

抽指加权宽带扇形叉指声表面波滤波器的等效电路分析^{*}

李红浪 何世堂 王 文 梁 勇

(中国科学院声学研究所 北京 100080)

2003 年 4 月 14 日收到

摘要 扇形换能器可以看成若干个沿孔径方向划分的均匀孔径换能器电端并联而成, 根据梅森 (Mason) 等效电路模型以及由其延伸的混合场等效电路模型, 推导出整个扇形换能器的导纳矩阵和频率响应, 其中采用复阻抗模型考虑了叉指电极与自由表面的阻抗不连续的因素。本方法能够模拟指间反射、三次行程、指条寄生阻抗以及外围电路等对器件性能的影响; 理论模拟与实验结果吻合。

关键词 扇形换能器, 等效电路模型, 复阻抗模型

Analysis of wide-band slanted transducer SAW filters using withdrawal weighting by equivalent circuit model

LI Hong-Lang HE Shi-Tang WANG Wen LIANG Yong

(Institute of Acoustics, Chinese Academy of Science, Beijing 100080)

Abstract The slanted transducer can be divided into conventional transducer along to SAW propagation axis, and the slanted transducer can be considered as the parallel connection network of many conventional transducers, based on Mason equivalent circuit model and its modification “mixed circuit” model, the inductance matrix of conventional filter and the response of slanted transducer can be deduced. The impedance discontinuity is analyzed by complex impedance model. As a result, the internal reflection within IDTs, triple transit echo, parasite impedance of finger, and peripheral circuits can be considered in this method. A typical filter is analyzed numerically and the theoretical simulation is found to agree with the experimental.

Key words Slanted transducer, Equivalent circuit model, Complex impedance model

1 引言

扇形叉指换能器是一种指条倾斜的色散型

声表面波叉指换能器。由于其在实现宽带、低矩形系数声表面波滤波器等方面的突出优点而受到广泛关注。C.K. Campbell^[1]等采用 δ 函

^{*} 中国科学院知识创新工程方向性项目 (KGCS2-102)

数模型对两换能器均不加权的扇形叉指换能器滤波器进行了理论分析, 由于换能器不加权而得到滤波器带外抑制小于 30dB。后来 Hiromi Yasuda^[2] 也利用 δ 函数模型对加权的扇形叉指换能器滤波器, 即以一边换能器采用抽指加权, 另一边不加权的结构, 进行了分析, 可以得到 40dB 左右的带外抑制。但是由于 δ 函数模型本身的局限性, 不能考虑对器件设计有重要影响的一些因素, 诸如指间反射、三次行程、指条寄生阻抗、外围电路。本文引入 Mason 等效电路模型对扇形叉指换能器滤波器进行了理论分析和模拟, 利用混合场模型^[3] 推导了抽指加权的扇形叉指换能器滤波器的导纳矩阵和频率响应, 从而克服 δ 函数模型不能模拟的上述影响因素。文章给出了理论计算模拟情况, 并通过实验进行了验证。

2 基本原理

扇形叉指换能器滤波器基本结构如图 1(a) 所示。如果忽略各通道之间的影响, 就可以把扇形叉指换能器滤波器沿孔径方向划分为多个通道, 当通道数足够多时, 每一个通道就可以近似地看成是普通孔径非倾斜滤波器结构, 如图 1(b)。

划分通道的方法有两种^[1]:

一种是按频率划分:

$$\begin{aligned} \Delta f &= BW/(S-1); \quad f_h = f_0 + BW/2; \\ f_l &= f_0 - BW/2; \quad f_j = f_l + (j-1)\Delta f; \\ j &= 1, 2, \dots, S \\ A_j(f) &= \frac{f_h \cdot f_l}{f_j \cdot S \cdot (f_j + f_h - f_l)} \cdot A_0 \end{aligned} \quad (1)$$

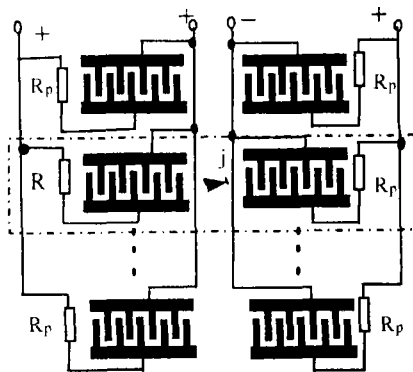
式中 BW : 滤波器带宽; A_0 : 换能器孔径; A_j : 第 j 个通道的孔径; f_j : 第 j 个通道的中心频率; S : 总通道数。

另外一种是按孔径划分:

$$\begin{aligned} \Delta S &= BW/(S-1); \\ f_j &= \frac{S f_h \cdot f_l}{S f_l + j(f_h - f_l)} \end{aligned} \quad (2)$$



(a) 扇形叉指换能器滤波器的基本结构



(b) 扇形叉指换能器滤波器的等效电路结构

图 1 扇形叉指换能器滤波器基本结构及其等效电路结构

对于每个通道, 在已知中心频率 f_j , 孔径 A_j 的情况下, 可以根据等效电路模型求出其导纳矩阵, 由于各通道输入输出端并联, 从而得到整个扇形叉指换能器滤波器的总的导纳矩阵, 再考虑外阻抗和指条寄生阻抗 R_p , 可以得到总的扇形叉指换能器滤波器的频率响应。

3 抽指加权换能器的混合场模型

扇形换能器的每一个通道可以看成是一个普通换能器。与均匀间隔 (指宽与间隔比 1:1) 未抽指换能器不同, 抽指换能器中部分指条被抽去导致电场分布不均匀, 因而通常的交叉场和平行场模型不能适用抽指换能器结构。本文引入混合场模型^[3] 进行模拟, 如图 2(a)。

由于同一个换能器中电场分布不均匀, 故有不同的导纳矩阵元 (如 Y 矩阵元)。在不考虑阻抗不连续的情况下, 根据混合场模型可以求出换能器中各导纳矩阵元, 如图中的 Y, y 矩阵元。

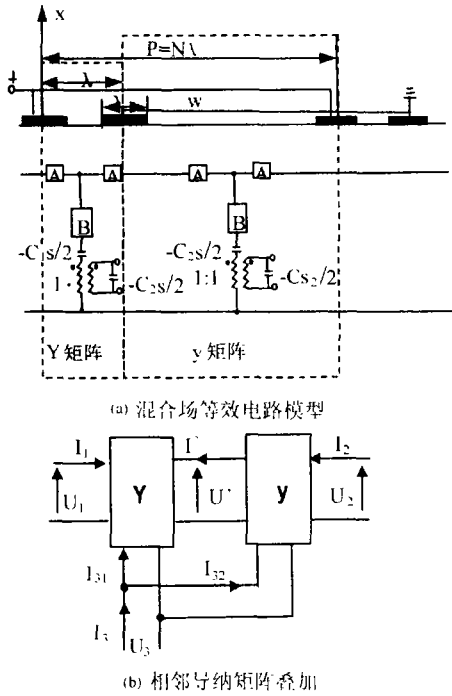


图 2 抽指换能器的混合等效电路模型

为得到整个换能器导纳矩阵,我们采用了对同一换能器中相邻两单元的矩阵元从左到右进行叠加。如图 2(b), Y 与 y 为两相邻导纳矩阵元(为计算方便已把电极的正负考虑到 Y 矩阵元里)。由于逐一叠加时,得到的 Y 矩阵不对称,所以推导叠加公式如下:

$$\begin{pmatrix} I_1 \\ I' \\ I_{31} \end{pmatrix} = [Y] \begin{pmatrix} U_1 \\ U' \\ U_3 \end{pmatrix}$$

$$\begin{pmatrix} -I' \\ I_2 \\ I_{32} \end{pmatrix} = [y] \begin{pmatrix} U' \\ U_2 \\ U_3 \end{pmatrix}$$

$$I_3 = I_{31} + I_{32} \quad (3)$$

由式 (3) 可以推导出 Y 与 y 矩阵元合并后新的 Yt 矩阵元

$$\begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{pmatrix} = [Yt] \begin{pmatrix} U_1 \\ U_2 \\ U_3 \end{pmatrix}$$

应用声学

令 $B = Y_{22} + y_{11}$ 。 Yt 各项推导结果如下:

$$\begin{aligned} Yt_{11} &= Y_{11} - \frac{Y_{12}Y_{21}}{B} \\ Yt_{12} &= -\frac{Y_{12}y_{12}}{B} \\ Yt_{13} &= Y_{13} - \frac{Y_{12}(Y_{23} + y_{13})}{B} \\ Yt_{21} &= -\frac{Y_{21}y_{21}}{B} \\ Yt_{22} &= y_{22} - \frac{y_{12}y_{21}}{B} \\ Yt_{23} &= y_{23} - \frac{y_{21}(Y_{23} + y_{13})}{B} \\ Yt_{31} &= y_{23} - \frac{Y_{21}(Y_{23} + y_{13})}{B} \\ Yt_{32} &= Y_{32} - \frac{y_{12}(Y_{32} + y_{31})}{B} \\ Yt_{33} &= Y_{33} + y_{33} - (Y_{32} + y_{31}) \frac{Y_{23} + y_{13}}{B} \end{aligned} \quad (4)$$

抽指换能器是由许多个矩阵元声端串联电端并联而成,所以可以通过 (4) 式从左至右对换能器导纳矩阵元叠加,最后求得整个换能器的导纳矩阵。

假定滤波器中左右两换能器分别为 N 和 M , 则从 (4) 式可以推出滤波器的导纳矩阵如下:

$$Y = \begin{bmatrix} Y_{NN} & Y_{NM} \\ Y_{MN} & Y_{MM} \end{bmatrix} \quad (5)$$

其中 Y_{NN} 和 Y_{MM} 可以从 (4) 式得到, $Y_{NM} = Y_{MN}$ 则根据文献 [4] 和 (4) 式推出如下:

$$Y_{NM} = 2G_0 e^{-j\phi} Y_N Y_M$$

$$Y_N = \left[-\frac{Yt_{13}Yt'_{22} - Yt_{23}Yt_{12}}{Yt_{12}Yt_{21} - Yt'_{11}Yt'_{22}} \right]_N$$

$$Y_M = \left[-\frac{Yt_{23}Yt'_{11} - Yt_{13}Yt_{21}}{Yt_{12}Yt_{21} - Yt'_{11}Yt'_{22}} \right]_M$$

其中括号的脚标 N 和 M 分别表示对换能器 N 和 M 中的导纳参数进行计算。 $Yt'_{22} = Yt_{22} + G_0$, $Yt'_{11} = Yt_{11} + G_0$, G_0 : 晶体自由表面特性阻抗。 ϕ 为两换能器间与距离有关的时延。

4 考虑指间反射的混合场模型

由于金属指条的压电短路效应导致阻抗不连续引起声波在指条边缘产生反射, 从而影响器件性能。以上两节均是以自由表面特性阻抗 R_0 对器件进行模拟, 忽略了这个二次效应, 本节将采用复阻抗模型^[5]进行修正。如果考虑自由表面和金属化表面的区别, 则如图 2 中每一个 Y 矩阵元的等效电路就需要进行修改, 如图 3。

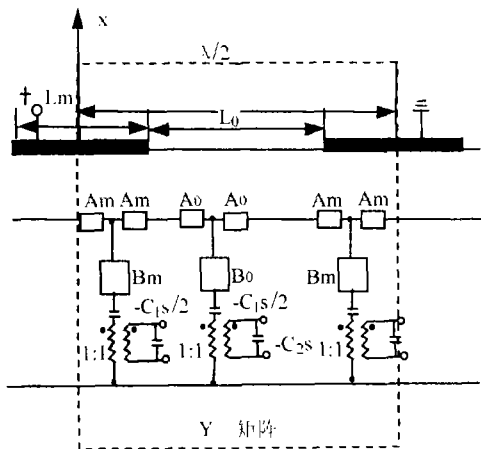


图 3 考虑阻抗不连续的等效电路

由图 3 可以看出每一单元的 Y 矩阵元由三部分组成, 两部分金属化表面和中间部分自由表面。把三部分合成一个新的 Y 矩阵元。合成后的矩阵元与图 2(b) 的 Y 矩阵元所不同的是其特性阻抗不再是实数, 而是复数, 另外传播相位也不相同^[5]。用转换后新的 Y 矩阵元替代图 2 中的 Y 矩阵元, 这样就可以实现对晶体表面阻抗不连续的分析。

5 滤波器频率响应的推导

扇形叉指换能器滤波器沿孔径方向划分的若干个通道可以近似为相互独立的普通滤波器。其中每个通道的导纳矩阵可以按照上面

两节所述得到, 把所得到的导纳矩阵应用到图 1(b) 就可以简化成图 4。

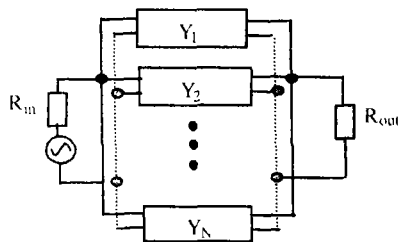


图 4 扇形叉指换能器滤波器的简化模型

由各通道 Y 矩阵的并联得到滤波器总的 Y 矩阵, 即对 (5) 式求和得下列 (6) 式, j 表示第 j 个通道。

$$\Sigma Y_j = \begin{bmatrix} \Sigma Y_{NN_j} & \Sigma Y_{NM_j} \\ \Sigma Y_{MN_j} & \Sigma Y_{MM_j} \end{bmatrix} \quad (6)$$

考虑扇形叉指换能器滤波器的外围电路因素, 器件插入损耗 (dB) 为

$$IL = 20 \log_{10}$$

$$\left| \frac{(G_{in} + \Sigma Y_{NN_j})(G_{out} + \Sigma Y_{MM_j}) - (\Sigma Y_{NM_j})^2}{2 \Sigma Y_{NM_j} \sqrt{G_{in} G_{out}}} \right| \quad (7)$$

其中: Y_{NM} 项对应器件中三次行程回波影响, G_{in} 和 G_{out} 对应外围电路, 包括电源内阻, 器件负载以及指条寄生阻抗的影响。指间反射已经计入导纳矩阵中。

下面对中心频率 49.5MHz, 3dB 带宽 15.5MHz 扇形叉指换能器滤波器进行数值模拟。其基片材料采用 Y128° LiNbO₃, 输入换能器采用海明函数抽指加权, 60 对。输出换能器不加权, 62 对。孔径为 $80\lambda_0$, λ_0 为中心频率 49.5MHz 对应的波长。模拟结果如图 5 所示, 插入损耗 28dB, 带外抑制 52dB, 带内倾斜 15dB, 带内波纹 0.4dB。

6 实验结果

根据图 5 的理论模拟, 我们在 Y128° LiNbO₃ 基片上制作了一扇形叉指换能器滤波器, 参数

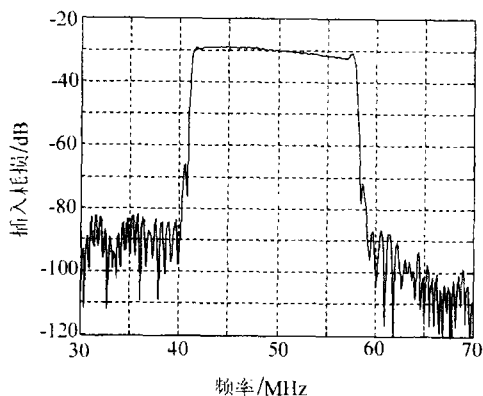


图5 扇形叉指换能器滤波器的频率响应

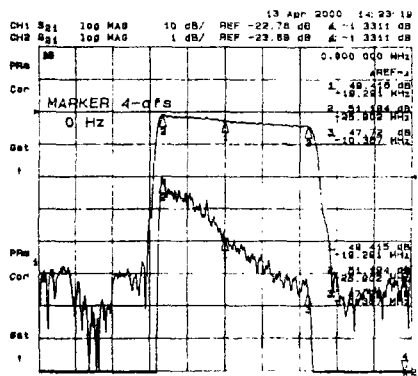


图6 扇形叉指换能器滤波器的实验频率响应

与图 5 相同, 实验结果如图 6 所示; 相对带宽超过 30%, 插入损耗 25.9dB, 带内波纹 0.5dB, 带外抑制 48dB。理论模拟与实验结果比较吻合。

7 结论

本文把混合场等效电路模拟方法应用到抽指换能器, 并推出了采用抽指加权扇形叉指换能器滤波器的频率响应。对于指间反射采用复阻抗模型进行了修正。对扇形叉指换能器滤波器的模拟, 等效电路模型与通常采用的脉冲响应模型相比, 有很多固有的优点, 比如能考虑三次行程渡越、指间反射、声电再生等, 尤其对于扇形结构, 能考虑因孔径很大而不能忽略的指条寄生阻抗。

参 考 文 献

- 1 Campell C K, Yanglin Ye. *IEEE Trans. Sonics. Ultrason*, July 1982, **29**(6):224~228.
- 2 Hiromi Yatsuda. *IEEE Trans. Ultrason. Ferroelect. Contr.*, **44**(2):453~459.
- 3 Takeshi Aoke Kjell. *IEEE Trans. Sonics. Ultrason*, 1977, **29**(3):224~228.
- 4 武以立, 邓盛刚等. 北京: 国防工业出版社, 1983. 112~114.
- 5 Yongan Shui, Yining Lu. *IEEE Ultrasonics Symposium*, 1995, 269~272

(上接第 33 页)

保证了水平定位及深度解算的精度, 结果是令人满意的。

5 结论

专家系统软件是水下目标跟踪系统软件部分的核心, 经仿真数据、湖试数据和海试数据的验证, 专家系统可以有效地从带有干扰的接收数据中挑选出直达脉冲, 因而确保了系统的

定位精度与测深精度。

参 考 文 献

- 1 梁国龙, 惠俊英. 声学学报, 1999, **24**(2):183~190.
- 2 赵羽. 界面反射对水下目标定位的影响分析. 哈尔滨工程大学硕士论文. 2001 年 6 月.
- 3 赵羽, 梁国龙. 界面反射对信号参数估计的影响分析. 2001 年全国水声学学术会议论文集. 2001, 20:79~81.
- 4 惠俊英. 水下声信道. 国防工业出版社. 1992.
- 5 陈晓忠, 梁国龙, 王逸林等. 声学学报. 2003, **28**(4): 357~362.