

引言

普通的叉指换能器(IDT)结构的声表面波滤波器(SAWF)由于IDT固有的双向损耗,因而插入损耗较大。近来,飞速发展的移动通讯中需要低插损的滤波器作前端滤波,SAWF由于体积很小、性能优异、一致稳定性好,这些都非常适合应用于移动通讯中,但是必须降低原先SAWF的插损,为了降低插损,就必须降低双向损耗。经过多年的研究,人们已在这一领域取得了很大进展,提出了三种主要的低插损滤波器结构:控制电极宽度的单相单向换能器(EWC/SPUDT)结构[1]、叉指叉指换能器(IIDT)结构[2]以及耦合谐振滤波器(DMS)结构[3,4]。EWC/SPUDT结构具有低插损高带外抑制的优点,带宽从0.25%到2%,因此应用广泛,但由于其采用了八分之一指宽,限制了向高频的发展;叉指叉指换能器结构插损很低,且采用单指,适合作高频宽带低插损器件,但换能器一般不加权,阻带抑制差;耦合谐振滤波器又分为横向耦合[3]和纵向耦合[4]两种结构,横向耦合结构适合作低插损窄带($<0.1\%$)器件,纵向耦合结构适合作带宽为1%到4%左右的低插损器件,它们的插损可作到2dB以下,阻带抑制高,一般大于60dB,且都采用单指,可作高频应用,不过纵向耦合结构由于换能器相互反射引起通带附近寄生响应峰,导致近阻带抑制差。以上结构优缺点互补,适合于不同场合的应用。在这些结构中,主要的思想是利用过去普通IDT中尽量避免的反射(包括内反射),或者接收IDT的双向辐射,目的就是降低双向损耗。

伴随低插损滤波器的发展,其主要的设计和分析理论—耦合模理论也相应地发展起来。耦合模理论最初被应用到金属反射栅阵的分析[5],进而用来分析叉指换能器[6],取得了很大成功。这一理论特别适合于考虑反射的场合,因此能有效地分析低插损滤波器结构。另外,声表面波器件的辅助设计采用耦合模理论以后,还能大大缩短运算时间。

用耦合模理论分析耦合谐振滤波器,已有人作了成功的尝试。C.S.Hartmann和陈东培等人用它来分析横向耦合谐振滤波器[7],理论结果与实验结果吻合得很好。对于纵向耦合谐振滤波器的耦合模理论分析,尚未见有文献给出具体的分析方法,只是从实验上,Morita等人作了详细研究[4]。

本文从理论和实验两个方面对耦合谐振滤波器进行了研究。理论分析以耦合模理论为基础,分别分析了横向耦合和纵向耦合

两种结构，从理论上揭示这两种滤波器的一些重要特性，以期对具体器件的设计有所指导；实验上，设计制作了几种滤波器，横向耦合结构以ST石英为基底，纵向耦合结构以 36°LiTaO_3 为基底，给出了不同条件下的实验结果，并观察了一些关键参数（如膜厚）对器件特性的影响，同时与理论相比较。

全文共分四章，内容安排如下：

第一章给出了叉指换能器和金属反射栅阵的耦合模理论基础，因为叉指换能器和金属反射栅阵是耦合谐振滤波器的两个基本组成单元，因此这是对整个器件分析的基础。

第二章先给出Hartmann和陈东培等人对横向耦合谐振滤波器的理论分析，并加进我们对它的一些物理解释，然后用这一理论分析了我们要设计的实验器件。

第三章利用第一章对独立单元的耦合模分析结果，按照网络的观点，把纵向耦合结构中的各单元综合起来，得到了整个器件的等效两端网络的散射矩阵，并由此分析了一些具体设计的器件的特性。

第四章是实验器件的设计制作、几种器件的实验结果与分析，以及实验与理论比较。

第一章 声表面波器件的耦合模理论基础

耦合模(COM)理论已经在光学器件的分析和设计中得到了广泛应用。H.A.Haus和P.V.Wright成功地将其移植于声表面波沟槽反射栅的分析[5], C.S.Hartmann等人又将其推广到叉指换能器的分析[6], 均取得了较好的结果。耦合模模型的优点在于把电极内反射包括在分析中, 可得出较简单的分析表达式, 这对器件的综合设计相当有利, 是以前的模型难以达到的。目前, 尤其是在与内反射紧密相关的低插损滤波器的分析设计中, 耦合模模型被广泛采用。

叉指换能器与金属反射栅阵是声表面波器件的基本组成单元, 对SAW器件的分析首先应在这两单元上展开。本章将给出均匀叉指换能器与金属反射栅阵的耦合模理论分析, 这将是后面各章对所设计器件分析的基础。

§ 1 叉指换能器的耦合模理论

§ 1.1 耦合模方程

所分析的叉指换能器的基本结构如图1.1所示。换能器指宽与指间距均为四分之一波长, 且孔径均匀不加权。这是最基本的结构。

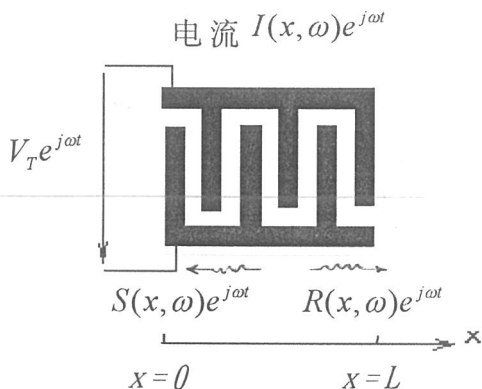


图1.1 均匀叉指换能器

在这里使用的换能器模型, 已作了如下假设: 1. 忽略电极阻抗; 2. 忽略体波辐射; 3. 假设换能器孔径远大于声波长, 忽略衍射影响。在换能器内, 用前向传播的行波 $R(x, \omega)$ 和反向传播的行波 $S(x, \omega)$ 来描述所激发的声表面波, 并且 $R(x, \omega)$ 和 $S(x, \omega)$ 沿空间慢变化, 有如下关系:

$$\begin{aligned} R &= R_0 e^{-jkx - \gamma x} \\ S &= S_0 e^{+jkx - \gamma x} \end{aligned}$$

则由〔8〕, 可以写出如下的耦合模方程:

$$\frac{dR(x)}{dx} = -jkR(x) + jKe^{-j(2k_0x - \Phi_k)}S(x) + j\alpha(x)e^{-j(k_0x - \Phi_T(x))}V_T \quad (1-1)$$

$$\frac{dS(x)}{dx} = +jkS(x) - jKe^{+j(2k_0x - \Phi_k)}R(x) - j\alpha(x)e^{+j(k_0x - \Phi_T(x))}V_T \quad (1-2)$$

$$\begin{aligned} \frac{dI(x)}{dx} = & -j\omega C(x)V_T + j2\alpha(x)e^{+j(k_0x - \Phi_T(x))}R(x) \\ & + j2\alpha(x)e^{-j(k_0x - \Phi_T(x))}S(x) \end{aligned} \quad (1-3)$$

在上述微分方程中, 由于各参量均是角频率 ω 的函数, 故为了方便, 隐去 ω 。其他各量说明如下:

$$k = \frac{\omega}{v_R} = \frac{2\pi f}{v_R}, v_R \text{ 为声表面波速。}$$

$$k_0 = \frac{\omega_0}{v_R} = \frac{2\pi f_0}{v_R}, f_0 \text{ 为中心频率。}$$

K : 单位长度反射率。

$\alpha(x)$: 单位长度压电耦合强度。

Φ_k : 反射参考相位。

$\Phi_T(x)$: 换能相位。

$C(x)$: 单位长度叉指静电容。

在方程(1-1)和(1-2)中, 右边第一项是传播相位偏移, 右边第二项来自反向行波的耦合, 右边第三项描述了换能耦合; 方程(1-3)描述了汇流条电流 $I(x)$, 右边第一项是由于换能器静电容的贡献, 后两项分别是前向和反向行波的贡献。

在解方程(1-1), (1-2)之前, 为方便起见, 先定义两个量如下:

$$\Delta = \frac{\omega - \omega_0}{v_R} - j\gamma \quad (1-4)$$

$$D = \sqrt{\Delta^2 - K^2} \quad (1-5)$$

Δ 是相对于中心频率的波矢差值, D 则是内反射引起的 Δ 的失调。 γ 是单位长度的传播损耗。

方程(1-1)、(1-2)的解将由一般(齐次)解(Homogeneous Solutions)和特解(Particular Solutions)组成。一般解是指在换能器两声端有入射波且换能器电端短路的情况下得出的

解；特解则是电端加驱动电压 V_T ，两声端无入射波时的解。下面分别给出其边界条件并解之。

(a) 一般(齐次)解：

$$V_T = 0 \quad (1-6)$$

边界条件：

$$\begin{cases} S(x)|_{x=L} = S_i(L) \\ R(x)|_{x=0} = R_i(0) \end{cases} \quad (1-7)$$

$$(1-8)$$

微分方程组：

$$\begin{cases} \frac{dR(x)}{dx} = -jkR(x) + jKe^{-j(2k_0x - \Phi_k)} S(x) \\ \frac{dS(x)}{dx} = +jkS(x) - jKe^{+j(2k_0x - \Phi_k)} R(x) \end{cases} \quad (1-9)$$

$$(1-10)$$

解微分方程组并由边界条件可得 $R(x)$ 、 $S(x)$ ，因为我们感兴趣的仅仅是换能器的端口特性，故仅给出一般解 $S_H(0)$ 和 $R_H(L)$ 。下标 H 表示一般解。

$$S_H(0) = \frac{2e^{-jkL} [jke^{-j(\phi_k - k_0L)} \sin(DL)R_i(0) + DS_i(L)]}{(\Delta + D)e^{-j(\Delta - D)L} - (\Delta - D)e^{-j(\Delta + D)L}} \quad (1-11)$$

$$R_H(L) = \frac{2e^{-jkL} [jke^{+j(\phi_k - k_0L)} \sin(DL)S_i(L) + DR_i(0)]}{(\Delta + D)e^{-j(\Delta - D)L} - (\Delta - D)e^{-j(\Delta + D)L}} \quad (1-12)$$

(b) 特解

换能器电端加电压 V_T

边界条件：

$$\begin{cases} R(x)|_{x=0} = 0 \\ S(x)|_{x=L} = 0 \end{cases}$$

微分方程组：同方程(1-1)、(1-2)。

解微分方程组并由边界条件解得 $R(x)$ 、 $S(x)$ ，同样，端口特性是兴趣所在，故仅给出 $S_P(0)$ 和 $R_P(L)$ 。下标 P 表示特解。

$$S_p(0) = \frac{jV_T \left\{ \begin{aligned} &+e^{-j(\Delta-D)L} \left[Ke^{-j\Phi_k} I_2 + (\Delta+D)I_1 \right] \\ &-e^{-j(\Delta+D)L} \left[Ke^{-j\Phi_k} I_4 + (\Delta-D)I_3 \right] \end{aligned} \right\}}{(\Delta+D)e^{-j(\Delta-D)L} - (\Delta-D)e^{-j(\Delta+D)L}} \quad (1-13)$$

$$R_p(L) = \frac{jV_T e^{-jkL} \left[-Ke^{+j\phi_k} I_1 - (\Delta-D)I_2 + Ke^{+j\phi_k} I_3 + (\Delta+D)I_4 \right]}{(\Delta+D)e^{-j(\Delta-D)L} - (\Delta-D)e^{-j(\Delta+D)L}} \quad (1-14)$$

其中

$$I_1(D) = \int_0^L e^{-jDx} \alpha(x) e^{-j\phi_T(x)} dx \quad (1-15)$$

$$I_2(D) = \int_0^L e^{-jDx} \alpha(x) e^{+j\phi_T(x)} dx \quad (1-16)$$

$$I_3(D) = \int_0^L e^{+jDx} \alpha(x) e^{-j\phi_T(x)} dx \quad (1-17)$$

$$I_4(D) = \int_0^L e^{+jDx} \alpha(x) e^{+j\phi_T(x)} dx \quad (1-18)$$

且有如下关系:

$$I_2(D) = I_1^*(-D^*)$$

$$I_3(D) = I_1(-D)$$

$$I_4(D) = I_1^*(D^*)$$

当 D 为纯实时, 可用快速富里叶变换计算 $I_1(D)$; 而当 $|\Delta| < K$, D 是纯虚数, 则 $I_1(D)$ 只能用数值解法。

§ 1.2 叉指换能器的混合矩阵模型

叉指换能器可看作一个三端网络, 其中两个声端一个电端, 描述一个三端网络可用导纳矩阵、散射矩阵等。在这里将使用由 Tobolka 首先提出的 P 矩阵即混合矩阵[9]。在这个矩阵中, 两个声端的变量将以散射矩阵(S 矩阵)项来描述, 而电端变量将以导纳矩阵(Y 矩阵)项来描述, 所以把它称为混合矩阵。图1.2是这个三端网络的示意图。 a_1 和 a_2 是两声端的人射声波, b_1 和 b_2 是出射声波; i_3 和 u_3 是电端的电流和电压。

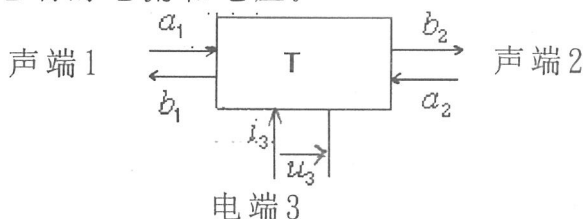


图1.2 三端网络示意图

各变量之间的关系由下式给出:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ i_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_{11} & P_{12} & P_{13} \\ P_{21} & P_{22} & P_{23} \\ P_{31} & P_{32} & P_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ u_3 \end{bmatrix} \quad (1-19)$$

由于网络是互易的， P 矩阵存在如下互易关系：

$$P_{21} = P_{12}, \quad P_{31} = -2P_{13}, \quad P_{32} = -2P_{23} \quad (1-20)$$

由能量守恒关系：

$$|P_{13}|^2 + |P_{23}|^2 = \operatorname{Re}(P_{33}) = G_a(\omega)$$

$G_a(\omega)$ 是声辐射导， $G_a(\omega)$ 的希尔伯特变换即为声辐射纳 $B_a(\omega)$ 。

$$B_a(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{G_a(\omega')}{\omega - \omega'} d\omega' \quad (1-21)$$

在混合矩阵中， P_{11} 、 P_{12} 、 P_{21} 和 P_{22} 是换能器短路时的声散射参数。按网络理论对散射矩阵的定义，不难得出：

$$P_{11} = \left. \frac{S_H(0)}{R_i(0)} \right|_{S_i(L)=0} \quad (1-22)$$

$$P_{12} = \left. \frac{S_H(0)}{S_i(L)} \right|_{R_i(0)=0} \quad (1-23)$$

$$P_{21} = \left. \frac{R_H(L)}{R_i(0)} \right|_{S_i(L)=0} \quad (1-24)$$

$$P_{22} = \left. \frac{R_H(L)}{S_i(L)} \right|_{R_i(0)=0} \quad (1-25)$$

P_{13} 和 P_{23} 是电压到声表面波的转换， P_{33} 是电端输入导纳。

$$P_{13} = \frac{S_P(0)}{V_T} \quad (1-26)$$

$$P_{23} = \frac{R_P(L)}{V_T} \quad (1-27)$$

$$P_{33} = G_a(\omega) + jB_a(\omega) + j\omega C_0 \quad (1-28)$$

将式(1-11)~(1-18)及(1-21)代入式(1-22)~(1-28), 可得[10]:

$$P_{11} = \frac{+jK \sin(DL)}{D \cos(DL) + j\Delta \sin(DL)} \quad (1-29)$$

$$P_{12} = \frac{+D}{D \cos(DL) + j\Delta \sin(DL)} e^{-jk_0 L} \quad (1-30)$$

$$P_{13} = +jL\alpha \frac{\sin(DL/2)}{DL/2} \frac{D \cos(DL/2) + j(K + \Delta) \sin(DL/2)}{D \cos(DL) + j\Delta \sin(DL)} \quad (1-31)$$

$$P_{22} = \frac{+jK \sin(DL)}{D \cos(DL) + j\Delta \sin(DL)} e^{-j2k_0 L} \quad (1-32)$$

$$P_{23} = +jL\alpha \frac{\sin(DL/2)}{DL/2} e^{-jk_0 L} \frac{D \cos(DL/2) + j(K + \Delta) \sin(DL/2)}{D \cos(DL) + j\Delta \sin(DL)} \quad (1-33)$$

$$P_{33} = +j\omega CL - j4\alpha^2 \frac{K + \Delta}{D^3} \left[DL - \frac{D \sin(DL) + j\Delta(1 - \cos(DL))}{D \cos(DL) + j\Delta \sin(DL)} \right] \\ + 4\alpha^2 K \frac{\Delta + 2K}{D^3} \left[\frac{1 - \cos(DL)}{D \cos(DL) + j\Delta \sin(DL)} \right] \quad (1-34)$$

由互易关系(1-20)可得 P_{21} , P_{31} , P_{32} 。

§ 1.3 叉指换能器的响应

由混合矩阵出发, 可得出整个换能器的响应。如果将混合矩阵转换成散射矩阵, 将会得到直接的结果。由于不易得出三端散射矩阵, 在这里将给出一个等效的两端散射矩阵, 其推导过程如下[11]。

假设在图2的声端一有一负载, 其反射系数为 Γ , 那么

$$a_1 = \Gamma b_1 \quad (1-35)$$

一般来说, 如果在声端1之外未接换能器、反射栅或其他结构, 则从声端1出射的声波不再被反射回去, 即 $\Gamma=0$ 。

将(1-35)式代入(1-19)式, 有

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ i_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_{11} & P_{12} & P_{13} \\ P_{21} & P_{22} & P_{23} \\ P_{31} & P_{32} & P_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Gamma b_1 \\ a_2 \\ u_3 \end{bmatrix} \quad (1-36)$$

由(1-36)式可得

$$\begin{bmatrix} b_2 \\ i_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_{22}' & P_{23}' \\ P_{32}' & P_{33}' \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_2 \\ u_3 \end{bmatrix} \quad (1-37)$$

其中

$$P_{22}' = P_{22} + \frac{\Gamma P_{12} P_{21}}{1 - \Gamma P_{11}}$$

$$P_{23}' = P_{23} + \frac{\Gamma P_{13} P_{21}}{1 - \Gamma P_{11}}$$

$$P_{32}' = P_{32} + \frac{\Gamma P_{12} P_{31}}{1 - \Gamma P_{11}}$$

$$P_{33}' = P_{33} + \frac{\Gamma P_{13} P_{31}}{1 - \Gamma P_{11}} \quad (1-38)$$

式(1-37)即是把声端1看作加上反射系数为 Γ 的负载后所留两端网络的混合矩阵描述。这一两端混合矩阵还须进一步转化成两端散射矩阵。为了方便,不妨作如下的下标变换,令 $2 \rightarrow 1$ 及 $3 \rightarrow 2$,相应地,图1.2变成如图1.3所示。

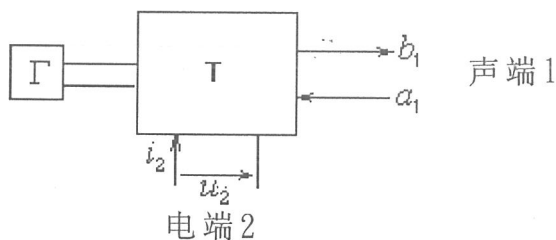


图1.3 两端网络示意图

则(1-37)式变为:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ i_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_{11}' & P_{12}' \\ P_{21}' & P_{22}' \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ u_2 \end{bmatrix} \quad (1-39)$$

$$P_{11}' = P_{22}' \quad P_{12}' = P_{23}' \quad P_{21}' = P_{32}' \quad P_{22}' = P_{33}' \quad (1-40)$$

在转化成散射矩阵之前，可先转化成ABCD矩阵。在声端1， a_1 、 b_1 为散射参数幅度，若阻抗为 z_0 ，流入与流出电流为 i_1^+ 和 i_1^- ，则有

$$\begin{aligned} a_1 &= \sqrt{z_0} i_1^+ \\ b_1 &= \sqrt{z_0} i_1^- \end{aligned} \quad (1-41)$$

声端1的总电流 i 和总电压 u 如下定义：

$$\begin{aligned} i &= i^+ - i^- \\ u &= z_0(i^+ + i^-) \end{aligned} \quad (1-42)$$

将(1-41)代入(1-39)有

$$\begin{aligned} \sqrt{z_0} i_1^- &= P_{11}' \sqrt{z_0} i_1^+ + P_{12}' u_2 \\ i_2 &= P_{21}' \sqrt{z_0} i_1^+ + P_{22}' u_2 \end{aligned}$$

经整理得

$$i_1^+ = \frac{-P_{22}' u_2 + i_2}{P_{21}' \sqrt{z_0}} \quad (1-43)$$

$$i_1^- = \frac{-\Delta^{P'} u_2 + P_{11}' i_2}{P_{21}' \sqrt{z_0}}$$

其中

$$\Delta^{P'} = P_{11}' P_{22}' - P_{12}' P_{21}'$$

把(1-43)的两个方程相加并根据(1-42)得出

$$u_1 = \sqrt{z_0} \frac{-(\Delta^{P'} + P_{22}') u_2 + (P_{11}' + 1) i_2}{P_{21}'} \quad (1-44)$$

把(1-43)的两个方程相减并根据(1-42)得出

$$i_1 = \frac{(\Delta^{P'} - P_{22}') u_2 + (1 - P_{11}') i_2}{\sqrt{z_0} P_{21}'} \quad (1-45)$$

下面给出ABCD矩阵的定义。

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ i_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_2 \\ -i_2 \end{bmatrix} \quad (1-46)$$

对照(1-44)、(1-45)、(1-46)式不难看出

$$\begin{aligned} A &= -\sqrt{z_0} \frac{\Delta^{P'} + P_{22}'}{P_{21}'} \\ B &= -\sqrt{z_0} \frac{P_{11}' + 1}{P_{21}'} \\ C &= \frac{\Delta^{P'} - P_{22}'}{\sqrt{z_0} P_{21}'} \\ D &= \frac{P_{11}' - 1}{\sqrt{z_0} P_{21}'} \end{aligned} \quad (1-47)$$

至此，ABCD矩阵的参数已全部解出。按照两端网络理论，散射矩阵参数可由ABCD矩阵参数来描述。假设电端的散射参数幅度为 a_2 、 b_2 ，则图3两端网络的散射矩阵描述写出如下：

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix}$$

S参数由A、B、C、D得到

$$\begin{aligned} S_{11} &= \frac{A+B-C-D}{A+B+C+D} \\ S_{12} &= \frac{2(AD-BC)}{A+B+C+D} \\ S_{21} &= \frac{2}{A+B+C+D} \\ S_{22} &= \frac{-A+B-C+D}{A+B+C+D} \end{aligned} \quad (1-48)$$

实际上， S_{21} 即是叉指换能器在无外加匹配负载时的频率响应。设 $H(f)$ 是以对数标度的频响，则

$$H(f) = 20 \log_{10} |S_{21}| \quad (dB) \quad (1-49)$$

应用此式，计算了一个滤波器的频响，这个滤波器制作在ST切石英上，由两个相同的均匀不加权叉指换能器组成，换能器的具体结构为：中心频率100MHz，电极周期 $\Lambda_t = 31.58(\mu m)$ ，换能器长度为 $50 \Lambda_t$ ，孔径 $100 \Lambda_t$ 。

在计算中，耦合模参数选取是否正确极为关键。两个主要的耦合模参数是单位长度压电耦合强度 α 及单位长度反射率 K 。下面给出这两个量的值。

(a)单位长度压电耦合强度 $\alpha(x)$

由文献[12]知，对均匀不加权每波长两电极换能器，当金属化率为0.5时， α 不随 x 变化，是常量，其计算公式为

$$\alpha^2 = (2/\pi) K^2 \omega C_t / \Lambda_t^2 \quad (1-50)$$

其中 K^2 为基底材料的机电耦合系数，对ST石英 $K^2 = 0.16\%$ ， C_t 是换能器每周期静电容， Λ_t 为换能器周期。

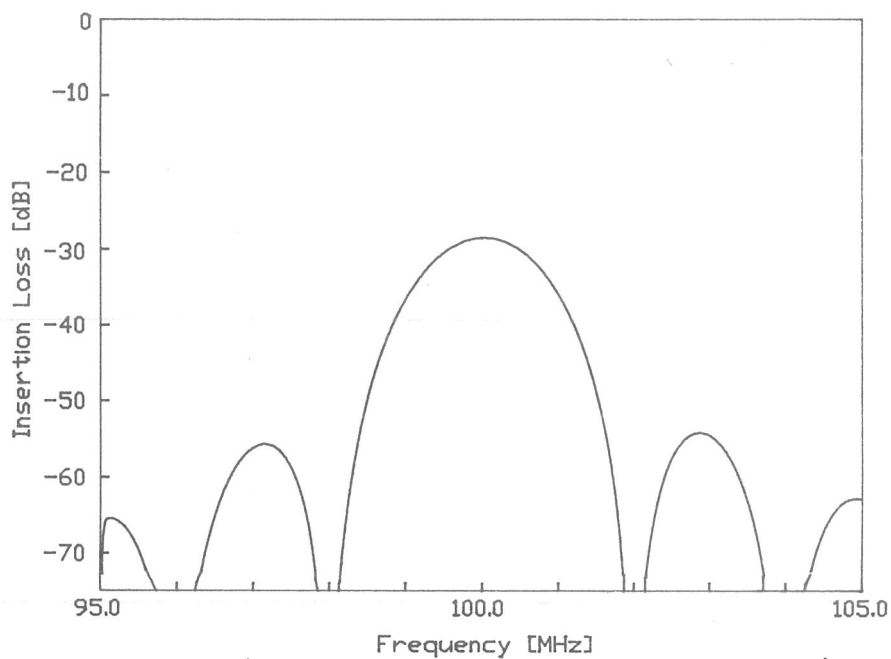
(b)单位长度反射率 K

陈东培与Haus运用变分原理与耦合模理论相结合，统一分析了金属栅阵各种反射机制对反射信号的贡献[13]。何世堂等在此基础上，考虑到压电晶体的各向异性，作了一些改进，给出了修正后的计算公式及所需参数[14]。对于单根栅条，反射系数的一般表达式可写为：

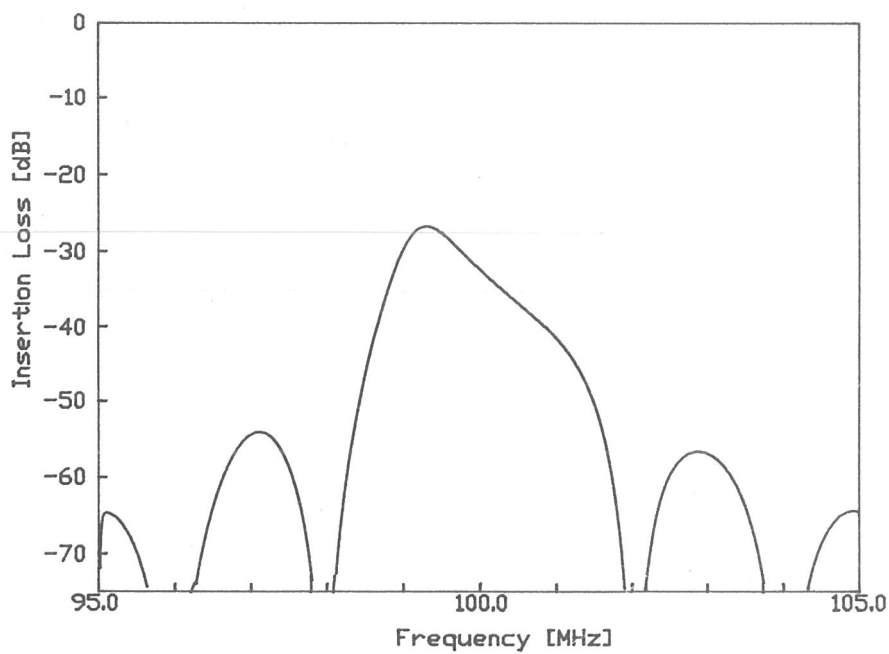
$$K \Lambda_t / 2 = R_m \frac{h}{\Lambda_t} + R_e \quad (1-51)$$

h 是膜厚。对ST石英，系数 $R_m = -0.54$ ， $R_e = -0.00057$ 。

应用这些参数，计算上面给出的滤波器的频响如图1.4所示。图1.4(a)是不考虑内反射，即令 $K=0$ 时的频响。不难看出，通带响应是对称的，这与用脉冲响应模型计算结果一致；图1.4(b)是考虑内反射，且 $h/\Lambda_t = 2\%$ 时的频响，此时，通带响应因电极反射引起低端高、高端低的倾斜，并且通过计算模拟可知这种倾斜程度随反射率 K 的增大而逐渐加强。



(a) 不考虑内反射



(b) 考虑内反射

图 1.4 均匀换能器频率响应

§ 2 金属反射栅阵的耦合模理论

§ 2.1 耦合模方程

金属反射栅分为开路栅和短路栅，二者的性能是不一样的。由于我们在本文中使用的都是短路栅，故仅给出短路栅的分析。图1.5是短路栅示意图。

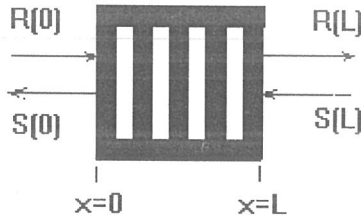


图1.5 短路金属反射栅示意图

类似于叉指换能器，在栅阵中存在前向传播的行波 $R(x, \omega)$ 和反向传播的行波 $S(x, \omega)$ 。同样，对均匀反射栅阵可写出耦合模方程如下：

$$\frac{dR(x)}{dx} = -jkR(x) + jKe^{-j(2k_0x - \Phi_k)}S(x) \quad (1-52)$$

$$\frac{dS(x)}{dx} = +jkS(x) - jKe^{+j(2k_0x - \Phi_k)}R(x) \quad (1-53)$$

假设在 $x=0$ 端有入射波 $R(0)$ ；在 $x=L$ 端有入射波 $S(L)$ ，则边界条件可写为：

$$\begin{cases} R(x)|_{x=0} = R(0) \\ S(x)|_{x=L} = S(L) \end{cases} \quad (1-54)$$

从微分方程组及边界条件来看，这一问题与由(1-7)、(1-8)、(1-9)、(1-10)式所描述的问题是一样的。因此，同样可得到两端特性：

$$S(0) = \frac{2e^{-jkL} [jK \sin(DL)R(0) + DS(L)]}{(\Delta + D)e^{-j(\Delta - D)L} - (\Delta - D)e^{-j(\Delta + D)L}} \quad (1-55)$$

$$R(L) = \frac{2e^{-jkL} [jK \sin(DL)S(L) + DR(0)]}{(\Delta + D)e^{-j(\Delta - D)L} - (\Delta - D)e^{-j(\Delta + D)L}} \quad (1-56)$$

Δ 和 D 的定义见(1-4)、(1-5)式。

§ 2.2 整个栅阵的反射系数

整个栅阵可看成一个两端网络，即由两个声端组成，这一两端网络的散射矩阵为：

$$\begin{bmatrix} S(0) \\ R(L) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_{11} & P_{12} \\ P_{21} & P_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R(0) \\ S(L) \end{bmatrix} \quad (1-57)$$

$$P_{11} = \frac{S(0)}{R(0)} \Big|_{S(L)=0} = \frac{-jK \sin(DL)}{D \cos(DL) + j\Delta \sin(DL)} \quad (1-58)$$

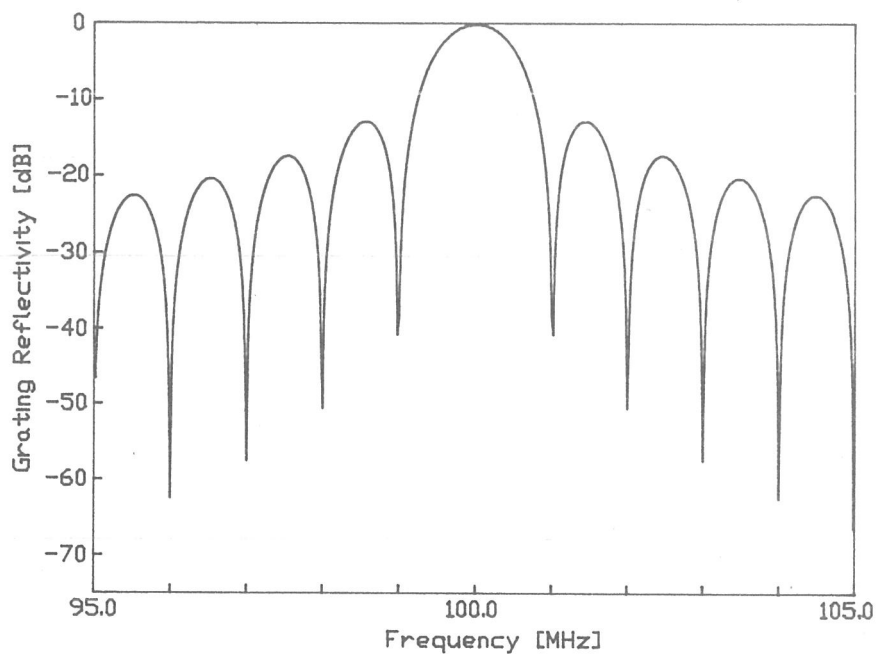
$$P_{12} = \frac{S(0)}{S(L)} \Big|_{R(0)=0} = \frac{D}{D \cos(DL) + j\Delta \sin(DL)} \quad (1-59)$$

$$P_{21} = \frac{R(L)}{R(0)} \Big|_{S(L)=0} = P_{12} \quad (1-60)$$

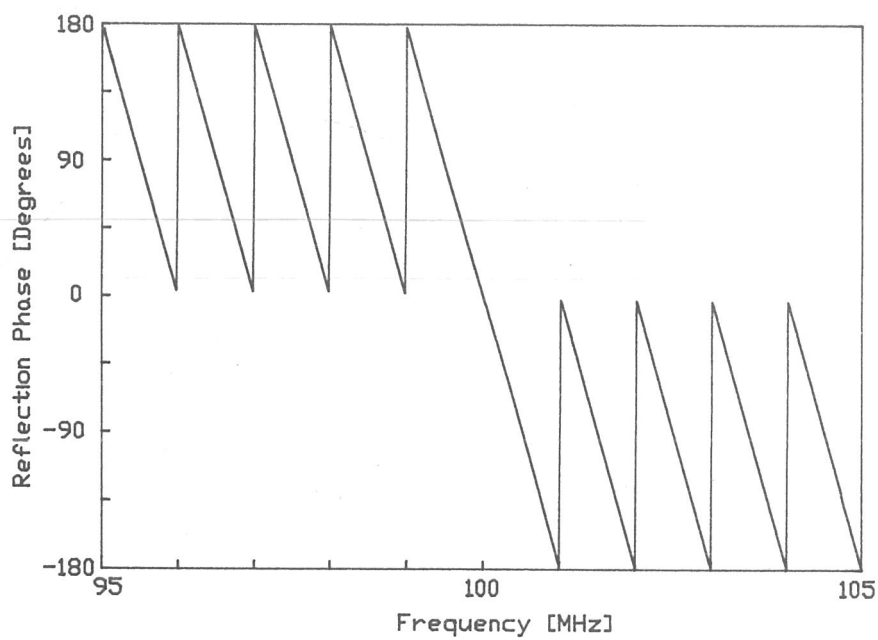
$$P_{22} = \frac{R(L)}{S(L)} \Big|_{R(0)=0} = P_{11}$$

由 P_{11} 的定义立即可以看出， P_{11} 是 $x=L$ 端无人射，在 $x=0$ 端有人射波时，反射波与入射波之比，也就是说， P_{11} 即是整个栅阵的反射系数。

由 (1-58) 式计算了一个反射栅阵的反射系数幅度及其相位响应。基底材料为 ST 石英，中心频率 100 MHz，反射栅长度为 50 个波长，栅条反射率取值按 (1-51) 式。图 1.6(a) 是反射系数幅度响应，图 1.6(b) 是其相位响应。



(a) 反射系数幅度响应



(b) 反射系数相位响应

图1.6 均匀金属反射栅阵的反射特性

第二章 横向耦合谐振滤波器的耦合模理论分析

横向耦合谐振滤波器(TCF)最早是由Tiersten和Smythe提出来的[15], 后来Tanaka等作了比较详细的研究, 并设计出了性能很好的器件[3], 使其逐渐走向实用化。最近, 伴随移动通讯的迅速发展, 这种滤波器在通讯中得到广泛应用。相应地, 吸引了不少人对其理论模式进行深入分析, 其中最为成功的是Hartmann和陈东培等人提出的耦合模理论模型[7, 16]。本章的工作即以这一模型为基础, 对我们设计的器件进行了分析。

§1 结构及工作原理

横向耦合谐振滤波器的结构如图2.1所示, 它由两个单端对谐振器耦合在一起组成。中间是叉指换能器, 两边是金属反射栅阵。输入和输出换能器通过一个公用的接地汇流条连接起来, 这一汇流条是整个结构的对称轴。图中, L_T 和 L_G 分别是换能器和反射栅的长度, L_s 是换能器与反射栅间距离, AP 是换能器孔径, 公用接地汇流条宽 WG 。

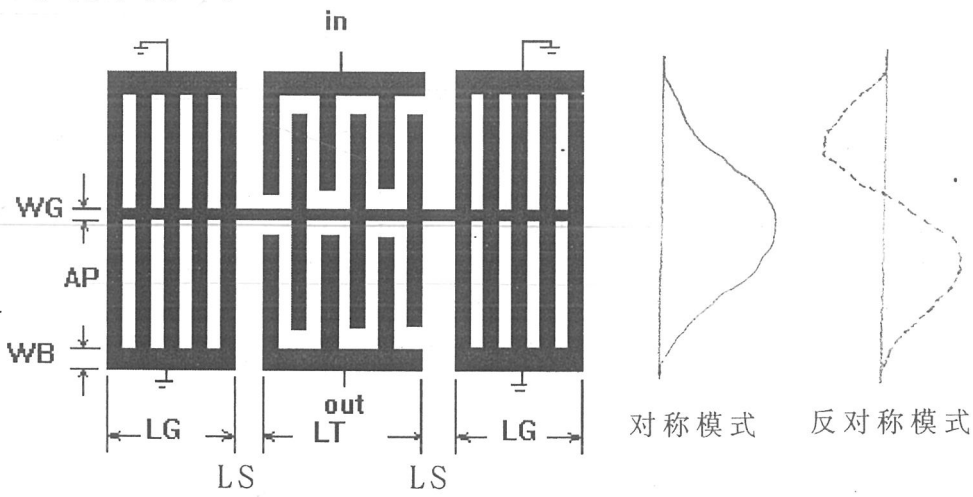


图2.1 横向耦合谐振滤波器结构及其模式

TCF结构的工作原理: 每个通道可以看成是一个单端对谐振器, 上下通道之间通过公共接地汇流条连接起来, 由于每个通道的孔径非常小, 只有几个波长, 并且中间耦合汇流条非常窄, 只有一个波长左右, 则两个通道形成一个声波导, 能量将从一个单端对谐振器横向地耦合到另一个单端对谐振器, 所以这种滤波器被称为横向耦合谐振滤波器或波导耦合谐振滤波器。在这个声波导中可以传播多个导波模式, 其中形成滤波器频响通带的仅仅是

最低阶的对称模式和反对称模式(见图2.1右边), 其他高阶模式形成阻带寄生响应, 在设计过程中应想办法消除。最低阶的对称模式和反对称模式之间存在速度差, 产生一个两极点响应, 表现在频响上即是在通带内存在两个峰, 外加匹配网络后, 双峰消失, 得到一个平坦的通带。由于此结构是谐振式的, 每一模式的谐振峰都很窄, 而两个模式速度差又很小, 因此形成的两个谐振峰靠得很近, 故可以获得非常窄的带宽, 一般 $0.5\% \sim 0.75\%$; 另外, 由于能量被约束和储存在两栅之间的谐振腔内, 且形成通带的两个模式的耦合非常强, 所以损耗很小, 可以获得极低的插损, 最低 $1 \sim 2\text{dB}$; 将图2.1所示二极结构级联成四极结构后, 还可以获得高的阻带抑制, 最大达 70dB ; 此外, 由于其孔径小, 其体积也非常小。上述优点使它在移动通讯中的应用极为广泛。

§ 2 等效电路

不同于传统的横向滤波器, TCF结构具有两维特性, 必须同时考虑其纵向和横向的声波分布; 所以分析起来要复杂得多。在横向波导中, 可以存在多个模式, 每一模式是正交的。当然, 波导宽度决定了某些模式可被激发, 而另一些频率的模式将被截止。每一正交模式实际上又可以看成是一组无限序列的正交平面波叠加的结果。这样, 两维问题就能转化成一维问题来分析, 可以建立一个一维谐振器模型, 总的谐振器特性即是这些一维谐振器特性叠加的结果。

根据图2.1的结构, 可以画出如图2.2所示的等效电路。图中 C_0 是每个叉指换能器的静电容, C_B 是从输入到输出的桥电容, R_G 是公共接地汇流条的分布电阻, 在大多数情况下, 该电阻对器件性能有重要影响, 因为换能器长度通常在几百个波长, 而公共接地汇流条的宽度极窄, 典型地小于一个波长。不过, 其他电阻如指条电阻一般可以忽略不计, 因为换能器孔径通常小于十个波长。

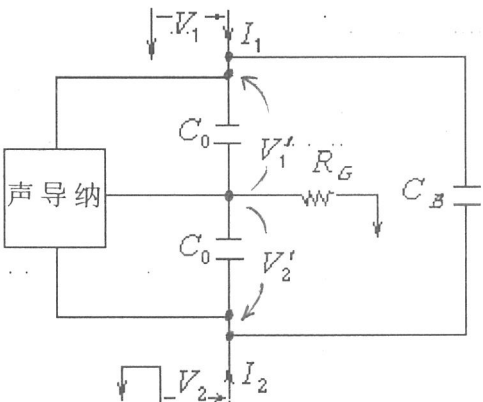


图2.2 TCF结构等效电路

§ 3 由耦合模理论计算声导纳

在图 2.2 的等效电路中，需要确定的最关键的元素是声导纳。上一节提到的模式叠加原理即是要应用到声导纳的计算中。为此，可以把整个结构的声激励表示成各横向导波模式之和，并作以下假设：

- (1) 所有模式可以分成两族一对称模式和反对称模式；
- (2) 各个模式相互正交；
- (3) 每个模式的反射特性和传输特性可以由一维耦合模模型模拟。

基于以上条件，对任意 i 次模式，可用一组对应的耦合模方程来描述 [7]，给出如下：

$$\begin{aligned} \frac{dR_i(x)}{dx} = & -jk_i R_i(x) + jK_i e^{-j(2k_{0i}x - \Phi_k)} S_i(x) \\ & + j\alpha_i e^{-j(k_{0i}x - \Phi_T)} [V'_1 + (-1)^i V'_2] \end{aligned} \quad (2-1)$$

$$\begin{aligned} \frac{dS_i(x)}{dx} = & +jk_i S_i(x) - jK_i e^{+j(2k_{0i}x - \Phi_k)} R_i(x) \\ & - j\alpha_i e^{+j(k_{0i}x - \Phi_T)} [V'_1 + (-1)^i V'_2] \end{aligned} \quad (2-2)$$

$$\frac{dI_{1i}(x)}{dx} = +j2\alpha_i e^{+j(k_{0i}x - \Phi_T)} R_i(x) + j2\alpha_i e^{-j(k_{0i}x - \Phi_T)} S_i(x) \quad (2-3)$$

$$(-1)^i \frac{dI_{2i}(x)}{dx} = +j2\alpha_i e^{+j(k_{0i}x - \Phi_T)} R_i(x) + j2\alpha_i e^{-j(k_{0i}x - \Phi_T)} S_i(x) \quad (2-4)$$

上述微分方程与第一章所推导的叉指换能器的耦合模方程在形式上是一样的，除了稍微有点差异，在这里，叉指静电容对电流的贡献没有包含在方程中，这是因为在等效电路中已把声导纳与静电容分开来考虑了。方程中下标 i 表明是 i 次横向模式的耦合模方程，更重要的是，指出了每一种模式都具有一组它自己的耦合模参数如速度 V_{Ri} 、反射率 K_i 、换能耦合强度 α_i 等。另外应该说明的是，对于对称模式， i 是偶数；对于反对称模式， i 是奇数。也就是说，对于对称模式，上下两换能器的电压与电流是同相的；而对于反对称模式，则是反相的。这一点在方程中已通过因子 $(-1)^i$ 表现出来。为此，可以定义对称模式电压、电流 V_s 、 I_s 和反对称模式电压、电流 V_A 、 I_A 以使方程得到简化。

$$V_s = V'_1 + V'_2 \quad (2-5)$$

$$V_A = V'_1 - V'_2 \quad (2-6)$$

$$I_{Si} = I_{1i} + I_{2i} \quad (2-7)$$

$$I_{Ai} = I_{1i} - I_{2i} \quad (2-8)$$

将式(2-5)一(2-8)代入方程(2-1)一(2-4)且将方程(2-3)、(2-4)相加,由所得出的微分方程组可以看出,不管是对称模式还是反对称模式,都可用单个电压和单个电流作电学描述,也即每个模式可以作为一端谐振器来描述。

因此,图2.2中声导纳可由一端谐振器等效电路表示,如图2.3所示。 V_S 和 V_A 分别是两个声导纳 Y_S 、 Y_A 的驱动电压; Y_S 表示所有对称模式的输入声导纳之和, Y_A 表示所有反对称模式的输入声导纳之和。

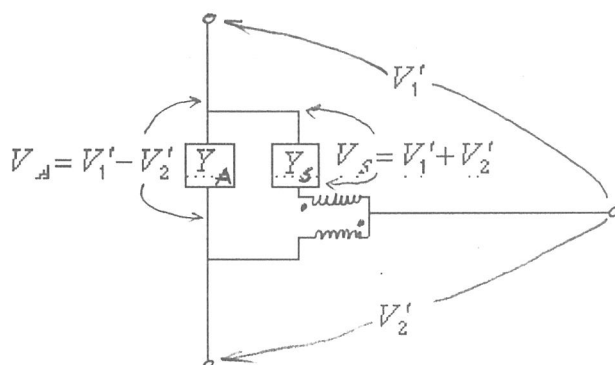


图2.3 图2.2的简化声导纳电路

现在,问题归结到 Y_S 、 Y_A 的计算。由前面的讨论已知,每一模式对应于一个等效的单端对谐振器,并且这个谐振器的耦合模方程已经给出。当然,由文献[17]知,为了获得最佳谐振器响应,栅区叉指周期一般应略大于换能区叉指周期。因此,应分别对栅区和换能区进行耦合模分析,解出各自的一组耦合模方程,进而分别导出它们的P矩阵。第一章已对此作了比较详细的推导,分别给出了栅区和换能区的P矩阵,这一章将利用上一章的结果,只是稍作一些修改,因为在耦合模方程中没有包括静电容。下面分别给出栅区和换能区的P矩阵元,在形式上与第一章相比有些变动。

(a) 换能区

$$P_{11}^T = P_{22}^T = \frac{-jK \sin(D_T L_T) e^{-j2kL_S}}{D_T \cos(D_T L_T) + j\Delta_T \sin(D_T L_T)} \quad (2-9)$$

$$P_{12}^T = P_{21}^T = \frac{D_T e^{-j2kL_S}}{D_T \cos(D_T L_T) + j\Delta_T \sin(D_T L_T)} \quad (2-10)$$

$$P_{13}^T = P_{23}^T = \alpha L_T e^{-j2kL_s} \frac{\sin(D_T L_T / 2)}{D_T L_T / 2} \frac{(\Delta_T - K) \sin(D_T L_T / 2) - jD_T \cos(D_T L_T / 2)}{D_T \cos(D_T L_T) + j\Delta_T \sin(D_T L_T)} \quad (2-11)$$

$$P_{31}^T = P_{32}^T = -2P_{13}^T \quad (\text{由互易关系}) \quad (2-12)$$

$$P_{33}^T = \frac{4\alpha^2(K - \Delta_T)}{D_T^3} \left[jD_T L_T + \frac{(K - \Delta_T)[\cos(D_T L_T) - 1] - jD_T \sin(D_T L_T)}{D_T \cos(D_T L_T) + j\Delta_T \sin(D_T L_T)} \right] \quad (2-13)$$

(b) 栅区

$$P_{11}^G = P_{22}^G = \frac{-jK \sin(D_G L_G)}{D_G \cos(D_G L_G) + j\Delta_G \sin(D_G L_G)} \quad (2-14)$$

$$P_{12}^T = P_{21}^T = \frac{D_T}{D_G \cos(D_G L_G) + j\Delta_G \sin(D_G L_G)} \quad (2-15)$$

在以上方程中，隐去了模式数 i ，但仍然表示是某一模式的解，这是因为所有模式都具有相同形式，不同的只是耦合模参数。即使是同一模式，在栅区和换能区其耦合模参数也可能略有不同。

为明确起见，有必要对方程中参量作一些说明。 L_T 、 L_G 和 L_s 的定义见图2.1。 Δ_T 、 Δ_G 分别是换能区和栅区的归一化波矢变量， D_T 和 D_G 则是由于内反射引起的 Δ_T 和 Δ_G 的失调。

$$\Delta_T = k - k_T = 2\pi(f - f_T)/V_{RT} - j\gamma \quad (2-16)$$

$$\Delta_G = k - k_G = 2\pi(f - f_G)/V_{RG} - j\gamma \quad (2-17)$$

$$D_T = \sqrt{\Delta_T^2 - K^2} \quad (2-18)$$

$$D_G = \sqrt{\Delta_G^2 - K^2} \quad (2-19)$$

其中， f_T 和 f_G 分别是换能区和栅区的布拉格频率， V_{RT} 和 V_{RG} 是这两个区的瑞利波速。

而最重要的一组参数是耦合模参数 K 、 α 、 γ 。 K 是单位长度的反射率， α 是单位长度的压电耦合强度， γ 是单位长度的传

播损耗，在谐振器的模型中， γ 对器件的性能有重要影响，一般不能忽略。

至此，可以求出整个一端谐振器的P矩阵，把栅区和换能区的P矩阵级联起来即可得到，也就是将左右两边的反射栅分别与换能器的两个声端级联。设栅区P矩阵为 P^G ，换能区P矩阵为 P^T ，图2.4为级联示意图。

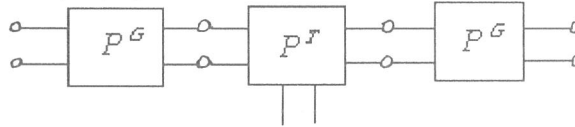


图2.4 P矩阵级联示意图

图2.4三个P矩阵级联即为整个等效谐振器的P矩阵，以 P^R 表示，直接给出如下：

$$P_{11}^R = P_{11}^G + \frac{(P_{12}^G)^2 [P_{11}^T (1 - P_{11}^T P_{11}^G) + P_{11}^G (P_{12}^T)^2]}{[P_{11}^G (P_{11}^T + P_{12}^T) - 1][P_{11}^G (P_{11}^T - P_{12}^T) - 1]} \quad (2-20)$$

$$P_{12}^R = \frac{(P_{12}^G)^2 P_{12}^T}{[P_{11}^G (P_{11}^T + P_{12}^T) - 1][P_{11}^G (P_{11}^T - P_{12}^T) - 1]} \quad (2-21)$$

$$P_{13}^R = \frac{-P_{13}^T P_{12}^G}{P_{11}^G (P_{11}^T + P_{12}^T) - 1} \quad (2-22)$$

$$P_{33}^R = P_{33}^T + \frac{4(P_{13}^T)^2 P_{11}^G}{P_{11}^G (P_{11}^T + P_{12}^T) - 1} \quad (2-23)$$

$$P_{22}^R = P_{11}^R \quad P_{21}^R = P_{12}^R \quad P_{23}^R = P_{13}^R \quad P_{31}^R = P_{32}^R = -2P_{13}^R \quad (2-24)$$

(2-24)式是由于级联后仍然满足互易关系，且结构仍是对称的。

(2-23)式的 P_{33}^R 即是等效的单模式一端谐振器的输入导纳，因此立即可以得到图2.3中所示的 Y_S 、 Y_A 。 Y_S 是所有对称模式的 P_{33}^R 之和， Y_A 是所有反对称模式的 P_{33}^R 之和。

$$Y_S = \sum_{i=\text{even}} P_{33i}^R \quad (2-25)$$

$$Y_A = \sum_{i=\text{odd}} P_{33i}^R \quad (2-26)$$

根据上面两式，声导纳即可求出。

§ 4 器件的理论响应及设计分析

器件的理论响应可以通过求解图2.2的等效电路来得到。根据电路理论，图2.2的等效电路能由一个 2×2 的导纳矩阵(Y矩阵)来描述。

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \quad (2-27)$$

并且有以下关系:

$$Y_{11} = Y_{22} \quad Y_{12} = Y_{21} \quad (2-28)$$

把图2.3放入图2.2中相应的声导纳位置得完整的电路如图2.5所示。

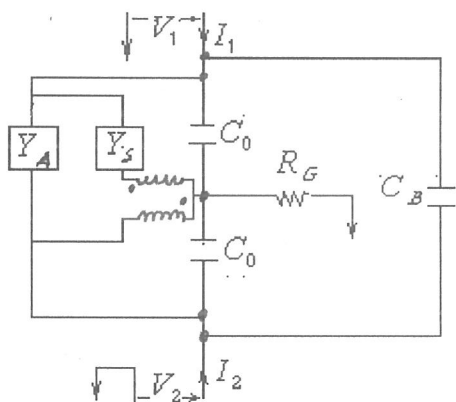


图2.5 TCF完整的等效电路

由图2.5计算导纳矩阵元，得出：

$$Y_{11} = Y_{22} = \frac{Y'_{11} + R_G[Y'_{11}]^2 - R_G[Y'_{12}]^2}{1 + 2R_G[Y'_{11} + Y'_{12}]} \quad (2-29)$$

$$Y_{12} = Y_{21} = \frac{Y'_{12} - R_G[Y'_{11}]^2 + R_G[Y'_{12}]^2}{1 + 2R_G[Y'_{11} + Y'_{12}]} \quad (2-30)$$

其中 Y'_{11} 和 Y'_{12} 是当图2.5电路中 $R_G = 0$ 时的导纳矩阵元。

$$Y'_{11} = Y_s + Y_A + j\omega(C_0 + C_B) \quad (2-31)$$

$$Y'_{12} = Y_s - Y_A - j\omega C_B \quad (2-32)$$

为求频响，把导纳矩阵进一步转换成散射矩阵(S矩阵)。

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (2-33)$$

散射矩阵元由导纳矩阵元得到：

$$S_{11} = \frac{(1 - Y_{11})(1 + Y_{22}) + Y_{12}Y_{21}}{(1 + Y_{11})(1 + Y_{22}) - Y_{12}Y_{21}} \quad (2-34)$$

$$S_{12} = \frac{-2Y_{12}}{(1 + Y_{11})(1 + Y_{22}) - Y_{12}Y_{21}} \quad (2-35)$$

$$S_{21} = \frac{-2Y_{21}}{(1 + Y_{11})(1 + Y_{22}) - Y_{12}Y_{21}} \quad (2-36)$$

$$S_{22} = \frac{(1 + Y_{11})(1 - Y_{22}) + Y_{12}Y_{21}}{(1 + Y_{11})(1 + Y_{22}) - Y_{12}Y_{21}} \quad (2-37)$$

S_{21} 即为没有外加匹配， 50Ω 负载时的理论频响。

如果在图2.5电路的输入和输出端各串入一个电感 L 进行调谐，则此时整个电路的导纳矩阵变为：

$$Y_{11L} = Y_{22L} = \frac{Z_{11} + j\omega L}{(Z_{11} + j\omega L)^2 - Z_{12}^2} \quad (2-38)$$

$$Y_{12L} = Y_{21L} = \frac{-Z_{12}}{(Z_{11} + j\omega L)^2 - Z_{12}^2} \quad (2-39)$$

其中

$$Z_{11} = \frac{Y_{11}}{Y_{11}^2 - Y_{12}^2}, \quad Z_{12} = \frac{-Y_{12}}{Y_{11}^2 - Y_{12}^2} \quad (2-40)$$

Y_{11} 、 Y_{12} 即为(2-29)、(2-30)所示。

则串连电感调谐后的响应为：

$$S_{21L} = \frac{-2Y_{21L}}{(1 + Y_{11L})(1 + Y_{22L}) - Y_{12L}Y_{21L}} \quad (2-41)$$

应用(2-36)、(2-41)式分别计算了两个滤波器在调谐前和调谐后的理论频响。暂且把这两个滤波器命名为器件一和器件二，在第四章的实验部分，我们将给出这两个器件的实验频响。下面先给出它们的有关参数。

(A)器件一（我们考虑有四个模式）

中心频率： $f_0=139.67\text{MHz}$

结构参数

换能器周期： $\lambda_t=22.5304\mu\text{m}$

反射栅周期： $\lambda_g=1.005\lambda_t$

换能器长度： $L_T=300\lambda_t$

反射栅长度： $L_G=150\lambda_g$

换能器与反射栅间距： $L_S=0.25\lambda_t$

换能器孔径： $AP=9\lambda_t$

中心汇流条宽度： $WG=0.5\lambda_t$

金属化率： 0.5

耦合模参数

（包括两个最低阶模式和两个高阶模式）

$V_{S1}=3140.2(\text{m/s})$ $V_{A1}=3142.5(\text{m/s})$

$\alpha_{S1}=0.55e-4$ $\alpha_{A1}=0.54e-4$

$K_{S1}=0.03$ $K_{A1}=0.03$

$\gamma_{S1}=2.4e-4$ $\gamma_{A1}=2.5e-4$

$V_{S2}=3133(\text{m/s})$ $V_{A2}=3135.5(\text{m/s})$

$\alpha_{S1}=0.18e-4$ $\alpha_{A2}=0.16e-4$

$K_{S2}=0.03$ $K_{A2}=0.03$

$\gamma_{S2}=2.4e-4$ $\gamma_{A2}=2.5e-4$

下标 $S1$ 、 $A1$ 分别表示最低阶对称和反对称模式；下标 $S2$ 、 $A2$ 分别表示高阶对称和反对称模式。高阶模式的耦合模参数由于目前还无法准确得到，因此这里给出的只是估计值。估计时认为两个高阶模式的反射率和传播损耗与最低阶模式相等；两个高阶模式的速度则是根据实验频率响应中这两模式所形成的两个峰的位置来定的；它们的换能耦合强度也只能根据模式的频响峰的高低来大致估计。所以说二阶模式的耦合模参数是很粗略的。今后有待进一步探索精确的理论或实验方法来决定这些参数。

其他参数

叉指换能器静电容： $C_0=1.67e-12(\text{F})$

桥电容： $C_B=40e-15(\text{F})$

公共汇流条分布电阻： $R_G=3.5(\Omega)$

(B)器件二（我们考虑只有两个模式）

中心频率： $f_0=152.55\text{MHz}$

结构参数

换能器周期： $\lambda_t=20.5104\mu\text{m}$

反射栅周期: $\lambda_g = 1.005 \lambda_t$

换能器长度: $L_T = 150 \lambda_t$

反射栅长度: $L_G = 90 \lambda_g$

换能器与反射栅间距: $L_s = 0.25 \lambda_t$

换能器孔径: $AP = 9 \lambda_t$

中心汇流条宽度: $WG = 0.5 \lambda_t$

金属化率: 0.5

耦合模参数

(两个最低阶的模式)

$V_{s1} = 3140(m/s)$ $V_{A1} = 3142(m/s)$

$\alpha_{s1} = 0.55e-4$ $\alpha_{A1} = 0.54e-4$

$K_{s1} = 0.03$ $K_{A1} = 0.03$

$\gamma_{s1} = 2.4e-4$ $\gamma_{A1} = 2.5e-4$

其他参数

叉指换能器静电容: $C_0 = 0.76e-12(F)$

桥电容: $C_B = 20e-15(F)$

公共汇流条分布电阻: $R_G = 7.0(\Omega)$

图2.6是器件一的计算频响。图2.6(a)是未加调谐电感时的响应, 因为计算时包括了四个模式, 所以出现了四个峰。在通带内, 左边的峰是最低阶的对称模式, 而右边则是最低阶的反对称模式。在低频边, 是两个高阶模式, 左为对称模式, 右为反对称模式, 实际上这两个模式是不需要的, 因为它们造成了较高的阻带旁瓣, 影响了器件的性能。当串入电感调谐达匹配状态后, 其响应见图2.6(b), 此时通带双峰消失, 获得平坦的通带, 且基本上消除了失配损耗, 插损也降低了。

器件二对反射栅结构作了改变, 已消除两个高阶模式, 所以我们在计算时只考虑了两个最低阶的模式。所得计算结果见图2.7, 图2.7(a)及图2.7(b)分别是匹配前和匹配后的响应。由于旁瓣被消除, 器件性能得到了很大改进。

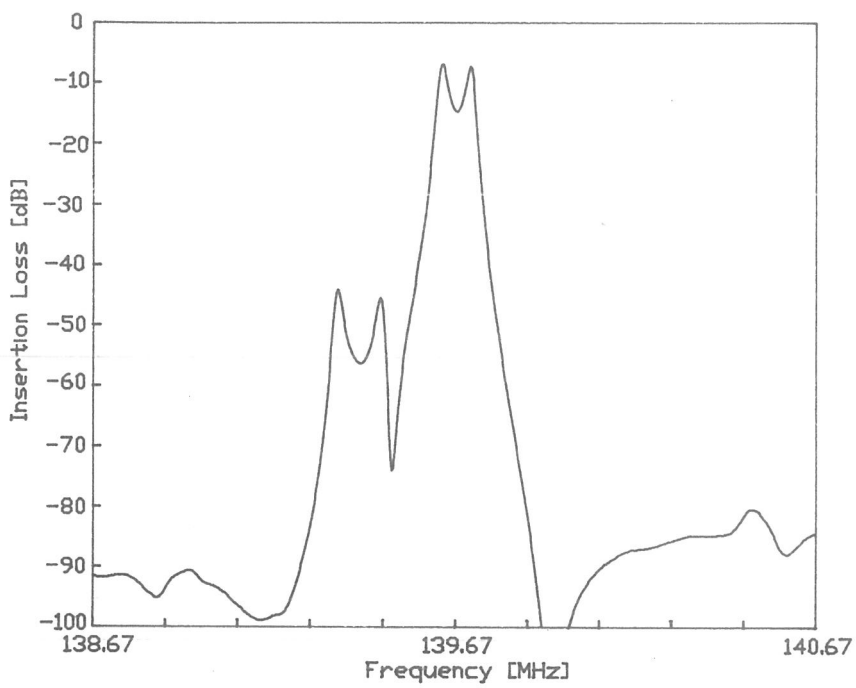
由所得结果, 有几点应该仔细分析研究:

(1) 由于叉指换能器的内反射的影响, 使换能器响应出现畸变。由第一章分析已知, 此时换能器通带响应不再对称, 而是低频端高, 高频端低, 因此必须调整反射栅的中心频率, 使其略低于换能器中心频率, 这样, 反射栅阻带来到换能器通带内, 才能获得最佳谐振效果。

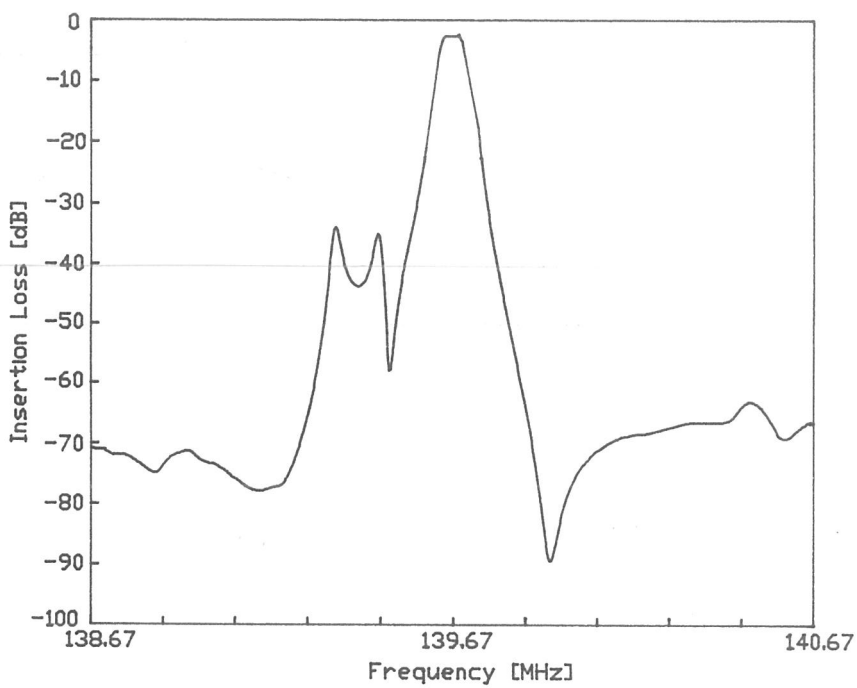
(2) 孔径和公共接地汇流条对带宽存在影响, 当二者变窄时, 带宽将增加。因为它们的宽度决定了波导的宽度, 波导宽度变化导致波导中所传播模式间频率间隔的变化。另外, 调整波导宽度, 还能使其中的大部分模式被截止。

(3)膜厚影响到反射率，决定了反射栅是否能达到完全反射，因此影响到谐振情况，最终影响了器件的插损。

(4)抑制旁瓣是设计中的难点，主要通过调整反射栅的结构来进行，尽量破坏高阶模式的谐振条件，使高阶模式不被激发，只留下形成通带的最低阶的两个模式。

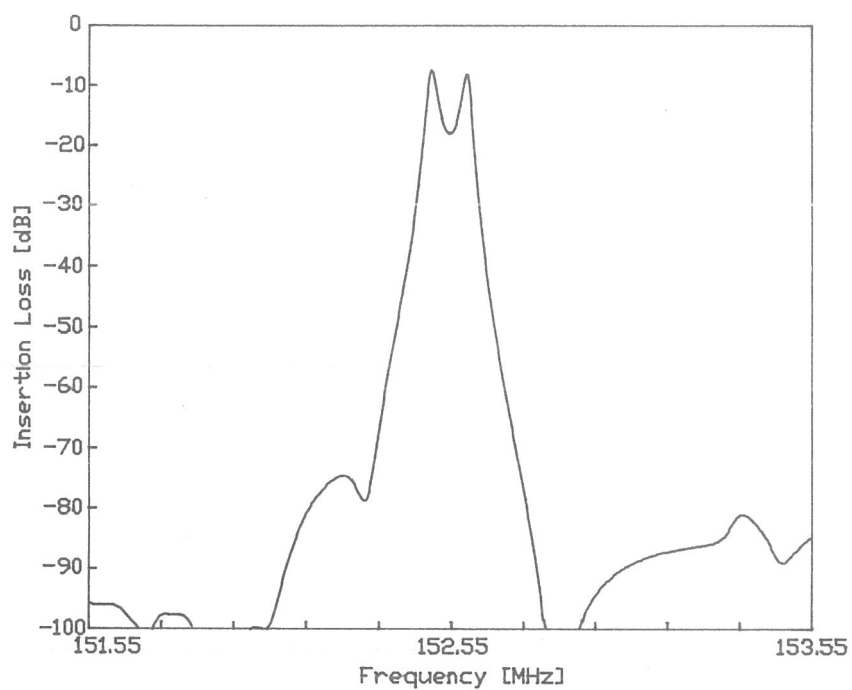


(a) 未加匹配

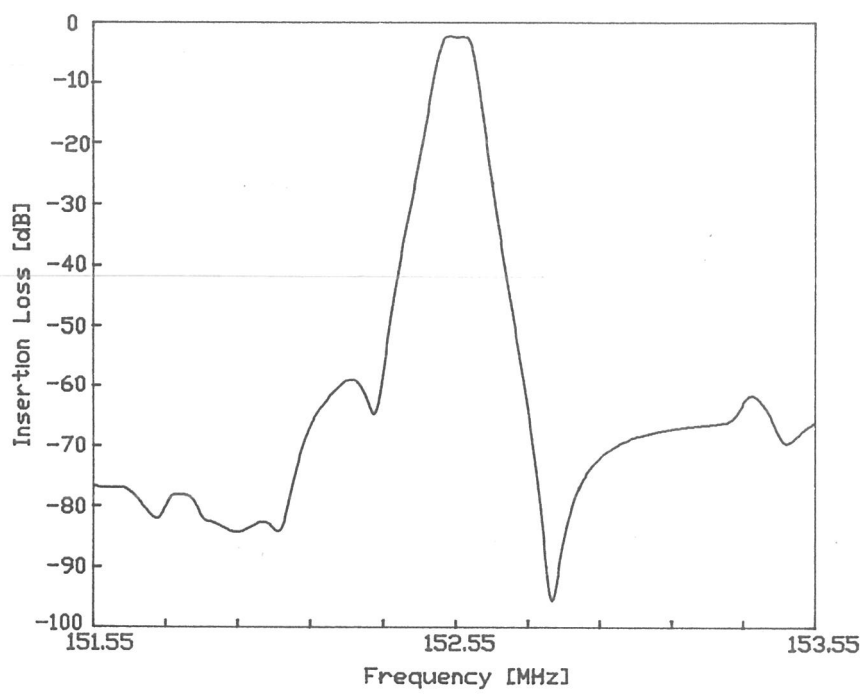


(b) 串联电感调谐

图2.6 器件一的计算频响



(a) 未加匹配



(b) 串联电感调谐

图2.7 器件二的计算频响

第三章 纵向耦合谐振滤波器的耦合模理论分析

前一章讨论的横向耦合谐振滤波器只能实现窄带宽，相对带宽一般不超过 0.1%。实际上，利用谐振滤波器也能实现较宽的带宽，1% 甚至更宽，这就是本章将要讨论的纵向耦合谐振滤波器。这种结构是以高机电耦合系数材料为基底，采用四分之一波长指宽，因此在制作高频低插损宽带滤波器时具有明显优势，伴随移动通讯向高频的发展，其应用也会越来越广泛。从实验上，Morita等人对这种滤波器作了一些研究，并采用等效电路模型进行理论计算[4]，但未给出具体的计算方法。本章将试图结合耦合模理论及有关电路网络理论对这种滤波器结构作理论分析。

§1 结构及工作原理

纵向耦合谐振滤波器的结构如图 3.1 所示。图 3.1(a) 是两换能器结构，实际上是把两个相同的谐振器沿声传播方向（纵向）耦合在一起。中间无间隙地放置了两个相同的叉指换能器，两边是金属反射栅。图中， L_T 和 L_G 分别是换能器和反射栅的长度， L_s 是换能器与反射栅间距离。图 3.1(b) 是三换能器结构，在中间换能器两边对称地放置了两个相同的换能器。

纵向耦合谐振滤波器结构的工作原理：由于反射栅阵的反射，以及换能器的内反射和换能器相互之间的反射，在两栅之间将会产生多个不同的纵向模式，通常是最低阶的两个模式，这些模式相互耦合，形成了滤波器频响的通带。在高机电耦合系数材料上，不同模式谐振频率的间隔很大，从而滤波器带宽也就很宽。图 3.1(a) 的结构利用了第一阶和第二阶纵向模式，即最低阶的对称和反对称模式；图 3.1(b) 的结构由于是对称的，反对称模式不再被激发，所激发的是第一阶和第三阶纵向模式，即最低阶的两个对称模式。另外，通过调节换能器之间、换能器与栅之间位置以及栅相对于换能器的频率偏移，则模式间的频率间隔也将发生变化，可获得不同带宽的响应。对图 3.1(a) 的结构来说，带宽一般在 1% - 2% 左右；图 3.1(b) 的结构可达 4%。由于采用谐振结构，双向损耗极小，而纵向声耦合又很强，甚至强于第二