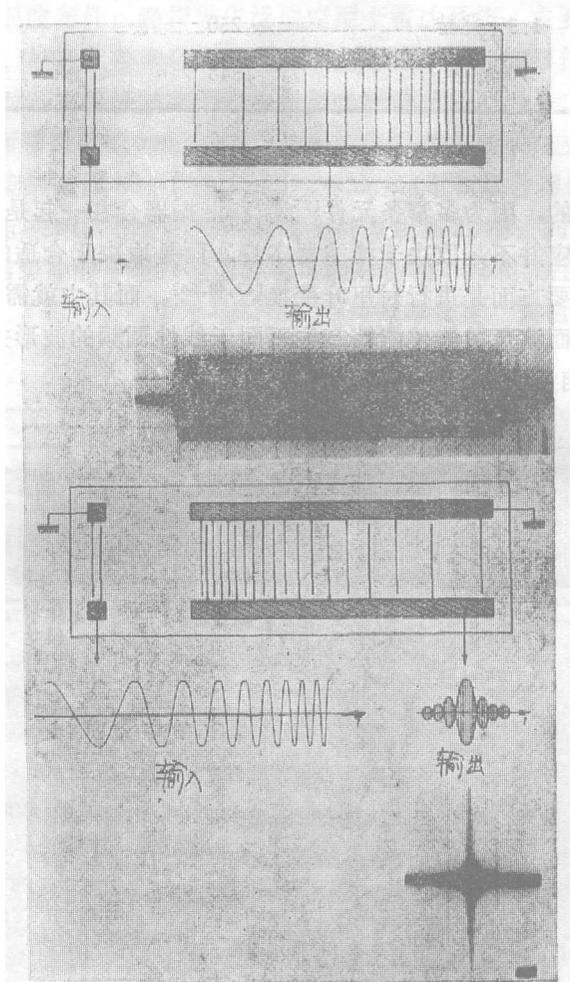


图9 用于相位色散的SAW色散延迟线(上)和用于相位补偿的SAW色散延迟线(下)的简图

同样的叉指换能器阵列可用来产生相位畸变，将一个脉冲展宽成一个长持续时间的脉冲，相反，也可以用于相位补偿，把这个被展宽的脉冲压缩成原来的那个脉冲。

反射阵压缩器(RAC) 用反射阵列结构能得到优于数百的时间带宽积(表1)^[51,52]。它是由周期性放置的垂直于入射波或与入射波倾斜某一角度的反射器组成的。典型的反射器是由若干金属或介质窄条,或者是一些细槽做成的。虽然从每个反射器反射的强度是很低的(-40分贝),但是,如果从很大数目(≈100)的窄条反射回来的波发生互相加强的干涉,那末在特殊的频率上和以此频率为中心的窄带上就会引起全反射(≈98%)。反射器的结构周期就是与这个特殊频率的波长相对应的。改变反射器的长度可实现加权。

表 1

带宽 B	中心频率	带宽时间积 BT	色散延迟
100 兆赫	300 兆赫	1000	10毫微秒
512 兆赫	1 千兆赫	5120	10*毫微秒
500 兆赫	1.3千兆赫	250	0.5*毫微秒
17 兆赫	70 兆赫	1548	88*毫微秒

* RAC(反射阵压缩器)

+ IDT(叉指换能器)

这些结构是很重要的,因为多窄条元件^[25,53]和谐振器合在一起是属于一种新的原理,在这种原理中,器件的响应并不是取决于换能器本身,而是取决于合适的声表面波的多途径排列。信号处理的一个重要方面是进行付里叶变换^[47,48,54],而其中就需要有长的时间带宽积的色散延迟线。用声表面波色散器件能够产生不同于线性调频的波形并对它们求相关^[55]。图10是用于产生相位相反的13元巴克码的阵列。

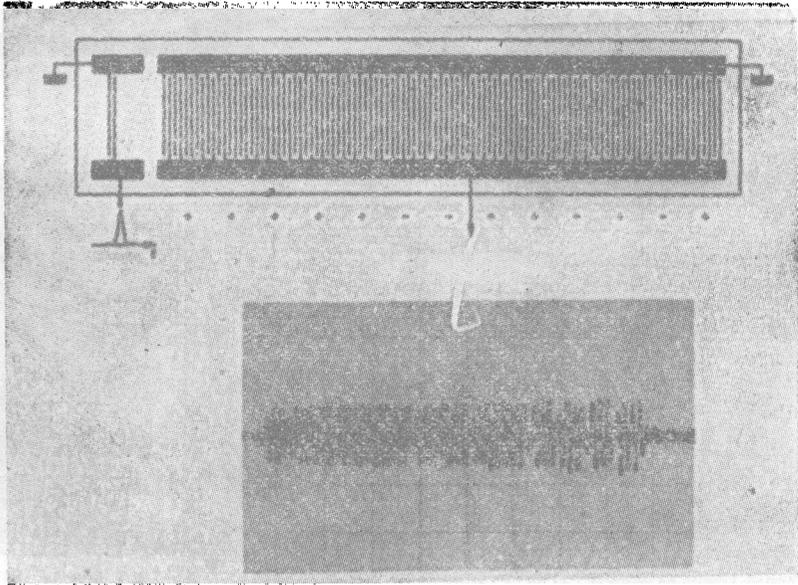


图10 用于产生13元巴克码的SAW滤波器的示意图

2.5 利用声表面波参数相互作用求卷积

基本过程是两个相反方向传播的声表面波波束之间的参量相干,借助于器件中的非线性作用来得到乘积项。输出端能得到相应于两个输入信号的乘积的时间积分,即两个输入信号

的卷积^[56]。如果两个信号是同样的，但在时间上是相反的，则器件就相当于一个相关器。这种器件在信号处理应用中的意义在于，任何信号能够和它的时间上倒置的存储复制品求相关。这器件等效于一个可变实时匹配滤波器。在声卷积器里，参量相干是因为在传播介质里有非线性作用，但其效率是很低的（以零分贝为参考电平，则插入损耗是 90 分贝）。利用串接于抽头的外接二极管的非线性相干能够得到比较高的效率（以零分贝为参考，插入损耗为 20 分贝）。利用联接到声表面波传播表面的半导体收集器就能存储信号，因而在以后的时间里也能够读出它，也能够将它和另一个信号求相关。这样的一种器件既有存储参考信号的优点，又有时间倒置的优点。

四、用于波形时间压缩的声表面波信号处理器

到目前为止，声表面波器件已经相当广泛地应用于雷达系统，主要是因为声表面波器件的参数很适合用于雷达。处理大带宽(>100 兆赫)信号是声表面波器件的很重要的特点，因此当和 CCDS 一起连用时，有可能基本消除由于相当低的传播延迟(<100 微秒)(与现有基片的物理尺寸相对应)而带来的固有的限制，并使得声表面波器件的应用范围可能扩充到通信和声纳系统中。在一篇最近报导的实验中^[57]，把 CCD(电荷耦合器件)移位寄存器和声表面波实时频谱分析仪合起来用，能使可变频谱的分辨力达到 20 赫。而且已证明了，利用由 1000:1 CCD 移位寄存器缓冲的声表面波器件有可能对伪噪声码和线性调频波形求相关^[58]。

(李云言 梁祖威译 孙允恭校)

参 考 文 献

- [1] J. H. Eveleth, Proc. IEEE, 53, 1406, 1965.
- [2] R. M. White and F. W. Voltmer, Appl. Phys. Lett., 7, 314, 1965.
- [3] J. H. Rowen, U. S. Patent 3,289,114, 1966.
- [4] C. E. Cook and M. Bannfeld, Radar Signals, Academic Press, New York, 1967.
- [5] P. Hartemann and E. Dieulesaint, Electron. Lett., 5, 219, 1969.
- [6] P. Hartemann and E. Dieulesaint, Electron. Lett. 5, 637, 1969.
- [7] W. D. Squire, H. J. Whitehouse and J. M. Alsop, IEEE (Special Issue on Microwave Acoustics), MTT-17, 1969.
- [8] R. H. Tancrell and M. G. Holland, Proc. IEEE. 59, 393, 1971.
- [9] C. Atzeni and L. Masotti, IEEE AES-7, 662, 1971.
- [10] Lord Rayleigh, Proc. London Math. Soc., 17, 4, 1885.
- [11] R. M. White and F. M. Voltmer, Appl. Phys. Lett., 7, 314, 1965.
- [12] R. M. Artz, E. Saltzman and K. Dransfeld, Appl. Phys. Lett., 10, 165, 1967.
- [13] G. A. Coquin and H. F. Tiersten, JASA 41, 921, 1967.
- [14] C. C. Tseng, IEEE ED-15, 586, 1968.
- [15] R. M. White, Proc. IEEE, 58, 1238, 1970.
- [16] W. R. Smith et al, IEEE (Special Issue on Microwave Acoustics), MTT-17, 859,

1969.

- [17] W. R. Smith et al, *ibid*, 865, 1969.
- [18] W. R. Smith, *Wave Electronics (Special Issue on Workshop on CAD of SAW Devices, Bologna, Italy)*, 2, 25, 1976.
- [19] J. J. Campbell and W. R. Jones, *IEEE SU-15*, 209, 1968.
- [20] G. W. Farnell, *Wave Electronics (Special Issue on Workshop on CAD of SAW Devices, Bologna, Italy)*. 2, 1, 1976.
- [21] A. J. Slobodnik Jr., *Proc. IEEE (special issue on surface acoustic wave devices and applications)*, 64, 581, 1976.
- [22] C. Atzeni and L. Masotti, *IEEE MTT-21*, 505, 1973.
- [23] D.P. Morgan, *Ultrasonics*, 11, 121, 1973.
- [24] C. Atzeni, L. Masotti and E. Teodori, *Alta Frequenza*, XL, 506, 1971.
- [25] J. D. Maines and E. G. S. Paige, *IEE Rev.*, 120, 1078, 1973.
- [26] C. Atzeni, G. Manes and L. Masotti, *Proc. 1975 IEEE Ultrasonics Symp.*, 371, 1975 (n. 75 GH0 994-4SU).
- [27] L. W. Davies and M. W. Laurence, *Proc. IREE Aust.* 32, 61, 1971.
- [28] J. Grabb, M. F. Lewis and J. D. Maines, *Electron. Lett.*, 9, 195, 1973.
- [29] M. F. Lewis, *Proc. 1973 IEEE Ultrasonics Symp.*, 344, 1973.
- [30] R. C. M. Li, J. A. Alusow and R. C. Williamson, *Proc. 1975 IEEE Ultrasonics Symp.*, 279, 1975.
- [31] F. G. Marshall, *Proc. 1975 IEEE Ultrasonics Symp.*, 290, 1975.
- [32] M. W. Laurence, *Wave Electronics (Special Issue on Workshop on CAD of SAW Devices, Bologna, Italy)*, 2, 199, 1976.
- [33] C. Atzeni and L. Masotti, *Alta Frequenza*, XLII, 24E, 1973.
- [34] R. E. Mitchell, *Wave Electronics (Special Issue on Workshop on CAD of SAW Devices, Bologna, Italy)*. 111, 1976.
- [35] H. Engan, *Wave Electronics (Special Issue on Workshop on CAD of SAW Devices. Bologna. Italy)*, 2. 133. 1976.
- [36] V. H. Haydl and R. S. Smith, *Proc. IEEE (Special issue on surface acoustic wave devices and applications)*. 64, 682, 1976.
- [37] Y. Koyamada, Filshibara and S. Yoshikawa, *Proc. IEEE (special issue on surface acoustic wave devices and applications)*, 64, 685, 1976.
- [38] J. D. Maines and E. G. S. Paige, *Proc. IEEE (special issue on surface acoustic wave devices and applications)*, 64, 639, 1976.
- [39] W. S. Jones, C. S. Hartmann and T. D. Sturdivant, *IEEE SU-19*, 368, 1972.
- [40] H. M. Gerard, 1971 *IEEE Ultrasonics Symp.*, paper J-1.
- [41] R. C. Williamson, MIT LINCOLN LAB. Cambridge, Mass., Rep. 1971.
- [42] R. H. Tancrell and R. C. Williamson, *Appl. Lett.*, 19, 456, 1971,
- [43] C. Atzeni, G. Manes and L. Masotti, *Proc. 1973 IEEE Ultrasonics Symp.*, 414, 1973.
- [44] C. Atzeni, G. Manes and L. Masotti, *Alta Frequenza*, XLIII, 601 E, 1974.
- [45] P. J. Hagon and L. R. Adkins, *Proc. 1974 IEEE Ultrasonics Symp.*, 177. 1974.
- [46] J. D. Maines. G. L. Moule and E. G. S. Paige, *Proc. 1975 IEEE Ultrasonics*

Symp., 355, 1975.

- [47] C. Atzeni, G. Manes and L. Masotti, this issue.
- [48] H. J. Whitehouse, this issue.
- [49] G. A. Armstrong, Wave Electronics (Special Issue on Workshop on CAD of SAW Devices, Bologna, Italy). 2, 155, 1976.
- [50] B. J. Darby, *ibid*, 266, 1976.
- [51] R. C. Williamson, Proc. IEEE (special issue on surface acoustic wave devices and applications), 64, 702, 1976.
- [52] J. Melngailis et alii, Wave Electronics (special Issue on Workshop on CAD of SAW devices, Bologna, Italy), 2, 177, 1976.
- [53] C. Maerfeld, *ibid*, 88, 1976.
- [54] C. Atzeni, *ibid* 238, 1976.
- [55] C. Atzeni and L. Masotti, Electronics Lett., 7, 693, 1971.
- [56] G. S. Kino, Proc. IEEE (special issue on surface acoustic wave devices and applications), 64, 724, 1976.
- [57] J. B. G. Roberts, Electronics Lett., 11, 525, 1975.
- [58] P. M. Grant, Proc. 1976 CCD Int. Conf. (to be published).