宽通带小矩形系数的声表面波滤波器

盛忠德　鱼志珍
（邮电部第一研究所）

一、声表面波滤波器的设计

理论分析指出，叉指换能器的频率响应[$H(\omega)$]，可由叉指换能器的脉冲响应$H(t)$通过付里叶变换求得，而叉指换能器脉冲响应$H(t)$的包络恰好是叉指换能器叉指指端的轨迹。所以叉指换能器的脉冲响应就是叉指换能器的空间图像。这种一一对应的关系可由图1来说明。由此可知，通过对叉指换能器电极指条位置与重迭长度的设计便能控制叉指换能器的脉冲响应，从而也就控制了叉指换能器的频率响应。

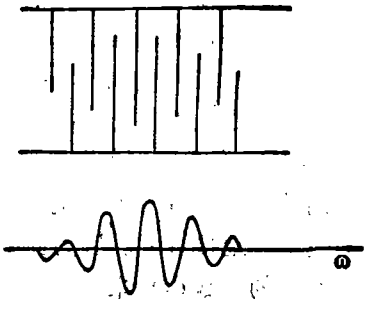

图1　叉指换能器的空间图象与脉冲响应

在一般情况下，声表面波滤波器中的二个叉指换能器只有一个是设计成加权的，另一个采用简单的宽带形式。此时滤波器的频率响应只取决于加权叉指换能器的加权量。但它的矩形系数不可能做得很小。要实现小的矩形系数，必须对收发二个叉指换能器同时加权。这时滤波器总的频率响应是收发二个叉指换能器频率响应的乘积，即

$$H(\omega)=H_1(\omega)\cdot H_2(\omega) \qquad (1)$$

声表面波滤波器的通带宽度，是由叉指换能器的电极指对数的多少来确定的，即

$$B_0=f_0/N \qquad (2)$$

这里B_0是3分贝带宽，f_0为工作频率，N为电极的指对数。由(2)式可知，随着滤波器通带宽度的增加，电极指对数将相应减少。若要设计百分比带宽较大的声表面波滤波器，由于此时电极指对数已很少，再采用抽指加权来设计，显然是不适合的。因而适宜的加权形式将是指长不等重迭的加权。但是，两个指长不等重迭加权叉指换能器所组成的声表面波滤波器，由于波速的不均匀性，整个滤波器的频率响应，不再是两个叉指换能器频率响应的乘积。解决的理想方法是在二个叉指换能器之间再设计一个多条耦合器。从上述的分析可知该滤波器最终的结构将如图2所示。

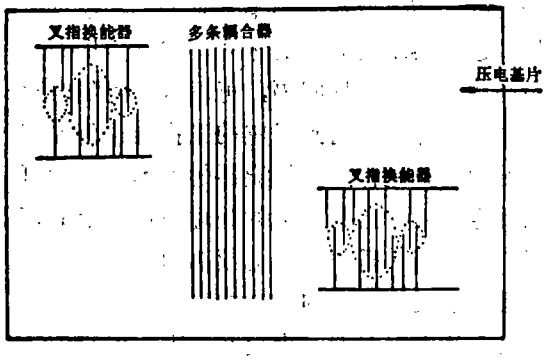

图2　具有多条耦合器的滤波器结构

1. 叉指换能器及其设计

由于声表面波滤波器的频率响应主要决定于叉指换能器的频率响应，故声表面波滤波器的设计主要是叉指换能器的设计。叉指换能器的设计如用等效电路模型来计算，情况就很复杂。如果用δ函数模型和付里叶变换为基础的脉冲响应模型，其计算可以简

化，且精度亦能接近等效电路模型的精确度。

脉冲响应模型是一种叉指换能器的分析设计方法，它的出发点就是付里叶变换和脉冲响应与叉指换能器结构的对应性。如果假设所需要的滤波器的频率响应是 $H_1(\omega)$，则与其对应的脉冲响应是它的付里叶逆变换，即

$$h(t)=\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{+\infty}H_1(\omega)\exp(j\omega t)d\omega \tag{3}$$

换能器每个叉指电极的重迭程度应是以间隔T对$h(t)$取样而得到，若这个取样以$W(t_n)$表示，则

$$W(t_n)=(-1)^n h(nT) \tag{4}$$

$W(t_n)$的不同符号表示电极极性的交替，T是以时间计算的叉指间距，$t_n=X_n/V$，若滤波器的中心频率是f_0，则

$$T=\frac{1}{2f_0} \tag{5}$$

从理论上讲，对于指长重迭不等加权的叉指换能器采用脉冲响应方法设计时，是从需要得到的滤波器的频率响应出发，通过付里叶逆变换求出对应的脉冲响应，然后根据中心频率确定取样间隔，再以这个间隔对脉冲响应取样就能得到对应的叉指指条位置和重迭程度。这样叉指换能器的基本参数就可以确定了，但是数学上的处理与物理上的可行性存在着矛盾。首先由频率响应 $H(\omega)$ 的付里叶逆变换求出的脉冲响应在时间上是无限的，这就意味着叉指换能器应无限长，显然，这是不可能的。其次，在数学上是连续的积分过程而在物理上恰好是离散的取样过程。因此，最后实际得到的滤波器的频率响应与希望得到的频率响应之间存在着很大差异，如图 3 所示。

设计时希望滤波器的频率响应尽可能接近理想的矩形，见图 3 $H(\omega)$。但与之对应的脉冲响应$h(t)$在时间上是无限延伸的，如在

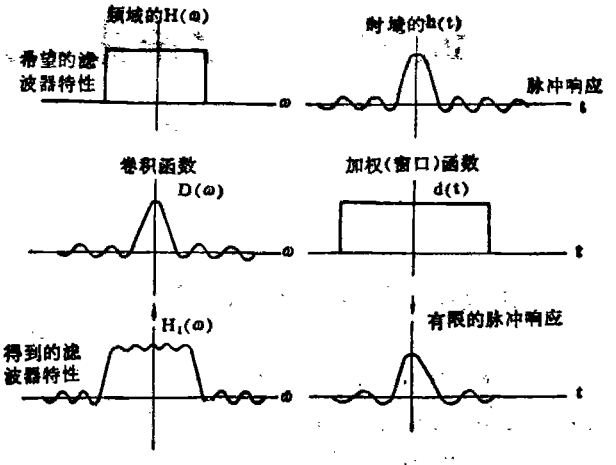

图 3　滤波器的频响曲线

若干旁瓣后将它截断，此时，脉冲响应$h(t)$与一个加权函 $d(t)$相乘，则就得到一个有限的脉冲响应$h_1(t)$。从这个截断了的脉冲响应得到的频率响应是$H_1(\omega)$。由图 3 可看出，实际得到的频率响应$H_1(\omega)$ 和希望得到的频率响应$H(\omega)$之间有很大的差异，即陡峭的带外防卫度变得倾斜了，通带及阻带的波纹增加了。这种设计方法存在的问题是要找到一个持续时间最短的有限脉冲（τ 最小），使得到的频率响应最接近于预期的结果，即最佳化。如果使$h(t)$ 与某一个非矩形的函数 $d(t)$ 相乘，结果得到的$h_1(t)$不是在某一时刻 t 突然变为零，而是缓慢地接近零。因为此时使用了一个时间有限的函数$d(t)$来代替矩形窗口函数，使无限的脉冲响应变为有限的，同时在边界上缓慢地接近于零，最后得到的滤波器频率响应较为理想了，即通带波纹小了，矩形系数好了，这就是所谓窗口函数技术。窗口函数$d(t)$的选择应该是：由它的付里叶变换得到的卷积函数 $D(\omega)$ 的大部分能量应集中在主瓣内。“凯塞尔窗口”函数能符合这一要求，它的表达式为：

$$\omega(t)=\begin{cases}\dfrac{I_0(\omega_c\sqrt{\tau^2-t^2})}{I_0(\omega_c\tau)} & \text{当}|t|<\tau \\ & \text{当}|t|>\tau\end{cases} \tag{6}$$

式中 I_0 为第一类零阶修正的贝塞尔函数，$\omega_c\tau$ 为函数的参数，需在过渡带宽与旁瓣间最佳

化后选择。叉指换能器的重叠加权函数$W(t_n)$确定以后，在安排叉指换能器的指长重叠时尚需要归一化，即将最大的重叠(W_{max})取为1，其余的重叠应为：

$$W'(t)=\frac{W(t)}{W_{max}} \qquad (7)$$

所以第n个指的实际长度为：

$$L_n=\frac{1}{2}LW'(t_n) \qquad (8)$$

2．多条耦合器及其设计

多条耦合器由在压电基片上沉积上一系列平行的金属条带所组成。若声表面波沿通道A传播到长度为L的多条耦合器的金属条带上半部分的下面时，由于压电效应的关系，在相邻的金属条带间就产生了电位差。这电位差沿着金属条带上半部传导到金属条带的下半部分，在金属条带下半部分由于逆压电效应的关系，激发出新的声表面波沿通道B传播。

声表面波经过多条耦合器后，一般来说，在A,B两通道中都可能出现声表面波，其能量分配比例和多条耦合器的金属条带数N有关。对于一定的材料，多条耦合器金属条带的周期长度d和频率f是固定的。当N取某一数N_T时，在通道A上传播的声表面波经过多条耦合器后，能全部转移到通道B。这时多条耦合器的长度$L=N_Td$称作全转移长度。根据等效电路理论得到的多条耦合器全转移时金属条带数目的表达式为：

$$N_T=\frac{\pi}{FK^2}\cdot\frac{\theta}{1-\cos\theta} \qquad (9)$$

式中，$\theta=\frac{2\pi fad}{V}$，$F$为几何填充因子（由实验确定，通常$F\approx1$），$a$是多条耦合器周期重复距离的有功部分，$f$为工作频率，$V$为声表面波速度，$K^2$为压电材料的机电耦合常数。

如果用多条耦合器阻带的工作频率f_0进行归一化，则式(10)应变为：

$$N_T=\frac{\pi}{FK^2}\cdot\frac{f_n\pi a}{1-\cos f_n\pi a} \qquad (10)$$

式中归一化频率$f_n=\frac{\theta}{\pi a}=\frac{f}{f_0}$，$F$和$a$由实验确定。对于YZ切的铌酸锂晶体，当金属条带宽度与间隙比为1时，$a=0.85$，有效耦合常数$K^2=0.043$，把这些数代入式(10)（分子中的π取3.1416，分母中的π取角度数180°），就能得到在YZ切铌酸锂上设计多条耦合器的实用公式，即：

$$N_T=\frac{195f/f_0}{1-\cos\left(153\frac{f}{f_0}\right)} \qquad (11)$$

如果设声表面波滤波器通带的上截止频率为f_n，则$f_0>f_n$。

当收发二叉指换能器中引入多条耦合器后，整个滤波器的技术指标将有很大的提高。为更好的改善通带波纹，叉指换能器与多条耦合器的间距应选择在$n\lambda_0+\frac{\lambda_0}{4}$处。

从式(2)知声表面波滤波器的通带宽度决定于叉指换能器的指对数N。如要增加滤波器的通带宽度就需减少叉指换能器的指对数。但是指对数的减少是有一定限度的，因为过少的指对数，不但减弱了叉指换能器对声表面波的激发效率，而且还会增强对体波的激励。因而对指长重叠不等加权的叉指换能器来说，当指对数N减少到一定程度后，要进一步增加带宽是有困难的。一个可行的办法是采用双通道结构的声表面波滤波器。它不但能增加相对带宽，而且还能保持小的

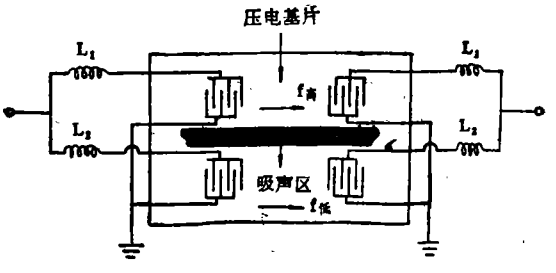

图4　双通道结构的表面波滤波器结构

矩形系数，这一设计方法是在一个基片上分别设计二个声表面波通道，两个通道的中心频率不一样，一个高一个低，如图 4 所示。两个通道各自的频率响应如图 5 所示。

二个通道并联合成的频率响应曲线如图 6 所示。

此时滤波器总的通带宽度要比原来单个通道的通带宽了许多，但通带中间出现了一个较大的波峰如图 6 。此时如果适当的选择 L_1 及 L_2 的电感值并精心的调整，即能较有效的抑制该波峰的高度，将能得一个如图 7 所示的频率响应曲线。

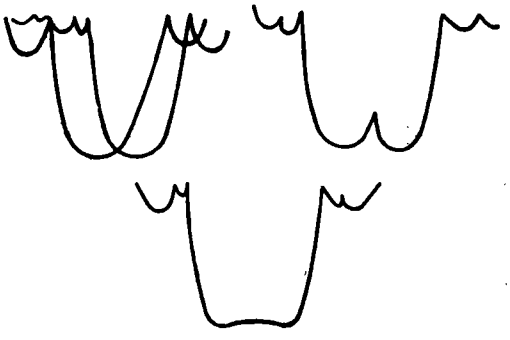

图 5—7　表面波滤波器频响曲线

二、声表面波滤波器的二阶效应

为了设计与计算的方便，滤波器是用脉冲响应模型来分析设计的。在分析和设计时对器件先作了许多近似假设。通过近似假设滤波器的分析，设计是简单了，但是实际制成的滤波器的特性与理论上滤波器应达到的特性相比，两者有很大差异，主要是通带波动增大了，带外抑制降低了。这是因为那些被近似和忽略的因素在实际制成的滤波器中还在起作用。这种现象一般称为二阶效应。

声表面波滤波器的二阶效应主要有指间反射，三次行程，体波，衍射波，束偏向以及端面反射效应等。这些二阶效应可采用分裂指或指宽不等的叉指换能器、选用轻金属作电极、在压电基片背面及端部涂吸声膏，选用对体波有较强抑制能力的切割角度和阻抗的适当失配等方法加以消除。

三、实际制成的滤波器的特性

用该方法能制成的声表面波滤波器的矩形系数能达到1.2，通带波纹 ±0.1dB，群迟延 ±2ns，其特性见图 8 。

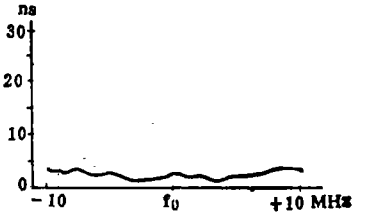

图 8-a

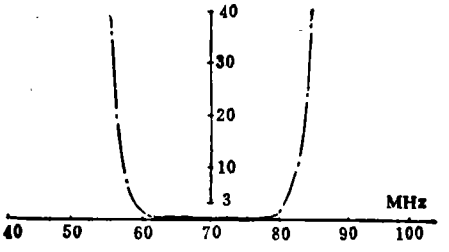

图 8-b

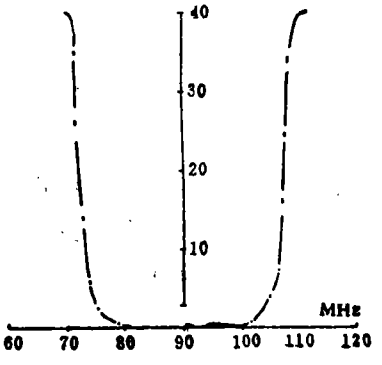

图 8-c

图 8　中心频率为 70,90MHz 的滤波器频响曲线

参 考 文 献

[1] Tancrell R. H., «*Analytic Design of Surface Wave Bandpass Filters*», IEEE Transactions on Sonics and Ultrasonics, Vol. SU-21, No.1, Jan. 1974. pp.12～22.

[2] «*Stagger Tuning of SAW Filters for Broad Bandwidth and Good Shape Factor*», IEEE TRANSACTIONS ON SONICS AND ULTRASONICS, VOL, SU-29, NO.1, JANUARY 1982, pp.50～52.