

分类号 0426.9
UDC 534

密级
编号

中国科学院研究生院 硕士学位论文

声表面波谐振式滤波器的理论分析与实验研究
——梯形滤波器、梯形加纵向耦合滤波器及带阻滤波器

刘久玲

指导老师 何世堂 员

中国科学院 所

申请学位级别 硕士 学科专业名称 超声电子学

论文提交日期 2004.6 论文答辩日期

培养单位 中国科学院声学研究所

学位授予单位 中国科学院研究生院

答辩委员会主席

Resonator Type Surface Acoustics Wave (SAW) Filter

--Ladder-Type SAW Filter, SAW Filter of Ladder-Type
Coupled with Longitudinally Coupled Resonator and
SAW Bandstop Filter

Written by Jiuling Liu

Directed by Professor Shitang He

Institute of Acoustics

Chinese Academy of Sciences

June, 2004

摘要

随着移动通信的发展,低损耗、小体积 SAW 滤波器日益成为人们关注的焦点。而谐振式结构是设计低损耗声表面波滤波器最常采用的结构之一。本文以耦合模理论模型为理论基础,结合网络理论,分析了声表面波梯形谐振式滤波器、梯形加纵向耦合谐振式滤波器及声表面波带阻滤波器、梯形加声表面波带阻滤波器等多种声表面波谐振式滤波器。

针对梯形滤波器多级级联后通带低端出现下陷的问题,本文从级联时阻抗失配的角度进行了分析,采用在级间加单端对谐振器进行阻抗补偿的措施来改善级联后的通带特性,并进行了理论模拟。

为了消除纵向耦合谐振式滤波器高端带外邻近通带处的肩膀,本文将梯形结构与纵向耦合相结合,用来改善纵向耦合滤波器的近阻带抑制,并从理论上进行了分析和模拟。

为了解决集群移动通信系统(工作在 300~400 MHz)中双工器高收发隔离度、过渡带陡、低插入损耗、小体积的要求,本文采用了声表面波带阻滤波器结构,该结构综合了 SAW 器件频率选择性好、LC 网络插损低的特点,将之与梯形滤波器结合,实现了通带低插损,而对特定频段(如双工器的接收频段)的高抑制。

论文最后在 36° YX-LiTaO₃ 压电基片和 41° YX- LiNbO₃ 压电基片上制作了相应的器件,实验结果和理论模拟基本一致:

四级梯形结构加级间补偿后,通带特性得到明显改善,1dB 带宽增加 14%,带外抑制也提高到 32dB 以上,比不加补偿时增加 5dB 以上。

纵向耦合结构加梯形滤波器后整个器件频响的矩形系数小于 2,带外抑制均达到 50dB 以上。

梯形加带阻结构实现了通带插损 2.5dB,而对特定频段的抑制达 50dB 以上。

关键词: 声表面波(SAW) 谐振器 梯形滤波器 纵向耦合 带阻

Abstract

Jiuling Liu (Acoustics)

Directed by Professor Shitang He

As mobile telecommunication develops rapidly, the wideband, low-loss and small size SAW filter has aroused more and more attention. Resonator type SAW filter is one of the structures we often use to achieve the low-loss. Coupled-of-Modes (COM) model is used as basic theory to analyze ladder-type SAW filter, SAW filter of ladder-type coupled with longitudinally coupled resonator and SAW bandstop filter in this paper.

The cascade of ladder-type SAW filter would cause the characteristic degradation in the lower side of the filter passband. By a careful impedance analysis of each stage of the filter, it is found that the above degradation is due to inter-stage impedance mismatching. Therefore, we explore the method of inter-stage compensation by adding one port SAW resonator to inter stage so as to reduce the impedance mismatching. And the theoretic simulation and the results of the experiment are given.

To suppress the 'shoulder' in longitudinally coupled resonator (LCR) filter, we used SAW filter of ladder-type coupled with longitudinally coupled resonator filter. And the theoretic simulation is given.

The Trunking Communication System working in 300~400 MHz requires an antenna duplexer with low insertion loss, sharp-cutoff frequency characteristics, reactive characteristic in the mutual frequency bands and small size. In order to meet all these requirements, we have proposed SAW bandstop filter, which colligate the merit of SAW filter and that of the LC circuit. By coupling it with ladder-type SAW filter we can obtain a filter with low insertion loss and high attenuation in receiving frequency band.

The experimental devices are fabricated on the piezoelectric crystal 36°YX-LiTaO₃ and 41°YX- LiNbO₃. The experiment results are approximately coincident with the theory simulation.

The characteristic of four-stage ladder-type filter with inter-stage compensation has been obviously improved in passband. The bandwidth of 1dB has been increased by 14% and out-of-band rejection is more than 32dB, which increases more than 5dB compared with the filter without inter-stage compensation.

The shape factor of SAW filter of ladder-type coupled with longitudinally coupled resonator filter is less than 2. And the out-of-band rejection of it is more than 50dB.

Ladder-type SAW filter coupled with SAW bandstop filter achieved insertion loss less than 2.5dB and attenuation in given frequency band more than 50dB.

Key Words: Surface Acoustic Wave(SAW), Resonator, ladder-type filter, longitudinally coupled, bandstop.

目 录

引 言	1
第一章 声表面波器件的耦合模理论基础	5
§ 1.1 叉指换能器的耦合模理论	5
§ 1.1.1 耦合模方程	5
§ 1.1.2 叉指换能器的混合矩阵模型	8
§ 1.1.3 叉指换能器频响分析	11
§ 1.2 反射栅阵的耦合模理论	13
§ 1.2.1 耦合模方程	13
§ 1.2.2 整个栅阵的反射系数	14
§ 1.3 声表面波单端对谐振器的耦合模理论分析	16
§ 1.3.1 单端对 SAW 谐振器的结构及工作原理	18
§ 1.3.2 由耦合模理论计算单端对谐振器的导纳	19
本章小结	22
第二章 声表面波梯形谐振滤波器的耦合模理论分析	23
§ 2.1 单级梯形谐振滤波器的 COM 分析	23
§ 2.1.1 结构及工作原理	23
§ 2.1.2 由耦合模理论计算频响	24
§ 2.2 多级梯形谐振滤波器进行级联的理论分析	25
§ 2.2.1 级联单元的输入输出阻抗	26
§ 2.2.2 多级级联后的频响及级联阻抗失配分析	27
§ 2.2.3 改进措施	30
本章小结	31
第三章 SAW 梯形滤波器与纵向耦合结构相结合的耦合模理论分析	32
§ 3.1 纵向耦合谐振滤波器的耦合模理论分析	32
§ 3.1.1 结构及工作原理	32
§ 3.1.2 两换能器结构的网络模型及理论频响	34

§ 3.1.3 三换能器结构的网络模型及理论频响	36
§ 3.2 梯形滤波器与纵向耦合结构相结合	39
§ 3.2.1 四级梯形滤波器与一级纵向耦合相结合的器件结构及理论频响	39
§ 3.2.2 两级梯形滤波器与两级纵向耦合相结合的器件结构及理论频响	42
本章小结	46
 第四章 声表面波带阻滤波器的理论分析	 47
§ 4.1 单端对声表面波谐振器与 LC 低通滤波器相结合的理论分析	47
§ 4.1.1 带阻滤波器的结构及原理	47
§ 4.1.2 带阻滤波器的理论频响	48
§ 4.2 单端对声表面波谐振器与 LC 全通滤波器相结合的理论分析	49
§ 4.2.1 结构及原理	49
§ 4.2.2 理论频响	50
§ 4.3 带阻滤波器与梯形滤波器相结合的理论分析	52
§ 4.3.1 结构及原理	52
§ 4.3.2 组合滤波器的理论频响	53
本章小结	55
 第五章 声表面波谐振式滤波器及其多种组合的实验研究	 56
§ 5.1 声表面波梯形谐振滤波器的实验研究及讨论	56
§ 5.2 声表面波梯形谐振滤波器与纵向耦合相结合的实验研究及讨论	60
§ 5.3 声表面波带阻滤波器的实验研究及讨论	64
本章小结	68
 第六章 总 结	 69
 参考文献	 72
发表论文和申请专利	
致 谢	

引言

声表面波 (SAW) 技术是 20 世纪 60 年代末期发展起来的一门新兴技术。自 1965 年 R.M.White 和 F.W.Voltmer^[1]在压电晶体表面利用叉指换能器 (IDT) 有效地激发和检测声表面波以来, 声表面波技术得到了长足的发展。20 世纪 70 年代, 以高性价比声表面波滤波器在电视中频滤波中得到广泛的应用为标志^[2], 出现了声表面波滤波器和谐振器的研究热潮。20 世纪 80 年代末期以来, 移动通信的飞速发展再次掀起声表面波器件研究的热潮, 研究热点是低损耗声表面波滤波器。声表面波滤波器因其体积小、重量轻适应了移动通信小型化的发展方向, 成为其三大关键元器件之一, 因而需求剧增。由于移动通信的巨大需求, 声表面波器件的应用领域将由电视机占主体 (58%) 转为通讯占主体 (约 70%)。信息产业部已把声表面波滤波器作为“十五”规划重点发展的新型元器件之一。早期声表面波器件的缺点是插损较大, 一般 15dB 以上, 这对于要求低功耗的移动通信设备, 特别是要求低信噪比的射频前端是无法接受的, 因此, 降低声表面波器件的插入损耗成为首要解决的问题。声表面波器件插损大的原因是由于双向损耗。降低声表面波器件的损耗主要是降低双向损耗, 从原理上讲不外乎三种类型: 一是谐振类型: 在换能器外面放置两个反射栅阵, 形成谐振腔, 防止向两边辐射的声波泄漏; 二是单相单向换能器 (EWC/SPUDT) 类型^[3]: 在叉指换能器内部放置一个反射栅阵, 使反射声波与辐射声波在一个方向同相相加, 在另一个方向反相相消, 相当于声波只往一个方向辐射; 三是叉指叉指换能器 (IIDT) 类型^[4]: 将多个输入、输出换能器交叉重复排列, 使每个输入换能器的两边都有输出换能器, 输入换能器向两边辐射的声波都被接收; 每个输出换能器的两边都有输入换能器, 输出换能器从两边接收到相等的信号, 故不存在双向损耗。第三种结构由于设计复杂, 性能差而很少用。常用的低插损声表面波滤波器结构有单相单向换能器 (EWC/SPUDT)^[3]、横向耦合谐振滤波器 (TCRF)^[5]、纵向耦合谐振滤波器 (LCRF)^[6]、镜像阻抗耦合滤波器和梯形谐振滤波器 (Ladder Filter)^[7]。EWC/SPUDT 结构保持了传统高插入损耗所具有的横向滤波器的优点, 如可实现任意幅频响应、低矩形系数、小的群时延波动、高带外抑制等, 带宽从 0.25%~2%, 但由于其采用了八分之一指宽, 限制了其高频应用; 而谐振式结构作为设计低损耗声表面波滤波器最常采用的结构之一^[22-24], 它的几种结构分别具有以下

特点:TCRF 结构插损低,带宽很窄($<0.1\%$);LCRF 结构插损低,带宽较宽($1\% \sim 7\%$),远阻带抑制好,但近阻带抑制差;Ladder Filter 插损低,带宽较宽,不需要外电路匹配,近阻带抑制好,但远阻带抑制较差。这几种谐振式结构均采用单指,适合作高频低插损器件。但每种结构都存在一定的缺点,需要相互补充。本文将主要研究声表面波梯形谐振式滤波器、梯形加纵向耦合谐振式滤波器及声表面波带阻滤波器等多种声表面波谐振式滤波器。

梯形滤波器很早就应用在石英和陶瓷滤波器中^[8]。声表面波梯形滤波器是 S. C. C. Tseng 于 1974 年提出的^[9]。但在这篇文章中,梯形结构中的串联臂是单端对声表面波谐振器,而并联臂是由电容组成的。所以,这种梯形声表面波滤波器的性能中通带的形状不是很好。在 S. C. C. Tseng 的文章发表十多年以后,1988 年,为了满足便携式电话双工器中对滤波器的低损耗要求,并联臂由电容组成的梯形声表面波滤波器又出现了^[10]。这种滤波器的插入损耗很小,只有 $1 \sim 2$ dB,但带外抑制只有 20 dB。1992 年,由 Y. Satoh^[11], O. Ikata^[12], 和 M. HiKita^[40] 分别提出了串联臂和并联臂都由谐振器组成的梯形谐振滤波器。而且离子刻蚀的发展使得高频滤波器的实现成为可能。梯形谐振滤波器插损低,带宽宽,不需要外电路匹配,这使得它适合于手提电话的应用^[11-14]。而且,梯形结构均采用单指,能实现高频应用^{[15][16]}。梯形结构的频响特点是近阻带抑制好,远阻带抑制差,在进行多级级联后,通带低端出现下陷,通带特性变差^[17]。

纵向耦合谐振滤波器^[6]都因其插损低(约 2dB)、相对带宽宽($1\% \sim 7\%$)、阻带抑制高(约 60dB)等特性而受到广泛采用,但由于其换能器的指间反射引起通带附近寄生响应峰,导致近阻带抑制差,进而影响其矩形系数,限制了其适用范围。为了改善纵向耦合谐振式滤波器的近阻带抑制^[21], S.V. Kiselev 等人在 2002 年的 IEEE-UFFC 上提出将之与梯形滤波器相结合^[18],利用梯形谐振滤波器插损低、带宽宽、不需外电路匹配、近阻带抑制好的特性,来改善纵向耦合谐振式滤波器的频响特性。依据该思路我们对这种混合结构进行了理论分析模拟和实验。

双工器普遍应用于频分双工方式的无线通讯系统中。双工器的作用是保证发射回路过来的信号通过天线辐射出去,而不流入接收回路;天线接收到的信号通过双工器后送入接收回路,而不流入发射回路。因此,双工器的基本要求是:低插入损耗,高收发隔离度^[19]。

在专用的集群移动通信系统中,传统采用单频进行单工,或采用双频进行单工、半双工通信。因为集群系统的工作频段一般是在 400MHz 频段,较公网(GSM 和 CDMA)的工作频段要低^[25],由于频段低,双工器件的体积就相对较大,放在集群移动终端中占用空间太大,所以集群系统一直采用单工或半双工的工作方式。这种单工或半双工的无线通信方式已不能适应公共无线电话的要求。因此,集群系统采用全双工通信方式将是其今后发展的一大趋势。专用于集群移动终端中的双工器成了实现这一巨大改变的重中之重,因此,它的研制已经变得迫在眉睫。

为了解决集群移动通信系统中双工器高收发隔离度、低插入损耗、小体积的要求,我们采用声表面波带阻滤波器结构^[20]来实现,该结构综合了 SAW 器件频率选择性好、LC 网络插损低的特点,将之与梯形滤波器结合就可实现通带低插损,而对特定频段(如双工器的接收频段)的高抑制。关于声表面波带阻滤波器的理论模拟和研究,尚未见有文献给出具体的分析方法和试验结果。

对上述几种谐振式滤波器结构,本文首先采用耦合模模型分别对其进行理论分析和模拟,从理论上揭示了这几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。然后在试验上根据理论模拟所得的参数设计制作了多级级联的梯形滤波器,梯形加纵向耦合结构的滤波器,带阻滤波器,及梯形加带阻结构滤波器,给出了实验结果。最后,本文结合耦合模理论的分析 and 试验结果进行了详尽分析。

全文共分为六章,内容安排如下:

第一章 声表面波器件的耦合模理论基础

给出了耦合模理论的基本公式,以及叉指换能器和金属反射栅阵的耦合模方程,推导了换能器的三端网络混合矩阵,反射栅阵的两端网络矩阵,并推导了单端对谐振器的导纳的表达形式。

第二章 声表面波梯形谐振滤波器的耦合模理论分析

以耦合模理论为基础,推导单级及多级级联时梯形谐振滤波器的频响表达式,并模拟其频响特性,然后从阻抗匹配的角度分析了梯形滤波器多级级联时通带特性变坏的原因,提出改进措施,最后进行理论模拟。

- 第三章 SAW 梯形滤波器与纵向耦合结构相结合的耦合模理论分析
- 首先对 1-2mode, 1-3mode 纵向耦合结构用耦合模理论进行分析, 推导出其两电端口导纳矩阵, 再将之与梯形滤波器结合, 在理论上推导出不同混合结构的频响表达式, 然后进行模拟, 对不同材料优化出最佳的结构参数。
- 第四章 声表面波带阻滤波器的理论分析
- 利用第一章给出的单端对谐振器的导纳的表达式, 对不同的带阻结构进行理论分析, 推导其理论频响, 再将带阻结构与梯形滤波器相结合, 得出混合结构的理论频响。然后进行模拟, 对不同材料优化出最佳的结构参数。
- 第五章 声表面波谐振式滤波器及其多种组合的实验研究
- 利用前面几章中得到的最佳的参数值, 进行了实验器件的制作, 对不同的结构方式进行了测量, 分析了器件的具体特性, 对实验与理论进行了比较。对影响器件性能的一些参数进行了讨论, 得出了相应的结论。
- 第六章 总结

第一章 声表面波器件的耦合模理论基础

耦合模理论 (COM) 从 1950 年开始广泛地应用在光学和电磁学的问题中^[23]。Suzuki^[24]和 Haus^{[25][26][27]} 将耦合模模型引进到声表面波领域。耦合模理论作为一种分析低插损滤波器的常用方法,最初应用于金属反射栅阵的分析^[28],进而用来分析叉指换能器^[29]。耦合模模型的优点在于把叉指电极的反射特性(包括力学负载)和欧姆损耗对器件性能的影响包括在分析中,而且作为一种唯相模型在实际计算中却比较容易实现,这对器件的综合设计相当有利,是以前的模型难以达到的。

本章先给出叉指换能器和反射栅阵的耦合模理论分析,然后把上述结论应用到单端对谐振器,推导出单端对谐振器的导纳表达式。

§ 1.1 叉指换能器的耦合模理论

§ 1.1.1 耦合模方程

叉指换能器的基本结构如图 1.1.1 所示,所分析的换能器不加权,指条和间隔宽度均为 $1/4$ 波长。

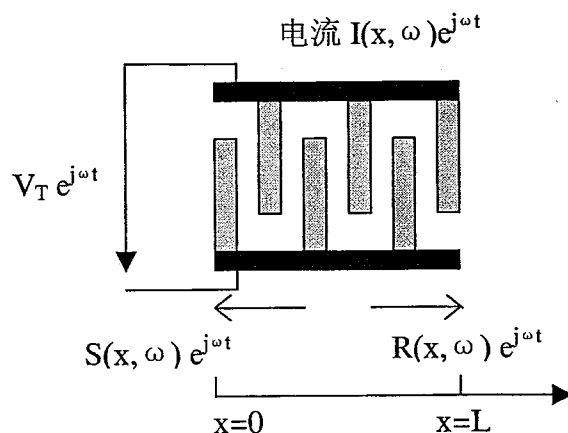


图 1.1.1 均匀叉指换能器

在这里使用的换能器模型,作了如下的假设:

- 1、忽略指条阻抗; 2、忽略体波辐射; 3、假设栅条孔径远大于声波长,忽略衍射影响。

定义在换能器中存在前向传播的行波 $R(x, \omega)$ 和反向传播的行波 $S(x, \omega)$ 。这样，对均匀叉指换能器根据文献^[30]可以写出耦合模方程如下：

$$\frac{dR(x)}{dx} = -jkR(x) + j\kappa e^{-j(2k_0x - \phi_k)} S(x) + j\alpha(x) e^{-j(k_0x - \phi_T(x))} V_T \quad (1.1.1)$$

$$\frac{dS(x)}{dx} = +jkS(x) - j\kappa e^{+j(2k_0x - \phi_k)} R(x) - j\alpha(x) e^{+j(k_0x - \phi_T(x))} V_T \quad (1.1.2)$$

$$\begin{aligned} \frac{dI(x)}{dx} = & -j\omega C(x) V_T + j2\alpha(x) e^{+j(k_0x - \phi_T(x))} R(x) \\ & + j2\alpha(x) e^{-j(k_0x - \phi_T(x))} S(x) \end{aligned} \quad (1.1.3)$$

在上述微分方程中，由于各参量均是角频率 ω 的函数，为了方便，隐去 ω 。

其中：

$$k = \frac{\omega}{V_R} = \frac{2\pi f}{V_R}, \quad V_R \text{ 为声表面波速度；}$$

$$k_0 = \frac{\omega_0}{V_R} = \frac{2\pi f_0}{V_R}, \quad f_0 \text{ 为中心频率；}$$

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；

κ : 单位长度反射率^{[37][38]}；

对于单根栅条，反射系数的一般表达式为：

$$\kappa \lambda / 2 = R_m \frac{h}{\lambda} + R_e \quad (1.1.4)$$

其中 h 为膜厚；

$\alpha(x)$: 单位长度压电耦合强度；

当金属化率为 0.5 时， α 不随 x 变化，其计算公式为：

$$\alpha^2 = (2/\pi) K^2 \omega C_t / \lambda^2 \quad (1.1.5)$$

其中 K^2 为基底材料的机电耦合系数。 C_t 是换能器每周期静电容， λ 为换能器周期。

在方程 (1.1.1-1.1.2) 中，右边的第一项表示传播相位偏移，右边的第二项表示和反向行波的耦合，右边第三项描述了声电耦合（换能）；方程 (1.1.3) 描述了汇流条电流 $I(x)$ ，右边第一项是换能器静电电容的贡献，后两项分别是前

向和反向行波的贡献。

为了解该方程组的方便，先定义两个量如下：

$$\Delta = \frac{\omega - \omega_0}{\nu_R} - jr$$

$$D = \sqrt{\Delta^2 - |\kappa|^2} = \begin{cases} -\sqrt{\Delta^2 - |\kappa|^2} & (\Delta < -|\kappa|) \\ -j\sqrt{|\kappa|^2 - \Delta^2} & (|\Delta| < |\kappa|) \\ \sqrt{\Delta^2 - |\kappa|^2} & (\Delta > |\kappa|) \end{cases} \quad (1.1.6)$$

Δ 表示相对于中心频率的波矢偏移， D 表示由于内反射导致的 Δ 失调， γ 是单位长度的传播损耗。

方程组(1.1.1 ~ 1.1.3)的解由通解和特解两部分组成。通解是当 $V_T=0$ 时，即换能器的电端短路时得到的解，此时在声端有入射波 $S_i(L)$ 和 $R_i(0)$ 。特解则是 $V_T \neq 0$ ， $S_i(L)=0$ 和 $R_i(0)=0$ 时的解，即换能器仅有电端驱动，而声端没有声波入射的解。方程解如式(1.1.7 ~ 1.1.10)，标有 H 的为通解，标有 P 的则为特解。

$$R_H(L) = \frac{2e^{-jkL} [j\kappa e^{j(\phi_K - k_0 L)} \sin(DL) S_i(L) + D R_i(0)]}{(\Delta + D)e^{-j(\Delta - D)L} - (\Delta - D)e^{-j(\Delta + D)L}} \quad (1.1.7)$$

$$S_H(0) = \frac{2e^{-jkL} [j\kappa e^{-j(\phi_K - k_0 L)} \sin(DL) S_i(L) + D S_i(L)]}{(\Delta + D)e^{-j(\Delta - D)L} - (\Delta - D)e^{-j(\Delta + D)L}} \quad (1.1.8)$$

$$R_P(L) = \frac{jV_T e^{-jkL} \begin{Bmatrix} -\kappa e^{j\phi_K} I_1 - (\Delta - D) I_2 \\ + \kappa e^{j\phi_K} I_3 + (\Delta + D) I_4 \end{Bmatrix}}{(\Delta + D)e^{-j(\Delta - D)L} - (\Delta - D)e^{-j(\Delta + D)L}} \quad (1.1.9)$$

$$S_P(0) = \frac{jV_T \begin{Bmatrix} e^{-j(\Delta - D)L} [\kappa e^{-j\phi_K} I_2 + (\Delta + D) I_1] \\ - e^{-j(\Delta + D)L} [\kappa e^{-j\phi_K} I_4 + (\Delta - D) I_3] \end{Bmatrix}}{(\Delta + D)e^{-j(\Delta - D)L} - (\Delta - D)e^{-j(\Delta + D)L}} \quad (1.1.10)$$

其中：

$$I_1(D) = \int_0^L e^{-jDx} \alpha(x) dx \quad (1.1.11)$$

$$I_2(D) = \int_0^L e^{-jDx} \alpha(x) dx$$

$$I_3(D) = \int_0^L e^{jDx} \alpha(x) dx$$

$$I_4(D) = \int_0^L e^{jDx} \alpha(x) dx$$

显然，这个四个变量之间有如下关系：

$$\begin{aligned} I_2(D) &= I_1^*(-D^*) \\ I_3(D) &= I_1(-D) \\ I_3(D) &= I_1^*(D^*) \end{aligned} \quad (1.1.12)$$

§ 1.1.2 叉指换能器的混合矩阵模型^[31]

叉指换能器可以看成是一个三端网络：一个电端和两个声端。在这里使用混合矩阵（P 矩阵）来描述这个三端网络。即两个声端的变量将以散射矩阵（S 矩阵）来描述，而电端变量将以导纳矩阵（Y 矩阵）来描述。图 1.1.2（1）是这个三端网络的示意图， a_1 和 a_2 是两声端的入射声波， b_1 和 b_2 是出射声波， i_3 和 u_3 是电端的电流和电压。

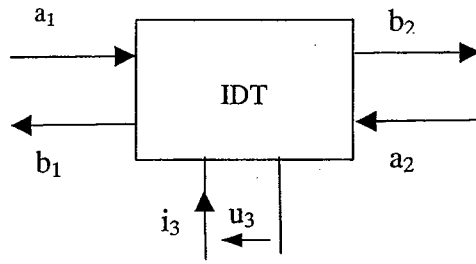


图 1.1.2（1）叉指换能器端口示意图

各变量之间的关系由下式给出：

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ i_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_{11} & P_{12} & P_{13} \\ P_{21} & P_{22} & P_{23} \\ P_{31} & P_{32} & P_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ u_3 \end{bmatrix} \quad (1.1.13)$$

其中 P 矩阵可以由式（1.1.3 ~ 1.1.9）得到，如式（1.1.14）。

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

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

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

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

$$P_{13} = \frac{S_P(0)}{V_0}$$

$$P_{23} = \frac{R_P(L)}{V_0}$$

$$P_{33} = Ga(\omega) + jBa(\omega) + j\omega C_0 \quad (1.1.14)$$

由于三端对网络结构对称, P 矩阵存在如下的互易关系:

$$P_{21}=P_{12} \quad P_{31}=-2P_{13} \quad P_{32}=-2P_{23} \quad (1.1.15)$$

由式(1.1.14)可以得到换能器的 P 矩阵形式如下所示:

$$P_{11} = \frac{+j\kappa \sin(DL)}{D \cos(DL) + j\Delta \sin(DL)} \quad (1.1.16)$$

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

$$P_{13} = +jL\alpha \frac{\sin(DL/2)}{DL/2} \frac{j(\Delta + \kappa) \sin(DL/2) + D \cos(DL/2)}{D \cos(DL) + j\Delta \sin(DL)}$$

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

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

$$P_{33} = j\omega C_0 + \frac{4\alpha^2(\kappa - \Delta)}{D^3} \left\{ jDL + \frac{(\kappa - \Delta)[\cos(DL) - 1] - jD \sin(DL)}{D \cos(DL) + j\Delta \sin(DL)} \right\}$$

由式 (1.1.15) 可得 P_{21} 、 P_{31} 、 P_{32} 。

$$P_{21}=P_{12} \quad P_{31}=-2P_{13}, \quad P_{32}=-2P_{23}。 \quad (1.1.17)$$

当换能器的一声端接有反射系数为 Γ 的负载时, 则整个器件就变为一个两端网络, 如图 1.1.2 (2) 所示:

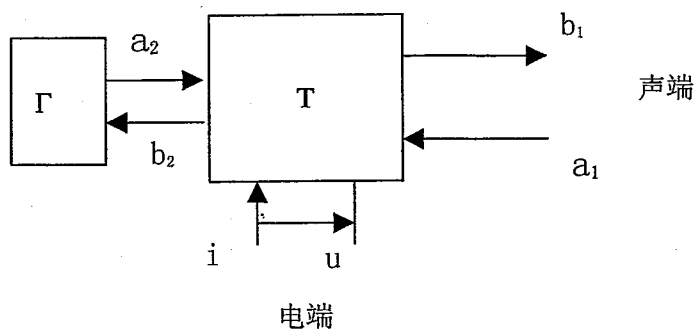


图 1.1.2 (2) 两端网络示意图

$$a_2 = \Gamma b_2 \quad (1.1.18)$$

一般来说，如果在声端之外未接换能器、反射栅或其它结构，而是自由表面且涂有吸声橡胶时，则从声端出射的声波不再被反射回去，即 $\Gamma = 0$ 。若所接反射系数为 Γ 的负载与换能器距离为 d ，则在换能器端口的反射系数为 Γ' ，

$$a_2 = \Gamma' \quad b_2 = \Gamma e^{-jk2d} b_2 \quad (1.1.18')$$

将式(1.1.18)带入式(1.1.13)，有

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_{11} & P_{12} & P_{13} \\ P_{21} & P_{22} & P_{23} \\ P_{31} & P_{32} & P_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ \Gamma b_2 \\ u \end{bmatrix} \quad (1.1.19)$$

由(1.1.19)式可得：

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_{11}' & P_{12}' \\ P_{21}' & P_{22}' \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ u \end{bmatrix} \quad (1.1.20)$$

其中

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

$$P_{12}' = P_{13} + \frac{\Gamma P_{12} P_{23}}{1 - \Gamma P_{22}} \quad (1.1.21)$$

$$P'_{21} = P_{31} + \frac{\Gamma P_{32} P_{21}}{1 - \Gamma P_{22}}$$

$$P'_{22} = P_{33} + \frac{\Gamma P_{32} P_{23}}{1 - \Gamma P_{22}}$$

式(1.1.20)即是把声端2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。

§ 1.1.3 叉指换能器频响分析

在叉指换能器中,相邻叉指对可以看成电端并联,声端首尾串联而成的网络。对应P矩阵单元如图1.1.3所示,相邻P矩阵电端并联,声端首尾串联。

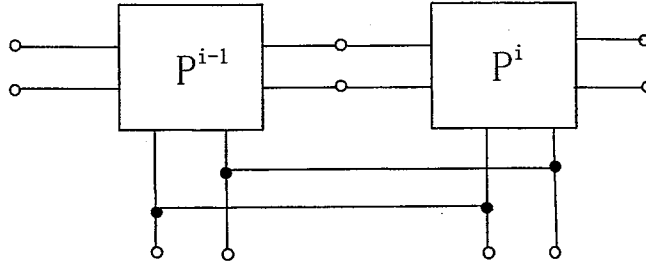


图 1.1.3 相邻 P 矩阵连接网络

两相邻 P 矩阵通过计算可以合并成一个新的 P 矩阵,合并成的新的 P 矩阵继续和其相邻的矩阵合并直到得到整个换能器的 P 矩阵。根据文献^[32]可得 P^{i-1} 与 P^i 合并后的 P 矩阵,如式 (1.1.22):

$$P_{11} = \frac{P_{11}^{i-1} + P_{11}^i (P_{12}^{i-1} P_{21}^{i-1} - P_{11}^{i-1} P_{22}^{i-1})}{1 - P_{11}^i P_{22}^{i-1}} \quad (1.1.22)$$

$$P_{12} = \frac{P_{12}^{i-1} P_{12}^i}{1 - P_{11}^i P_{22}^{i-1}}$$

$$P_{13} = \frac{P_{13}^{i-1} + P_{12}^{i-1} P_{13}^i + P_{11}^i (P_{12}^{i-1} P_{23}^{i-1} - P_{22}^{i-1} P_{13}^{i-1})}{1 - P_{11}^i P_{22}^{i-1}}$$

$$P_{22} = \frac{P_{22}^i + P_{22}^{i-1} (P_{21}^i P_{12}^i - P_{11}^i P_{22}^i)}{1 - P_{11}^i P_{22}^{i-1}}$$

$$P_{23} = \frac{P_{23}^i + P_{21}^i P_{23}^{i-1} + P_{22}^{i-1} (P_{21}^i P_{13}^i - P_{11}^i P_{23}^i)}{1 - P_{11}^i P_{22}^{i-1}}$$

$$P_{33} = \frac{P_{33}^{i-1} + P_{33}^i + P_{23}^{i-1} P_{31}^i + P_{32}^{i-1} P_{13}^i + P_{11}^i (P_{32}^{i-1} P_{23}^{i-1} - P_{22}^{i-1} P_{33}^{i-1}) + P_{22}^{i-1} (P_{31}^i P_{13}^i - P_{33}^i P_{11}^i)}{1 - P_{11}^i P_{22}^{i-1}}$$

通过以上公式对换能器的 P 矩阵逐一按顺序合并就可以得到整个换能器的 P 矩阵。下面对一个作为发射换能器的 IDT 进行 P 矩阵分析。如图 1.1.4，即在图 1.1.3 中补充加入电端的外围电路^[33]（包括电压源和匹配电路）。

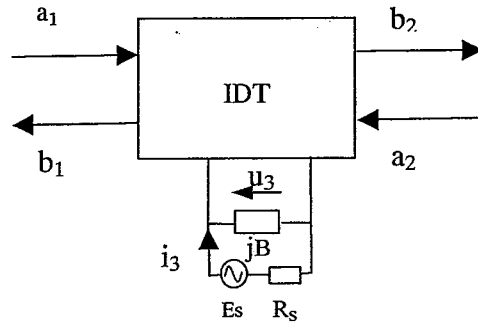


图 1.1.4 考虑电压源和外围电路的叉指换能器

如图 1.1.4，加在换能器上电源电压为 E_s ，内阻 R_s 。 $R_s = 1/G_s$ ；所以 $u_3 = E_s - i_3 R_s$ 。由于作为发射 IDT 两端没有入射声波，所以 $a_1 = a_2 = 0$ ；由式 (1.1.13) 得

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ i_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_{13} \\ P_{23} \\ P_{33} + jB \end{bmatrix} [E_s - i_3 R_s] \quad (1.1.23)$$

$$\text{由式 (1.1.23) 得 } b_1 = P_{13}(E_s - i_3 R_s) \quad (1.1.24)$$

信号源输出最大功率为 $G_s/4 |E_s|^2$ ，其中 E_s 是取电源电压的最大值。所以

$$|S_{13}|^2 = \frac{|b_1|^2}{G_s/4 |E_s|^2} = \frac{|P_{13}(E_s - i_3 R_s)|^2}{G_s/4 |E_s|^2} \quad (1.1.25)$$

又因为 $\frac{Es - i_3Rs}{Es} = \frac{Gs}{P_{33} + Gs + jB}$ 代入式 (1.1.25) 得

$$|S_{13}|^2 = \frac{4G_s |P_{13}|^2}{|P_{33} + Gs + jB|^2} \quad (1.1.26)$$

插入损耗 $IL = -20 \lg |S_{13}|$ ；由此可以求得单个换能器在没有外电路匹配情况下，即 $B=0$ 时频率响应。

对于滤波器的频率响应可以按照文献^[34]求解。假设在图 1.1.4 的声端 1 端，其反射系数为 Γ ，那么

$$a_1 = \Gamma b_1 \quad (1.1.27)$$

其中：当声端 1 端是没有反射时， $\Gamma=0$ （如：1 端是自由表面且涂有吸声橡胶时）；当 1 端接有其它反射结构（如反射栅、换能器等）， $\Gamma \neq 0$ 。

由式 (1.1.20) 可得把声端 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。同样对于接收换能器也可以有相应的两端口混合矩阵表示。联合两换能器的混合矩阵就可以得到滤波器两端电压比以及其频率响应。

§ 1.2 反射栅阵的耦合模理论

声表面波反射器有很多种，通常有反射沟槽、金属开路反射栅阵、金属短路反射栅阵、金属正负反射栅阵等；不同的结构在不同的材料上具有不同的反射特性^{[35][37][38]}。一般来说，当降低 SAW 器件的传播损耗成为主要问题时，多采用反射沟槽结构；而金属正负反射栅阵的反射系数比短路栅和开路栅的都大。1986 年 MASAO TAKEUCHI 和 KAZUHIKO YAMANOUCHI 就提出一种在不同材料上利用各种结构反射特性不同，例如开路栅和短路栅反射系数符号相反，将之按 $1/4$ 反射栅周期交叉排列，使得反射后的反射系数同向相加，以提高整个反射器的反射系数（即金属正负反射栅阵）。对不同的材料，反射沟槽、金属开路反射栅阵、金属短路反射栅阵的反射系数符号不尽相同，我们可以根据不同的需要来选择不同的结构进行组合以增加反射或减小反射。

§ 1.2.1 耦合模方程

图 1.2.1 是多种反射栅阵的结构示意图。

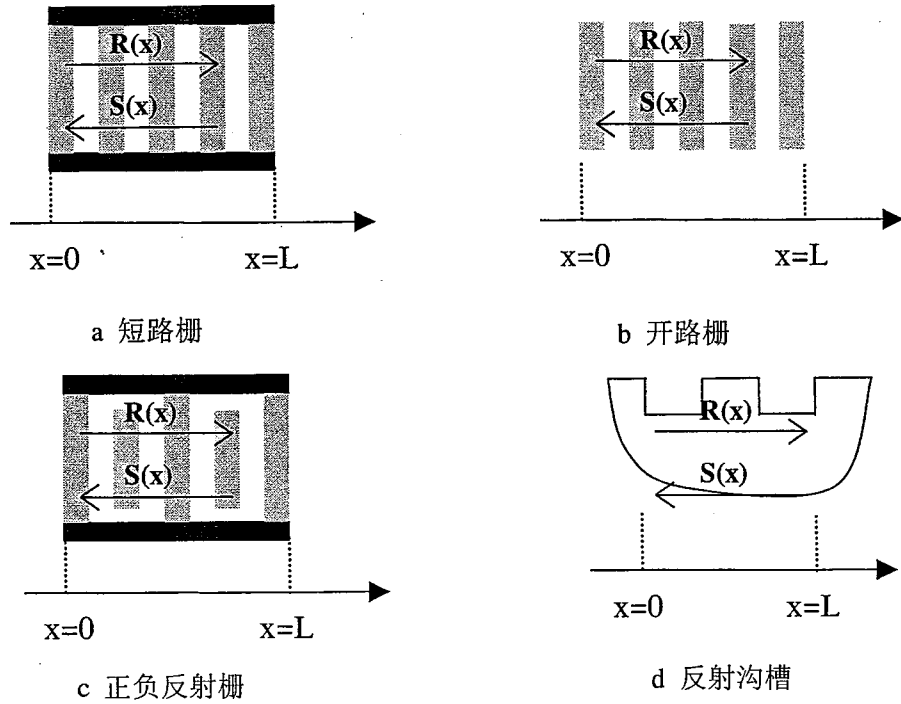


图 1.2.1 反射栅阵示意图

由于反射栅阵的类型仅和 COM 参数有关, 为了推导方便, 本节仅给出短路金属反射栅阵的 COM 方程推导。

类似于上节换能器的假设条件, 在栅阵中存在前向传播的行波为 $R(x, \omega)$ 和反向传播的行波为 $S(x, \omega)$ 。对均匀反射栅阵可以写出耦合模方程如下:

$$\frac{dR(x)}{dx} = -jkR(x) + jk \exp(-j(2k_0 x - \Phi_k)) S(x) \quad (1.2.1)$$

$$\frac{dS(x)}{dx} = +jkS(x) - jk \exp(+j(2k_0 x - \Phi_k)) R(x) \quad (1.2.2)$$

为便于求解, 定义同式 (1.1.6) 表示的两个值 Δ 和 D 。

§ 1.2.2 整个栅阵的反射系数

整个栅阵可表示成一个两端网络, 即由两个声端组成, 这一两端网络的散射矩阵为:

$$\begin{bmatrix} S(0) \\ R(L) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_{11} & P_{12} \\ P_{21} & P_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R(0) \\ S(L) \end{bmatrix} \quad (1.2.3)$$

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

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

根据反射栅结构对称，其相应矩阵互易，故 $P_{21}=P_{12}$ ； (1.2.4)

对于反射栅阵，根据能量守恒，总的输入功率等于输出功率。所以当 $S(L)=0$ 时，

$$|R(0)|^2 = |R(L)|^2 + |S(0)|^2 \quad (1.2.5)$$

$$\text{即 } |P_{11}|^2 + |P_{21}|^2 = 1; \quad (1.2.6)$$

$$\text{同理，当 } R(0)=0 \text{ 时， } |P_{22}|^2 + |P_{12}|^2 = 1 \quad (1.2.7)$$

由式 (1.2.6) 和式 (1.2.7) 可以得到，对于对称反射栅阵，两反射系数有相同的幅度 $|P_{11}| = |P_{22}|$ ，且

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

$$P_{22} = \frac{R(L)}{S(L)} \Big|_{R(0)=0} = P_{11} \quad (1.2.8)$$

由 P_{11} 的定义可以看出， P_{11} 是 $x=L$ 端无入射波，在 $x=0$ 端有入射波时，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。根据 P_{11} 的表达式计算得到一个反射栅阵的反射系数，如图 1.2.2 和图 1.2.3 分别所示反射幅度和相位。基底材料为 ST-X 石英，中心频率 100MHz，反射栅阵长度为 50 波长，膜厚为 $4\lambda_s$ ， λ_s 为中心频率 100MHz 对应波长。

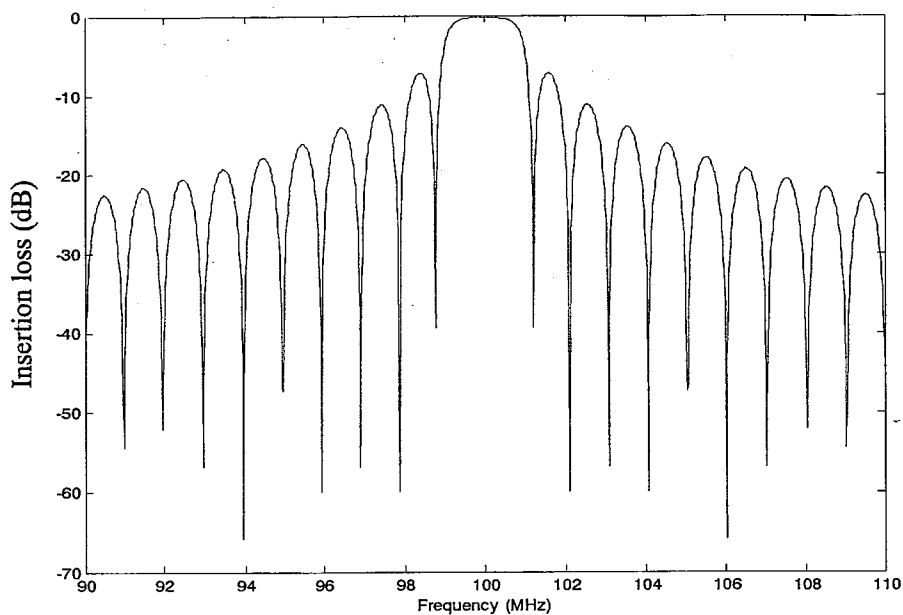


图 1.2.2 短路金属栅阵反射系数幅度响应

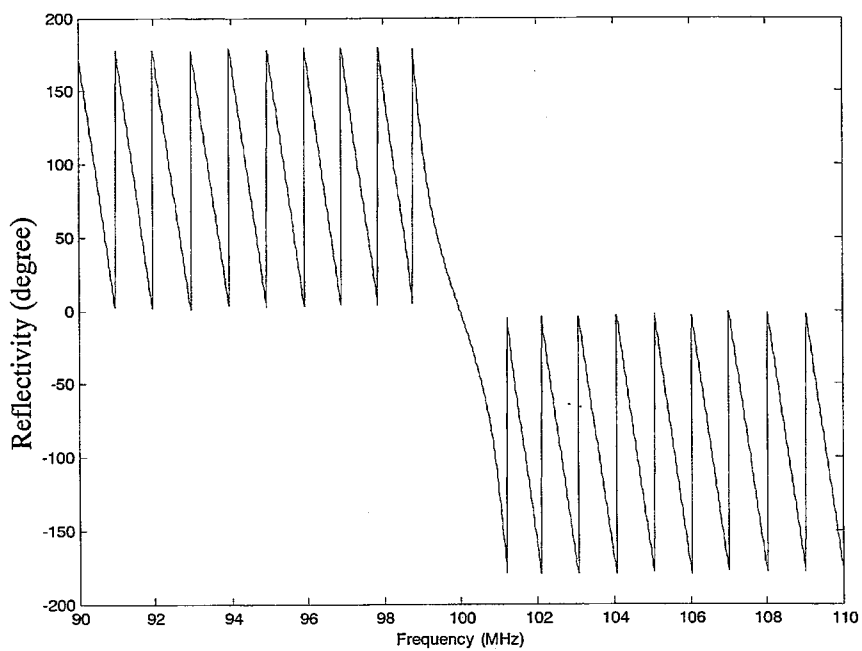


图 1.2.3 短路金属栅阵反射系数相位响应

§ 1.3 声表面波单端对谐振器的耦合模理论分析

声表面波谐振器有单端对谐振器、双端对谐振器、横向耦合谐振滤波器、纵

向耦合谐振滤波器等^[36]。

本文中用到的是单端对谐振器和纵向耦合谐振滤波器, 在后面的内容中会对其进行详细讨论。

双端 SAW 谐振器结构如图 1.3.A 所示, 两个反射器位于传统横向滤波器的两边, 当反射器的谐振频率和 IDT 的谐振频率一致时, 就可以实现窄带低插损滤波。

横向耦合谐振滤波器结构如图 1.3.B 所示, 是由两个单端 SAW 谐振器通过横向模横向耦合构成的双模谐振器型滤波器。这种滤波器的带宽很窄, 一般为 0.5%~0.75%, 带外抑制较高。图 1.3.A2 和图 1.3.B2 分别为其频响特性曲线^[36]。

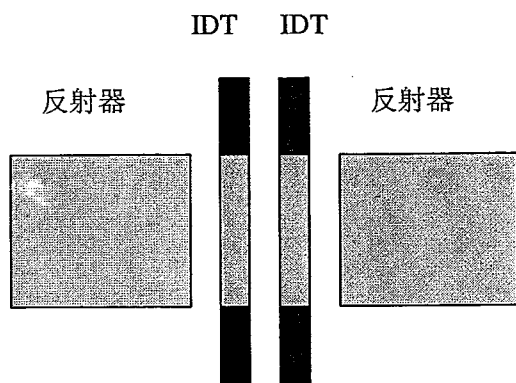


图 1.3.A 双端 SAW 谐振器

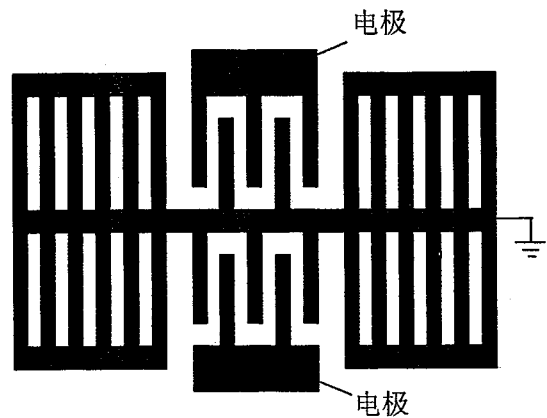


图 1.3.B 横向耦合谐振滤波器

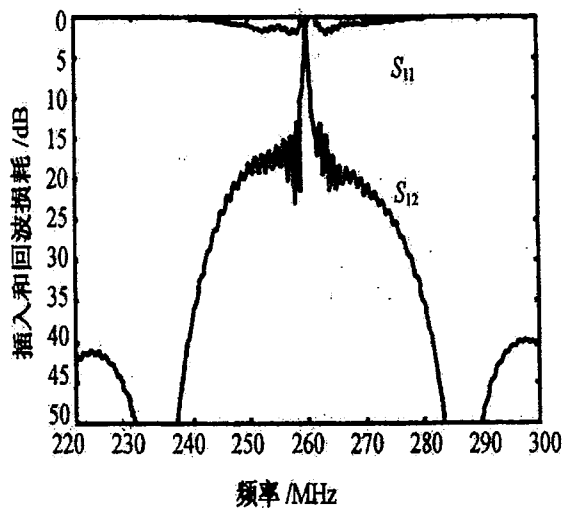


图 1.3.A2 双端 SAW 谐振器的频响

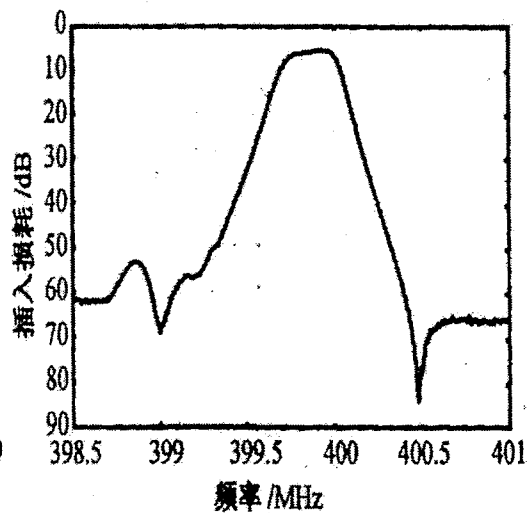


图 1.3.B2 横向耦合谐振滤波器的频响

§ 1.3.1 单端对 SAW 谐振器的结构及工作原理

单端对声表面波 (SAW) 谐振器是由中间的叉指换能器和换能器两边放置的反射器构成。结构如图 1.3.1 中 A 所示, 利用两个周期性微扰的反射栅阵作为分布式反射器来形成谐振腔。每个微扰条带提供小量的反射, 大量周期性排列的微扰条带在一个很窄的频带内对声表面波有选择性的反射。当一个射频电压加于 IDT 上时, 激励的声表面波向两边传播, 相干的多次反射在腔中形成一个驻波, 从而影响谐振器的阻抗特性。当叉指换能器与反射器的谐振频率一致时, 每个陡的谐振都会被检测到, 而且叉指换能器与金属短路栅之间的距离会明显影响器件的谐振特性。

图 1.3.1 中 B 为单端对谐振器的近谐振等效电路^[36]。其中 L , C 为动态电感和动态电容, C_0 为静态电容, R 为动态电阻。对于低插损的谐振器, R 值很小, 可以忽略不计。

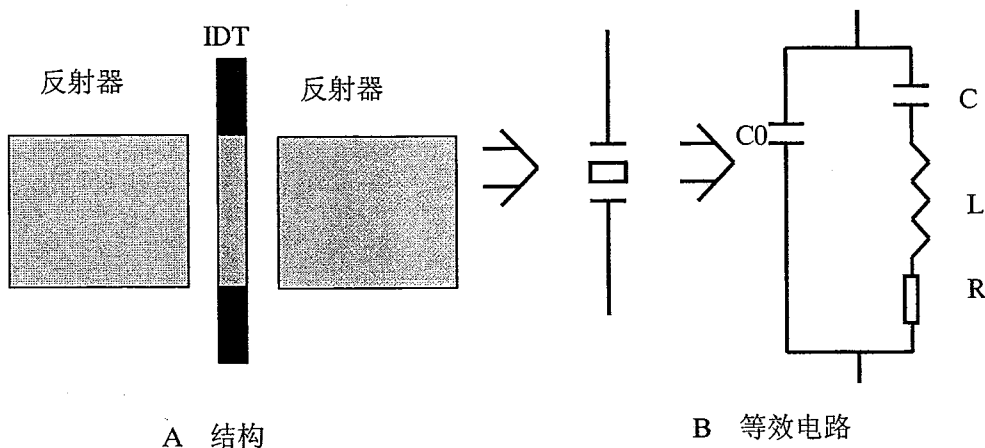


图 1.3.1 单端对声表面波谐振器

叉指换能器两边放置的反射器可以由各种形式获得, 通常的有刻蚀沟槽、金属开路反射栅阵、金属短路反射栅阵、金属正负反射栅阵等, 采用不同的反射器单端对谐振器具有不同的特性。一般来说, 当降低 SAW 器件的传播损耗成为主要问题时, 多采用反射沟槽结构^[36], 而且这类谐振器具有较高的 Q 值; 而采用金属正负反射栅阵可获得比短路栅和开路栅都大的反射系数, 但指条宽度及间隔均为四分之一栅周期 (即八分之一波长、普通短路栅和开路栅为二分之一栅周期/四分之一波长)^[35], 不利于向高频方向发展。在实际应用时, 应根据不同的需

要选择适当的栅阵结构。

§ 1.3.2 由耦合模理论计算单端对谐振器的导纳

不同的栅阵具有不同的 P 矩阵表达式, 将反射栅阵和换能器的 P 矩阵结合起来即可推导出单端对谐振器的导纳。为分析方便, 在这里讨论的单端对谐振器是均匀结构的, 即换能器和反射栅阵都均匀不加权。

在 1.1、1.2 节中已经分别给出了均匀叉指换能器和反射栅阵的 P 矩阵。下面从反射栅阵和换能器的 P 矩阵出发推导单端对谐振器的导纳。

栅阵为两端网络, 换能器为三端网络, 将栅阵和换能器的 P 矩阵级联起来就可以得到整个单端对谐振器的 P 矩阵, 级联示意图如图 1.3.2 所示, 在级联时, 换能器的两个声端口分别和两边栅阵的声端口串联。

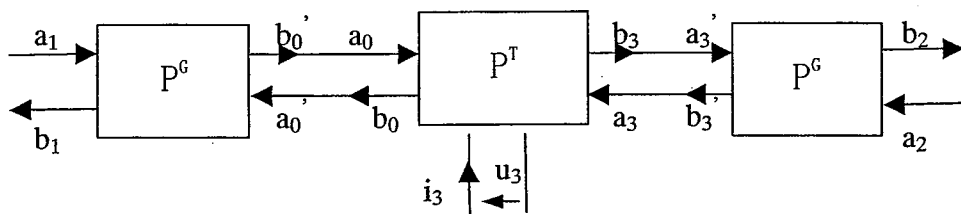


图 1.3.2 单端对声表面波谐振器端口示意图

在这里, 栅阵到换能器的距离设为 L_s , 如图 1.3.1A 中所示, 故反射栅到换能器之间存在一个延时, 引入一个相位因子, 则 a_0, b_0' ; a_0', b_0 ; 及 a_3', b_3 ; a_3, b_3' 之间存在如下关系:

$$\begin{aligned} a_0 &= b_0' e^{-jkL_s}, & a_0' &= b_0 e^{-jkL_s}, \\ a_3' &= b_3 e^{-jkL_s}, & a_3 &= b_3' e^{-jkL_s} \end{aligned} \quad (1.3.1)$$

当 $L_s=0$ 时, 既反射栅紧邻换能器放置, 则

$$a_0 = b_0', \quad a_0' = b_0, \quad a_3' = b_3, \quad a_3 = b_3'$$

设栅阵 P 矩阵为 P^G ，换能器 P 矩阵为 P^T 。

P^G 定义如 1.2 节中 (1.2.3) 与 (1.2.4) 式所示，各分量表示为：

$$P_{11}^G = P_{22}^G = \frac{-j\kappa_G \sin(D_G L_G)}{D_G \cos(D_G L_G) + j\Delta \sin(D_G L_G)} \quad (1.3.2)$$

$$P_{12}^G = P_{21}^G = \frac{D_G}{D_G \cos(D_G L_G) + j\Delta \sin(D_G L_G)} \quad (1.3.3)$$

对于 P^T ，考虑栅阵到换能器的延时，定义 P^T 如下：

$$\begin{bmatrix} a_0' \\ a_3' \\ i_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_{11}^T & P_{12}^T & P_{13}^T \\ P_{21}^T & P_{22}^T & P_{23}^T \\ P_{31}^T & P_{32}^T & P_{33}^T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b_0' \\ b_3' \\ u_3 \end{bmatrix} \quad (1.3.4)$$

$$P_{11}^T = P_{22}^T = \frac{-j\kappa_T \sin(D_T L_T) e^{-j2\kappa L_s}}{D_T \cos(D_T L_T) + j\Delta_T \sin(D_T L_T)} \quad (1.3.5)$$

$$P_{12}^T = P_{21}^T = \frac{D_T e^{-j2\kappa L_s}}{D_T \cos(D_T L_T) + j\Delta_T \sin(D_T L_T)} \quad (1.3.6)$$

$$P_{13}^T = P_{23}^T = \alpha L_t e^{-j\kappa L_s} \frac{\sin(D_T L_T / 2)}{D_T L_T / 2}$$

$$\frac{(\Delta - \kappa_T) \sin(D_T L_T / 2) - jD_T \cos(D_T L_T / 2)}{D_T \cos(D_T L_T) + j\Delta(D_T L_T)} \quad (1.3.7)$$

$$P_{31}^T = P_{32}^T = -2P_{13}^T \quad (\text{由互易关系}) \quad (1.3.8)$$

$$P_{33}^T = \frac{4a^2(\kappa_T - \Delta)}{D_T^3} \left[jD_T L_T + \frac{(\kappa_T - \Delta)[\cos(D_T L_T) - 1] - jD_T \sin(D_T L_T)}{D_T \cos(D_T L_T) + j\Delta \sin(D_T L_T)} \right] \quad (1.3.9)$$

由 P^G 、 P^T 的定义及级联端口变量之间的关系 (1.3.1) 式，可推导出整个单端对谐振器的 P 矩阵，以 P 表示，各变量之间的关系由下式给出：

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ i_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_{11} & P_{12} & P_{13} \\ P_{21} & P_{22} & P_{23} \\ P_{31} & P_{32} & P_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ u_3 \end{bmatrix} \quad (1.3.10)$$

$$P_{11} = P_{11}^G + \frac{(P_{12}^G)^2 [P_{11}^T (1 - P_{11}^T P_{11}^G) + P_{11}^G (P_{12}^T)^2]}{[P_{11}^G (P_{11}^T + P_{12}^T) - 1] [P_{11}^G (P_{11}^T - P_{12}^T) - 1]} \quad (1.3.11)$$

$$P_{12} = \frac{(P_{12}^G)^2 P_{12}^T}{P_{11}^G (P_{11}^T + P_{12}^T) - 1 [P_{11}^G (P_{11}^T - P_{12}^T) - 1]} \quad (1.3.12)$$

$$P_{13} = \frac{-P_{13}^T P_{12}^G}{P_{11}^G (P_{11}^T + P_{12}^T) - 1} \quad (1.3.13)$$

$$P_{33} = P_{33}^T + \frac{4(P_{13}^T)^2 P_{11}^G}{P_{11}^G (P_{11}^T + P_{12}^T) - 1} \quad (1.3.14)$$

$$P_{22} = P_{11} \quad , \quad P_{21} = P_{12} \quad , \quad P_{23} = P_{13} \quad , \quad P_{31} = P_{32} = -2P_{13} \quad (1.3.15)$$

式(1.3.14)中的 P_{33} 即是等效的单端对谐振器的输入导纳。

设 Z 为单端对谐振器的输入阻抗, 则

$$Z = 1/P_{33} \quad (1.3.16)$$

根据输入阻抗 Z 的表达式可以计算得到单端对谐振器的阻抗特性。

计算实例如图 1.3.3 所示, 图中实线为抗值, 虚线为阻值。在反谐振频率 f_a 处, 阻和抗均达到极大值; 在谐振频率 f_r 处, 抗值为零, 阻趋近于零; 当频率偏离反谐振频率 f_a 时, 其阻趋近于零; 当频率小于其谐振频率 f_r 时, 其表现出的阻抗特性呈容性特征, 即抗为负值, 阻接近于零。

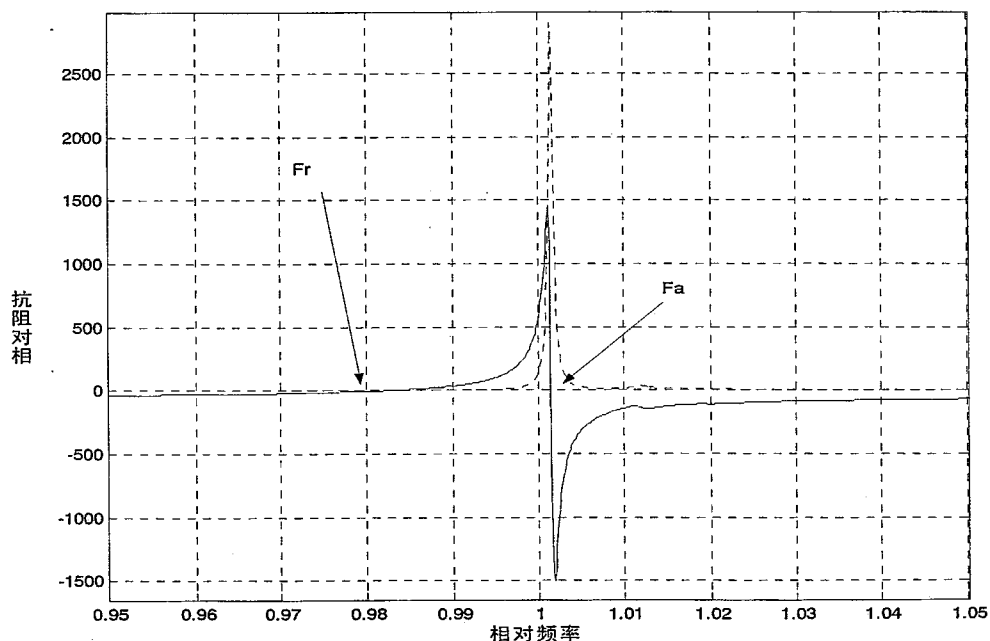


图 1.3.3 单端对谐振器的阻抗特性

本章小结

这一章是本文的基础理论部分,我们从叉指换能器和反射栅阵的耦合模方程出发,推导了换能器的三端网络混合矩阵(即 $\mathbf{P}$ 矩阵)、反射栅阵的两端网络矩阵,并根据推导出的结果,结合单端对谐振器的结构,推导了单端对谐振器的导纳的表达形式。这为我们以后各章中各种结构滤波器的理论分析和模拟奠定了理论基础。

第二章 声表面波梯形谐振滤波器的耦合模理论分析

梯形声表面波滤波器 (Ladder-Type-SAWF) 是由单端对声表面波谐振器通过电学的串、并联方式获得^{[1][2]}, 具有较好的通带特性和较低的插损, 因其体积小, 插损低, 不需外加匹配电路, 及能承受大功率而被广泛应用于通信系统中^[24]。

对梯形声表面波滤波器, 因单级结构的阻带抑制不够, 达不到实用要求, 需多级级联以提高阻带抑制, 但多级级联后, 其通带的低端会出现下陷^[4], 使得级联后的通带特性变坏。

本章首先从单级梯形结构出发, 利用 COM 理论分析其频率响应, 然后从级联时阻抗失配的角度分析级联后通带低端出现下陷的原因, 并提出改进方法。

§ 2.1 单级梯形谐振滤波器的 COM 分析

§ 2.1.1 结构及工作原理

单级梯形声表面波滤波器的结构如图 2.1.1 中 A 所示, Z_s , Z_p 分别表示梯形滤波器的串联臂(parallel arm)和并联臂(series arm), 在本文中, Z_s , Z_p 均采用 1.3 节中所述的单端对声表面波谐振器。图 B 为单级梯形结构的 LC 等效电路。

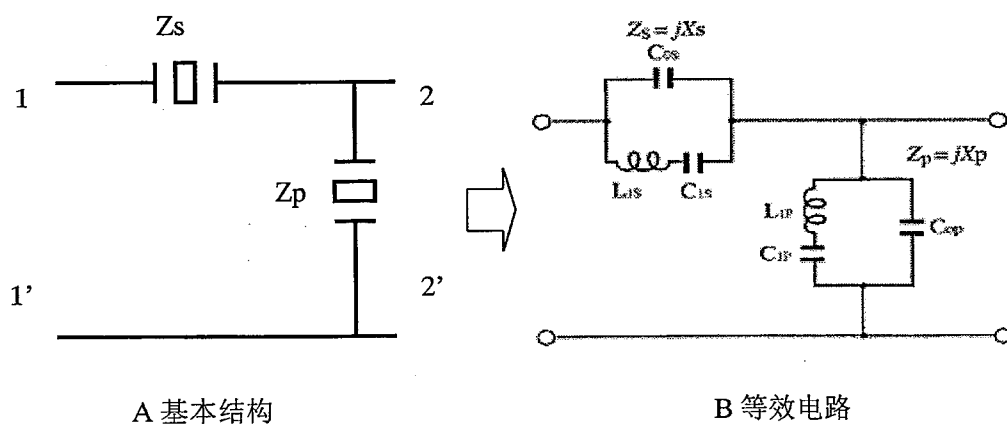


图 2.1.1 单级梯形滤波器的基本结构及 LC 等效电路

对单端对声表面波谐振器, 在 1.3 节已用 COM 理论进行了详细分析, 其阻抗特性如图 1.3.3 所示。在构成梯形滤波器时, 串联臂谐振器的谐振频率稍高于并联臂谐振器的谐振频率, 使得串联臂谐振器的谐振频率与并联谐振器的反谐振频

率近似相等,且都近似等于所要求设计的滤波器的中心频率,这时就会形成通带。如图 2.1.2 所示, X_s , X_p 分别为串联臂和并联臂的抗值^[8]。串联臂谐振器和并联臂谐振器的中心频率的差决定了梯形滤波器的带宽。

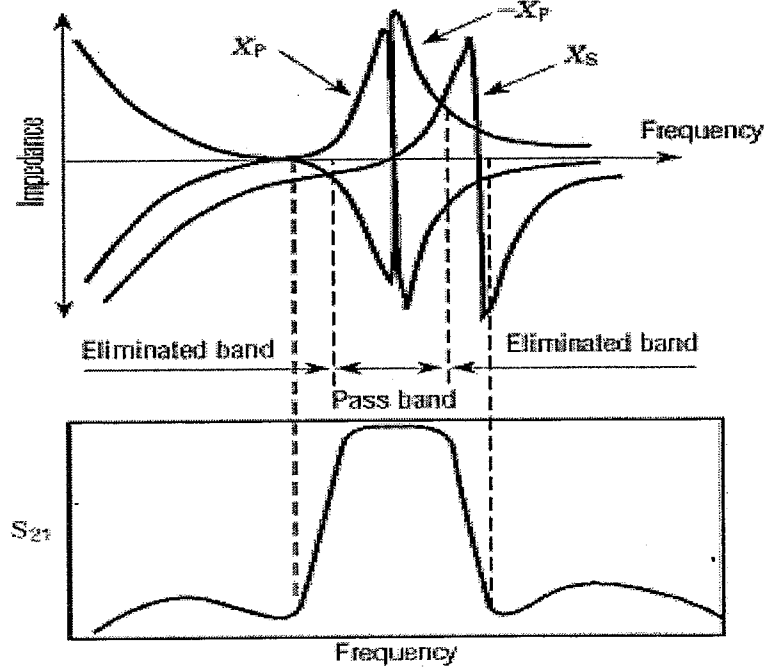


图 2.1.2 谐振器和滤波器的特性关系

§ 2.1.2 由耦合模理论计算频响

在 1.3 节,我们运用 COM 理论推导了单端对谐振器的输入阻抗 Z ,利用表达式 (1.3.14) 和 (1.3.16) 可以得到梯形滤波器中并联臂谐振器和串联臂谐振器的输入阻抗,分别记为 Z_s 和 Z_p 。在图 2.1.1 A 中,以 1, 1' 端为输入端; 2, 2' 端为输出端,则单级梯形滤波器的理论频响为:

$$S_{21} = \frac{Z_p // R_{out}}{Z_p // R_{out} + Z_s + R_{in}} \quad (2.1.1)$$

式中 R_{in} , R_{out} 分别表示源和负载的阻抗。当运用于 50 欧姆系统时, $R_{in} = R_{out} = 50\Omega$ 。

设 IL 是以对数标度的频响,则

$$IL = -20 \lg |S_{21}| = -20 \lg \left| \frac{Z_p // R_{out}}{Z_p // R_{out} + Z_s + R_{in}} \right| \quad (2.1.2)$$

对 36° YX-LiTaO₃ 材料, 串联臂和并联臂参数分别取:

- a) 串联臂 中心频率: 461MHz, 换能器指对数: 100 对, 孔径: $13 \lambda_s$, λ_s :
中心频率 461MHz 对应波长。反射栅指对数: 80 对。
- b) 并联臂 中心频率: 455MHz, 换能器指对数: 50 对, 孔径: $40 \lambda_p$, λ_p :
中心频率 455MHz 对应波长。反射栅指对数: 80 对。

按 (2.1.2) 式模拟其一级结构的理论频响如图 2.1.3 所示。

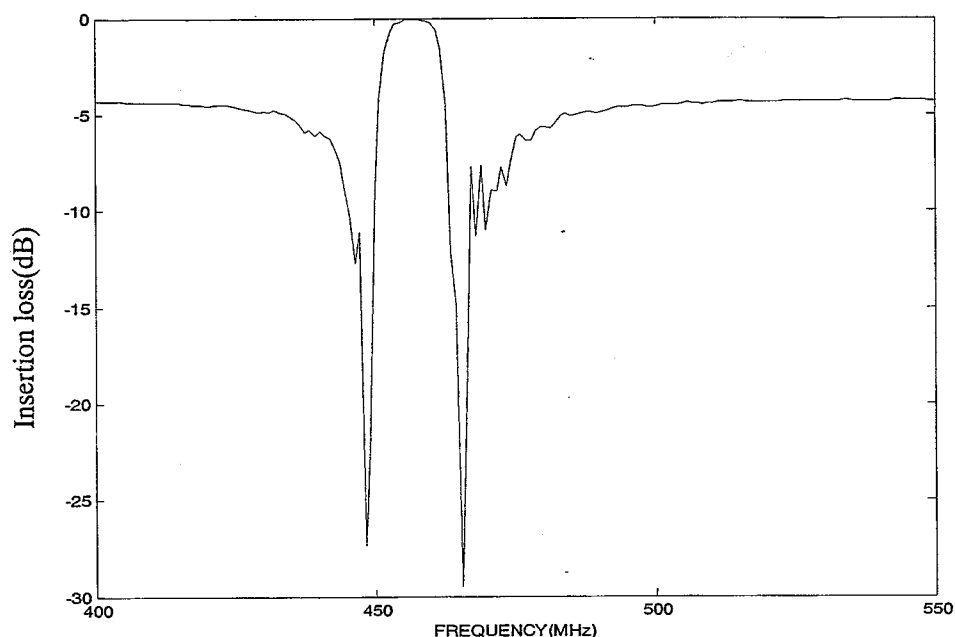


图 2.1.3 单级梯形谐振滤波器的理论模拟频响曲线

由图 2.1.3 可以看出单级梯形滤波器的频响特性: 插损很小, 只有 0.5dB 左右, 通带平坦, 带宽较宽, 近阻带抑制较大, 但远阻带抑制不足, 一级结构的远阻带抑制只有五个分贝左右, 这对于实际应用是远远不够的, 所以在实际应用中应采用梯形结构的多级级联或是将之与其它结构相结合, 以提高远阻带的带外抑制。

§ 2.2 多级梯形谐振滤波器进行级联的理论分析

§ 2.2.1 级联单元的输入输出阻抗

对单级梯形滤波器, 定义图 2.1.1A 中的 1, 1' 和 2, 2' 分别为单级结构的输入端和输出端。在 1, 1' 端接上特性阻抗 Z_0 时, 从 2, 2' 端看进去的阻抗记为 R_{22} (即为单级结构的输出阻抗); 在 2, 2' 端接上特性阻抗 Z_0 时, 从 1, 1' 端看进去的阻抗记为 R_{11} (即为单级结构的输入阻抗), 如图 2.2.1。

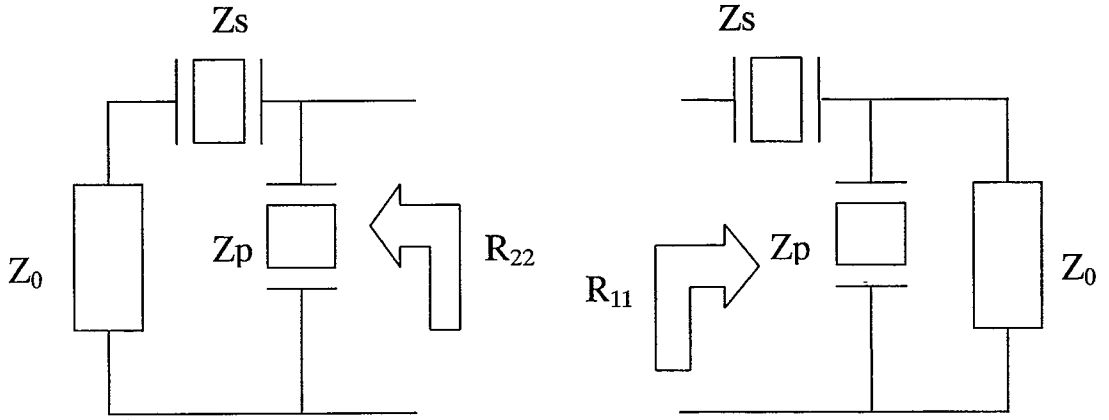


图 2.2.1 单级梯形滤波器的输入输出阻抗

则

$$R_{11} = Z_s + Z_p // Z_0 = Z_s + \frac{Z_p Z_0}{Z_p + Z_0} \quad (2.2.1)$$

$$R_{22} = (Z_s + Z_0) // Z_p = \frac{Z_p (Z_s + Z_0)}{Z_p + Z_s + Z_0} \quad (2.2.2)$$

运用 COM 理论对单级结构的输入阻抗和输出阻抗进行分析, 对 Y 36°-LiTaO3 材料, 串联臂和并联臂的叉指换能器分别取 100 对和 50 对, 孔径分别为 $130 \mu\text{m}$ 和 $350 \mu\text{m}$, 反射栅均取 80 对时, 利用式 (2.2.1)、(2.2.2) 计算单级 SAW 梯形滤波器的输入阻抗 R_{11} 和输出阻抗 R_{22} 的虚部如图 2.2.2 所示。从图中可以看到, R_{11} 和 R_{22} 的虚部在通带的低端都有一个正的峰值。

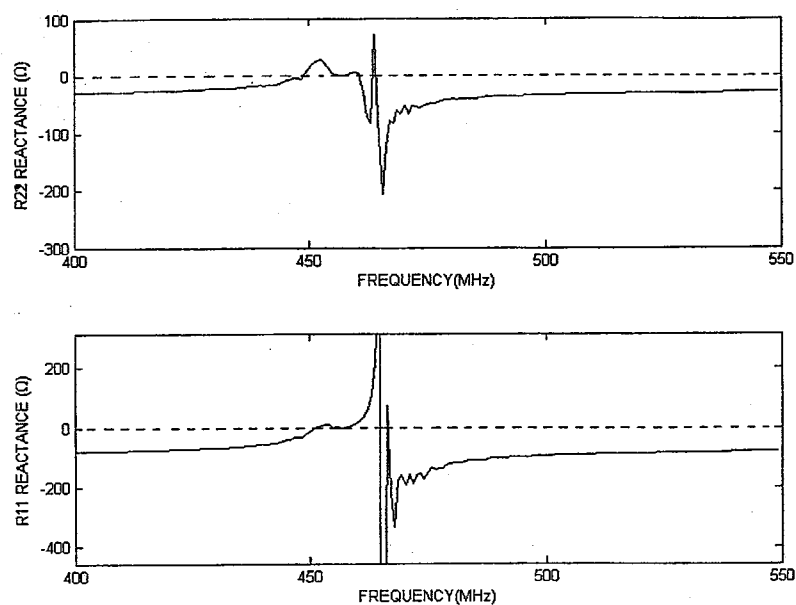


图 2.2.2 输入阻抗及输出阻抗的虚部

§ 2.2.2 多级级联后的频响及级联阻抗失配分析

梯形滤波器为了满足实用的要求, 得到足够的带外抑制, 需用多级级联。在进行多级级联时, 为减少反射损失, 一般采取镜像连接。四级级联的连接方式一般采用图 2.2.3 的结构。

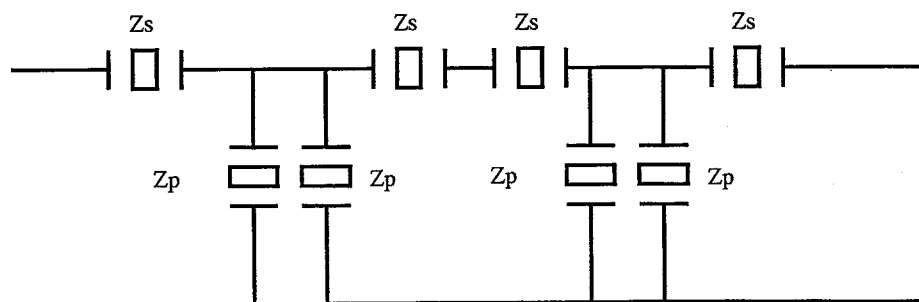


图 2.2.3 四级级联的梯形谐振滤波器的电路结构

该电路结构等效为:

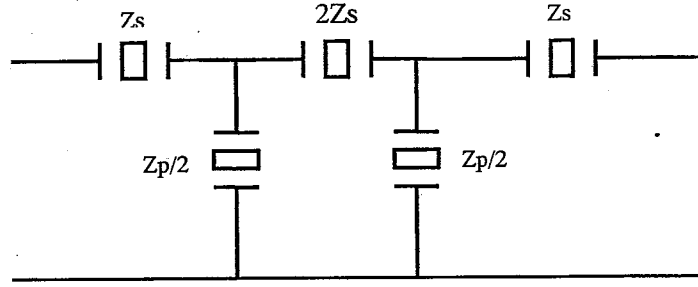


图 2.2.3 的等效电路结构

设源和负载的阻抗分别记为 R_i 、 R_o ，则其理论频响为：

$$S_{21} = \frac{R_o}{R_o + Z_s} \times \frac{(R_o + Z_s) // (Z_p / 2)}{(R_o + Z_s) // (Z_p / 2) + 2Z_s} \times \frac{((R_o + Z_s) // (Z_p / 2) + 2Z_s) // (Z_p / 2)}{((R_o + Z_s) // (Z_p / 2) + 2Z_s) // (Z_p / 2) + Z_s + R_i} \quad (2.2.3)$$

其理论频响曲线如图 2.2.4 所示：

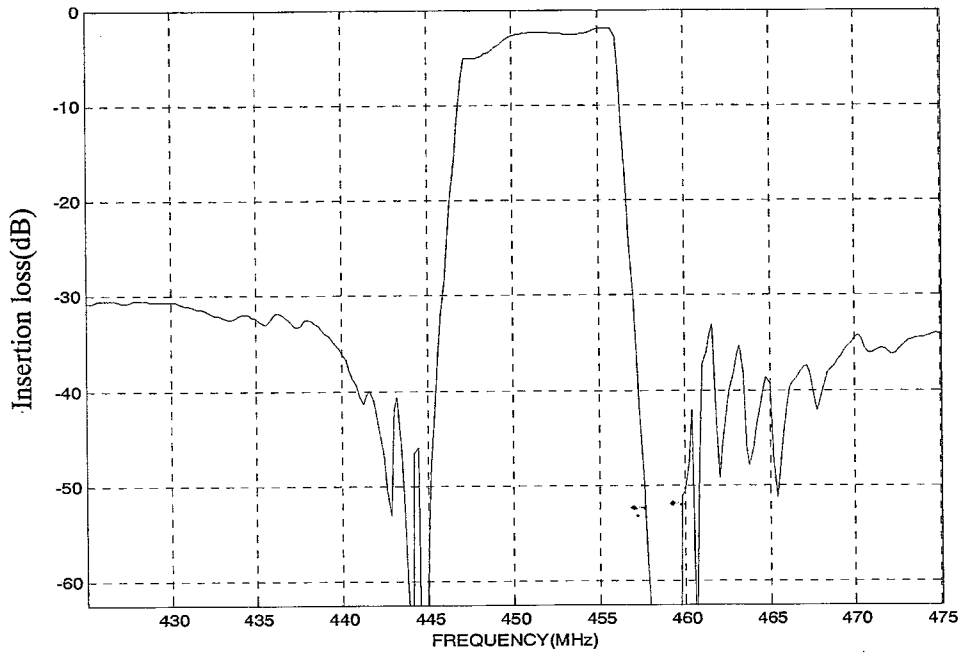


图 2.2.4 四级级联的理论频响

从图 2.2.4 中可以看到,在通带的低端出现了下陷,使得级联后的通带特性变坏。这从李秀梅的实验中可以验证。图 2.2.5 为李秀梅的四级级联的实验测试频响。

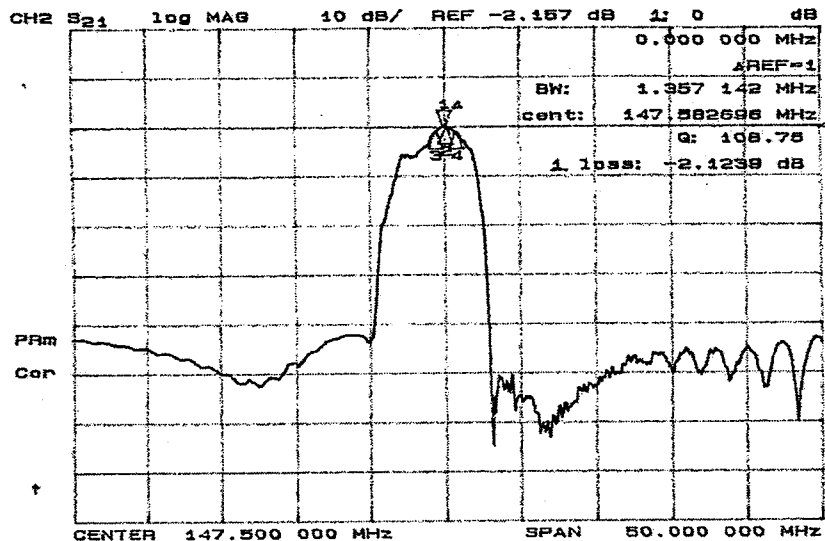


图 2.2.5 李秀梅的四级级联的实验测试频响

针对这一情况,本文从级联时阻抗失配的角度分析级联后通带低端出现下陷的原因,

由电路原理可知,当两个电端口相连接时,为了使其由于连接造成的反射损失和插损最小,它们必须满足共轭匹配,既 1 端口的输出阻抗与 2 端口的输入阻抗互为共轭数。如图 2.2.6,当 1 端口和 2 端口相连接时,设 1 端口的输出阻抗为 Z_1 , $Z_1=R_1+jX_1$, 2 端口的输入阻抗为 Z_2 , $Z_2=R_2+jX_2$, 当 $R_1=R_2$, $X_1=-X_2$ 时,该连接满足共轭匹配条件,可直接相连。

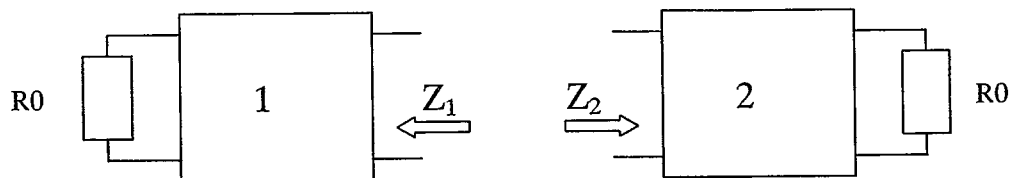


图 2.2.6 端口连接

因为梯形 SAW 滤波器在进行多级级联时,为减少反射损失,一般采取镜像连接,所以通常设计的梯形谐振滤波器接口间阻抗特性有如下参数: $R_1=R_2$, $X_1=X_2$, 但是,当 $X_1=X_2 \neq 0$ 时,在级联时就不满足共轭匹配条件,不能直接相连。从 2.2.1 节分析的级联单元的阻抗特性来看,在通带其抗值并不总是为零,如图 2.2.2 所示,正是这个出现在通带低端的正的抗值导致了在进行级联时级联端口阻抗的非共轭匹配,也就使得级联后的频率响应在通带低端出现下陷,影响了通带特性。

§ 2.2.3 改进措施

当连接的两个端口不满足阻抗共轭匹配条件时,可以通过加入适当的电学元件来使其满足共轭匹配条件,从而减少其连接损失。对于上述因级联端口的抗均为正值导致的非共轭匹配,可以在级联时加入一个容性元件来进行级间补偿,例如加入阻抗为 $Z=-j(2X_1)$ 的元件,抵消前一级输出阻抗正的虚部,使之与后一级的输入阻抗共轭,从而达到共轭匹配的条件,以减小因级联造成的反射损失。

对于单端对声表面波谐振器,其阻抗特性如图 1.3.3 所示(图中实线为抗值,虚线为阻值):在反谐振频率 f_a 处,阻和抗均达到极大值;当频率偏离反谐振频率 f_a 时,其阻趋近于零;当频率小于其谐振频率 f_r 时,其表现出的阻抗特性呈容性特征,即抗为负值,阻接近于零,刚好满足上述作为补偿元件的要求。

本文采取的方法就是在级联端口串联一个单端对 SAW 谐振器来进行级间补偿。补偿谐振器的谐振频率应略大于串联臂谐振器的谐振频率,在设计补偿谐振器时,需要选择适当的结构参数,以使其阻抗在级联滤波器的通带低端满足上述补偿要求的同时,兼顾整个通带,最终使得补偿后通带特性达到最优^[17]。

对 $36^\circ \text{YX-LiTaO}_3$ 材料,串联臂和并联臂的叉指换能器分别取 100 对和 46 对,周期分别取 $8.98 \mu\text{m}$ 和 $9.10 \mu\text{m}$,孔径分别取 $130 \mu\text{m}$ 和 $350 \mu\text{m}$,反射栅均取 80 对;补偿谐振器的叉指换能器取 150 对,周期取 $8.87 \mu\text{m}$,孔径取 $80 \mu\text{m}$ 。图 2.2.7 给出了四级结构补偿前和补偿后的理论模拟频响的比较。从图中可以看出,补偿后的通带特性得到了明显改善,带内不平坦度由 3dB 提高到 0.5dB。

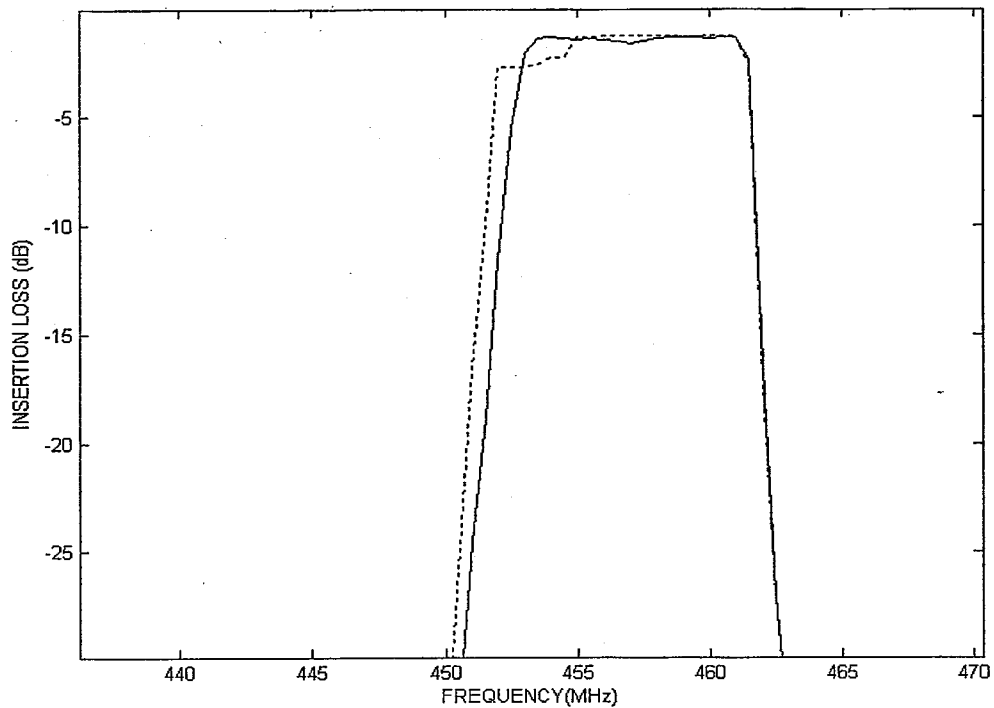


图 2.2.7: 补偿前后的理论频响
实线为补偿后的频响, 虚线为补偿前的频响

本章小结

本章主要涉及到以下内容:

利用第一章得出的单端对谐振器的导纳表达式推导了单极及多级级联时梯形谐振滤波器的频响表达式, 并模拟其频响特性; 然后分析了级联单元的输入输出阻抗, 从级联时阻抗失配的角度分析了梯形滤波器多级级联后通带低端下陷, 致使通带特性变坏的原因, 提出在级联时加入适当的单端对谐振器进行阻抗补偿的改进措施并进行分析, 最后对改进后的结构进行理论模拟。本章的创新点在于:

从级联单元的输入输出阻抗出发, 利用 COM 理论分析其阻抗特性, 然后从级联时阻抗失配的角度分析级联后通带低端出现下陷的原因, 在国内首次采用加单端对谐振器对级间阻抗进行补偿的改进方法并进行分析, 从而改善梯形滤波器多级级联后的通带特性。(本创新点在 1998 年 IEEE UFFC 上 OU H. Huor 等人曾经提出, 但国内尚未见有文献报导)

第三章: SAW 梯形滤波器与纵向耦合结构相结合的耦合模理论分析

梯形 SAW 滤波器的特点是: 插损低, 带宽较宽, 不需外加匹配电路, 近阻带抑制好, 远阻带抑制较差。在应用于通信系统时, 往往被其远阻带抑制不够所限制。

纵向耦合滤波器的特点是: 低插损, 较宽带宽, 具有很好的远阻带抑制, 但由于其换能器的指间反射引起通带附近寄生响应峰, 在高端带外邻近通带处有一个肩膀, 使得其高端近阻带抑制不是很好, 矩形系数差。

针对这两种结构的频响特性, 有人提出将这两种结构结合起来^[18], 利用两者的优点, 克服两者的缺点, 以实现一种插损低, 带宽较宽, 矩形系数低, 带外抑制好的器件。

梯形滤波器在第二章已经讨论了, 本章将从 SAW 纵向耦合滤波器的基本结构出发, 运用 COM 理论对其进行分析, 然后推导出这两种结构相结合后的频率响应。

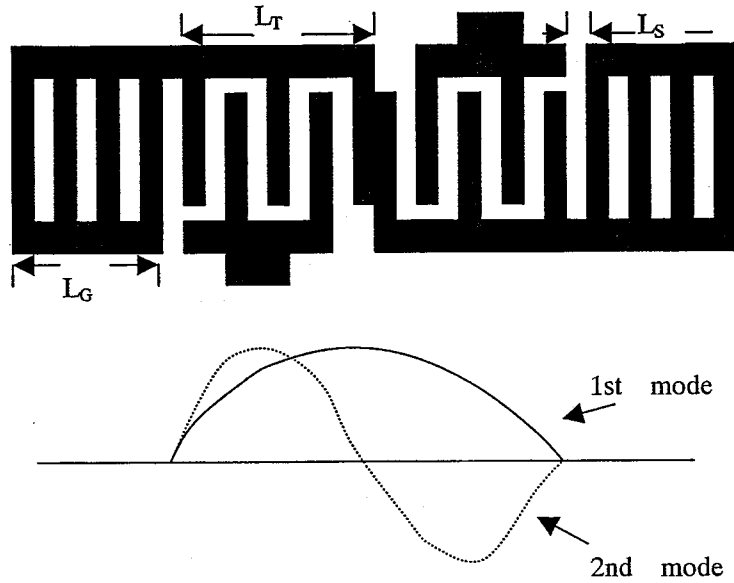
§ 3.1 纵向耦合谐振滤波器的耦合模理论分析

§ 3.1.1 结构及工作原理^[6]

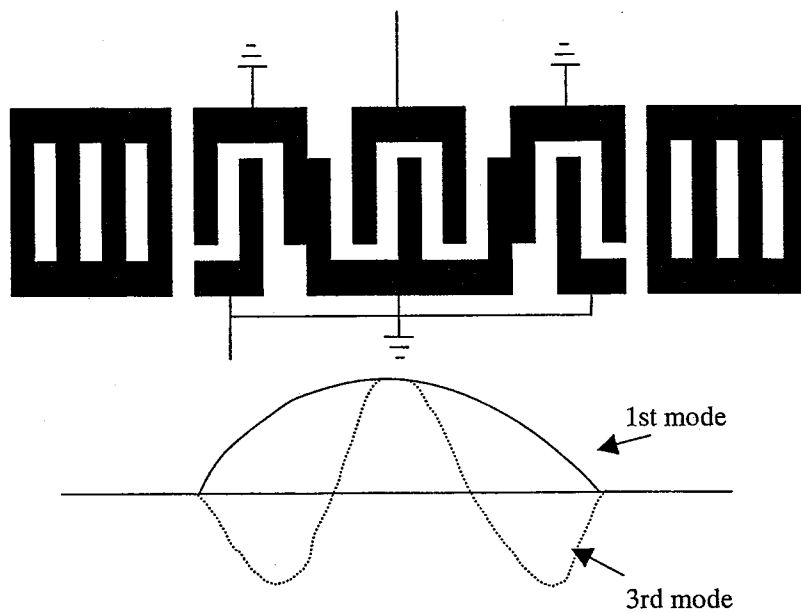
纵向耦合谐振滤波器的结构如图 3.1.1 所示。图 3.1.1 (A) 是两换能器结构, 实际上是把两个相同的谐振器沿声传播方向 (纵向) 耦合在一起。中间放置两个相同的叉指换能器, 两边是金属反射栅阵。图中, L_r 和 L_c 分别是换能器和反射栅的长度, L_s 是换能器与反射栅之间的间距。图 3.1.1 (B) 是三换能器结构, 在中间换能器两边对称地放置了两个相同的换能器, 两边是金属反射栅阵。

纵向耦合谐振滤波器的工作原理: 由于反射栅阵的反射, 以及换能器的内反射和换能器之间的相互反射, 在两个栅阵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 3.1.1 (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 3.1.1 (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、换能器与栅阵之间的间距以及栅阵相对于换能器的频率偏移，可以改变模式之间的频率间隔，也就可获得不同带宽的响应。对图 3.1.1 (A) 的结构来说，带宽一般在 1%-5% 左右；图 3.1.1 (B) 的结构的带宽可达 2%-7%。由于采用谐振结构，双向损耗极小，因此可获得很低的插入损耗。这种结构的缺点是在通带边缘有较高的寄生响应。



(A) 两换能器结构



(B) 三换能器结构

图 3.1.1 纵向耦合谐振滤波器结构及其所用模式

§ 3.1.2 两换能器结构的网络模型及理论频响

在本章，将换能器两边放置的金属反射栅阵均看作一个反射系数为 Γ 的负载，如图 3.1.2 所示。

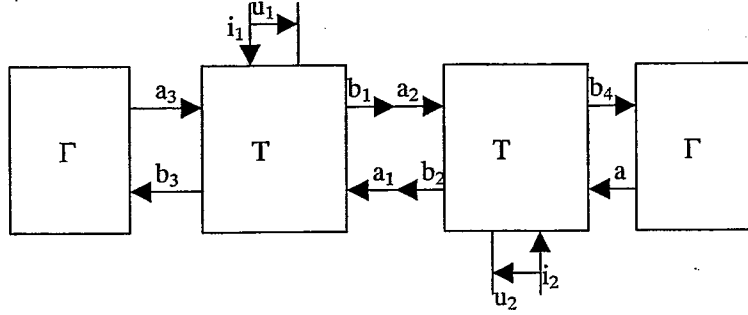


图 3.1.2 整个器件的网络模型

则两换能器结构的纵向耦合就等效为两个两端网络（一个电端、一个声端）经由声端串联在一起。两端网络各变量之间的关系见式 (1.1.20) 和式 (1.1.21)。串联声端口各变量之间的关系如下：

当两换能器无间隙紧贴放置时，

$$a_2 = b_1; \quad a_1 = b_2 \quad (3.1.1)$$

当两换能器之间距离为 L_H 时，则存在一个延时，引入一个相位因子，则

$a_2, b_1; a_1, b_2$ 之间存在如下关系：

$$a_2 = b_1 e^{-jkL_H}, \quad a_1 = b_2 e^{-jkL_H} \quad (3.1.2)$$

在本文中讨论的都是两换能器无间隙紧贴放置的情况。

由式 (1.1.20) 可推导出两端网络中电端口与声端口之间的关系

$$\begin{bmatrix} i \\ u \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{p_{12} p_{21} - p_{11} p_{22}}{p_{12}} & \frac{p_{22}}{p_{12}} \\ -\frac{p_{11}}{p_{12}} & \frac{1}{p_{12}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \end{bmatrix} \quad (3.1.3)$$

$$\begin{bmatrix} b \\ a \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{p_{11}}{p_{21}} & \frac{p_{12}p_{21} - p_{11}p_{22}}{p_{21}} \\ 1 & -\frac{p_{22}}{p_{21}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i \\ u \end{bmatrix} \quad (3.1.4)$$

在以后的推导中为了便于书写和计算机编程模拟，特定义一矩阵变量如下：

$$\begin{bmatrix} C_{11} & C_{12} \\ C_{21} & C_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{p_{12}p_{21} - p_{11}p_{22}}{p_{12}} & \frac{p_{22}}{p_{12}} \\ -\frac{p_{11}}{p_{12}} & \frac{1}{p_{12}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{p_{11}}{p_{21}} & \frac{p_{12}p_{21} - p_{11}p_{22}}{p_{21}} \\ 1 & -\frac{p_{22}}{p_{21}} \end{bmatrix} \quad (3.1.5)$$

则由式 (3.1.3)、(3.1.4)、(3.1.5) 和式 (3.1.1) 可推导出图 3.1.2 中两电端口之间的关系。用导纳矩阵表示

$$\begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} \quad (3.1.6)$$

其中

$$\begin{aligned} Y_{11} &= \frac{C_{11}}{C_{21}} \\ Y_{12} &= \frac{C_{12}C_{21} - C_{11}C_{22}}{C_{21}} \\ Y_{21} &= \frac{1}{C_{21}} \\ Y_{22} &= -\frac{C_{22}}{C_{21}} \end{aligned} \quad (3.1.7)$$

由导纳矩阵可推导出两换能器纵向耦合滤波器的理论频响：

$$\begin{aligned} S_{12} &= \frac{-2Y_{12}\sqrt{G_{in}G_{out}}}{(G_{in} + Y_{11})(G_{out} + Y_{22}) - Y_{12}Y_{21}} \\ IL &= -20\log_{10}|S_{12}| = 20\log_{10}\left|\frac{(G_{in} + Y_{11})(G_{out} + Y_{22}) - Y_{12}Y_{21}}{2Y_{12}\sqrt{G_{in}G_{out}}}\right| (dB) \end{aligned} \quad (3.1.8)$$

按 (3.1.8) 式模拟的一级 1-2 模式纵向耦合结构的理论频响如图 3.1.3 所示。

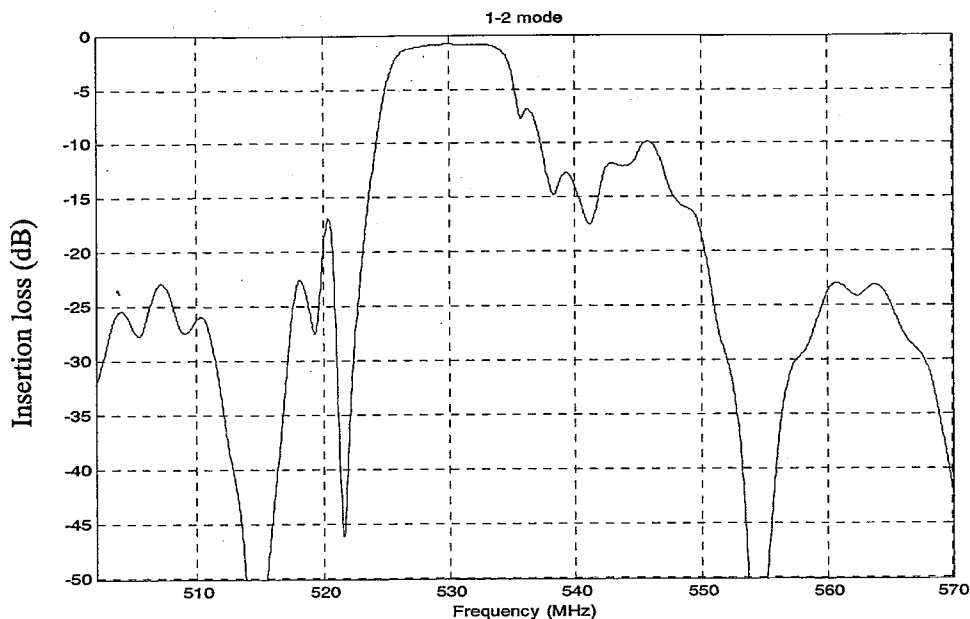


图 3.1.3 一级 1-2 mode 纵向耦合滤波器频响

从图 3.1.3 可以看出, 一级 1-2 模式纵向耦合谐振滤波器的高频边的寄生响应抑制仅为 10dB 左右。

§ 3.1.3 三换能器结构的网络模型及理论频响

三换能器结构的网络模型如图 3.1.4 所示。

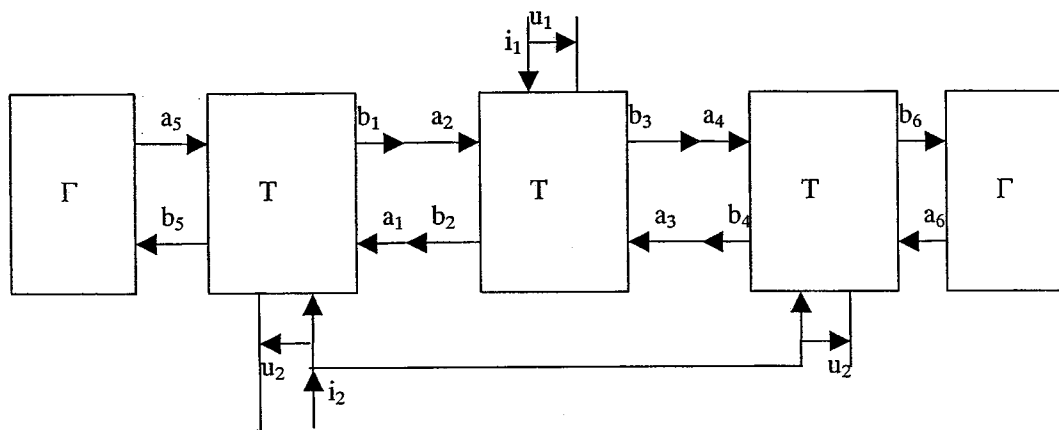


图 3.1.4 整个器件的网络模型

两边两个对称放置的两端网络（一个电端、一个声端），经由声端与中间的

叉指换能器串联在一起。两端网络各变量之间的关系见式(1.1.20)和式(1.1.21)。对于中间的叉指换能器,则相当于一个三端网络,各端口参数之间的关系如式(1.1.13)所示。为了便于和两边的两端口网络通过声端串联,我们由式(1.1.13)推导出三端网络中电端口与两声端口之间的关系:

$$\begin{bmatrix} i \\ u \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{P_{13}P_{31} - P_{11}P_{33}}{P_{13}} & \frac{P_{33}}{P_{13}} \\ -\frac{P_{21}}{P_{23}} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ b_1 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{P_{13}P_{32} - P_{12}P_{33}}{P_{13}} & 0 \\ -\frac{P_{22}}{P_{23}} & \frac{1}{P_{23}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_2 \\ b_2 \end{bmatrix} \quad (3.1.9)$$

串联端口各变量之间的关系如下:当换能器之间无间隙紧贴放置时,

$$a_2=b_1; \quad a_1=b_2; \quad a_3=b_4; \quad a_4=b_3 \quad (3.1.10)$$

当相邻换能器之间距离为 L_H 时,则存在一个延时,这在上节已有详细讨论。

由式(3.1.3)、(3.1.4)、(3.1.9)和式(3.1.10)可推导出图 3.1.4 中两电端口之间的关系。中间换能器的 P 矩阵用 P_z 表示。为了推导方便,定义几个变量如下:

$$B = \begin{bmatrix} \frac{P_{11}}{P_{21}} & \frac{P_{12}P_{21} - P_{11}P_{22}}{P_{21}} \\ \frac{1}{P_{21}} & -\frac{P_{22}}{P_{21}} \end{bmatrix}$$

$$A_{i1} = \begin{bmatrix} P_{31z} - \frac{P_{33z}(P_{11z} + P_{21z})}{P_{13z} + P_{23z}} & \frac{P_{33z}}{P_{13z} + P_{23z}} \end{bmatrix}$$

$$A_{i2} = \begin{bmatrix} P_{32z} - \frac{P_{33z}(P_{12z} + P_{22z})}{P_{13z} + P_{23z}} & \frac{P_{33z}}{P_{13z} + P_{23z}} \end{bmatrix}$$

$$A_{u1} = \begin{bmatrix} -\frac{P_{11z} + P_{21z}}{P_{13z} + P_{23z}} & \frac{1}{P_{13z} + P_{23z}} \end{bmatrix}$$

$$A_{u2} = \begin{bmatrix} -\frac{P_{12z} + P_{22z}}{P_{13z} + P_{23z}} & \frac{1}{P_{13z} + P_{23z}} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} 2C'_{11} & C'_{12} \\ 2C'_{21} & C'_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{i1}B + A_{i2}B \\ A_{u1}B + A_{u2}B \end{bmatrix}$$

推导出的两电端口之间的导纳矩阵为

$$\begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} \quad (3.1.11)$$

其中

$$Y_{11} = -\frac{C'_{22}}{C'_{21}}$$

$$Y_{12} = \frac{1}{C'_{21}}$$

$$Y_{21} = \frac{C'_{12}C'_{21} - C'_{11}C'_{22}}{C'_{21}}$$

$$Y_{22} = -\frac{C'_{11}}{C'_{21}} \quad (3.1.12)$$

由导纳矩阵可推导出两换能器纵向耦合谐振滤波器的理论频响:

$$S_{12} = \frac{-2Y_{12}\sqrt{G_{in}G_{out}}}{(G_{in} + Y_{11})(G_{out} + Y_{22}) - Y_{12}Y_{21}} \quad (3.1.13)$$

$$IL = -20\log_{10}|S_{12}| = 20\log_{10}\left|\frac{(G_{in} + Y_{11})(G_{out} + Y_{22}) - Y_{12}Y_{21}}{2Y_{12}\sqrt{G_{in}G_{out}}}\right| (dB)$$

按 (3.1.13) 式模拟的一级 1-3 模式纵向耦合结构的理论频响如图 3.1.5 所示。

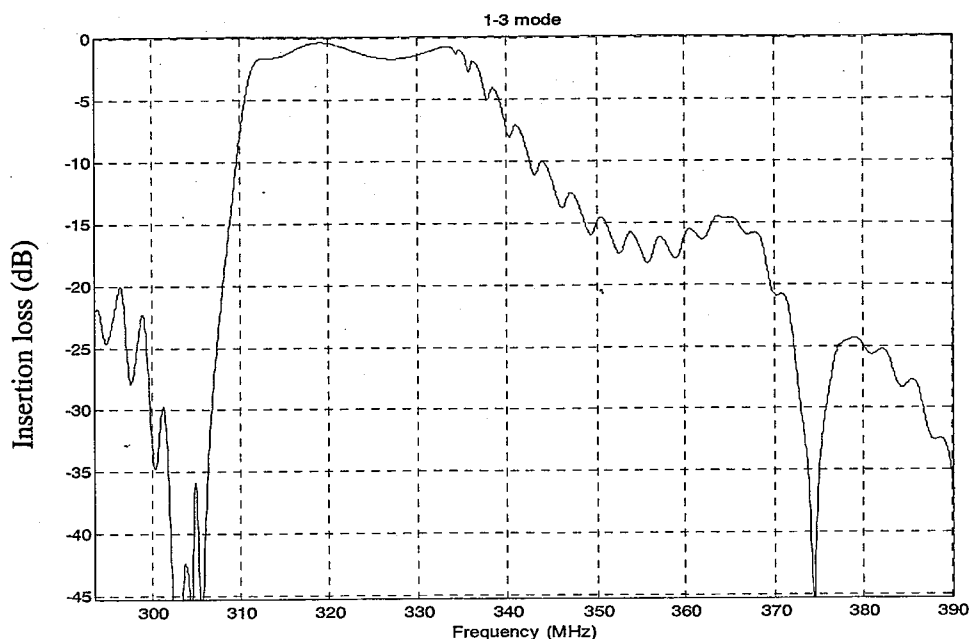


图 3.1.5 一级 1-3 mode 纵向耦合滤波器频响

从图 3.1.5 可以看出, 一级 1-3 模式纵向耦合谐振滤波器的高频边的寄生响应抑制仅为 15dB 左右。

§ 3.2 梯形滤波器与纵向耦合结构相结合

从上一节的理论分析模拟和以前的实验结果来看, 纵向耦合谐振滤波器在高端带外邻近通带处有一个肩膀 (两级级联也只有 30dB 左右的抑制), 使得其高端近阻带抑制不是很好, 矩形系数差。为了提高肩膀处的抑制, 降低矩形系数, 我们将之与梯形滤波器相结合。

§ 3.2.1 四级梯形滤波器与一级纵向耦合相结合的器件结构及理论频响

器件的联结方式如图 3.2.1 所示。

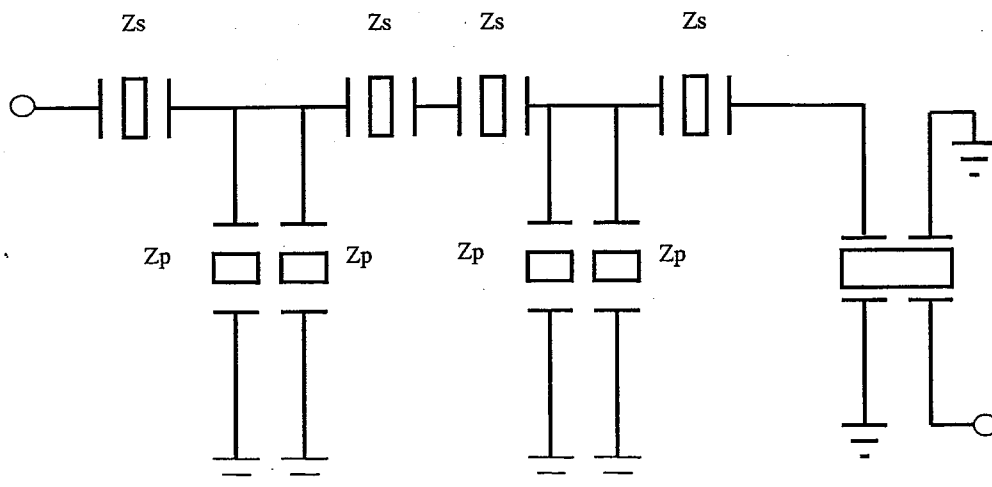


图 3.2.1 四级梯形与一级纵向耦合相结合结构

1-2 模式纵向耦合谐振滤波器的导纳矩阵见式 (3.1.6) 和式 (3.1.7), Z_s , Z_p 分别表示串、并联单端对谐振器的阻抗, 则四级梯形滤波器加一级纵向耦合谐振滤波器的理论频响为:

$$S_{21} = -2 \frac{R_0}{Z_s + R} \times \frac{R_A}{R_A + 2Z_s} \times \frac{R_B}{R_B + Z_s} \times \frac{Y_{21}}{1/(Z_s + R_B) + Y_{22}} \times \frac{R_C}{R_C + R_0} \quad (3.2.1)$$

$$IL = -20 \log_{10} |S_{21}| (dB) \quad (3.2.2)$$

其中

$$R_A = (Z_p / 2) // (R + Z_s)$$

$$R_B = (Z_p / 2) // [2Z_s + (Z_p / 2) // (Z_s + R)]$$

$$R_C = \frac{1}{Y_{11} - Y_{12} Y_{21} / (1/(Z_s + R_B) + Y_{22})}$$

对 36 ° YX-LiTaO3 材料, a) 纵向耦合结构 中心频率: 460MHz, 单个换能器指对数: 30 对, 孔径: $45 \lambda_s$, λ_s : 中心频率 460MHz 对应波长。反射栅指对数: 55 对;

b) 梯形结构

串联臂 中心频率: 464MHz, 换能器指对数: 120 对, 孔径: $13 \lambda_s$, λ_s :

中心频率 464MHz 对应波长。反射栅指对数：55 对。

并联臂 中心频率：456MHz，换能器指对数：46 对，孔径： $40\lambda_p$ ， λ_p ：
中心频率 456MHz 对应波长。反射栅指对数：55 对。

按 (3.2.2) 式模拟的理论频响如图 3.2.2 所示。

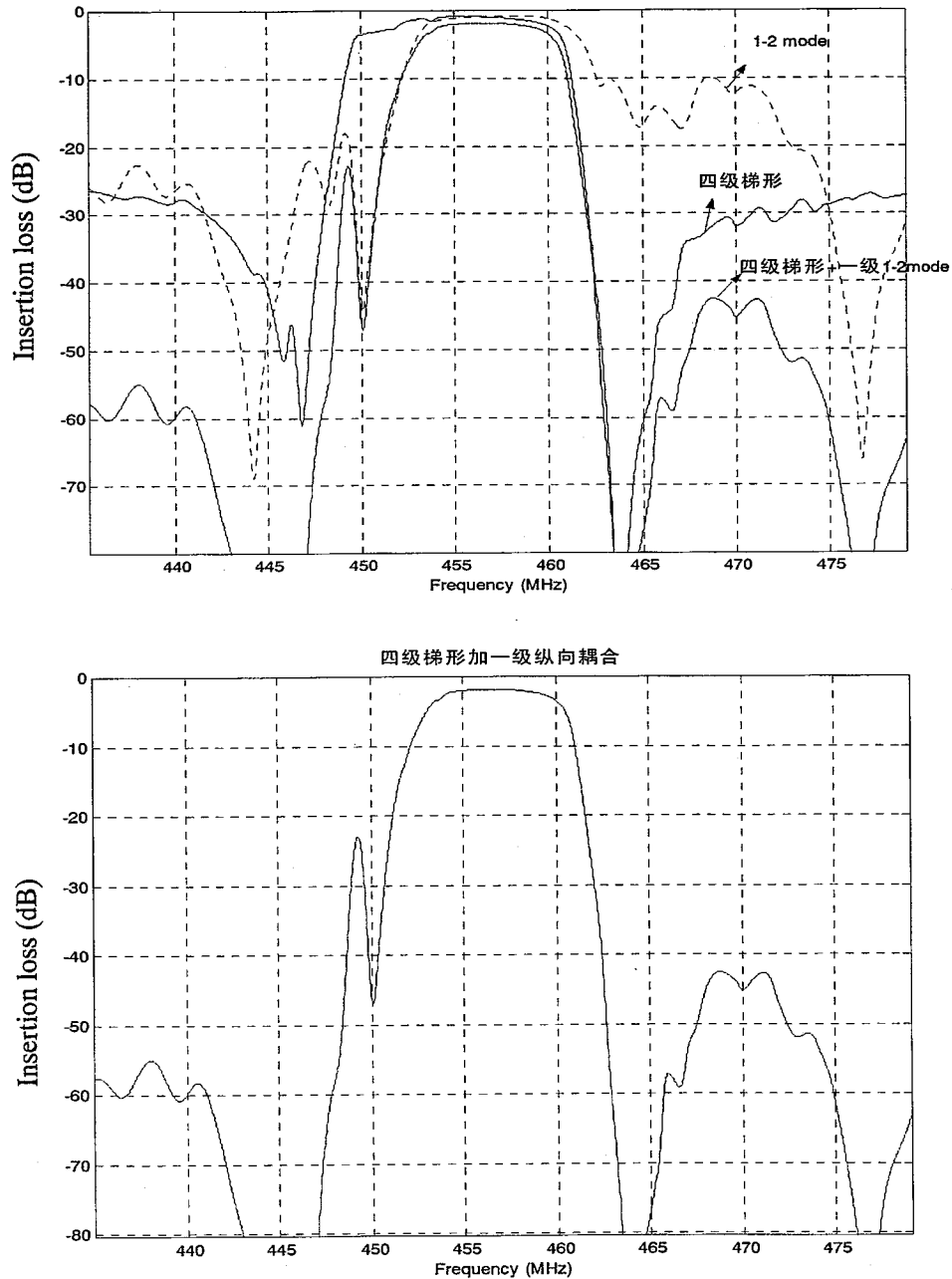


图 3.2.2 四级梯形+一级 1-2 模式纵向耦合的理论频响

§ 3.2.2 两级梯形滤波器与两级纵向耦合相结合的器件结构及理论频响

A) 两级梯形滤波器与两级 1-2 模式纵向耦合相结合的器件结构及理论频响
器件的联结方式如图 3.2.1 所示。

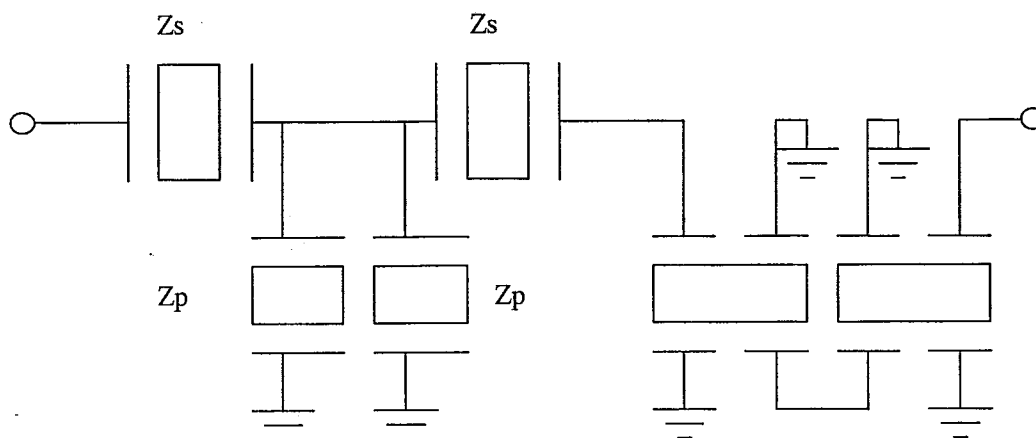


图 3.2.3 两级梯形与两级 1-2 模式纵向耦合相结合结构

Z_s , Z_p 分别表示串、并联单端对谐振器的阻抗, 两级 1-2 模式纵向耦合的输入端与输出端的导纳矩阵用 Y 矩阵表示, 它可由单级的导纳矩阵级联推出, 则两级梯形滤波器加两级 1-2 模式纵向耦合谐振滤波器的理论频响为:

$$S_{21} = -2 \frac{Y_{21}}{Y_{22} + 1/R_0} \times \frac{R_A}{R_A + Z_s} \times \frac{R_C}{R_C + Z_s + R_0} \quad (3.2.3)$$

$$IL = -20 \log_{10} |S_{21}| (dB) \quad (3.2.4)$$

其中

$$R_A = \frac{1}{Y_{11} - Y_{12}Y_{21}/(1/R + Y_{22})}$$

$$R_B = Z_s + R_A$$

$$R_C = Z_p // R_B$$

按 (3.2.3) 式和 (3.2.4) 式模拟的理论频响如图 3.2.4 所示。

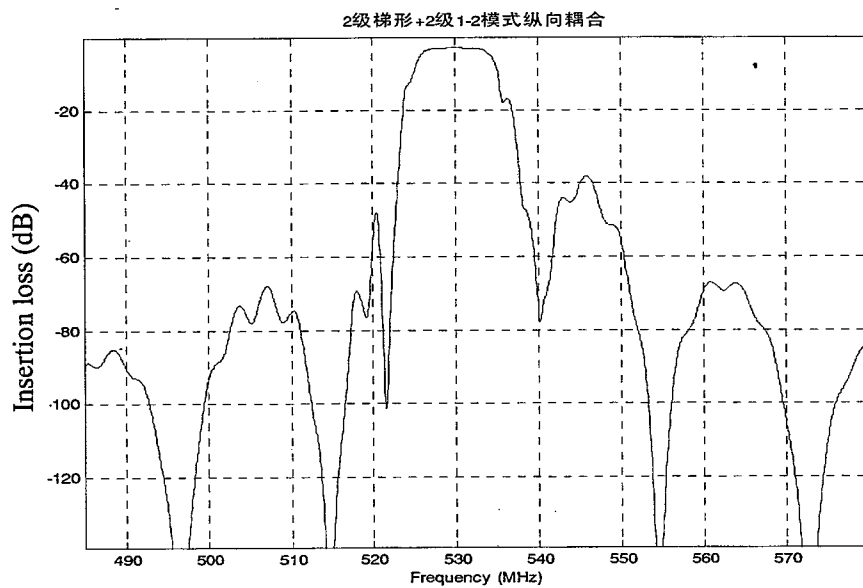
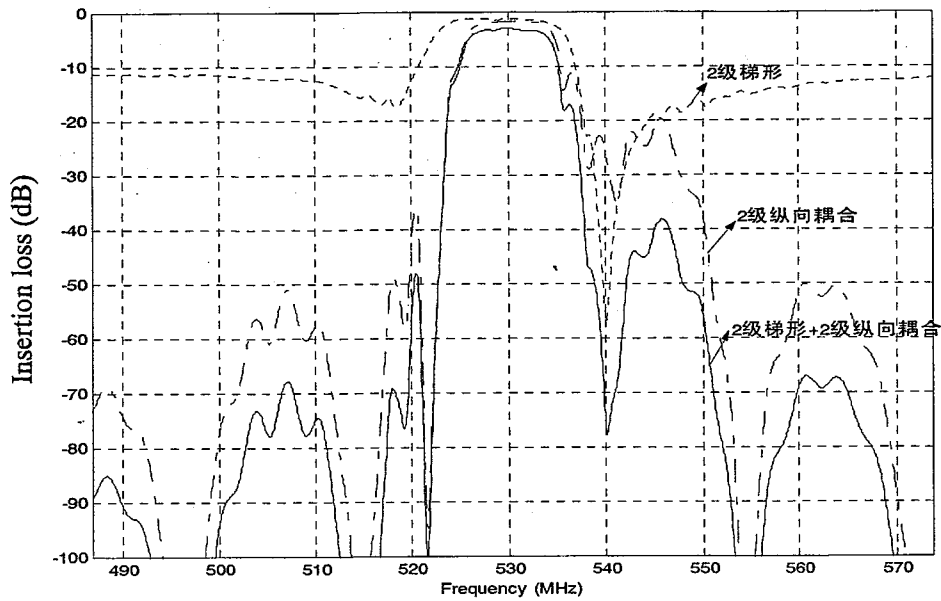


图 3.2.4 2 级梯形+2 级 1-2 模式纵向耦合的理论频响

B) 两级梯形滤波器与两级 1-3 模式纵向耦合相结合的器件结构及理论频响
器件的联结方式如图 3.2.5 所示。

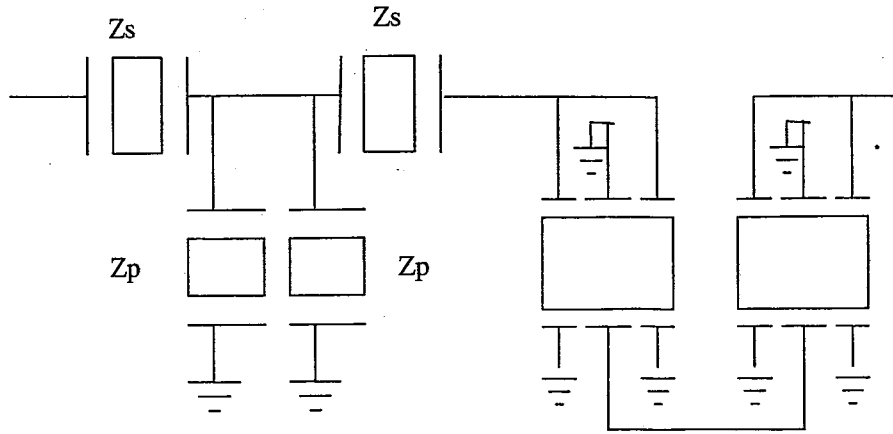


图 3.2.5 两级梯形与两级 1-3 模式纵向耦合相结合结构

Z_s , Z_p 分别表示串、并联单端对谐振器的阻抗, 两级 1-3 模式纵向耦合的输入端与输出端的导纳矩阵用 Y 矩阵表示, 它可由单级 1-3 模式纵向耦合的导纳矩阵级联推出, 则两级梯形滤波器加两级 1-3 模式纵向耦合谐振滤波器的理论频响为:

$$S_{21} = -2 \frac{Y_{21}}{Y_{22} + 1/R_0} \times \frac{R_A}{R_A + Z_s} \times \frac{R_C}{R_C + Z_s + R_0} \quad (3.2.5)$$

$$IL = 20 \log_{10} |S_{21}| (dB) \quad (3.2.6)$$

其中

$$R_A = \frac{1}{Y_{11} - Y_{12}Y_{21}/(1/R + Y_{22})}$$

$$R_B = Z_s + R_A$$

$$R_C = Z_p // R_B$$

按 (3.2.5) 式和 (3.2.6) 式模拟的理论频响如图 3.2.6 所示。

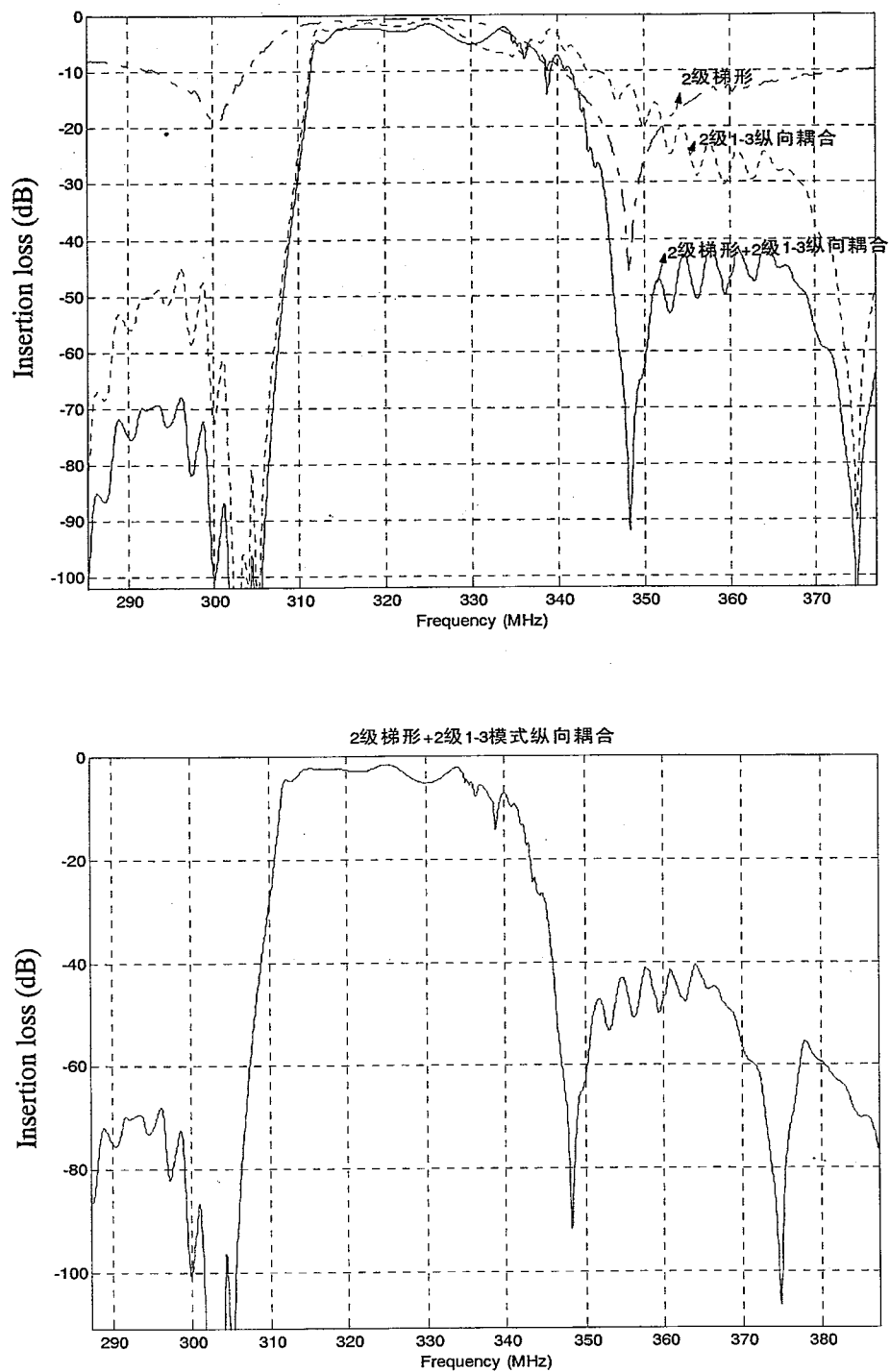


图 3.2.6 2 级梯形+2 级 1-3 模式纵向耦合的理论频响

从以上模拟的理论频响图中可以看出，混合结构的频响结合了梯形滤波器和纵向耦合滤波器的优点，既近阻带和远阻带抑制都很好。

本章小结

本章主要涉及到以下内容:

运用 COM 理论对 1-2mode, 1-3mode 纵向耦合谐振滤波器结构分别进行了详细的理论分析, 从混合 P 矩阵出发, 推导出这两种模式的滤波器两电端口之间的导纳矩阵, 模拟其频响特性; 再将与梯形谐振滤波器结合, 以消除纵向耦合结构在高端带外邻近通带处的肩膀, 在理论上推导了四级梯形加一级纵向耦合结构滤波器、两级梯形加两级 1-2mode 纵向耦合结构滤波器和两级梯形加两级 1-3mode 纵向耦合结构滤波器的频响表达式, 然后进行模拟, 根据不同材料优化出最佳的结构参数, 给后面的实验提供设计参数。

本章的创新点在于:

运用 COM 理论对 1-3mode 纵向耦合结构进行了详细的理论分析, 从混合 P 矩阵出发, 推导出两电端口之间的导纳矩阵; 在国内首次将梯形谐振滤波器结构与纵向耦合谐振滤波器结构相结合来改善纵向耦合滤波器的近阻带抑制特性, 实现了宽带、低插损、低矩形系数和高带外抑制滤波器。(本创新点在 2002 年 IEEE UFFC 上 S.V. Kiselev 等人曾经提出, 但国内尚未见有相关文献报道)

第四章 声表面波带阻滤波器的理论分析

第一章已对单端对声表面波（SAW）谐振器进行了详细的理论分析，其阻抗特性如图 1.3.3 所示。从单端对 SAW 谐振器的阻抗特性可以看出，当频率小于其谐振频率 F_r ($f < F_r$) 时，谐振器的阻抗特性呈容性；当频率等于其谐振频率 F_r ($f = F_r$) 时，谐振器的抗为零，阻趋于零；在其反谐振频率 F_a 处，谐振器的阻抗趋于极大。利用单端对 SAW 谐振器的这种阻抗特性，将之与 LC 低通或全通网络相结合，用单端对 SAW 谐振器代替其中的电容元件，即可构成窄带带阻滤波器^[20]。它结合了声表面波谐振器和 LC 电路各自的优点，具有较好的频率选择性，而且工作频率范围大，通带插损较低，具有很大的实用价值。将之多级级联，能实现对特定频点的陷波，可用于有线电视的收费系统中。将之与梯形滤波器结合，能在通带实现低插损，而对特定频段达到高抑制，从而可用于双工器中。

本章将首先讨论将单端对 SAW 谐振器与 LC 低通网络相结合、单端对 SAW 谐振器与 LC 全通网络相结合，构成窄带带阻滤波器的原理及实现方法。然后，讨论将带阻滤波器与梯形滤波器相结合的结构及频响。

§ 4.1 单端对谐振器与 LC 低通滤波器相结合的理论分析

§ 4.1.1 带阻滤波器的结构及原理

LC 低通滤波器的结构如图 4.1.1 所示，调节电容及电感的值可选择截止频率以及调节插入损耗。LC 低通滤波器的主要优点是插入损耗低，主要缺点表现为频率选择性很差。

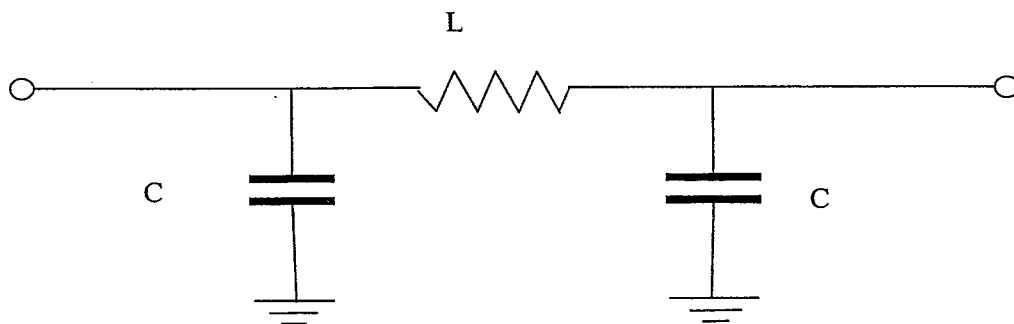


图 4.1.1 LC 低通网络

用单端对声表面波 (SAW) 谐振器代替 LC 低通滤波器中的电容元件, 即得到窄带带阻滤波器, 结构如图 4.1.2 所示。

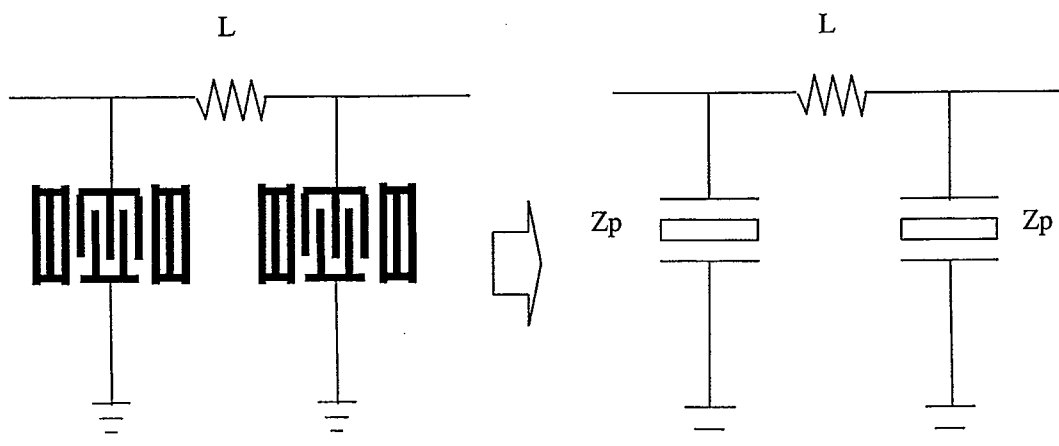


图 4.1.2 带阻滤波器结构

SAW 谐振器在其谐振频率 F_r 处阻抗趋近于零, 使得带阻滤波器在 SAW 谐振器的谐振频率 F_r 处具有窄的阻带, 而在其它地方具有原 LC 网络的频率响应特性。该带阻滤波器的阻带频率主要由 SAW 谐振器的谐振频率决定, 所以频率选择性好, 而在阻带以外, 利用的是 SAW 谐振器的容性阻抗特性, 所以插入损耗很低。通过调节 SAW 谐振器的结构参数及电感 L , 可以获得很好的滤波特性。在实际应用中可以根据需要进行多级级联, 以得到高抑制的带阻滤波器; 或与梯形滤波器相结合, 实现通带低插损, 特定频带高抑制。

§ 4.1.2 带阻滤波器的理论频响

在图 4.1.2 中, Z_p 表示单端对谐振器的阻抗, 则一级 SAW 带阻滤波器的理论频响为:

$$S_{21} = \frac{Z_p // R_0}{Z_p // R_0 + j\omega L} \times \frac{(Z_p // R_0 + j\omega L) // Z_p}{(Z_p // R_0 + j\omega L) // Z_p + R_{in}} \quad (4.1.1)$$

$$IL = -20 \log_{10} |S_{21}| (dB) \quad (4.1.2)$$

其中, R_0 为负载阻抗, R_{in} 为源阻抗。

根据式 (4.1.1) 和式 (4.1.2), 对图 4.1.2 所示的一级带阻结构滤波器的频率响应进行了理论模拟。改变单端对谐振器的结构参数可以调节带阻滤波器的过渡带宽和阻带宽度, 当谐振器的换能器指数增加, 过渡带变缓, 同时陷波宽度也增宽。图 4.1.3 给出了模拟结果 (电源内阻及负载阻抗均设为 50 欧姆), 其中声表面波 (SAW) 谐振器用 36° YX-LiTaO₃ 材料。从模拟结果来看: 低端通带插入损耗小于 0.3 dB, 高端通带插入损耗小于 0.8 dB, 阻带 10 dB 抑制处相对带宽为 1%。

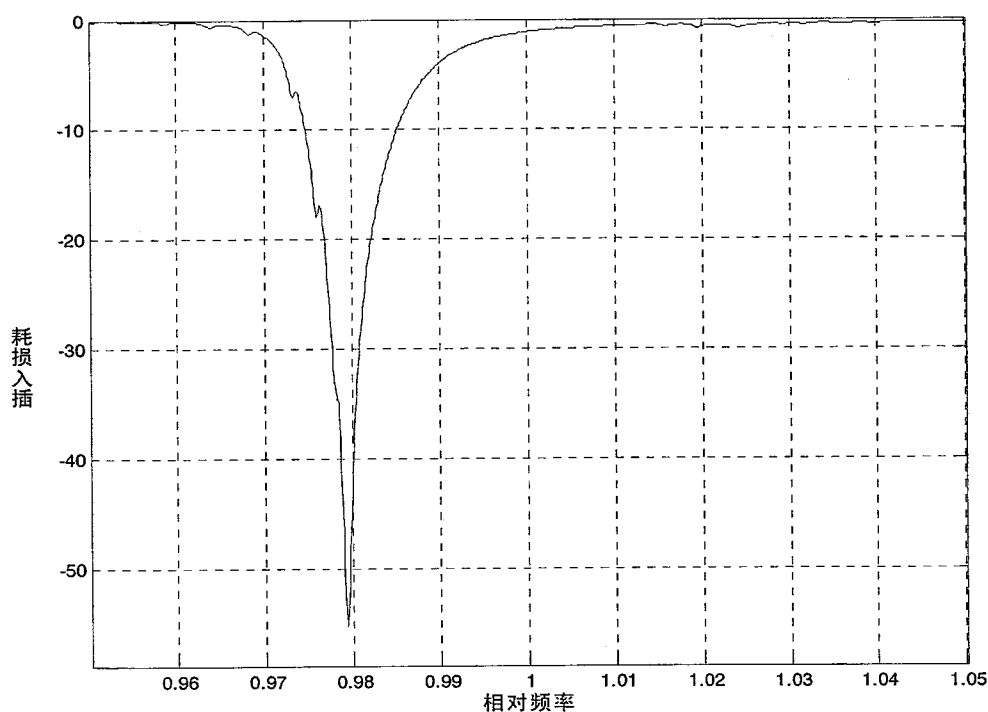


图 4.1.3 一级带阻滤波器计算频响

§ 4.2 单端对声表面波谐振器与 LC 全通网络相结合的理论分析

§ 4.2.1 结构及原理

LC 全通网络的结构如图 4.2.1 所示。用单端对声表面波 (SAW) 谐振器代替 LC 全通网络中的电容元件, 即得到窄带带阻滤波器, 结构如图 4.2.2 所示。

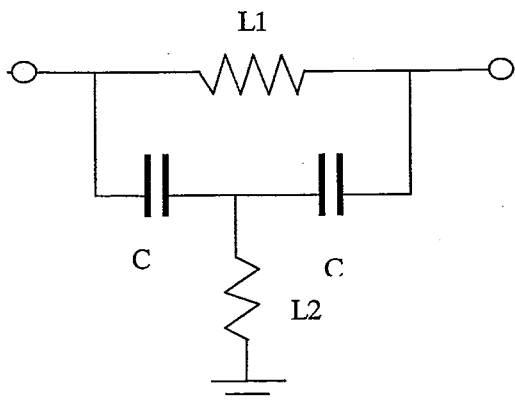


图 4.2.1 LC 全通网络

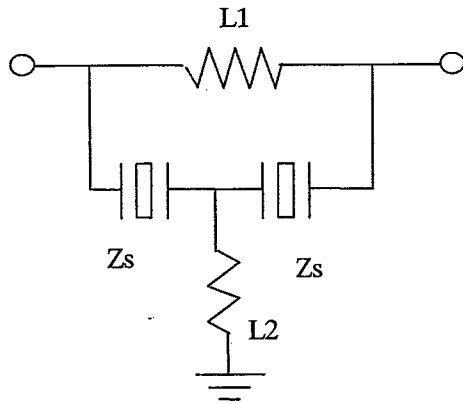


图 4.2.2 带阻滤波器结构

SAW 谐振器在其反谐振频率 \$F_a\$ 处阻抗最大, 使得带阻滤波器在 SAW 谐振器的反谐振频率 \$F_a\$ 处具有窄的阻带, 而在其他地方具有原 LC 网络的频率响应。该带阻滤波器的阻带频率主要由 SAW 谐振器的反谐振频率决定。通过调节 SAW 谐振器的结构参数及电感 \$L\$, 可以获得很好的滤波特性。

§ 4.2.2 理论频响

在图 4.2.2 中, \$Z_s\$ 表示单端对谐振器的阻抗, 则一级 SAW 带阻滤波器的理论频响为:

$$S_{21} = \frac{R_A}{R_B R_{in} \left(\frac{1}{R_0} + \frac{R_A}{R_B R_{in}} + \left(\frac{1}{Z_s} + \frac{2}{j\omega L_1} \right) \left(1 - \frac{R_A}{R_B} \right) \right)} \quad (4.2.1)$$

$$IL = -20 \log_{10} |S_{21}| (dB) \quad (4.2.2)$$

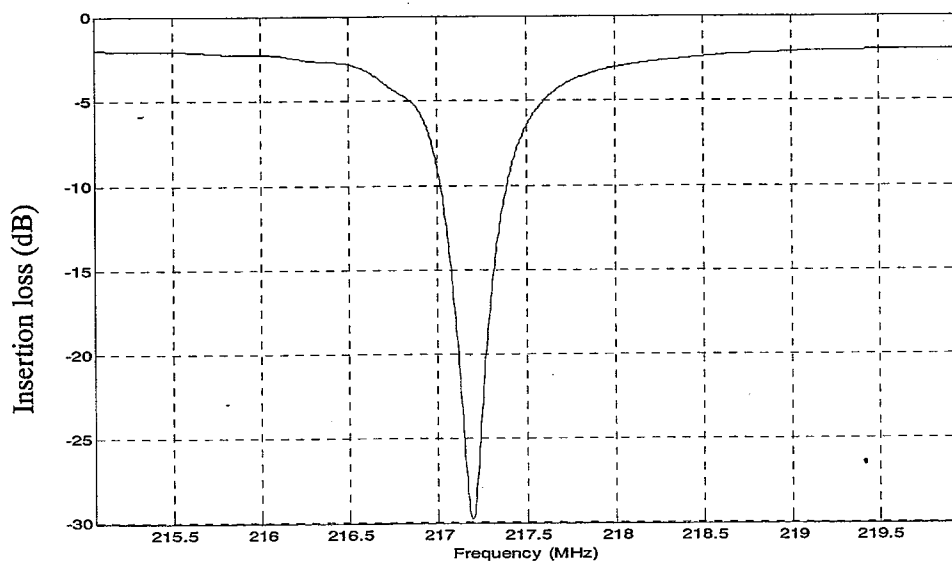
其中,

$$R_A = \frac{1}{Z_s} + \frac{2}{j\omega L_1} + \frac{Z_s}{j\omega L_1 j\omega L_2}$$

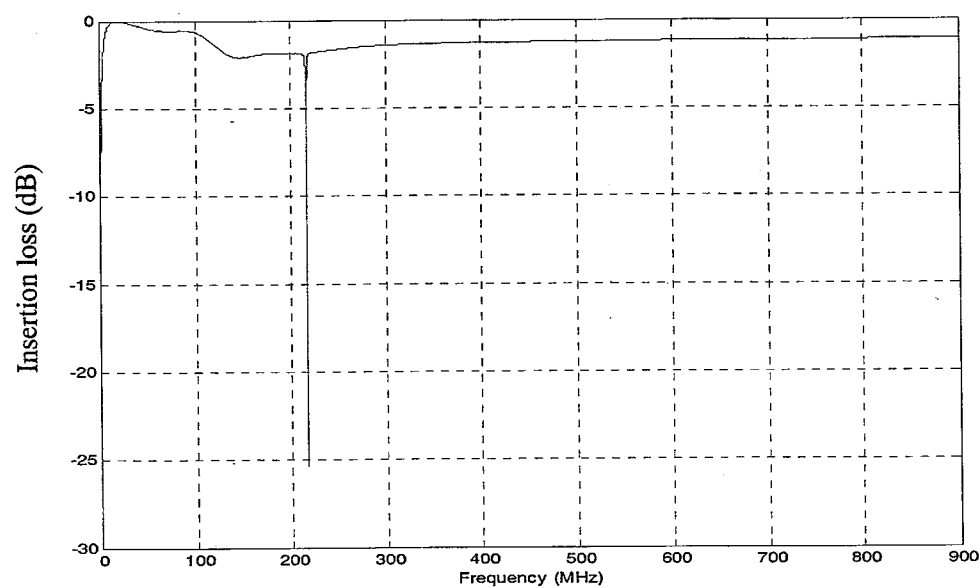
$$R_B = \frac{2}{R_{in}} + \frac{1}{Z_s} + \frac{2}{j\omega L_1} + \frac{Z_s}{R_{in} j\omega L_2} + \frac{1}{j\omega L_2} + \frac{Z_s}{j\omega L_1 j\omega L_2}$$

R_0 为负载阻抗, R_{in} 为源阻抗。

根据式 (4.2.1) 和式 (4.2.2), 对图 4.2.2 所示的一级带阻结构滤波器的频率响应进行了理论模拟。其中声表面波 (SAW) 谐振器用 ST 石英材料, 中心频率为 217MHz。外围电感分别为: $L_1=130\text{nH}$, $L_2=30\text{nH}$ 。



A 窄带范围频响特性



B 宽带范围频响特性

图 4.2.3 一级带阻滤波器计算频响

图 4.2.3 给出了模拟结果（电源内阻及负载阻抗均设为 50 欧姆），其中图 A 为其窄带频响特性；图 B 为 0~900MHz 的宽带频响特性。从模拟的频响特性可以看出：单级结构的陷波点抑制可达 30dB，通带插入损耗小于 1.5dB，整个通带（0~900MHz 频率范围）波动小于 2 dB。根据需要可多级级联以实现陷波点更深的抑制。

§ 4.3 带阻滤波器与梯形滤波器相结合的理论分析

§ 4.3.1 结构及原理

组合滤波器的结构如图 4.3.1 所示，

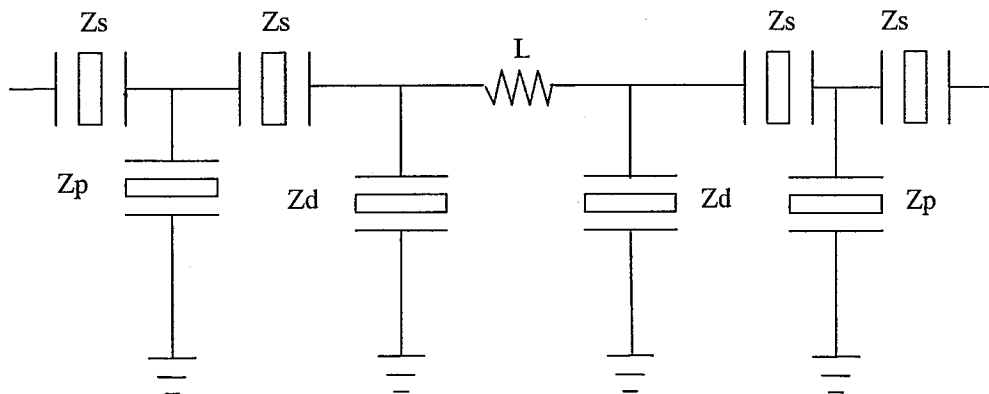


图 4.3.1 梯形加带阻滤波器结构

其中 Z_s 表示串联 SAW 谐振器， Z_p 表示并联 SAW 谐振器， Z_d 表示用在带阻结构中的 SAW 谐振器。在设计时， Z_s 、 Z_p 的关系在第二章已进行详细的分析，即串联谐振器的谐振频率 (f_s) 应大于并联谐振器的谐振频率 (f_p)。在图 4.1.2 的结构中， Z_d 的谐振频率 (f_d) 应根据实际需要进行设计，考虑到该带阻结构在阻带下边缘过渡带较窄，所以一般用于增加高端带外的抑制，即其谐振频率应大于串联臂谐振器的谐振频率，即 $f_d > f_s > f_p$ 。

§ 4.3.2 组合滤波器的理论频响

在图 4.3.1 中, Z_s 、 Z_p 、 Z_d 分别表示单端对声表面波谐振器的阻抗, 则图中所示组合滤波器的理论频响为:

$$S_{21} = \frac{R_0}{Z_s + R_0} \times \frac{R_{B1}}{Z_s + R_{B1}} \times \frac{R_{B2}}{R_{B2} + j\omega L} \times \frac{R_{B3}}{Z_s + R_{B3}} \times \frac{R_{B4}}{Z_s + R_{B4} + R_{in}} \quad (4.3.1)$$

$$IL = -20 \log_{10} |S_{21}| (dB) \quad (4.3.2)$$

其中,

$$R_{B1} = (R_0 + Z_s) // Z_p$$

$$R_{B2} = (R_{B1} + Z_s) // Z_d$$

$$R_{B3} = (R_{B2} + j\omega L) // Z_d$$

$$R_{B4} = (R_{B3} + Z_s) // Z_p$$

R_0 为负载阻抗, R_{in} 为源阻抗。

根据式 (4.3.1) 和式 (4.3.2), 对图 4.3.1 所示的滤波器的频率响应进行了理论模拟。其中声表面波 (SAW) 谐振器用 36° YX- LiTaO₃ 材料,

电感 $L=18\text{nH}$ 。图 4.3.2 给出了模拟结果 (电源内阻及负载阻抗均设为 50 欧姆)。

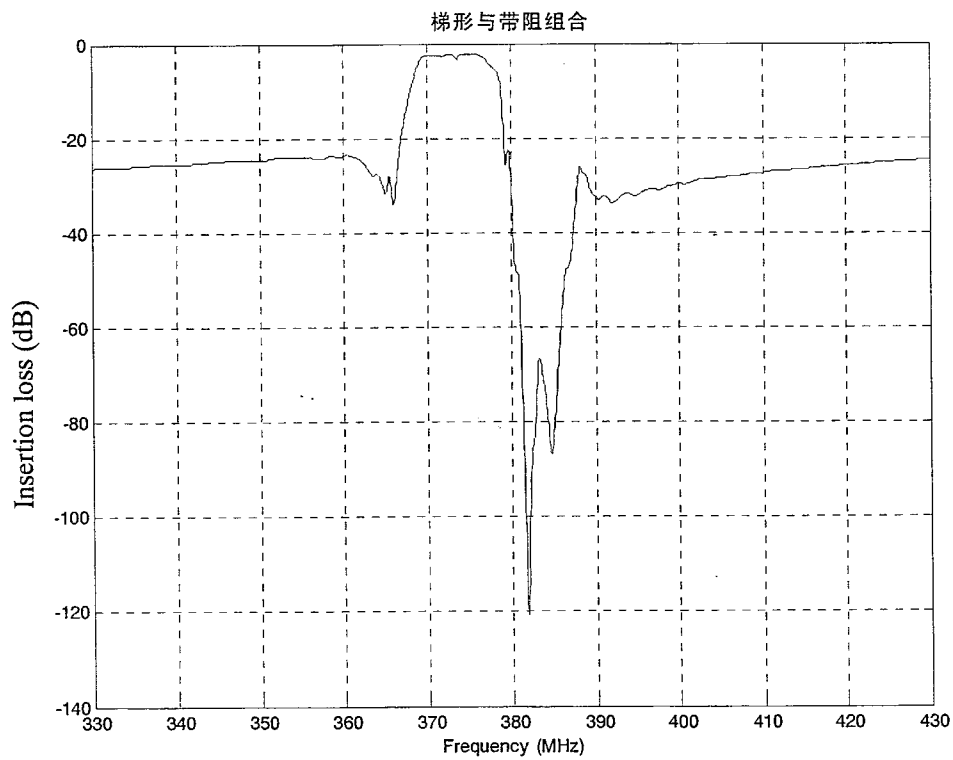
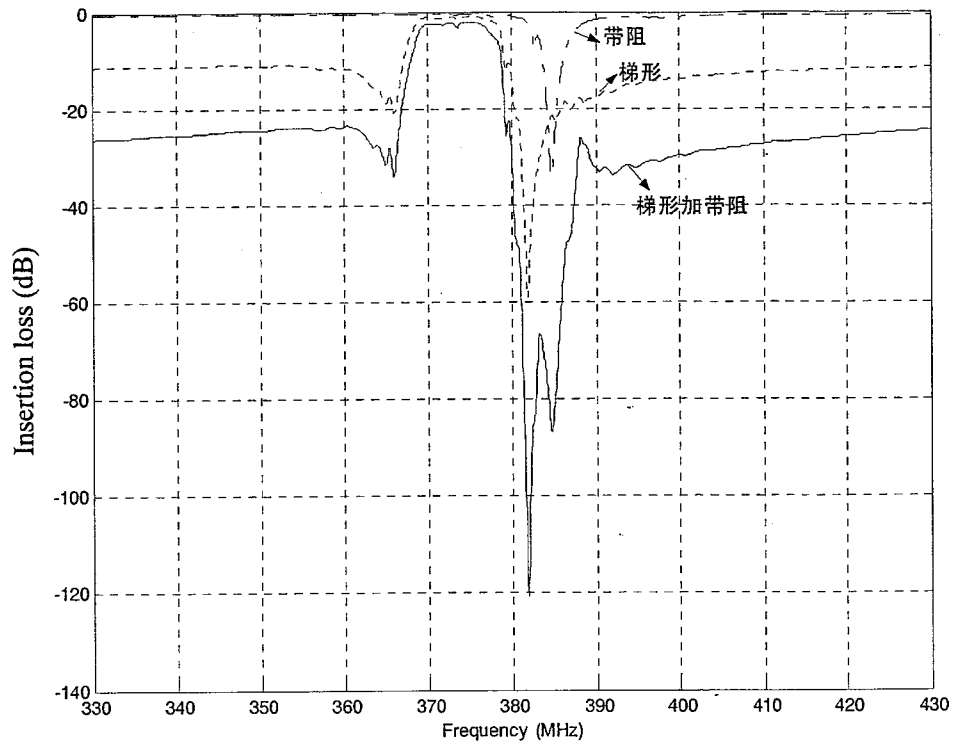


图 4.3.2 梯形加带阻滤波器计算频响

从模拟频响特性可以看出：在通带实现了低插入损耗，约为 2.0dB，而对特

定阻带的抑制达到 60 dB 以上。

本章小结

本章主要涉及到以下内容：

首先运用第一章推导的单端对谐振器的导纳表达式及对其导纳特性的分析，将单端对谐振器用作容性元件，取代 LC 低通网络和全通网络中的电容，构成 SAW 带阻滤波器，然后对这两种不同的带阻结构进行理论分析，推导其理论频响，接着再将带阻结构与梯形滤波器相结合，推导混合结构的理论频响，最后进行模拟，根据不同材料优化出最佳的结构参数，给后面的实验提供设计参数。

本章的创新点在于：

将单端对谐振器用作容性元件，取代 LC 低通网络和全通网络中的电容，构成 SAW 带阻滤波器。该滤波器结合了 SAW 器件频率选择性好和 LC 电路插损低的优点，将之与梯形滤波器结合，实现了通带低插损，而对特定频段达到高抑制，首次用于有线电视收费系统陷波器和集群通信系统双工器的设计，有望解决集群通信系统手机的双工工作难题。（本创新点尚未见有相关文献报道）

第五章 声表面波谐振式滤波器及其多种组合的实验研究

这一章将给出我们设计制作的梯形谐振滤波器、梯形谐振滤波器与纵向耦合相结合滤波器及带阻滤波器、梯形谐振滤波器加带阻滤波器的实验结果，并与前几章的理论模拟结果分别进行比较，以验证前面的理论。

§ 5.1 声表面波梯形谐振滤波器的实验研究及讨论

在 36° YX-LiTaO₃ 基底上，我们设计制作了单级梯形滤波器和四级级联梯形滤波器。

36° YX-LiTaO₃ 基底上利用的是表面漏波，其自由表面声速 $V_0=4225\text{m/s}$ 。我们将单级梯形滤波器记为器件一。

器件一的设计参数如下：

a) 串联臂

中心频率： $f_{0s}=461\text{MHz}$

换能器周期： $\lambda_s=V_0/f_{0s}$

换能器指对数：100 对

孔径： $13\lambda_s$

反射栅指对数：80 对

孔径与换能器相同

金属化率：0.5

b) 并联臂

中心频率： $f_{0p}=455\text{MHz}$

换能器周期： $\lambda_p=V_0/f_{0p}$

换能器指对数：50 对

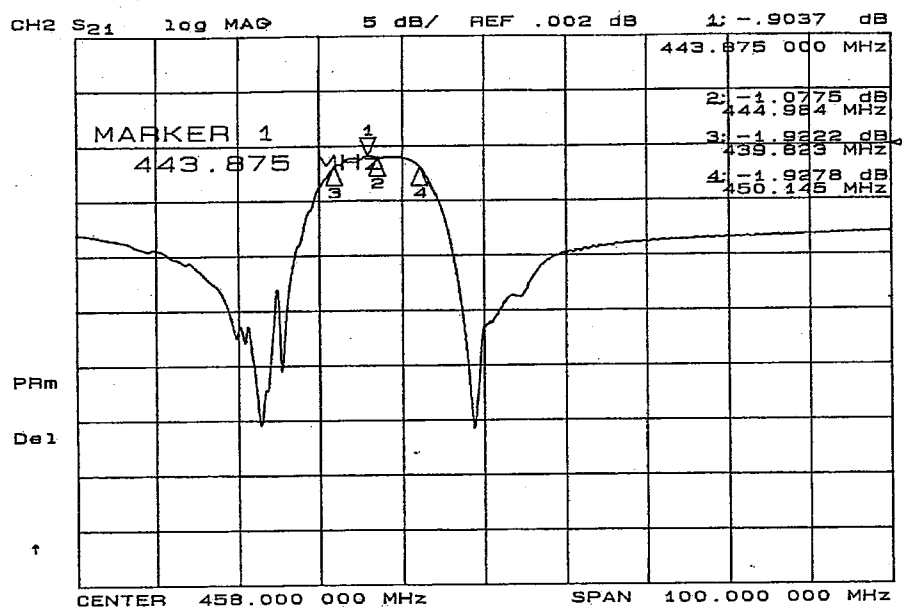
孔径： $40\lambda_p$

反射栅指对数：80 对

孔径与换能器相同

金属化率：0.5

图 5.1.1 给出了膜厚(A1)为 $4000\text{\AA}$ 时的单级梯形滤波器的实验特性曲线。与其理论模拟频响(图 2.1.3)相比，两者符合得较好。



4 Apr 2003 18:57:47

图 5.1.1 单级梯形滤波器的实验特性曲线

对四级级联结构,我们分别设计了加级间补偿单端对谐振器和不加级间补偿单端对谐振器两种情况的滤波器。不加级间补偿的滤波器记为器件二,加级间补偿的滤波器记为器件三。

器件二的设计参数如下:

a) 串联臂

中心频率: $f_{0s}=461\text{MHz}$

换能器周期: $\lambda_s=V_0/f_{0s}$

换能器指对数: 100 对

孔径: $13\lambda_s$

反射栅指对数: 80 对

孔径与换能器相同

金属化率: 0.5

b) 并联臂

中心频率: $f_{0p}=455\text{MHz}$

换能器周期: $\lambda_p=V_0/f_{0p}$

换能器指对数: 50 对

孔径: $40\lambda_p$

反射栅指对数: 80 对

孔径与换能器相同

金属化率: 0.5

图 5.1.2 给出了膜厚(A1)为 $4500\text{\AA}$ 时不加级间补偿的滤波器的实验特性曲线。

从图 5.1.2 可以看出,在频响曲线通带的低端出现了下陷,这与前面的理论模拟是一致的,而且从以前李秀梅的实验中也可得到验证,图 5.1.3 为李秀梅的四级结构的实验曲线,在频响曲线通带的低端也出现下陷。

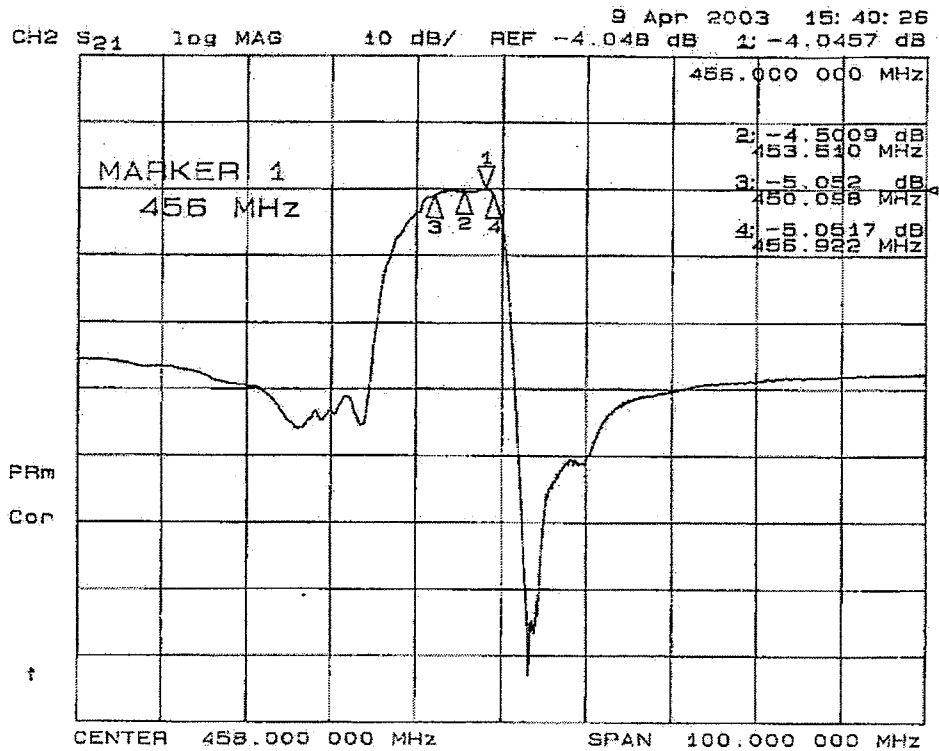


图 5.1.2 四级梯形滤波器的实验特性曲线（不加级间补偿）

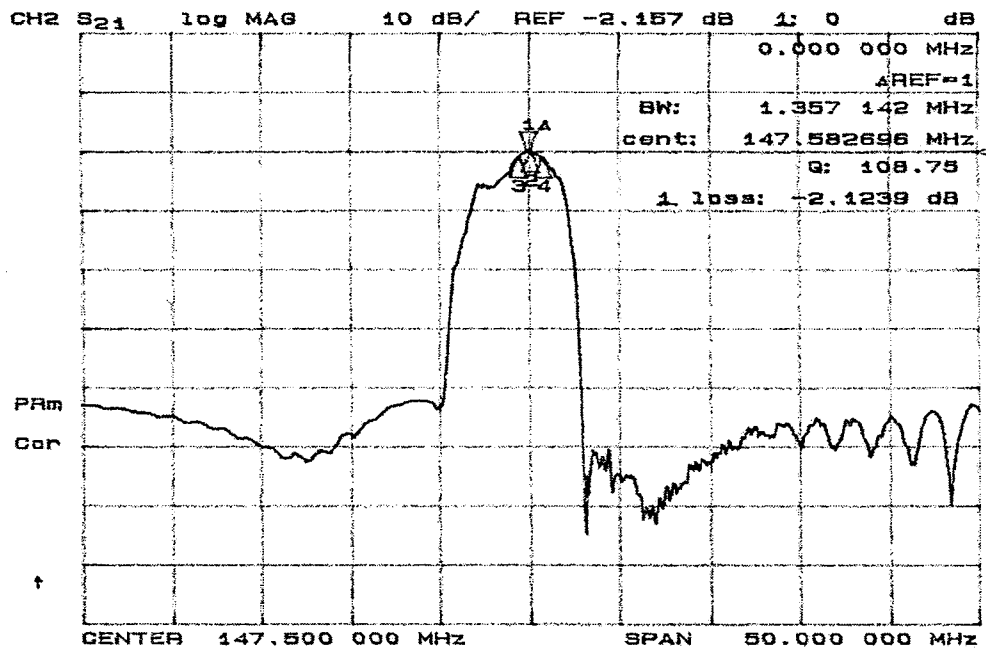


图 5.1.3 李秀梅的四级梯形滤波器的实验特性曲线

为了改善通带特性，按照前面的理论分析，在四级结构中间加了一个补偿阻

抗的单端对谐振器构成器件三。

器件三的设计参数如下：

串联臂和并联臂的设计参数同器件二

级间补偿谐振器： 中心频率： $f_0=469\text{MHz}$ ；换能器周期： $\lambda=V_0/f_0$ ；换能器指对数：150 对；孔径： $7\lambda_s$ ；金属化率：0.5。

图 5.1.4 给出了膜厚(A1)为 $4500\text{\AA}$ 时加级间补偿的四级梯形滤波器的实验特性曲线。

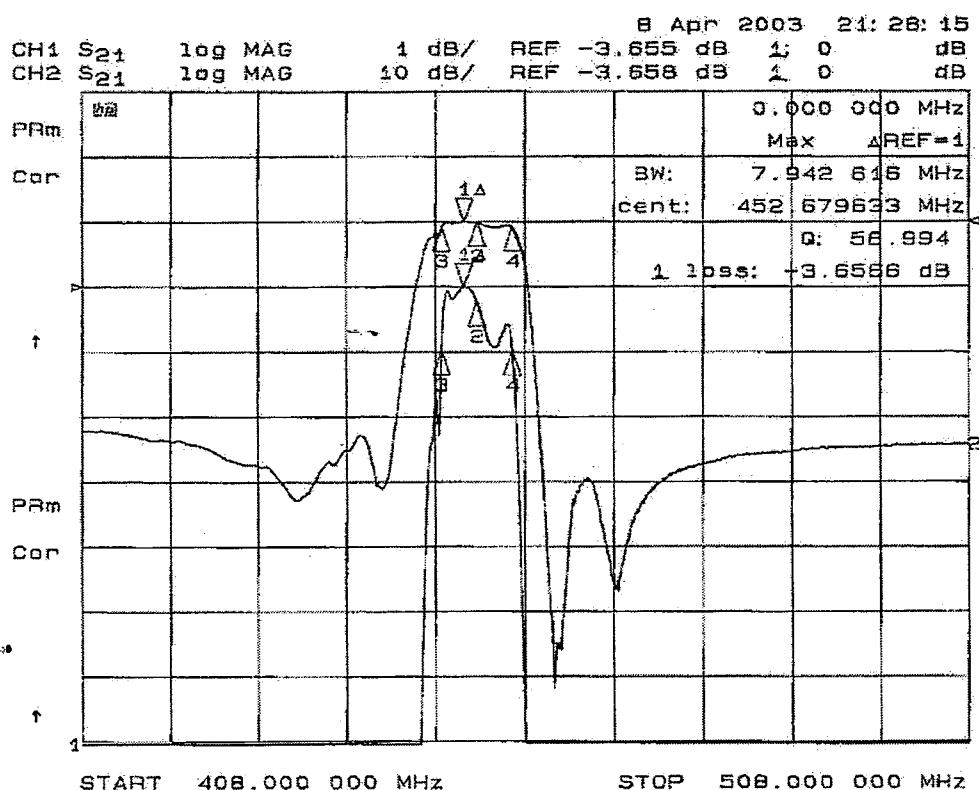


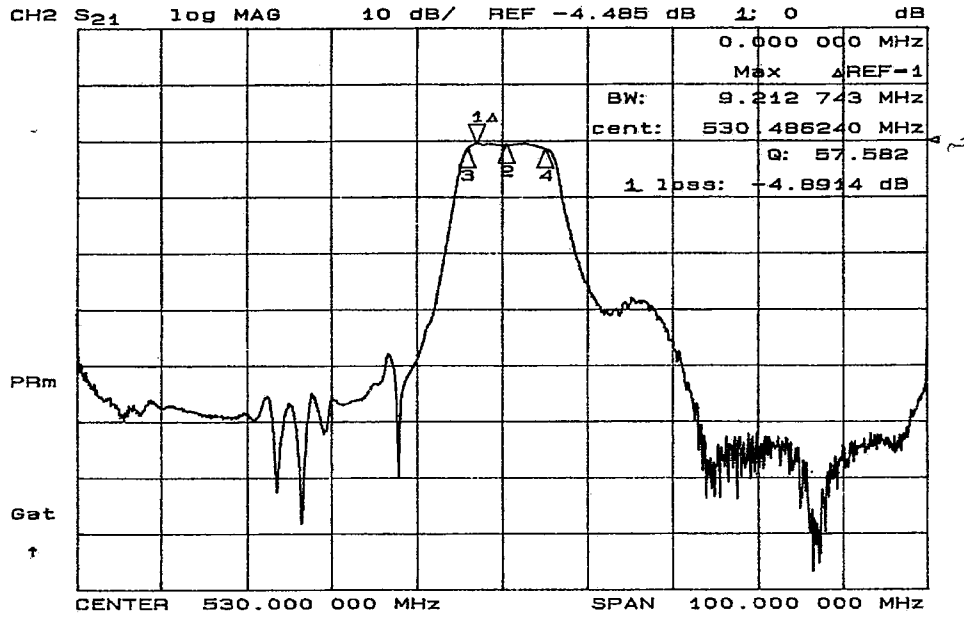
图 5.1.4 四级梯形滤波器的实验特性曲线（加级间补偿）

比较图 5.1.2 和图 5.1.4 可以看到，加级间补偿前，通带低端下陷，带宽较窄，带外抑制不到 30dB；加级间补偿后，通带特性得到明显改善，1dB 带宽增加 14%，带外抑制也提高到 32dB 以上，比不加补偿时增加 5dB 以上。

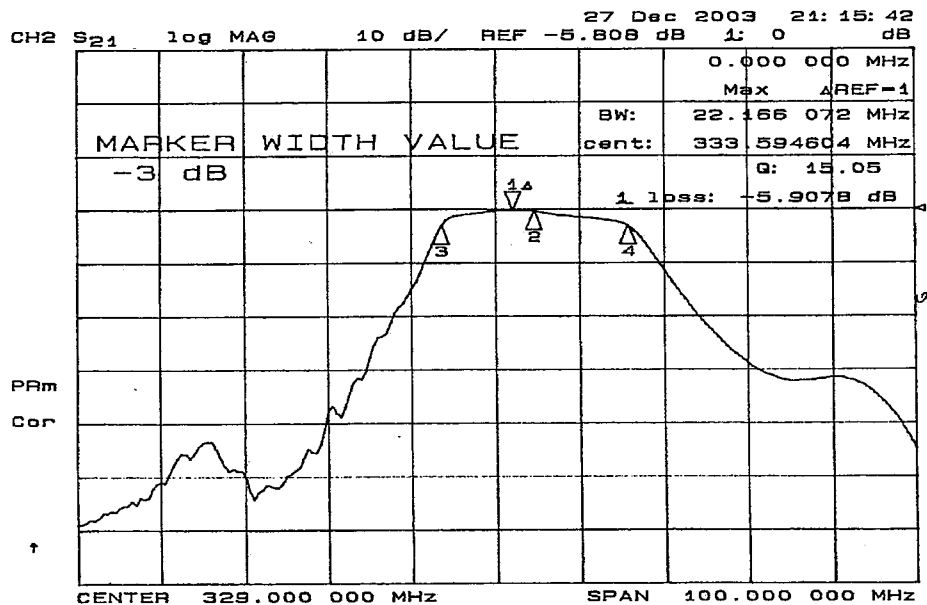
在实验制作过程中，我们发现梯形滤波器性能好坏与反射的强弱有很大关系，反射强时通带性能好，我们可以通过增加膜厚来增强反射，但膜厚增加又会导致插损变大，所以在制作时应根据需要采用适当的厚膜细线条来增强反射。

以上的实验数据都是在 50Ω 系统下直接测量的，未加外围匹配电路，这说明该器件能直接用于 50Ω 负载系统而无需外加调谐电路。

§ 5.2 声表面波梯形谐振滤波器与纵向耦合相结合的实验研究及讨论



二级 1-2mode 纵向耦合的频响特性



二级 1-3mode 纵向耦合的频响特性

图 5.2.1 纵向耦合的典型频响特性

纵向耦合谐振滤波器的频响特性一般如图 5.2.1 所示（为了满足实用要求，多采用两级级联）。器件特性为：插入损耗低（3dB 左右），带宽较宽（1-2mode 为 2%左右，1-3mode 可达 7%），带外抑制大于 45dB，但在高端带外邻近通带处有一个肩膀，两级级联时肩膀处抑制约为 25dB~30dB，使得其高端近阻带抑制不是很好，矩形系数差。

为了改善其矩形系数，按照前面第三章的理论分析，我们将纵向耦合与梯形滤波器相结合，利用它们各自的优点构成一种插入损耗低、带宽较宽、带外抑制及矩形系数均较好的器件。按第三章的理论分析，我们设计制作了三种结构的器件。按图 3.2.1 设计制作的器件记为器件四（4 级梯形滤波器与 1 级 1-2mode 纵向耦合相结合）；按图 3.2.3 设计制作的器件记为器件五（2 级梯形滤波器与 2 级 1-2mode 纵向耦合相结合）；按图 3.2.5 设计制作的器件记为器件六（2 级梯形滤波器与 2 级 1-3mode 纵向耦合相结合）。

器件四的基底材料为 $36^\circ \text{YX-LiTaO}_3$ ，设计参数如下：

A) 梯形部分：

a) 串联臂

中心频率： $f_{0s}=464\text{MHz}$

换能器周期： $\lambda_s=V_0/f_{0s}$

换能器指对数：120 对

孔径： $13\lambda_s$

反射栅指对数：55 对

孔径与换能器相同

金属化率：0.5

b) 并联臂

中心频率： $f_{0p}=456\text{MHz}$

换能器周期： $\lambda_p=V_0/f_{0p}$

换能器指对数：46 对

孔径： $40\lambda_p$

反射栅指对数：55 对

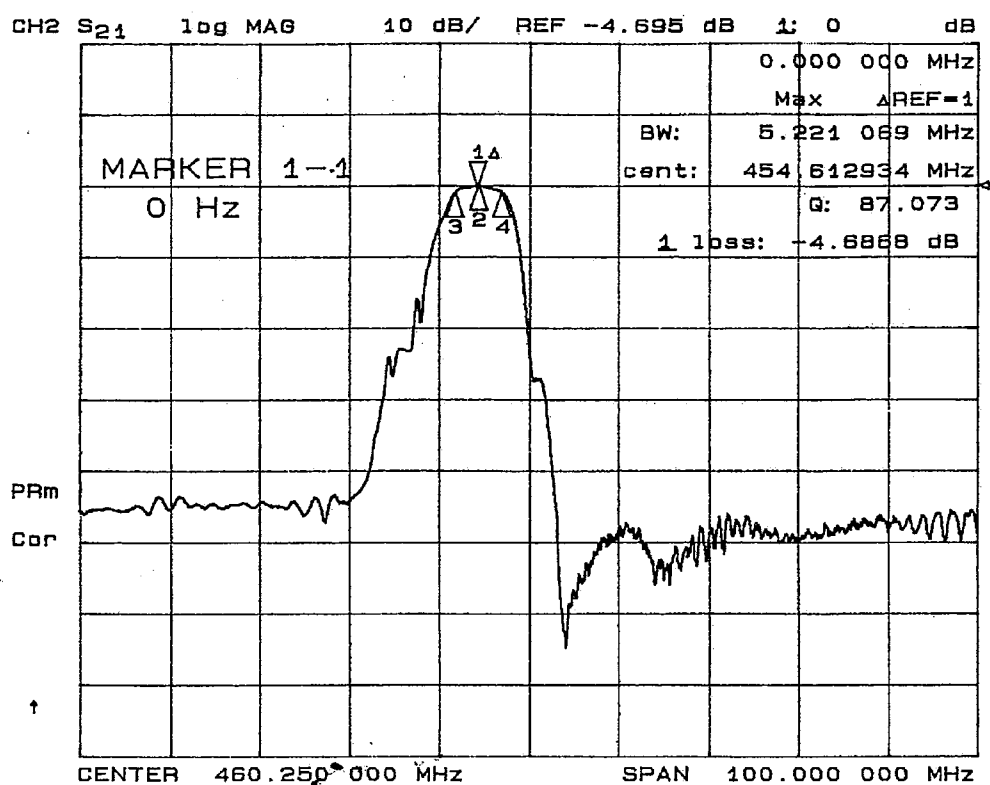
孔径与换能器相同

金属化率：0.5

B) 1-2mode 纵向耦合结构部分：

中心频率：460MHz，单个换能器指对数：30 对，孔径： $45\lambda_z$ ， λ_z ：中心频率 460MHz 对应波长。反射栅指对数：55 对。

图 5.2.2 给出了器件四的实验特性曲线。



1 Sep 2003 15:31:35

图 5.2.2 器件四的频响特性

器件五的基底材料为 36 ° YX-LiTaO₃, 设计参数如下:

A) 梯形部分:

a) 串联臂

中心频率: $f_{0s}=542\text{MHz}$

换能器周期: $\lambda_s=V_0/f_{0s}$

换能器指对数: 120 对

孔径: $13\lambda_s$

反射栅指对数: 55 对

孔径与换能器相同

金属化率: 0.5

b) 并联臂

中心频率: $f_{0p}=530\text{MHz}$

换能器周期: $\lambda_p=V_0/f_{0p}$

换能器指对数: 42 对

孔径: $40\lambda_p$

反射栅指对数: 55 对

孔径与换能器相同

金属化率: 0.5

B) 1-2mode 纵向耦合结构:

中心频率: 534.5MHz, 单个换能器指对数: 28 对, 孔径: $45\lambda_z$, λ_z : 中

心频率 534.5MHz 对应波长。反射栅指对数：75 对。

图 5.2.3 给出了器件五的实验特性曲线。

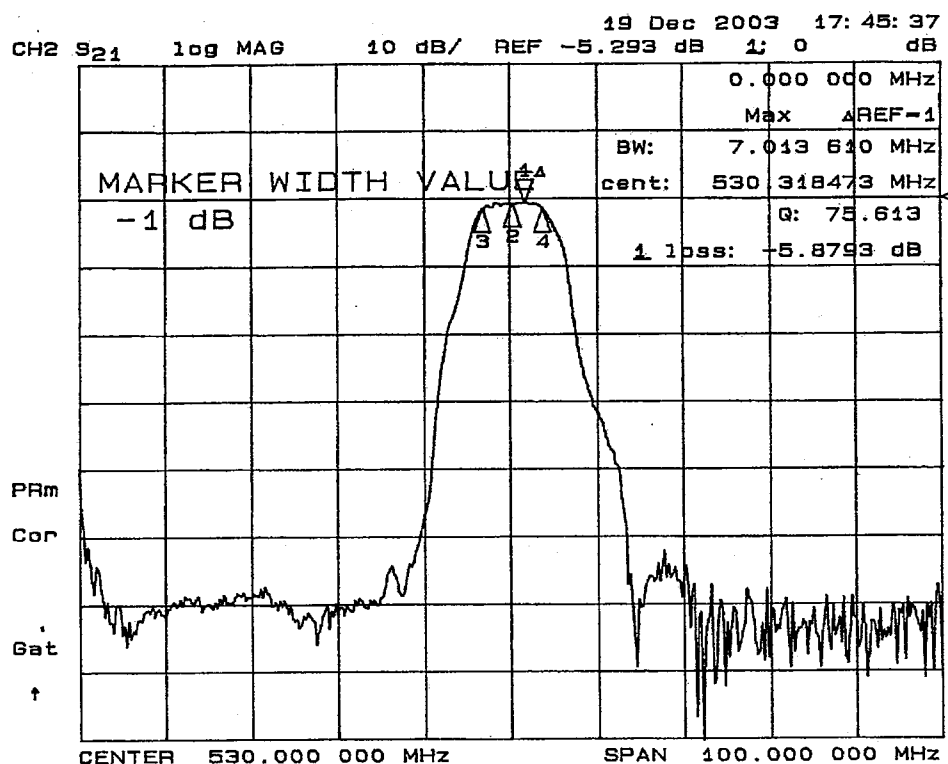


图 5.2.3 器件五的频响特性

器件六的基底材料为 41 ° YX- LiNbO₃，表面漏波在自由表面声速 $V_0=4752\text{m/s}$ 。设计参数如下：

A) 梯形部分：

a) 串联臂

中心频率： $f_{0s}=337.5\text{MHz}$

换能器周期： $\lambda_s=V_0/f_{0s}$

换能器指对数：94 对

孔径： $100\mu\text{m}$

反射栅指对数：55 对

孔径与换能器相同

金属化率：0.5

b) 并联臂

中心频率： $f_{0p}=312.5\text{MHz}$

换能器周期： $\lambda_p=V_0/f_{0p}$

换能器指对数：40 对

孔径： $400\mu\text{m}$

反射栅指对数：55 对

孔径与换能器相同

金属化率：0.5

B) 1-3mode 纵向耦合结构：

中心频率：324.5MHz，两边换能器指对数：6 对，中间换能器指对数：10 对，
孔径：110 λ_z ， λ_z ：中心频率 324.5MHz 对应波长。反射栅指对数：75 对。
图 5.2.4 给出了器件六的实验特性曲线。

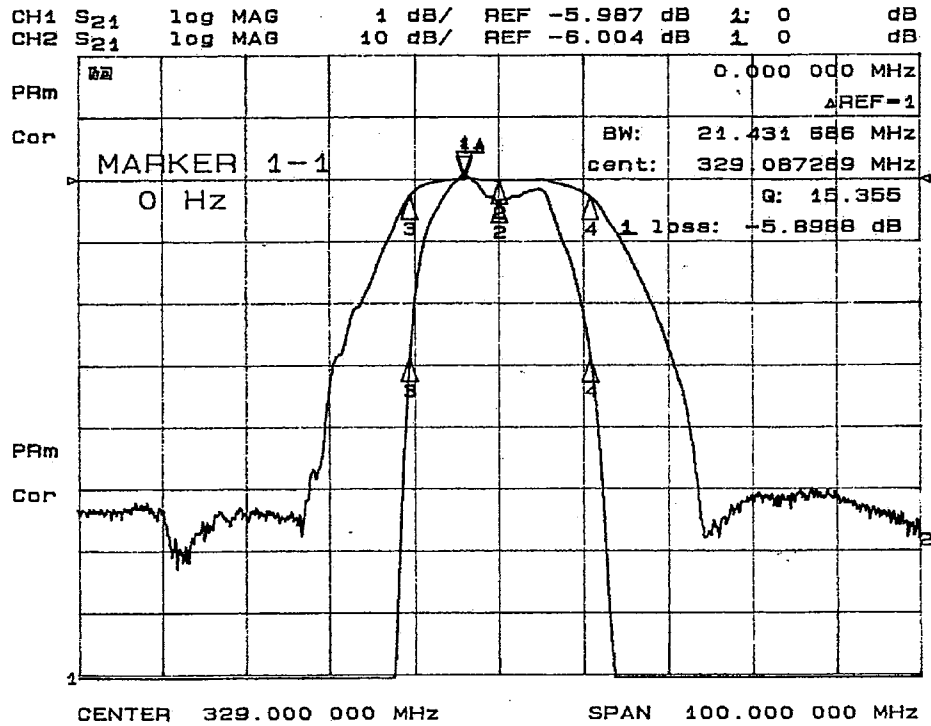


图 5.2.4 器件六的频响特性

以上几种器件的频响特性均是在 50 Ω 系统下测试的，根据需要加了适当的外围匹配电路，从测试结果来看，纵向耦合结构频响特性中的那个肩膀被梯形滤波器压了下去，整个器件频响的矩形系数减小，带外抑制均达到 50dB 以上，这与我们前面的理论分析是一致的。

§ 5.3 声表面波带阻滤波器的实验研究及讨论

为了获得高的带外抑制，我们按图 4.1.2 的结构设计的实验器件采用了三级级联的结构，记为器件七。器件七的基底材料为 36° YX-LiTaO₃，设计参数如下：

中心频率： $f_0=390.5\text{MHz}$ ，换能器周期： $\lambda_s=V_0/f_0$ ，换能器指对数：180 对，
孔径：75 μm ，反射栅指对数：35 对，孔径与换能器相同，金属化率：0.5。电感
 $L=18\text{nH}$ 。

图 5.3.1 给出了器件七的实验特性曲线。

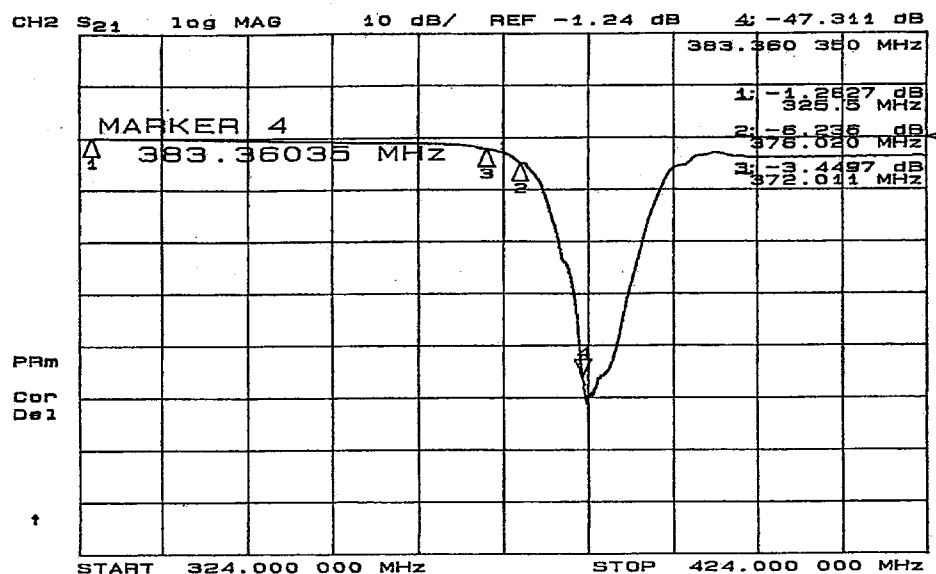


图 5.3.1 器件七的实验频响

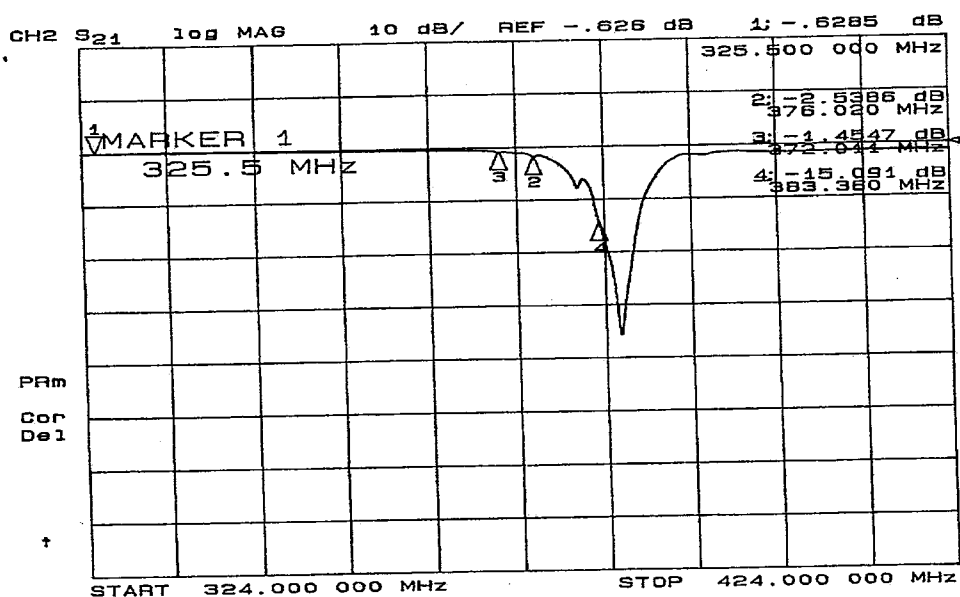


图 5.3.2 单级结构的实验频响

其中单级带阻结构的实验频响如图 5.3.2 所示，与模拟频响图 4.1.3 相比，实验结果与理论模拟比较吻合。

按图 4.2.2 的结构设计的试验器件采用了二级级联的结构，记为器件八。器件八的基底材料为 ST-X 石英，设计参数如下：

中心频率： $f_0=217\text{MHz}$ ，换能器周期： $\lambda_s=V_0/f_0$ ，换能器指数：400 对，孔径： $920\mu\text{m}$ ，金属化率：0.5。电感 L_1 约为 135nH ， L_2 约为 35nH 。

图 5.3.2 给出了器件八的实验特性曲线。

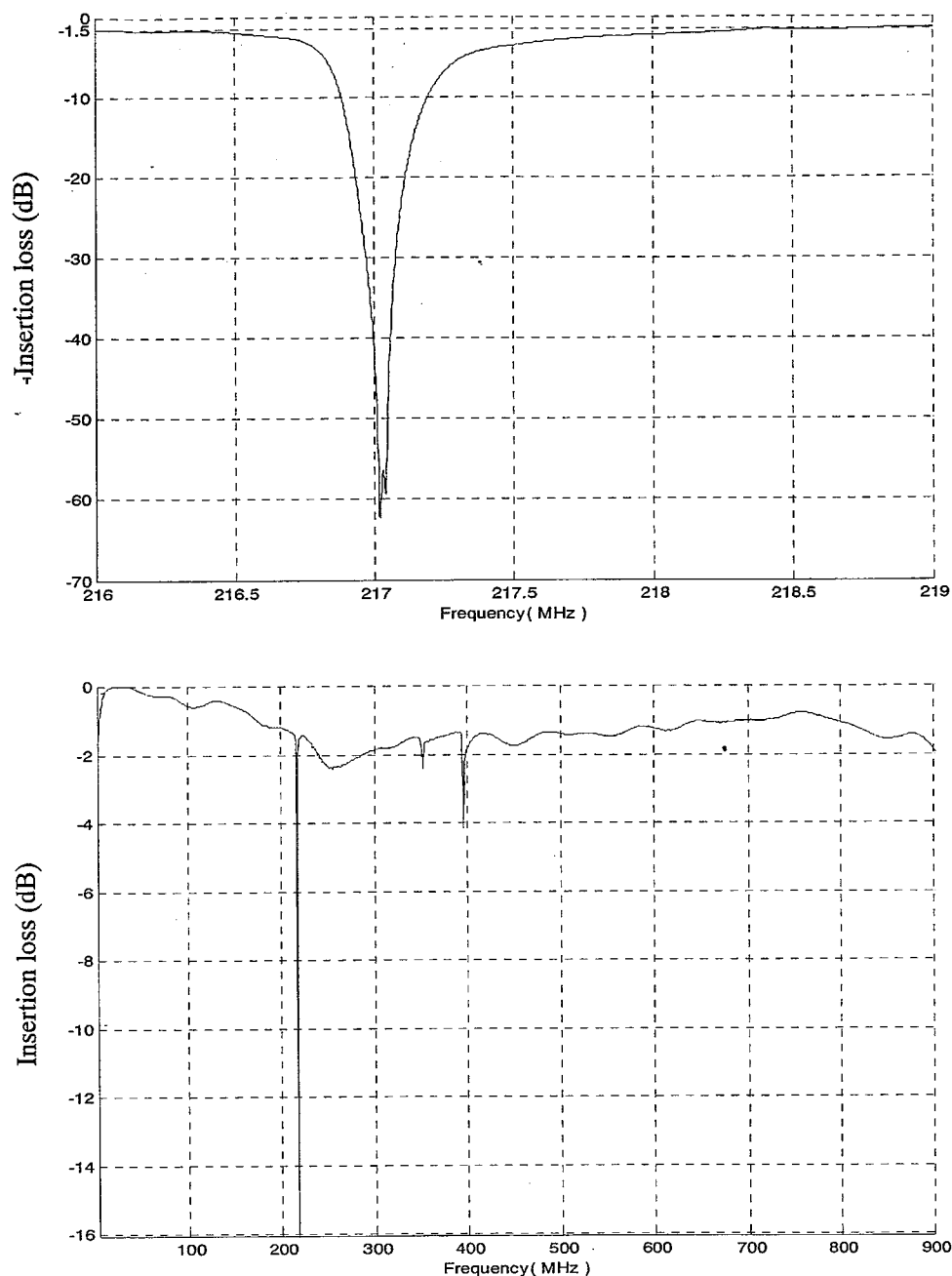


图 5.3.2 器件八的实验频响

从实验结果来看，两级带阻结构对陷波点的抑制达到 50dB 以上，临近陷波点的通带插损约为 1.5dB，在 0~900MHz 频带范围的波动约为 2dB。与理论模拟基本一致。

将带阻结构与梯形结构按图 4.3.1 结合所设计的实验器件记为器件九。器件九的基底材料为 36° YX-LiTaO₃，设计参数如下：

A) 带阻部分

中心频率： $f_0=392\text{MHz}$ ，换能器周期： $\lambda_s=V_0/f_0$ ，换能器指对数：80 对，

孔径: $75\mu\text{m}$, 反射栅指数: 75 对, 孔径与换能器相同, 金属化率: 0.5。电感 $L=18\text{nH}$ 。

B) 梯形结构部分

a) 串联臂

中心频率: $f_{0s}=381.5\text{MHz}$

换能器周期: $\lambda_s=V_0/f_{0s}$

换能器指数: 120 对

孔径: $100\mu\text{m}$

反射栅指数均为 55 对, 孔径与换能器相同, 金属化率: 0.5。

b) 并联臂

中心频率: $f_{0p}=372.5\text{MHz}$

换能器周期: $\lambda_p=V_0/f_{0p}$

换能器指数: 46 对

孔径: $450\mu\text{m}$

图 5.3.3 给出了器件九的实验特性曲线。

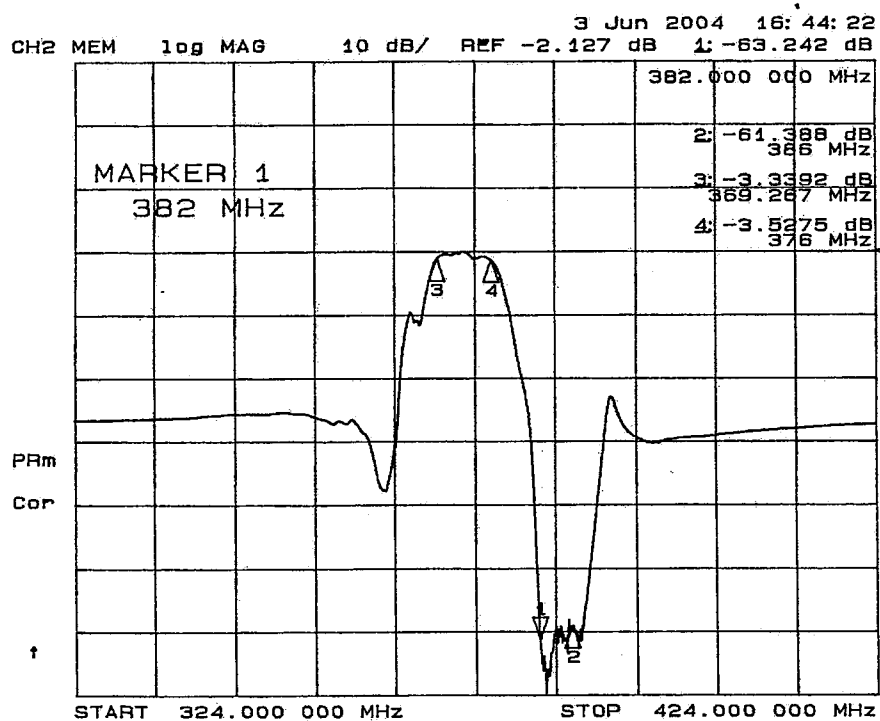


图 5.3.3 器件九的实验频响

从实验结果来看, 该组合结构在通带处的插损约为 2.1dB, 对特定频段的抑制达到 55dB 以上, 这与理论模拟基本一致。与模拟频响特性图 4.3.2 相比, 过渡带不够陡峭, 分析原因主要是带阻结构 Q 值不够, 导致过渡带不够陡峭, 在以后的改进方案中应提高带阻的 Q 值。

本章小结

本章主要是运用实验结果来验证前面的理论分析。根据前面优化的设计参数分别设计制作器件，将测试结果与前面的理论模拟频响进行比较，得出实验与前面的理论分析基本是一致的。

第六章 总结

本文以耦合模理论模型为理论基础, 结合网络理论, 首先对最基本的 SAW 叉指换能器和反射栅进行分析, 进而分析了单端对声表面波谐振器, 推导出其电端输入导纳, 然后将推导结果运用于梯形谐振滤波器、带阻滤波器以及纵向耦合谐振器加梯形结构的滤波器的理论分析, 分别推导出上述各种结构的理论频响特性, 并在此理论推导基础上计算模拟了上述各种谐振式滤波器的理论频响特性曲线, 利用计算所得的参数设计了相应的实验器件, 并用网络分析仪测得其实验频响曲线, 对理论和实验的频响曲线进行了比较, 实验结果和理论模拟基本一致。

通过本文的工作, 为多种谐振式滤波器(含梯形、梯形加纵向耦合、带阻结构、梯形加带阻结构)从分析、设计、和版图制作提供了一整套解决方案, 它包括: 1) 理论模型模拟: 耦合模模型; 2) 器件分析: 根据已知的 SAW 谐振式滤波器的结构参数和材料参数模拟出器件性能, 包括: 中心频率, 带宽, 插入损耗, 带内波纹, 矩形系数, 带外抑制, 输入输出阻抗等; 3) 器件设计: 根据 SAW 谐振式滤波器所要求达到的性能指标, 确定: a) 基片材料的类型; b) 器件的结构参数; 4) 版图数据生成。

通过对上述多种谐振式结构滤波器理论和实验的分析研究, 我们发现下面几点对器件的设计是至关重要的:

- (1) 对梯形滤波器, 在多级级联时阻抗失配问题不能忽略, 否则将导致通带特性变坏, 级联时应根据需要加入适当的阻抗补偿元件; 另外, 串联臂谐振器和并联臂谐振器的参数对器件的影响如下: 随着串联臂谐振器指对数的减小, 带宽会随着减小, 但抑制会变大; 随着并联臂谐振器指对数的减小, 带宽会随着增加, 但抑制会变小; 随着串联臂谐振器孔径的增加, 带宽会随着增加, 但抑制会变小; 随着并联臂谐振器孔径的增加, 带宽会随着减小, 但抑制会变大。因此应根据器件的性能要求对不同的参数进行调整。从我们的理论模拟和实验来看, 增加并联臂的指对数对带外抑制的贡献远不如它对通带形状因子的影响。所以在设计梯形滤波器时, 我们一般不将并联臂的指对数设计的很多。
- (2) 对梯形滤波器和纵向耦合滤波器相结合的滤波器, 设计时应综合考虑两种结构的最佳膜厚, 相对来说, 梯形结构的最佳膜厚要厚一些。在两种

结构进行结合时,要进行综合考虑,得到组合结构的最佳膜厚;另外,在设计时对两种结构的通带要进行准确的模拟计算,使二者在结合时通带能够很好的吻合,这样才能保证混合结构的通带足够宽。

- (3)对由 SAW 单端对谐振器结合 LC 低通网络构成的带阻滤波器,改变谐振器的换能指数对过渡带影响较大,当换能指数增加时,过渡带变缓(不够陡峭);当换能指数减小时,过渡带变陡,但阻带的带宽也相应变窄。对由全通网络构成的带阻滤波器,外加电感的影响很大,增加到地的电感值可以增加阻带抑制,但会增加通带损耗,调节与谐振器并联的电感值,可以改变最深抑制点的位置,当并联电感值增加时,最深抑制点向高频方向移动,反之,最深抑制点向低频方向移动,所以,我们可以根据需要适当调节电感来满足要求。这些特性在实验观察中均得到了证实。在设计梯形结构加带阻结构时,要注意调节两种结构的中心频率,带阻的最深抑制点频率应略高于梯形结构中串联臂的反谐振频率。

上述各种滤波器都采用单指结构,这对于制作高频低插损器件具有重要的应用价值。

本文的创新点在于:

- 1) 对梯形滤波器 从级联单元的输入输出阻抗出发,利用 COM 理论分析其阻抗特性,然后从级联时阻抗失配的角度分析级联后通带低端出现下陷的原因,在国内首次采用加单端对谐振器对级间阻抗进行补偿的改进方法并进行分析,从而改善梯形滤波器多级级联后的通带特性。(本创新点在 1998 年 IEEE UFFC 上 OU H. Huor 等人曾经提出,但国内尚未见有文献报导)
- 2) 纵向耦合结构 运用 COM 理论对 1-3mode 纵向耦合结构进行了详细的理论分析,从混合 P 矩阵出发,推导出两电端口之间的导纳矩阵;在国内首次将梯形谐振滤波器结构与纵向耦合谐振滤波器结构相结合来改善纵向耦合滤波器的近阻带抑制特性,实现了宽带、低插损、低矩形系数和高带外抑制滤波器。(本创新点在 2002 年 IEEE UFFC 上 S.V. Kiselev 等人曾经提出,但国内尚未见有相关文献报道)
- 3) 将单端对谐振器用作容性元件,取代 LC 低通网络和全通网络中的电容,构

成 SAW 带阻滤波器。该滤波器结合了 SAW 器件频率选择性好和 LC 电路插损低的优点，将之与梯形滤波器结合，实现了通带低插损，而对特定频段达到高抑制，首次用于有线电视收费系统陷波器和集群通信系统双工器的设计，有望解决集群通信系统手机的双工工作难题。（本创新点尚未见有相关文献报道）

本文尚待完善的工作：

对带阻滤波器，应进一步研究如何提高其 Q 值，以使其过渡带更加陡峭，便于和其他结构结合运用于现代移动通信中。另外，在我们的理论分析模拟中，金属化比都是按 0.5 进行模拟的，而在实际工艺中，经常会有所出入；再则没有考虑声波衍射的影响，而实际上这种影响是存在的，这些在以后的工作中都应加以考虑。