

分类号 _____

密级 _____

UDC _____

编号 _____

中国科学院研究生院 硕士学位论文

声表面波梯形谐振滤波器的研究

李秀梅

指导教师 何世堂 研究员 中国科学院声学研究所

汪承灏 院士 中国科学院声学研究所

申请学位级别 硕士 学科专业名称 信号与信息处理

论文提交日期 _____ 论文答辩日期 _____

培养单位 _____ 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 _____

摘 要

声表面波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。本文利用 LC 电路模型和耦合模理论模型对声表面波梯形谐振滤波器进行了分析, 分别利用两种模型对梯形谐振滤波器的串联臂谐振器和并联臂谐振器进行了理论模拟。并以 LC 电路模型理论和耦合模理论模型为基础, 利用基本公式, 给出了单个串联臂谐振器和单个并联臂谐振器的频响公式, 以及梯形谐振滤波器的一级级联, 二级级联及四级级联的频响公式。特别比较了可能的十六种不同的四级级联结构方式的特性, 得到了其中两种较好的结构方式。利用这两种理论模型确定了单个串联臂和单个并联臂谐振器的参数, 为实验器件的制作提供了有效的参照依据。讨论了不同的参数如串联臂谐振器和并联臂谐振器的孔径及指对数, 膜厚等对器件性能的影响, 为达到器件的指标要求进行调整提供了根据。

实验器件是以 36° $y-x$ $LiTaO_3$ 压电晶体为基底来实现的。对实验器件的要求如下: 中心频率为 147.5 MHz, 3 dB 带宽为 4.5 MHz, 插入损耗小于 2.5 dB, 矩形系数不大于 1.2, 阻带抑制大于 35 dB。一级级联梯形谐振滤波器不能满足这个要求, 因此, 本文中采用了四级级联的形式, 取得了较好的结果, 实验结果与理论结果大致吻合。通过本工作, 为声表面波梯形谐振滤波器的设计和分析初步提供了一个软件包。

关键词: 声表面波 (SAW) 梯形谐振滤波器 LC 电路模型 耦合模理论模型

Abstract

Xiumei Li (Signal and Information Processing)

Directed by Professor He Shitang and Professor Wang Chenghao

SAW ladder Type resonator-filter has many merits such as low insertion loss, wide bandwidth, and without outside circuit match. In this paper, LC circuit model and Coupling-of-modes model are researched. The two models are used to simulate the parallel part and the series part of SAW ladder type resonator filter. On the basis of the LC circuit model and Coupling-of-modes model, using the fundamental formula, the frequency responses of the parallel part and the series part of the ladder type resonator-filter, the one-stage, two-stage, and four-stage ladder type resonator-filter are given. The characteristics of the sixteen possible structures of four-stage are compared, and two better kinds of structures are gotten. The basic parameters of the resonators are gotten using the two models. It provides the basis for the experimental fabrication. The influence of different parameters such as aperture, the figure number, and the film thickness, is discussed. The characteristics of filter is adjustable according to the requirement.

The experimental devices are fabricated on the piezoelectric crystal 36° $y-x$ $LiTaO_3$. The requirements of the filter are as the following: the center frequency is 147.5 MHz, the bandwidth is about 4.5 MHz, the insertion loss is less than 2.5 dB, the shape factor is not larger than 1.2, and the stop-band rejection is larger than 35 dB. Since the one-stage filter can not satisfy the requirements, this paper uses the form of four-stage filter and gets good results. The experimental results are approximately coincident with the theory simulation. Through our work, a software package is gotten for the design and analysis of SAW ladder type resonator-filter.

Key Words: Surface Acoustic Wave (SAW), ladder type resonator-filter, LC Circuit Model, Coupling-of-Modes Model

目 录

摘 要	i
引 言	1
第一章 声表面波谐振器的 LC 电路模型	4
§ 1.1 LC 电路模型的基本分析	4
§ 1.2 谐振器频响	8
§ 1.2.1 串联臂谐振器的频响	8
§ 1.2.2 并联臂谐振器的频响	9
第二章 声表面波器件的耦合模理论	10
§ 2.1 叉指换能器的耦合模理论	10
§ 2.1.1 耦合模方程	10
§ 2.1.2 叉指换能器的混合矩阵模型	11
§ 2.1.3 叉指换能器的响应	13
§ 2.2 金属反射栅阵的耦合模理论	17
§ 2.2.1 耦合模方程	17
§ 2.2.2 栅阵的反射系数	17
§ 2.3 单端对谐振器的导纳	18
第三章 声表面波谐振器及梯形滤波器频响的数值模拟	21
§ 3.1 LC 电路模型	21
§ 3.1.1 单个谐振器的数值模拟	22
§ 3.1.1.1 串联臂谐振器的数值模拟	22
§ 3.1.1.2 并联臂谐振器的数值模拟	23
§ 3.1.2 梯形谐振滤波器的数值模拟	23
§ 3.1.2.1 一级级联梯形谐振滤波器的数值模拟	24
§ 3.1.2.2 二级级联梯形谐振滤波器的数值模拟	25
§ 3.1.2.3 四级级联梯形谐振滤波器的数值模拟	28
§ 3.2 耦合模理论对声表面波谐振器频响的的数值模拟	42
§ 3.2.1 单个谐振器的模拟	42
§ 3.2.1.1 串联臂谐振器的模拟	42

§ 3.2.1.2 并联臂谐振器的模拟	43
§ 3.2.2 梯形谐振滤波器的模拟	44
§ 3.2.2.1 一级级联梯形谐振滤波器的模拟	44
§ 3.2.2.2 二级级联梯形谐振滤波器的模拟	45
§ 3.2.2.3 四级级联梯形谐振滤波器的模拟	46
§ 3.3 声表面波梯形谐振滤波器的设计软件包	50
第四章 声表面波谐振器及梯形滤波器的实验制作与讨论	53
§ 4.1 谐振器的实验制作及频响曲线	53
§ 4.1.1 串联臂谐振器的实验制作及频响曲线	53
§ 4.1.2 并联臂谐振器的实验制作及频响曲线	54
§ 4.2 梯形谐振滤波器的实验制作及频响曲线	56
§ 4.2.1 一级级联梯形谐振滤波器的实验制作及频响曲线	56
§ 4.2.2 二级级联梯形谐振滤波器的实验制作及频响曲线	58
§ 4.2.3 四级级联梯形谐振滤波器的实验制作及频响曲线	59
§ 4.3 几个因素对器件性能的影响	60
§ 4.3.1 反射栅的指条周期对器件的影响	60
§ 4.3.2 膜厚对器件的影响	61
§ 4.3.3 指对数和孔径对器件的影响	62
§ 4.4 对器件性能的改进	64
§ 4.4.1 微带电路法	65
§ 4.4.2 加入SAW谐振器来达到匹配的方法	65
第五章 总结	68
参考文献	70
致 谢	
作者简介	

引 言

声表面波 (SAW) 技术作为六十年代末期才发展起来的新兴科学技术领域, 是一门声学 and 电子学相结合的边缘学科^{[1][2]}。声表面波器件自六十年代末期开始出现以来就受到了世界各国电子工程师和声学工作者的广泛关注。经过 30 多年的发展, 由声表面波制作的多种信号处理器件, 以其高性能, 高可靠性, 小型化等优势, 应用在雷达, 通讯, 电子对抗, 电视等领域中。近年来, 声表面波器件越来越多的应用在移动通讯中, 其中声表面波滤波器占了最大的比重。声表面波滤波器使用半导体平面工艺制造, 利于集成化, 小型化, 超高频, 并且具有设计灵活, 稳定可靠, 大批量生产一致性好等优点。

由于移动通讯向着小型化的方向发展, 声表面波滤波器因其体积小, 性能好而受到了广泛重视。但同时移动通信的发展也对声表面波器件的性能提出了更高的要求: 体积更小, 插入损耗更低, 不需外围匹配电路等。利用叉指换能器所构成的一般滤波器很难满足上述要求。而梯形谐振滤波器是一种解决了这一难题的办法, 得到了人们广泛的重视。

声表面波梯形谐振滤波器是由单端声表面波谐振器按梯形形状连接而形成的滤波器。单端对谐振器一般由叉指换能器两端各放置一个短路或开路的金属反射栅阵而形成。通常在实际的器件制作选用的是短路的金属反射栅, 因为短路的金属栅具有较大的反射系数。谐振器的工作特性依赖于每个反射栅的反射系数以及反射栅之间的间隔。

梯形滤波器很早就应用在石英和陶瓷滤波器中^[3]。因为这些滤波器的组成成分——谐振器——的等效电路和声表面波单端对谐振器是相似的, 所以梯形滤波器自然同样地被应用到了声表面波滤波器的设计。声表面波梯形滤波器是 S. C. C. Tseng 于 1974 年提出的^[4]。但在本篇文章中, 梯形结构中的串联臂是单端对谐振器, 而并联臂是由电容组成的。所以, 这种声表面波梯形滤波器的性能中通带形状不是很好。之所以没有在并联臂使用谐振器, 是因为在当时要精确的调整谐振器的谐振频率是很困难的, 而只有串联臂和并联臂的谐振器的谐振频率控制的很好时才能得到好的通带。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^[5]。这种滤波器的插入损耗很小, 只有 1—2 dB, 但带外抑制只有 20 dB。1992 年, 由 Y. Satoh^[6], O. Ikata^[7], 和 M. HiKita 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。梯形谐振高频滤波器插损低, 带宽宽, 不需要外电路匹配, 这使得它适合于移动通讯中手提电话的应用^[6-9]。而且, 梯形结构能实现中心频率在 1GHz 以上的滤波器^{[10][11]}, 并且其性能比较好。

对梯形谐振滤波器有三种理论模型进行分析^[3], 这三种方法为: LC 电路模型, 等效电路模型, 耦合模理论模型。其中 LC 电路模型是最简单的一种模型; 等效电路模型是一种更精确些的计算模型, 它计算了电气反射, 在忽略了机械反射之后我们可以模拟出声表面波谐振器实际设计中, 比如叉指换能器的指对数和反射栅的条数, 叉指换能器和反射栅的相对位置, 叉指换能器的孔径长度等对器件性能的影响; 耦合模理论模型将以往所忽略的机械反射包括了进来, 由于高频的机械反射不能忽略, 它要比等效电路模型的结果更精确。另外, 与等效电路模型不同的是耦合模理论是将整个的叉指换能器和反射栅进行整体分析计算, 所以它的计算速度也要更快一些。本文就以 LC 电路模型和耦合模理论模型为理论基础, 对单个谐振器进行了分析, 得到了有关的重要参数, 从而对最终的梯形谐振滤波器的制作提供了理论依据。

本文将从理论和实验两个方面对梯形谐振滤波器进行研究。理论是以 LC 电路模型和耦合模理论模型为基础, 根据两种理论模型得出了制作滤波器所需要的各个重要的参数, 并给出了单个谐振器和不同级联形式滤波器的频响公式, 模拟了单个串联臂谐振器和单个并联臂谐振器以及不同级联形式的滤波器的理论频响。实验中, 以 $36^\circ y-x \text{ LiTaO}_3$ 为基底, 设计制作了两种不同频率的谐振器, 并利用这两种谐振器对不同级数形式的滤波器进行了实际的制作, 确定了最佳的设计方案, 从而为大批量地生产合格的器件打下基础。实验所测得的结果与理论计算大致符合。

全文共分为五章:

第一章 声表面波谐振器的 LC 电路模型

第二章 声表面波器件的耦合模理论

- 第三章 声表面波谐振器及梯形谐振滤波器的数值模拟
- 第四章 声表面波谐振器及梯形谐振滤波器的实验制作与讨论
- 第五章 总结

第一章 声表面波谐振器的 LC 电路模型

对于 SAW 谐振器，由于它是在集中于谐振器的谐振频率附近很窄的频率范围内工作，因此可以用 LC 集总参数来表示。LC 电路模型作为最简单的一种模拟模型而得到了人们的广泛应用。本章将以 LC 电路模型的理论公式为基础给出单个的串联臂谐振器和并联臂谐振器的等效阻抗和理论频响公式。

§ 1.1 LC 电路模型的基本分析^{[3][12]}

声表面波单端谐振器是由叉指换能器和两个短路金属反射栅构成的。这里使用的叉指换能器是最基本的结构，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。按照 LC 电路模型，谐振器可等效成如图 1.1.1 所示的结构。

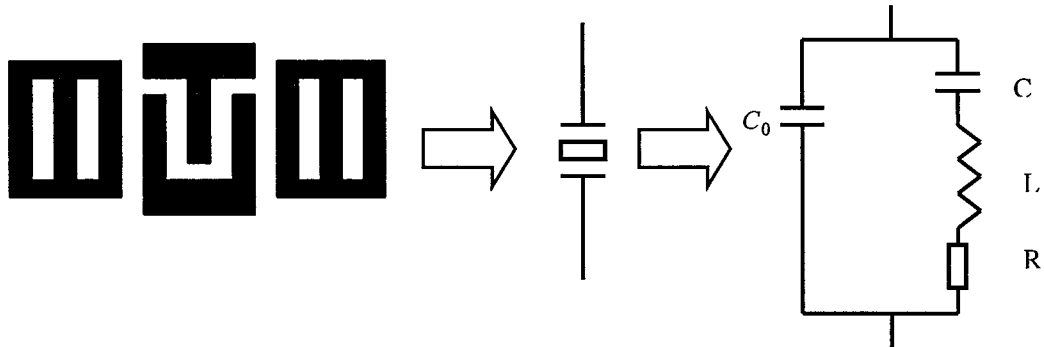


图 1.1.1 谐振器单元等效电路

其中 L 为动态电感，C 为动态电容， C_0 为静态电容。对于低插损的谐振器，R 值很小，可以忽略不计。

常用的梯形滤波器的并联臂(parallel arm)和串联臂(series arm)都使用声表面波谐振器。谐振器的集总参数和结构参数的对应关系如下^[13]：

$$C_0 = NW C_0', \quad R_0 = \frac{1}{8K^2 f_0 C_0' N}, \quad R = R_0 \frac{1-|\Gamma|}{1+|\Gamma|},$$

$$L = \frac{2|\Gamma|R_0 n}{(1+|\Gamma|)^2 f_0}, \quad \text{这里 } n = \frac{D_1/2 + D_2}{\lambda_0}, \quad C = (\omega_0^2 L)^{-1}$$

这里 W, N 分别为换能器的孔径和指对数， C_0' 为单位长度的静电容， R_0 为辐

射电阻， κ^2 为机电耦合系数， f_0 为中心频率， λ_0 为谐振器的波长， Γ 为反射系数， D_1 为换能器的几何长度， D_2 为反射栅阵的有效长度。

一级级联的梯形谐振滤波器在谐振频率附近可以用 LC 集总参数等效为如图 1.1.2 所示。

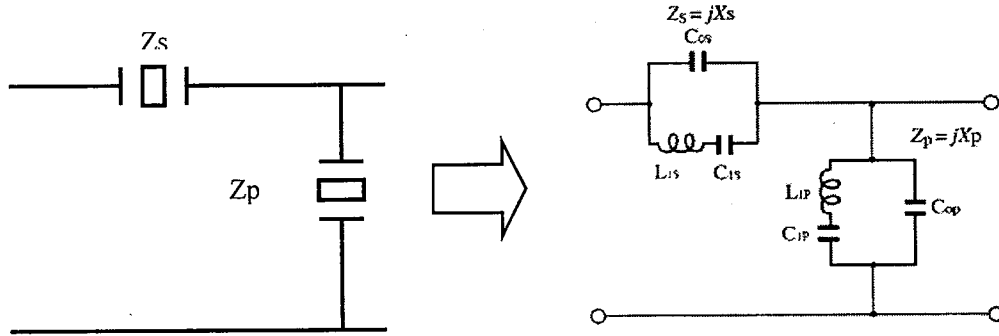


图 1.1.2 梯形滤波器的基本电路结构及 LC 等效电路

在图 1.1.2 中， Z_s 和 Z_p 分别表示串联臂谐振器和并联臂谐振器，它们都是单端对谐振器。

可以得出串联臂谐振器的等效阻抗为：

$$Z_s = \left(\frac{1}{j\omega C_{1s}} + j\omega L_{1s} \right) // \left(\frac{1}{j\omega C_{os}} \right) * \quad (1.1.1)$$

(* 符号“//”表示并联, $A//B$ 表示 A 和 B 的并联阻抗, $A//B = \frac{1}{\frac{1}{A} + \frac{1}{B}}$, 下同。)

$$Z_p = \left(\frac{1}{j\omega C_{1p}} + j\omega L_{1p} \right) // \left(\frac{1}{j\omega C_{op}} \right) \quad (1.1.2)$$

设串联臂谐振器的谐振频率为 f_{r1} ，反谐振频率为 f_{a1} ，并联臂谐振器的谐振频率为 f_{r2} ，反谐振频率为 f_{a2} ，谐振频率和反谐振频率是当谐振器的阻抗为零和为 ∞ 时所对应的频率。

理论上，当设计一个一节梯形滤波器时，串联臂谐振器和并联臂谐振器应满足以下两个条件^[7]：

- (1) 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 1.1.3 所示。

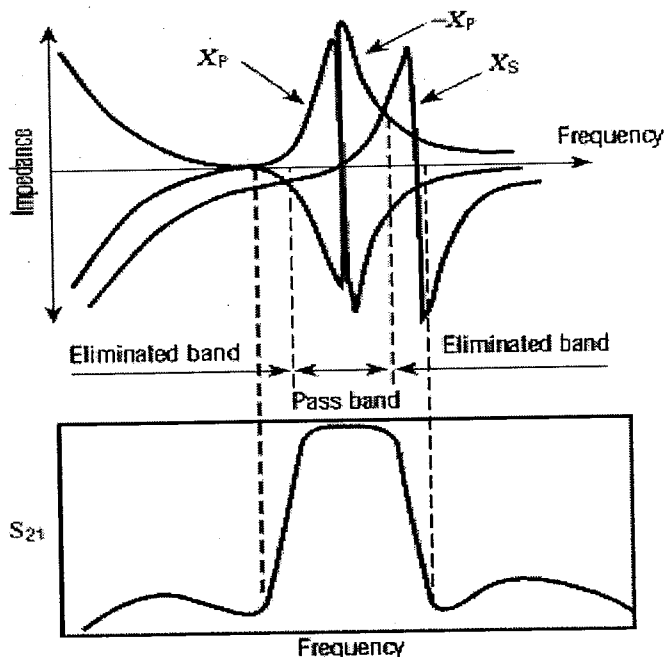


图 1.1.3 谐振器和滤波器的特性关系

由谐振频率和反谐振频率的关系式可得:

$$\begin{cases} f_o = 1/(2\pi \sqrt{L_{1s}C_{1s}}) = f_{rs} \\ f_o = \sqrt{1+C_{1p}/C_{op}} / (2\pi \sqrt{L_{1p}C_{1p}}) = f_{ap} \end{cases} \quad (1.1.3)$$

其中 $C_{os} = C_p W_1 N_1$, $C_{op} = C_p W_2 N_2$, 静电容与动态电容之比由所用的基片材料所决定, 对于 $36^\circ y-x LiTaO_3$, 其比值为 $15^{[3]}$ 。

这里 C_p 为所用晶体的单位叉指长度的静电容。W1, W2 分别为串联臂和并联臂谐振器的叉指孔径宽度。N1, N2 分别为串联臂和并联臂谐振器的叉指对数。

中心频率附近的损耗之所以很低, 是因为在此附近串联臂谐振器的阻抗非常低, 而并联臂谐振器的阻抗非常高。

(2) 串联臂部分和并联臂部分的等效阻抗的乘积的平方根等于系统特性阻抗 $R_0 = 50 \Omega$ 。即:

$$\sqrt{Z_s \times Z_p} = R_0$$

谐振器的串联臂和并联臂的阻抗可由它们的谐振频率和反谐振频率表示为:

$$\begin{cases} Z_s = (\omega^2 - \omega_{rs}^2) / j\omega C_{os} (\omega^2 - \omega_{as}^2) \\ Z_p = (\omega^2 - \omega_{rp}^2) / j\omega C_{op} (\omega^2 - \omega_{ap}^2) \end{cases} \quad (1.1.4)$$

这里：

ω_{rs} 为串联臂谐振器的谐振角频率， ω_{as} 为其反谐振角频率；

ω_{rp} 为并联臂谐振器的谐振角频率， ω_{ap} 为其反谐振角频率。

为了满足不需要外加调谐电路的要求，必须满足：

$$Z_s \times Z_p = R^2$$

由于： $\omega_{ap} \approx \omega_{rs}$ ， $\omega_0 - \omega_{rp} \approx \omega_{as} - \omega_0$ ， $2\omega_0 \gg \Delta\omega$ ， $\Delta\omega \equiv (\omega_{as} - \omega_{rp})/2$

在这里： ω_0 是滤波器的中心频率。

所以：

$$R^2 \approx 1/(\omega_0^2 C_{as} C_{op}) \quad (1.1.5)$$

由公式(1.1.3),(1.1.4),(1.1.5)可知：当单元中的动态电容，动态电感，静态电容确定后，W1, N1, W2, N2 也就随之确定。

通过上述两个条件，动态电容与动态电感是与静电电容是相关联的。因此在利用计算机来模拟谐振器的最佳条件，分析滤波器的特性时，下面参数对控制滤波器的特性有很重要的作用：^[8]

- (1) 谐振器的静电电容比 (C_{op}/C_{as})
- (2) 每个谐振器的静电电容值(C_{op} , C_{as})

谐振器串联臂和并联臂的静电电容比能控制带外抑制和矩形系数。随着静电电容比的增大，带外抑制增大，同时矩形系数变大。其相互关系如图 1.1.4 所示。

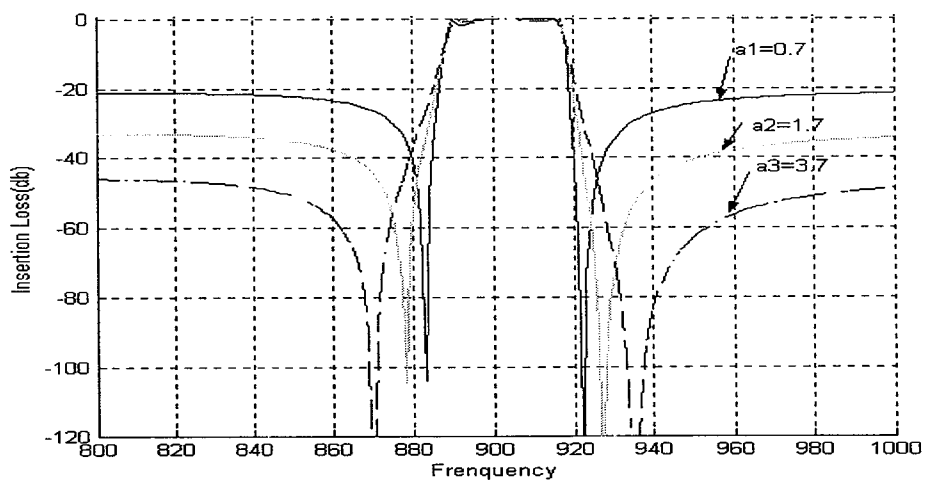


图 1.1.4 静电电容比与带外抑制及矩形系数的关系

即使是当静电容比为恒定值时,滤波器的输入和输出阻抗还会受到静电容值的影响,为了达到电路的匹配,静电容的值应该达到最优化。

§ 1.2 谐振器频响

梯形滤波器是由两种谐振器所组成,一种是串联臂的谐振器,一种是并联臂的谐振器。下面分别就这两种谐振器在实际测量中的不同接法来分析和推导出单个的串联臂及并联臂谐振器的理论频响。

§ 1.2.1 串联臂谐振器的频响

对于串联臂谐振器,它在电路中的接法如图 1.2.1 所示:

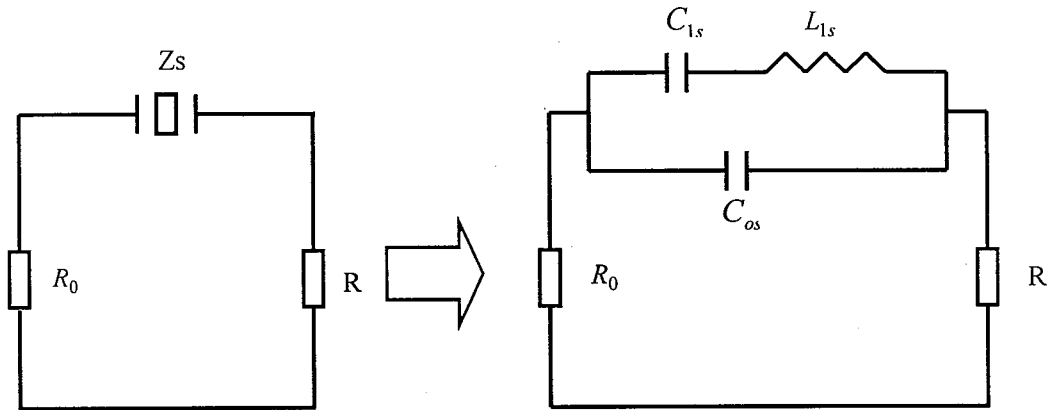


图 1.2.1 串联臂谐振器的电路结构及等效电路

其中, R 为端置电阻, 值为 $50\ \Omega$, R_0 为内电阻, 也为 $50\ \Omega$, 设串联臂谐振器的等效阻抗为 Z_s , 则频率响应为:

$$S_{21} = \frac{R}{R + R_0 + Z_s} \quad (1.2.1)$$

$$\text{其中 } Z_s = \left(\frac{1}{j\omega C_{1s}} + j\omega L_{1s} \right) // \left(\frac{1}{j\omega C_{0s}} \right)$$

设 $H(f)$ 是以对数标度的频响, 则:

$$\begin{aligned} H(f) &= 20 \lg |S_{21}| \\ &= 20 \lg \left| \frac{R}{R + R_0 + \left(\frac{1}{j\omega C_{1s}} + j\omega L_{1s} \right) // \left(\frac{1}{j\omega C_{0s}} \right)} \right| \end{aligned} \quad (1.2.2)$$

应用式 (1.2.2) 就可以得出单个串联臂谐振器的理论频响值。

§ 1.2.2 并联臂谐振器的频响

对于并联臂谐振器，它在电路中的接法如图 1.2.2 所示：

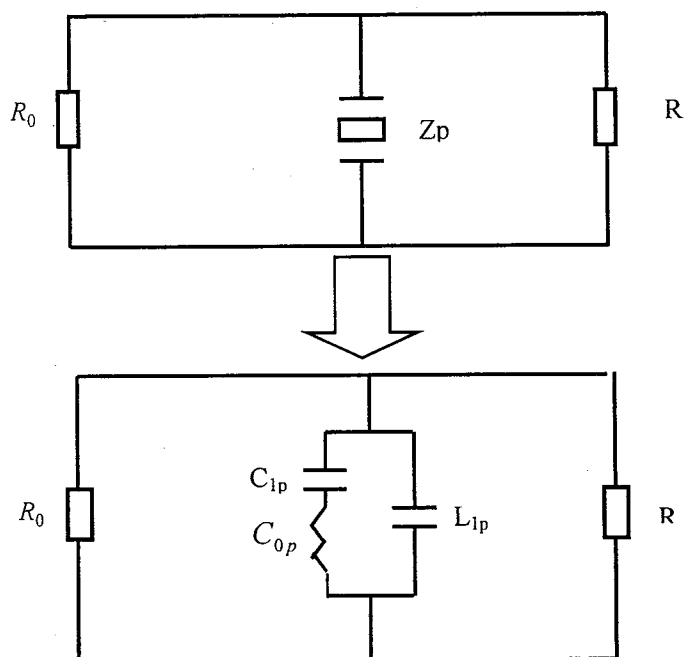


图 1.2.2 并联臂谐振器的电路结构及等效电路

设并联谐振器的等效阻抗为 Z_p ，则频响的理论值为：

$$S_{21} = \frac{Z_p // R}{R_0 + Z_p // R} \quad (1.2.3)$$

$$\text{其中： } Z_p = \left(\frac{1}{j\omega C_{1p}} + j\omega L_{1p} \right) // \left(\frac{1}{j\omega C_{0p}} \right)$$

设 $H(f)$ 是以对数标度的频响，则：

$$\begin{aligned} H(f) &= 20 \lg |S_{21}| \\ &= 20 \lg \left| \frac{\left(\frac{1}{j\omega C_{1p}} + j\omega L_{1p} \right) // \left(\frac{1}{j\omega C_{0p}} \right) // R}{R_0 + \left(\frac{1}{j\omega C_{1p}} + j\omega L_{1p} \right) // \left(\frac{1}{j\omega C_{0p}} \right) // R} \right| \end{aligned} \quad (1.2.4)$$

应用式 (1.2.4) 就可以得出单个并联臂谐振器的理论频响值。

第二章 声表面波器件的耦合模理论

耦合模理论从 1950 年左右开始广泛应用在光学和电磁学的问题中^[14]。将耦合模理论引进到声表面波领域的是 Suzuki^[15]和 Haus^{[16][17][18]}。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^[19]，进而用来分析叉指换能器^[20]。陈东培等用变分法给出了声表面波叉指换能器和栅阵的耦合模分析的全部参数的理论分析^[21]。

§ 2.1 叉指换能器的耦合模理论

§ 2.1.1 耦合模方程^[22]

本文使用最基本的叉指结构，即均匀不加权，换能器指宽与指间距均为四分之一波长。其基本结构如图 2.1.1 所示。

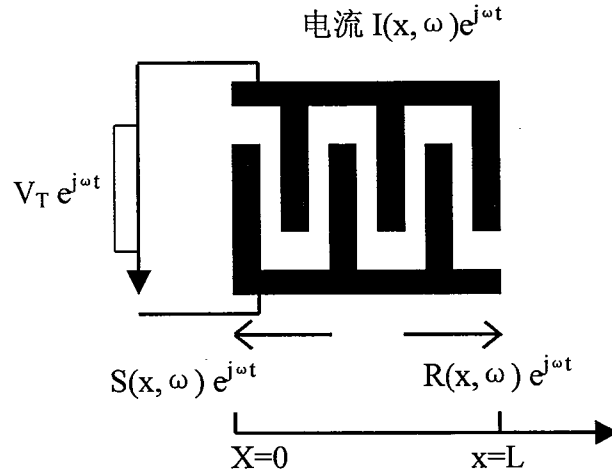


图 2.1.1 均匀叉指换能器

在这里使用的换能器模型，作出了如下的假设：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。可以写出如下的耦合模方程：

$$\frac{dR(x)}{dx} = -jkR(x) + jK e^{-j(2k_0 x - \phi_k)} S(x) + j\alpha(x) e^{-j(k_0 x - \phi_T(x))} V_T \quad (2.1.1)$$

$$\frac{dS(x)}{dx} = +jkS(x) - jK e^{+j(2k_0 x - \phi_k)} R(x) - j\alpha(x) e^{+j(k_0 x - \phi_T(x))} V_T \quad (2.1.2)$$

$$\frac{dI(x)}{dx} = -j\omega C(x)V_T + j2\alpha(x)e^{+j(k_0x - \Phi_T(x))}R(x) + j2\alpha(x)e^{-j(k_0x - \Phi_T(x))}S(x) \quad (2.1.3)$$

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：

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

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

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

K : 单位长度反射率

对于单根栅条，反射系数的一般表达式为：

$$K\lambda_t/2 = R_m \frac{h}{\lambda_t} + R_e \quad (2.1.4)$$

其中 h 为膜厚，对 36°LiTaO_3 ，系数 $R_m = -0.38$ ， $R_e = -0.0217$ 。

$\alpha(x)$: 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：

$$\alpha^2 = (2/\pi)K^2\omega C_t/\lambda^2 \quad (2.1.5)$$

其中 K^2 为基底材料的机电耦合系数。对于 36°LiTaO_3 ， $K^2 = 5\%$ ， C_t 是换能器每周期静电容， λ 为换能器周期。

§ 2.1.2 叉指换能器的混合矩阵模型^[23]

叉指换能器可以看作是一个三端网络，其中一个电端两个声端。这里将使用混合矩阵 P 矩阵来描述这个三端网络。在这个矩阵中，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 2.1.2 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。

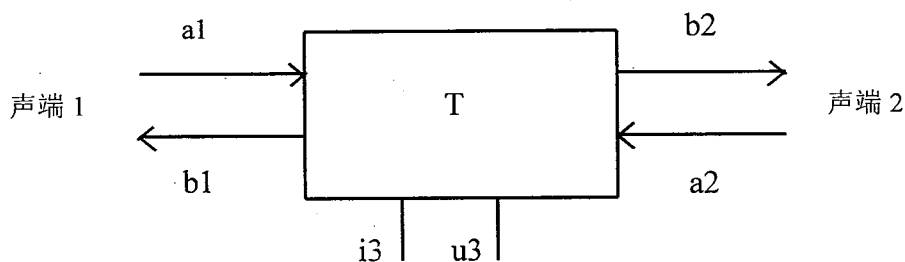


图 2.1.2 三端网络的示意图

各变量之间的关系由下式给出：

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ i_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_{11} & P_{12} & P_{13} \\ P_{21} & P_{22} & P_{23} \\ P_{31} & P_{32} & P_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \end{bmatrix} \quad (2.1.6)$$

由于网络是互易的，P 矩阵存在如下的互易关系：

$$P_{21}=P_{12} \quad P_{31}=-2P_{13} \quad P_{32}=-2P_{23} \quad (2.1.7)$$

可以得到换能器的 P 矩阵形式如下所示：

$$P_{11} = \frac{+jK \sin(DL)}{D \cos(DL) + j\Delta \sin(DL)} \quad (2.1.8)$$

$$P_{12}=P_{21} = \frac{+D}{D \cos(DL) + j\Delta \sin(DL)} e^{-jk_0L} \quad (2.1.9)$$

$$P_{13}=+jL\alpha \frac{\sin(DL/2)}{DL/2} \frac{j(\Delta + K) \sin(DL/2) + D \cos(DL/2)}{D \cos(DL) + j\Delta \sin(DL)} \quad (2.1.10)$$

$$P_{22} = \frac{+jK \sin(DL)e^{-j2k_0L}}{D \cos(DL) + j\Delta \sin(DL)} \quad (2.1.11)$$

$$P_{23}=+jL\alpha \frac{\sin(DL/2)}{DL/2} e^{-jk_0L} \frac{j(\Delta + K) \sin(DL/2) + D \cos(DL/2)}{D \cos(DL) + j\Delta \sin(DL)} \quad (2.1.12)$$

$$P_{33}=+j\omega CL - j \frac{4\alpha^2(K + \Delta)}{D^3} \left[DL - \frac{j\Delta[1 - \cos(DL)] + jD \sin(DL)}{D \cos(DL) + j\Delta \sin(DL)} \right] \\ + 4\alpha^2 K \frac{\Delta + 2K}{D^3} \left[\frac{1 - \cos(DL)}{D \cos(DL) + j\Delta \sin(DL)} \right] \quad (2.1.13)$$

由互易关系式(2.1.7)可得 P_{21} , P_{31} , P_{32} 。

§ 2.1.3 叉指换能器的响应^[24]

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。其推导过程如下。

假设在图 2.1.2 的声端一有一负载, 其反射系数为 Γ , 那么

$$a_1 = \Gamma b_1 \quad (2.1.14)$$

一般说来, 如果在声端一之外未接换能器, 反射栅或其它结构, 则从声端 1 出射的声波不再被反射回去, 即 $\Gamma = 0$ 。

将式(2.1.14)带入式(2.1.6), 有

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ i_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_{11} & P_{12} & P_{13} \\ P_{21} & P_{22} & P_{23} \\ P_{31} & P_{32} & P_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Gamma b_1 \\ a_2 \\ a_3 \end{bmatrix} \quad (2.1.15)$$

由(2.1.15)式可得:

$$\begin{bmatrix} b_2 \\ i_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_{22} & P_{23} \\ P_{32} & P_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_2 \\ a_3 \end{bmatrix} \quad (2.1.16)$$

其中

$$\begin{aligned} P_{22}' &= P_{22} + \frac{\Gamma P_{12} P_{21}}{1 - \Gamma P_{11}} \\ P_{23}' &= P_{23} + \frac{\Gamma P_{13} P_{21}}{1 - \Gamma P_{11}} \\ P_{32}' &= P_{32} + \frac{\Gamma P_{12} P_{31}}{1 - \Gamma P_{11}} \\ P_{33}' &= P_{33} + \frac{\Gamma P_{13} P_{31}}{1 - \Gamma P_{11}} \end{aligned} \quad (2.1.17)$$

式(2.1.16)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 2.1.2 变成图 2.1.3 所示。

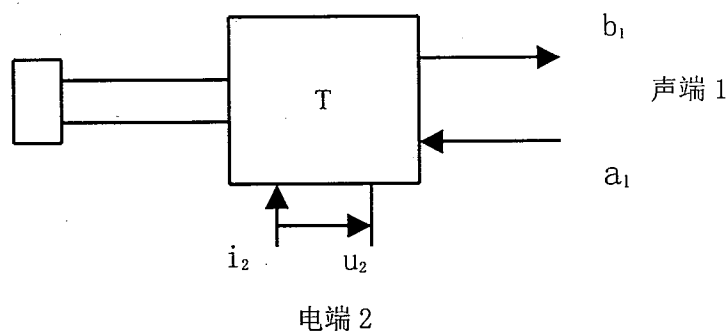


图 2.1.3 两端网络示意图

则(2.1.16)式变为:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ i_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_{11}' & P_{12}' \\ P_{21}' & P_{22}' \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ u_2 \end{bmatrix} \quad (2.1.18)$$

$$P_{11}' = P_{22}' \quad P_{12}' = P_{23}' \quad P_{21}' = P_{32}' \quad P_{22}' = P_{33}' \quad (2.1.19)$$

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

$$\begin{aligned} a_1 &= \sqrt{z_0} i_1^+ \\ b_1 &= \sqrt{z_0} i_1^- \end{aligned} \quad (2.1.20)$$

声端 1 的总电流 i 和总电压 u 如下定义:

$$\begin{aligned} i &= i_1^+ - i_1^- \\ u &= z_0 (i_1^+ + i_1^-) \end{aligned} \quad (2.1.21)$$

将(2.1.20)带入(2.1.18)有

$$\sqrt{z_0} i_1^- = P_{11}' \sqrt{z_0} i_1^+ + P_{12}' u_2$$

$$i_2 = P_{21}' \sqrt{z_0} i_1^+ + P_{22}' u_2$$

经整理得

$$\begin{aligned} i_1^+ &= \frac{-P_{22}' u_2 + i_2}{P_{21}' \sqrt{z_0}} \\ i_1^- &= \frac{-\Delta^P u_2 + P_{11}' i_2}{P_{21}' \sqrt{z_0}} \end{aligned} \quad (2.1.22)$$

其中

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

把(2.1.22)的两个方程相加并根据(2.1.21)得出

$$u_1 = \sqrt{z_0} \frac{-(\Delta^P + P_{22}')u_2 + (P_{11}' + 1)i_2}{P_{21}'} \quad (2.1.23)$$

把(2.1.22)的两个方程相减并根据(2.1.21)得出

$$i_1 = \frac{(\Delta^P - P_{22}')u_2 + (1 - P_{11}')i_2}{\sqrt{z_0} P_{21}'} \quad (2.1.24)$$

下面给出 ABCD 矩阵的定义.

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ i_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_2 \\ -i_2 \end{bmatrix} \quad (2.1.25)$$

对照(2.1.23), (2.1.24), (2.1.25)式不难看出

$$\begin{aligned} A &= -\sqrt{z_0} \frac{\Delta^P + P_{22}'}{P_{21}'} \\ B &= -\sqrt{z_0} \frac{P_{11}' + 1}{P_{21}'} \\ C &= \frac{\Delta^P - P_{22}'}{\sqrt{z_0} P_{21}'} \\ D &= \frac{P_{11}' - 1}{\sqrt{z_0} P_{21}'} \end{aligned} \quad (2.1.26)$$

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 2.1.3 两端网络的散射矩阵描述如下:

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

S 参数由 A, B, C, D 得到

$$\begin{aligned} S_{11} &= \frac{A + B - C - D}{A + B + C + D} \\ S_{12} &= \frac{2(AD - BC)}{A + B + C + D} \\ S_{21} &= \frac{2}{A + B + C + D} \end{aligned} \quad (2.1.27)$$

$$S_{22} = \frac{-A + B - C + D}{A + B + C + D}$$

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

$$H(f) = 20 \log_{10} |S_{21}| \quad (\text{dB}) \quad (2.1.28)$$

应用此式, 计算了一个滤波器的频响, 这个滤波器制作在 36°LiTaO_3 , 由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 147.5 MHz, 电极周期 $\lambda_f = 28.2 \mu\text{m}$, 换能器的指对数为 100 对, 孔径为 22 个波长。

应用这些参数, 计算出不考虑内反射时的频响如图 2.1.4(a) 所示。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是一致的; 图 2.1.4(b) 是考虑内反射的频响。

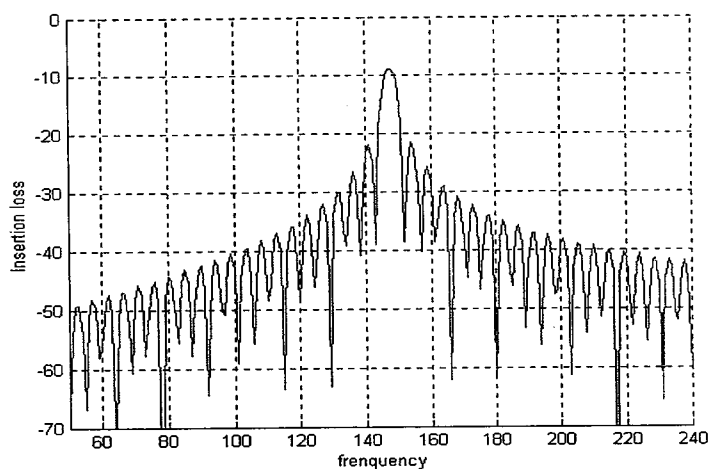


图 2.1.4(a) 不考虑内反射的器件的频响

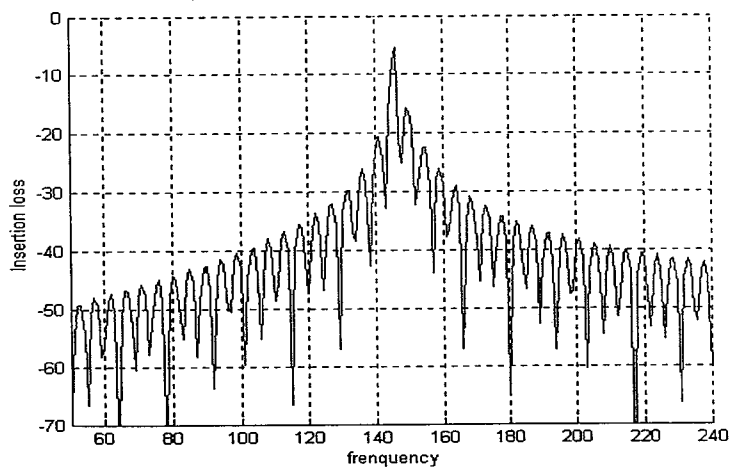


图 2.1.4(b) 考虑内反射的器件的频响

§ 2.2 金属反射栅阵的耦合模模型^[22]

§ 2.2.1 耦合模方程

由于本文中使用的短路的金属反射栅阵,下面仅给出短路栅的分析。图 2.2.1 是短路栅示意图。

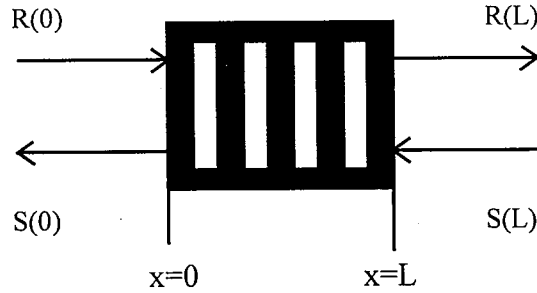


图 2.2.1 短路金属反射栅示意图

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,对均匀反射栅阵可以写出耦合模方程如下:

$$\frac{dR(x)}{dx} = -jkR(x) + jK \exp(-j(2k_0x - \Phi_k))S(x) \quad (2.2.1)$$

$$\frac{dS(x)}{dx} = +jkS(x) - jK \exp(+j(2k_0x - \Phi_k))R(x) \quad (2.2.2)$$

§ 2.2.2 栅阵的反射系数

栅阵可看成是一个两端网络,即由两个声端组成,这一两端网络的散射矩阵为:

$$\begin{bmatrix} S(0) \\ R(L) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_{11} & P_{12} \\ P_{21} & P_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R(0) \\ S(L) \end{bmatrix} \quad (2.2.3)$$

$$P_{11} = \frac{S(0)}{R(0)} \Big|_{S(L)=0} = \frac{-jK \sin(DL)}{D \cos(DL) + j\Delta \sin(DL)} \quad (2.2.4)$$

$$P_{12} = \frac{S(0)}{S(L)} \Big|_{R(0)=0} = \frac{D}{D \cos(DL) + j\Delta \sin(DL)} \quad (2.2.5)$$

$$P_{21} = \frac{R(L)}{R(0)} \Big|_{S(L)=0} = P_{12} \quad (2.2.6)$$

$$P_{22} = \frac{R(L)}{S(L)} \Big|_{R(0)=0} = P_{11} \quad (2.2.7)$$

由 P_{11} 的定义可以看出, P_{11} 是 $x=L$ 端无入射, 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} 的表达式计算了一个反射栅阵的反射系数, 如图 2.2.2 所示。基底材料为 36°LiTaO_3 , 中心频率 147.5 MHz, 反射栅阵长度为 110 波长, 栅条反射率按 (2.1.4) 式。

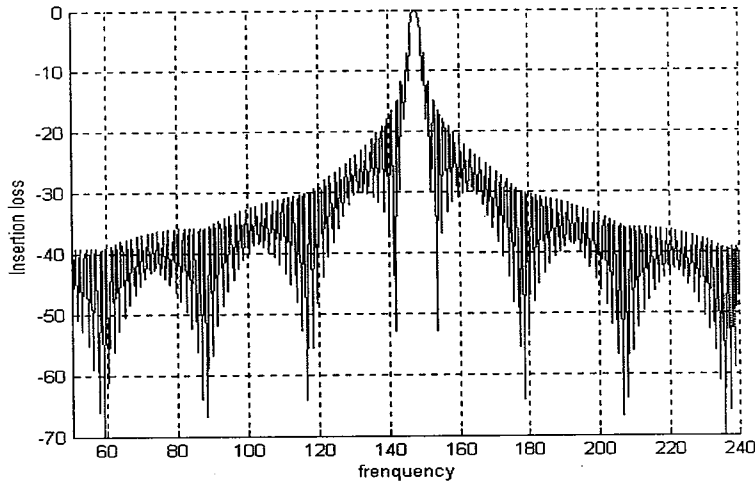


图 2.2.2 反射栅阵的反射系数

§ 2.3 单端对谐振器的导纳

下面分别给出栅阵和换能器的 P 矩阵。在形式上与第一节给出的相比有些变动。

(a) 换能器

$$P_{11}^T = P_{22}^T = \frac{-jK \sin(D_T L_T) e^{-j2kL_s}}{D_T \cos(D_T L_T) + j\Delta_T \sin(D_T L_T)} \quad (2.3.1)$$

$$P_{12}^T = P_{21}^T = \frac{D_T e^{-j2kL_s}}{D_T \cos(D_T L_T) + j\Delta_T \sin(D_T L_T)} \quad (2.3.2)$$

$$P_{13}^T = P_{23}^T = \alpha \text{Lt} e^{-j2kL_s} \frac{\sin(D_T L_T / 2)}{D_T L_T / 2}$$

$$\frac{(\Delta - K) \sin(D_T L_T / 2) - jD_T \cos(D_T L_T / 2)}{D_T \cos(D_T L_T) + j\Delta(D_T L_T)} \quad (2.3.3)$$

$$P_{31}^T = P_{32}^T = -2P_{13}^T \quad (\text{由互易关系}) \quad (2.3.4)$$

$$P_{33}^T = \frac{4a^2(K-\Delta)}{D_T^3} \left[jD_T L_T + \frac{(K-\Delta)[\cos(D_T L_T) - 1] - jD_T \sin(D_T L_T)}{D_T \cos(D_T L_T) + j\Delta \sin(D_T L_T)} \right] \quad (2.3.5)$$

(b) 栅阵

$$P_{11}^G = P_{22}^G = \frac{-jK \sin(D_G L_G)}{D_G \cos(D_G L_G) + j\Delta \sin(D_G L_G)} \quad (2.3.6)$$

$$P_{12}^G = P_{21}^G = \frac{D_G}{D_G \cos(D_G L_G) + j\Delta \sin(D_G L_G)} \quad (2.3.7)$$

将栅阵和换能器的 P 矩阵级联起来就可以得到整个单端谐振器的 P 矩阵。设栅阵 P 矩阵为 P^G 换能器 P 矩阵为 P^T ，级联示意图如图 2.3.1 所示。

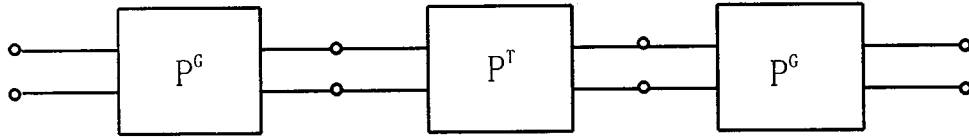


图 2.3.1 P 矩阵级联示意图

图 2.3.1 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：

$$P_{11}^R = P_{11}^G + \frac{(P_{12}^G)^2 [P_{11}^T (1 - P_{11}^T P_{11}^G) + P_{11}^G (P_{12}^T)^2]}{[P_{11}^G (P_{11}^T + P_{12}^T) - 1][P_{11}^G (P_{11}^T - P_{12}^T) - 1]} \quad (2.3.8)$$

$$P_{12}^R = \frac{(P_{12}^G)^2 P_{12}^T}{[P_{11}^G (P_{11}^T + P_{12}^T) - 1][P_{11}^G (P_{11}^T - P_{12}^T) - 1]} \quad (2.3.9)$$

$$P_{13}^R = \frac{-P_{13}^T P_{12}^G}{[P_{11}^G (P_{11}^T + P_{12}^T) - 1]} \quad (2.3.10)$$

$$P_{33}^R = P_{33}^T + \frac{4(P_{13}^T)^2 P_{11}^G}{P_{11}^G (P_{11}^T + P_{12}^T) - 1} \quad (2.3.11)$$

$$P_{22}^R = P_{11}^R \quad P_{21}^R = P_{12}^R \quad P_{23}^R = P_{13}^R \quad P_{31}^R = P_{32}^R = -2P_{13}^R \quad (2.3.12)$$

式(2.3.11)中的 P_{33}^R 即是等效的单端对谐振器的输入导纳。

所以对应于式 (1.2.1) 可得单个串联臂谐振器的频响为：

$$S_{21} = \frac{R}{R + R_0 + \frac{1}{P_{33}^R}} \quad (2.3.13)$$

对应于式 (1.2.3) 单个并联臂谐振器的理论频响为:

$$S_{21} = \frac{\left(\frac{1}{P_{33}^R} \right) // R}{\frac{1}{P_{33}^R} + \left(\frac{1}{P_{33}^R} \right) // R} \quad (2.3.14)$$

在第三章中将利用式 (2.3.13) 和式 (2.3.14) 对单个谐振器及梯形谐振滤波器的频响特性作出模拟。

第三章 声表面波谐振器及梯形谐振滤波器的数值模拟

本章将根据第一章及第二章的 LC 电路模型和耦合模理论模型，对单个的串联臂谐振器，并联臂谐振器及不同级数的梯形谐振滤波器进行数值模拟。

我们对一个例子来进行数值模拟，它的基本要求如下：

中心频率 147.5 MHz，带宽 4.5 MHz，插入损耗小于 2.5 dB，带外抑制大于 35 dB，矩形系数不大于 1.2。

我们结合这个例子进行分析，重点是分析和比较一级，二级及四级各种可能的结构的特性。

§ 3.1 LC 电路模型

这里将 LC 电路模型在第一章中的主要基本公式再列出如下：

$$\begin{cases} f_o = 1/(2\pi\sqrt{L_{1s}C_{1s}}) = f_{rs} \\ f_o = \sqrt{1+C_{1p}/C_{op}}/(2\pi\sqrt{L_{1p}C_{1p}}) = f_{ap} \end{cases} \quad (3.1.1)$$

$$\text{其中 } C_{os} = C_p W_1 N_1, \quad C_{op} = C_p W_2 N_2 \quad (3.1.2)$$

$$R^2 \approx 1/(\omega_0^2 C_{os} C_{op}) \quad (3.1.3)$$

根据指标的要求，并根据式(3.1.1)，式(3.1.2)，式(3.1.3)及静电容与动态电容的比值为 15，可以得出：

$$C_{os} = 1.6536 \times 10^{-11} \text{ F}, \quad C_{1s} = 1.1024 \times 10^{-12} \text{ F}, \quad L_{1s} = 1.0562 \times 10^{-6} \text{ H}$$

$$C_{op} = 2.7983 \times 10^{-11} \text{ F}, \quad C_{1p} = 1.8656 \times 10^{-12} \text{ F}, \quad L_{1p} = 6.6570 \times 10^{-7} \text{ H}$$

由式(1.1.1)可知串联臂的等效阻抗为：

$$Z_s = \left(\frac{1}{j\omega C_{1s}} + j\omega L_{1s} \right) // \left(\frac{1}{j\omega C_{os}} \right) \quad (1.1.1)$$

由式(1.1.2)可知并联臂的等效阻抗为：

$$Z_p = \left(\frac{1}{j\omega C_{1p}} + j\omega L_{1p} \right) // \left(\frac{1}{j\omega C_{op}} \right) \quad (1.1.2)$$

将 C_{os} ， C_{1s} ， L_{1s} ， C_{op} ， C_{1p} ， L_{1p} 的值带入式(1.1.1)和式(1.1.2)可得到 Z_s

和 Z_p 的具体的数值。

由式(1.2.2)可以得出单个串联臂谐振器的理论频响值:

$$H(f) = 20 \lg |S_{21}|$$

$$= 20 \lg \left| \frac{R}{R + R_0 + Z_s} \right| \quad (1.2.2)$$

由式(1.2.4)就可以得出单个并联臂谐振器的理论频响值:

$$H(f) = 20 \lg |S_{21}|$$

$$= 20 \lg \left| \frac{Z_p // R}{R_0 + Z_p // R} \right| \quad (1.2.4)$$

§ 3.1.1 单个谐振器的数值模拟

§ 3.1.1.1 串联臂谐振器的数值模拟

由式(1.1.1)中串联臂谐振器的等效阻抗 Z_s , 可以模拟出其实部和虚部的阻抗特性曲线, 如图 3.1.1 所示:

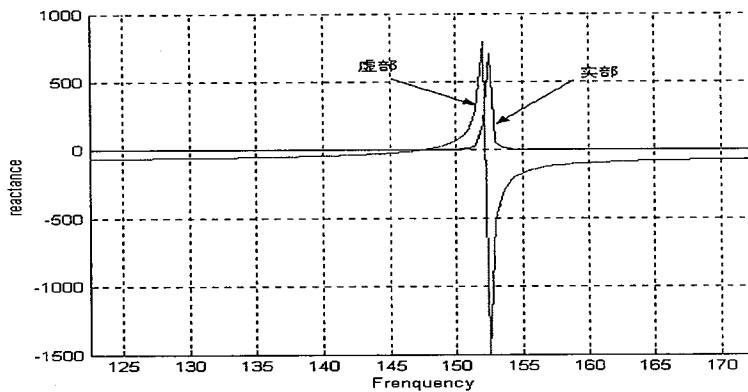


图 3.1.1 串联臂谐振器的实部和虚部的阻抗特性的模拟曲线

由式(1.2.2)可得串联臂谐振器的理论频响曲线如图 3.1.2 所示:

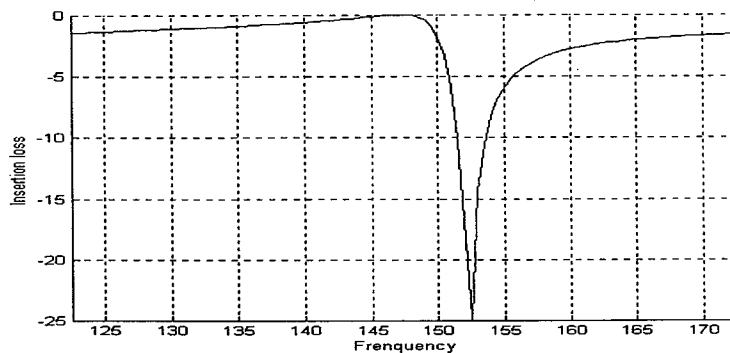


图 3.1.2 串联臂谐振器的理论模拟曲线

该频响曲线在 $f=147.5$ MHz 处插损最小。

§ 3.1.1.2 并联臂谐振器的数值模拟

由式(1.1.2)中并联臂谐振器的等效阻抗 Z_s , 可以模拟出其实部和虚部的阻抗特性曲线, 如图 3.1.3 所示:

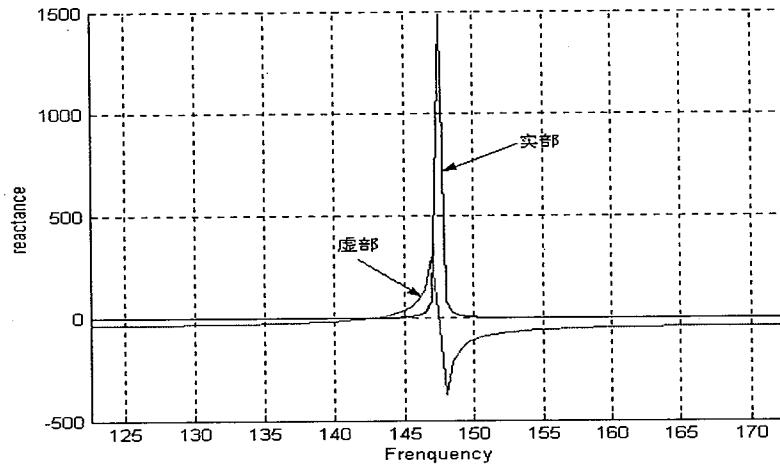


图 3.1.3 并联臂谐振器的实部和虚部的阻抗特性的模拟曲线

由式(1.2.4)可知并联臂谐振器的理论频响曲线如图 3.1.4 所示:

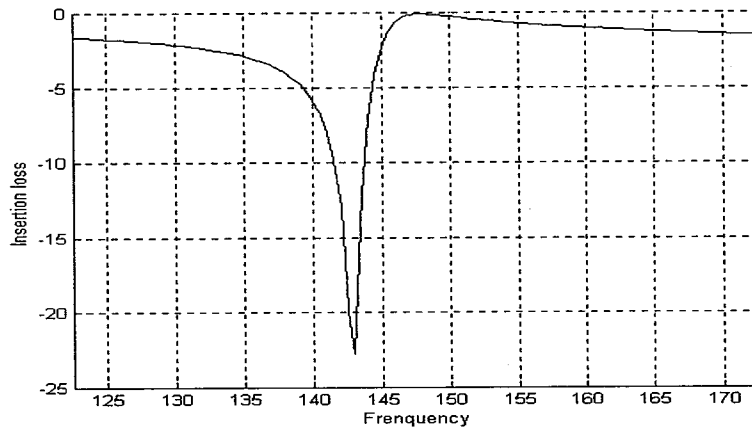


图 3.1.4 并联臂谐振器的理论模拟曲线

该频响曲线也在 $f=147.5$ MHz 处插损最小。因此串联臂谐振器和并联臂谐振器都在中心频率点有最小的插损, 从而保证了梯形滤波器在中心频率处有最小的插损。

§ 3.1.2 梯形谐振滤波器的数值模拟

根据第一节所模拟的谐振器的理论频响, 可以看出它们已满足条件。因此, 将利用一级, 二级及四级谐振器级联的形式来构成梯形谐振滤波器, 并分别给出了它们的理论模拟的频响。

§ 3.1.2.1 一级级联梯形谐振滤波器的数值模拟

一个串联臂谐振器与一个并联臂谐振器级联就构成了梯形谐振滤波器的基本节，其电路结构及等效电路如图 1.1.2 所示：

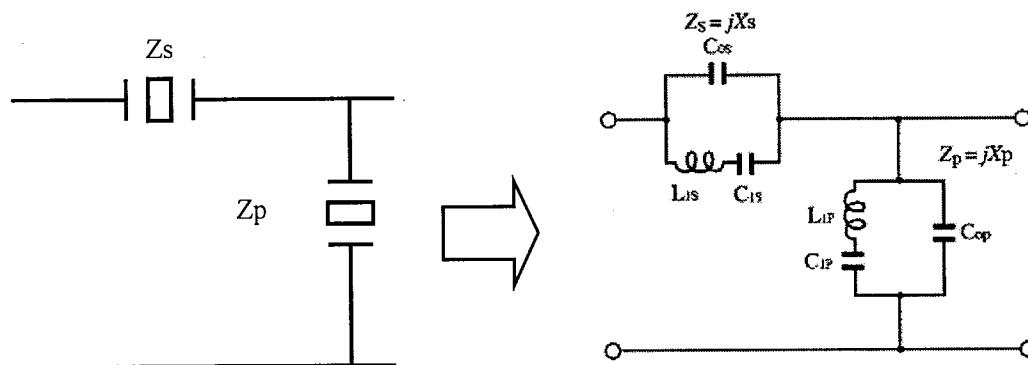


图 1.1.2 一级级联梯形谐振滤波器的电路结构及其等效电路

其频响为：

$$S_{21} = \frac{Z_p // R}{Z_p // R + Z_s + R_0} \quad (3.1.1)$$

其计算出的频响曲线如图 3.1.5 所示：

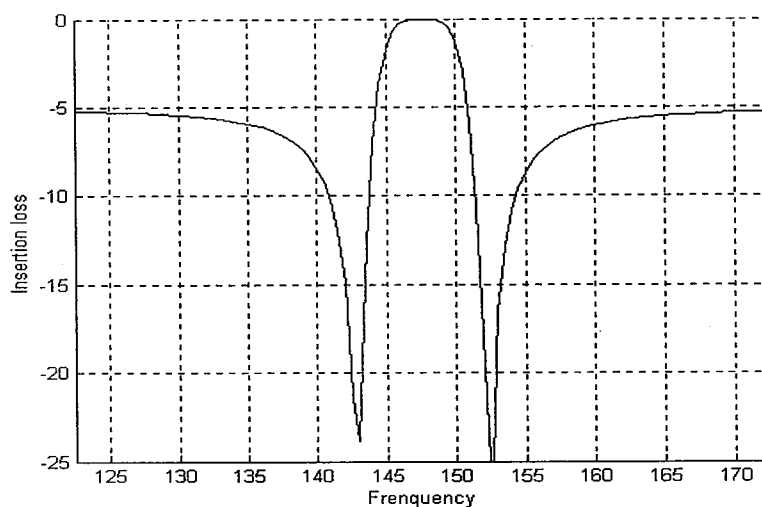


图 3.1.5 一级级联梯形谐振滤波器的理论模拟曲线

由图 3.1.5 一级级联的梯形谐振滤波器的理论计算可以看出，带宽为 6 MHz，带外抑制为 5 dB，矩形系数约为 1.47。

有时考虑到器件制作的对称性，会增加一个串联臂的谐振器，如图 3.1.6 所示。

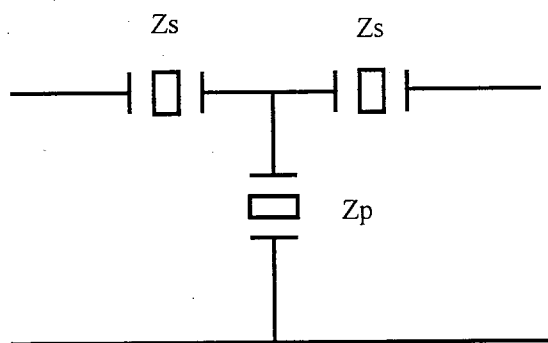


图 3.1.6 对称形式的一级级联的梯形谐振滤波器的电路结构

其理论频响为:

$$S_{21} = \frac{Z_p \times R}{Z_p + Z_s + R} \quad (3.1.1')$$

$$Z_p // (R + Z_s) + Z_s + R_0$$

由式(3.1.1')可以得出其理论频响如图 3.1.7 所示。

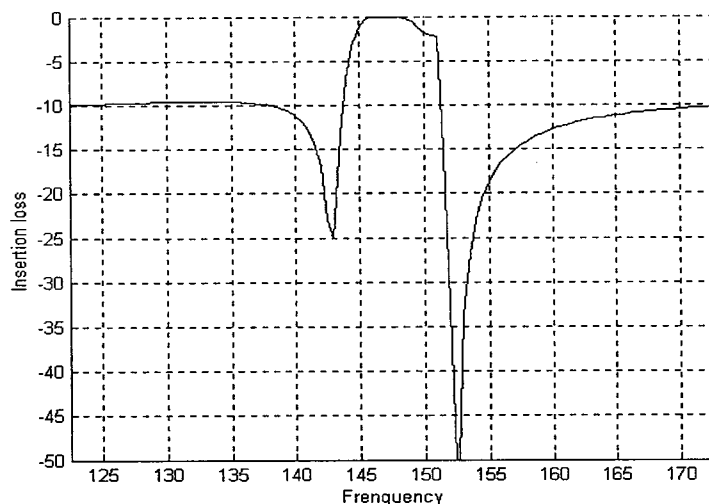


图 3.1.7 对称形式的梯形谐振滤波器的频响曲线

与图 3.1.5 相比, 图 3.1.7 的频响曲线具有更宽的带宽, 为 6.5 MHz, 带外抑制也更大, 为 10 dB, 矩形系数为 1.3。但同时通带的高端有一个约为 2 dB 的下陷。

§ 3.1.2.2 二级梯形谐振滤波器的数值模拟

当使用两个串联臂谐振器, 两个并联臂谐振器进行级联时, 就形成了二级级联形式的梯形谐振滤波器。两种常用的二级级联的电路结构如图 3.1.8 和图 3.1.10

所示^[25]：

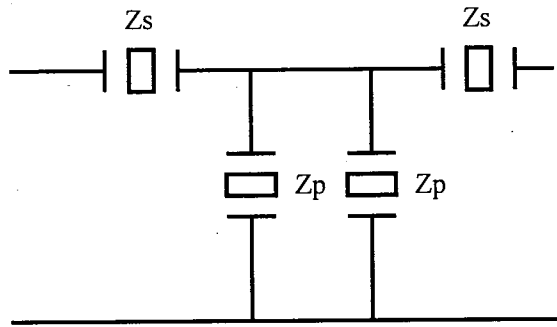


图 3.1.8 二级级联的梯形谐振滤波器的电路结构 (1)

其频响为：

$$S_{21} = \frac{(Z_p/2) \times R}{Z_p/2 + Z_s + R} \bigg/ \left((Z_p/2) \parallel (R + Z_s) + Z_s + R \right) \quad (3.1.2)$$

其频响曲线如图 3.1.9 所示：

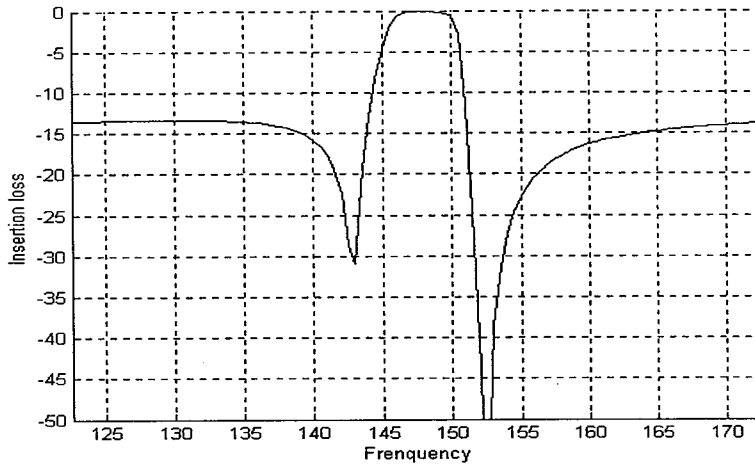


图 3.1.9 二级级联梯形谐振滤波器的理论曲线 (1)

由图 3.1.9 二级级联的梯形谐振滤波器的理论计算可以看出，带宽为 5.2 MHz，带外抑制为 14 dB，矩形系数约为 1.5。并且在高端有一个小的起伏，约为 0.6 dB。

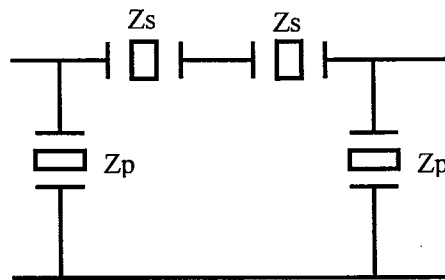


图 3.1.10 二级级联的梯形谐振滤波器的电路结构(2)

其频响为：

$$S_{21} = \frac{Z_p}{(Z_p \parallel R + 2Z_s + Z_p)} \times \frac{Z_p \times R}{Z_p + R} \quad (3.1.3)$$

$$\frac{(Z_p \parallel R + 2Z_s) \parallel Z_p + R_0}{(Z_p \parallel R + 2Z_s) \parallel Z_p + R_0}$$

其频响曲线如图 3.1.11 所示：

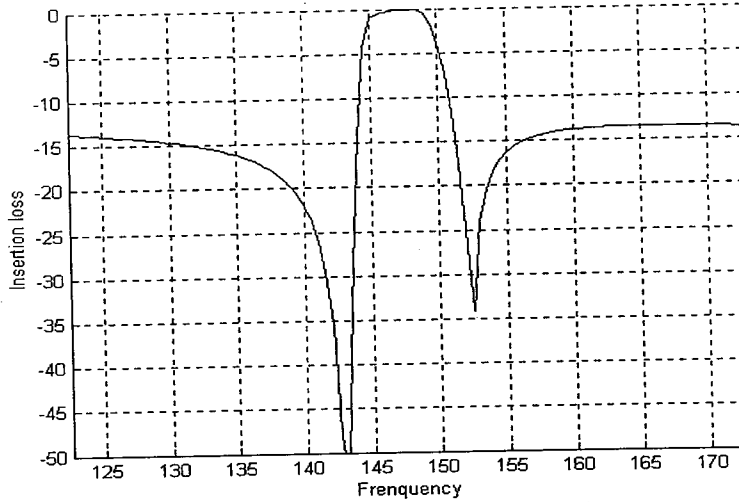


图 3.1.11 二级级联梯形谐振滤波器的理论曲线 (2)

由图 3.1.11 二级级联的梯形谐振滤波器的理论计算可以看出，带宽为 5.1 MHz，带外抑制为 14 dB，矩形系数约为 1.47。并且在低端有一个小的起伏，约为 1 dB。

我们还对如图 3.1.12 所示的第三种可能的二级级联的梯形谐振滤波器进行了计算。

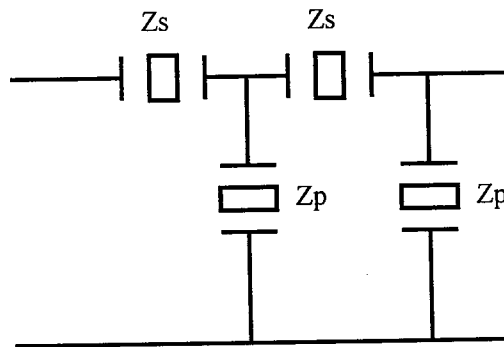


图 3.1.12 二级级联的梯形谐振滤波器 (3)

其理论频响为：

$$S_{21} = \frac{Z_p}{Z_p \parallel (Z_s + (Z_p \parallel R))} \times \frac{Z_p \times R}{Z_p + R} \quad (3.1.4)$$

$$\frac{(Z_p \parallel R + Z_s) \parallel Z_p + Z_s + R_0}{(Z_p \parallel R + Z_s) \parallel Z_p + Z_s + R_0}$$

其理论曲线如图 3.1.13 所示:

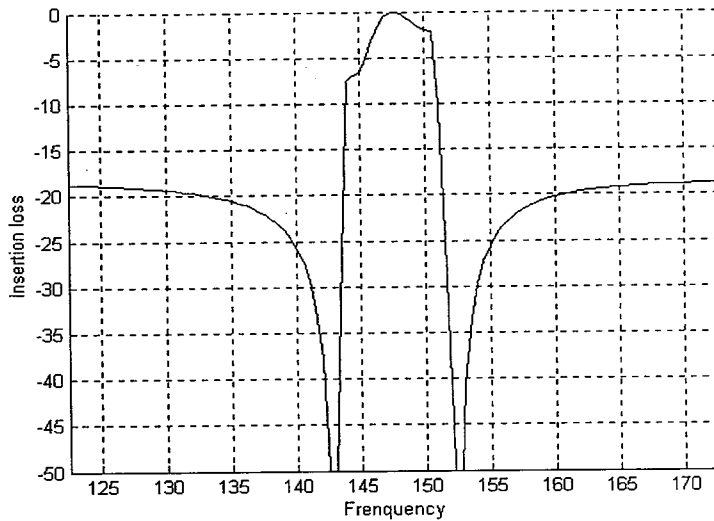


图 3.1.13 二级级联的梯形谐振滤波器 (3)

由图 3.1.13 二级级联的梯形谐振滤波器的理论计算可以看出, 带宽为 4.6 MHz, 带外抑制为 19 dB, 矩形系数约为 1.67。并且在低端有一个较大的下陷约为 7 dB, 在高端有一个较小的起伏约为 2 dB。

§ 3.1.2.3 四级梯形谐振滤波器的数值模拟

由上节中所计算的一级和二级的级联结构可以看出, 它们都不能满足器件对带外抑制的要求, 因此我们在本节中将对四级的级联结构进行模拟。四级级联的梯形谐振滤波器有 16 种可能的不同结构, 其中有 6 对互为镜像, 其频响特性相同, 因此独立的只有 10 种可能的结构。本节将对四级级联的 10 种不同的连接方式进行分析并给出其频响的数值模拟曲线。

(1) 四级电路结构如图 3.1.14

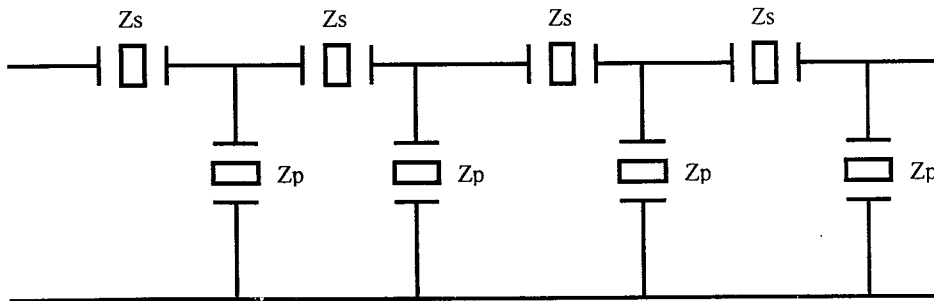
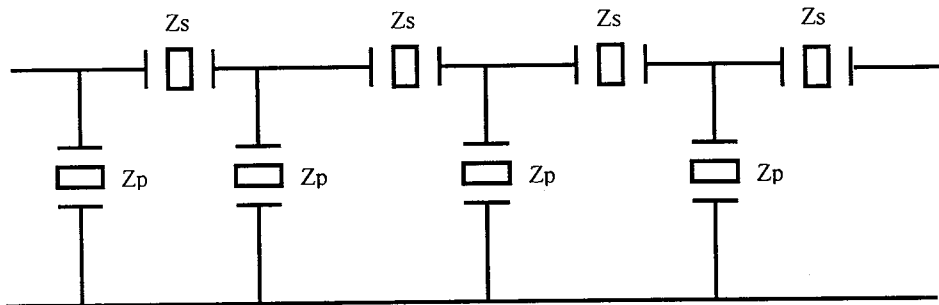


图 3.1.14 四级结构 (1)

其频响为：

$$S_{21} = \frac{Z_p}{(((Z_p \parallel R + Z_s) \parallel Z_p + Z_s) \parallel Z_p + Z_s + Z_p)} \times \frac{Z_p}{((Z_p \parallel R + Z_s) \parallel Z_p + Z_s) + Z_p} \\ \times \frac{Z_p}{(Z_p \parallel R + Z_s) + Z_p} \times \frac{Z_p \times R}{Z_p + R} \quad (3.1.5)$$

该电路的镜像结构为：



其频响为：

$$S_{21} = \frac{Z_p}{(((Z_p \parallel (R + Z_s) + Z_s) \parallel Z_p + Z_s) \parallel Z_p + Z_s + Z_p)} \times \frac{Z_p}{((Z_p \parallel (R + Z_s) + Z_s) \parallel Z_p + Z_s) + Z_p} \\ \times \frac{Z_p}{(Z_p \parallel (R + Z_s) + Z_s) + Z_p} \times \frac{Z_p \times R}{Z_p + Z_s + R} \quad (3.1.6)$$

我们可以证明这两者的频响曲线是一样的。

(2) 四级结构如图 3.1.15

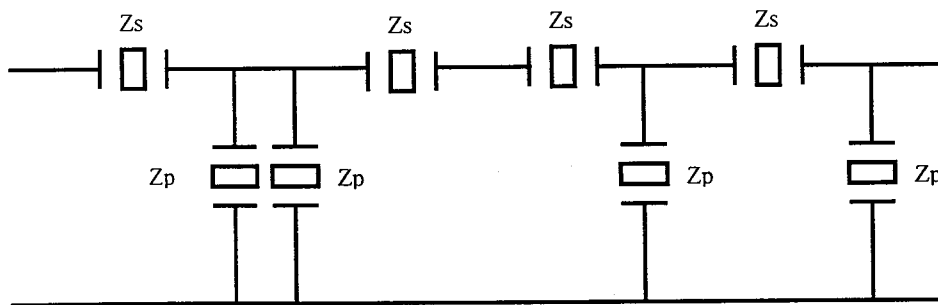
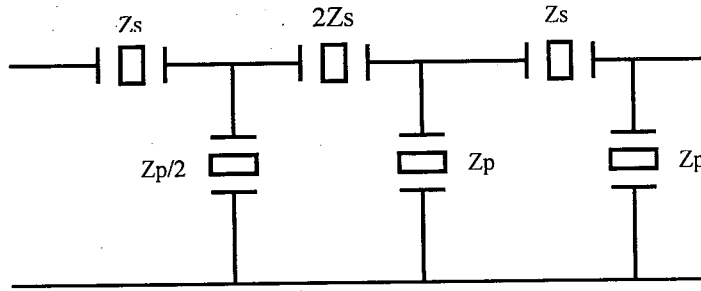


图 3.1.15 四级结构 (2)

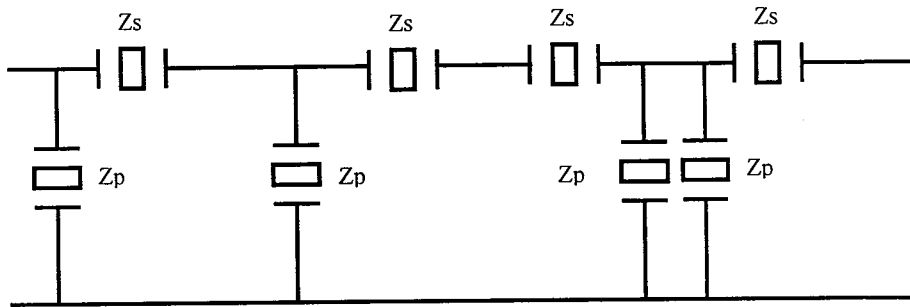
可以等效为：



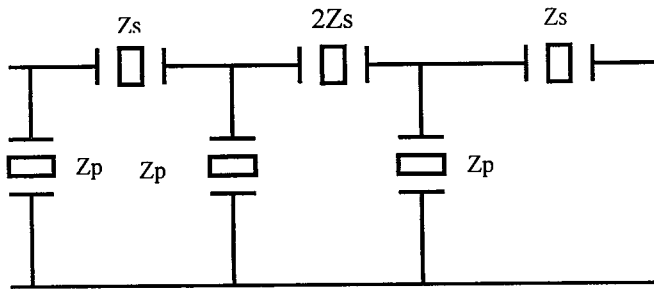
其频响为:

$$S_{21} = \frac{\frac{Z_{p/2}}{((Z_p // R) + Z_s) // Z_p + 2Z_s + Z_{p/2}} \times \frac{Z_p}{((Z_p // R) + Z_s) + Z_p} \times \frac{Z_p \times R}{Z_p + R}}{(((Z_p // R) + Z_s) // Z_p + 2Z_s) // (Z_{p/2}) + Z_s + R} \quad (3.1.7)$$

其镜像结构为:



可以等效为:



其频响为:

$$S_{21} = \frac{\frac{Z_p}{(Z_s + R) // (Z_{p/2}) + 2Z_s} // Z_p + Z_s + Z_p} \times \frac{Z_p}{(Z_s + R) // (Z_{p/2}) + 2Z_s + Z_p} \times \frac{Z_{p/2} \times R}{Z_s + R + Z_{p/2}} \quad (3.1.8)$$

(3) 四级结构如图 3.1.16

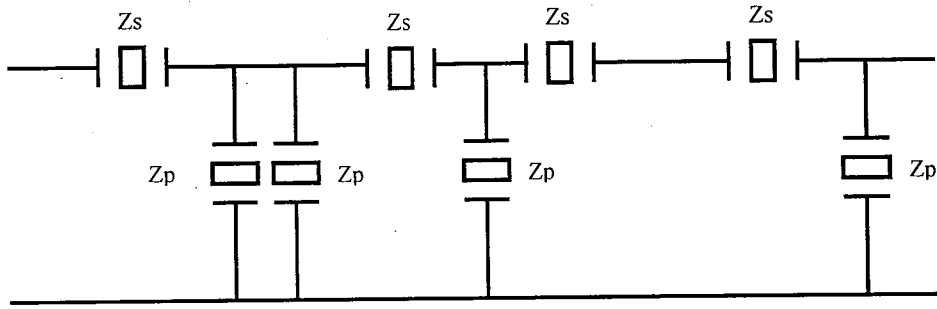
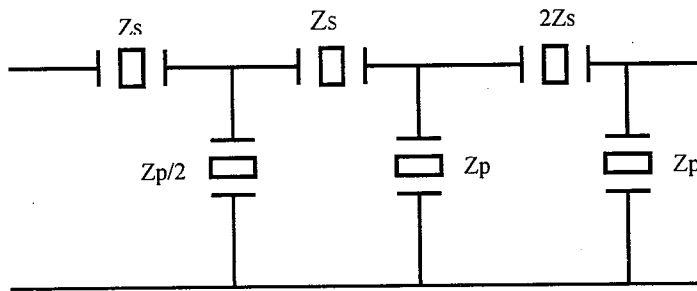


图 3.1.16 四级结构 (3)

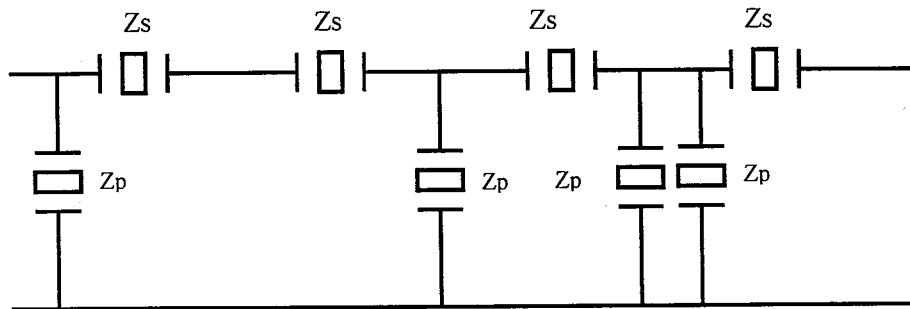
可以等效为:



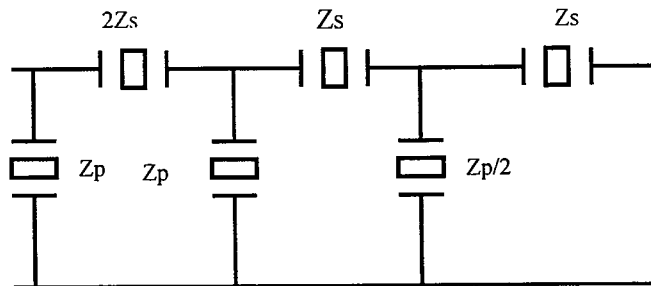
其频响为:

$$S_{21} = \frac{Z_p/2}{(((Z_p // R) + 2Z_s) // Z_p + Z_s + Z_p/2)} \times \frac{Z_p}{((Z_p // R) + 2Z_s) + Z_p} \times \frac{Z_p \times R}{Z_p + R} \times \frac{Z_p}{(((Z_p // R) + 2Z_s) // Z_p + Z_s) // (Z_p/2) + Z_s + R} \quad (3.1.9)$$

其镜像结构为:



可以等效为:



其频响为:

$$S_{21} = \frac{Z_p}{(Z_s + R) // ((Z_p/2) + Z_s) // Z_p + 2Z_s + Z_p} \times \frac{Z_p}{(Z_s + R) // ((Z_p/2) + Z_s) + Z_p}$$

$$\frac{1}{(((Z_s + R) // (Z_p/2) + Z_s) // Z_p + 2Z_s) // Z_p + R}$$

$$\times \frac{Z_p/2 \times R}{Z_s + R + Z_p/2} \quad (3.1.10)$$

(4) 四级结构如图 3.1.17

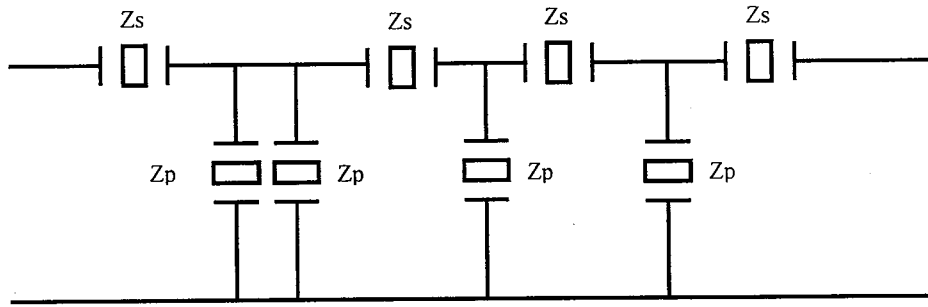
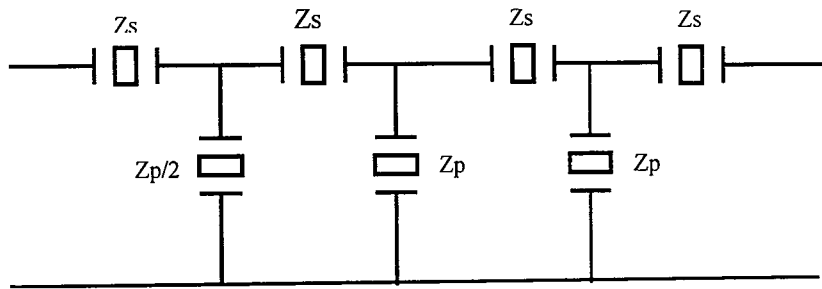


图 3.1.17 四级结构 (4)

可以等效为:



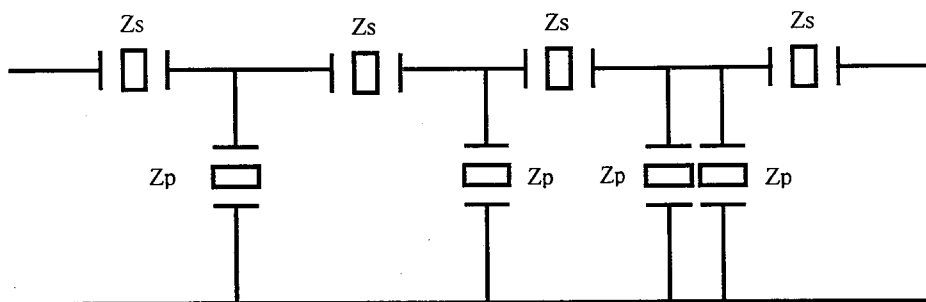
其频响为:

$$S_{21} = \frac{Z_p/2}{(((Z_p // (R + Z_s) + Z_s) // Z_p + Z_s + Z_p/2} \times \frac{Z_p}{(Z_p // (R + Z_s) + Z_s) + Z_p}}$$

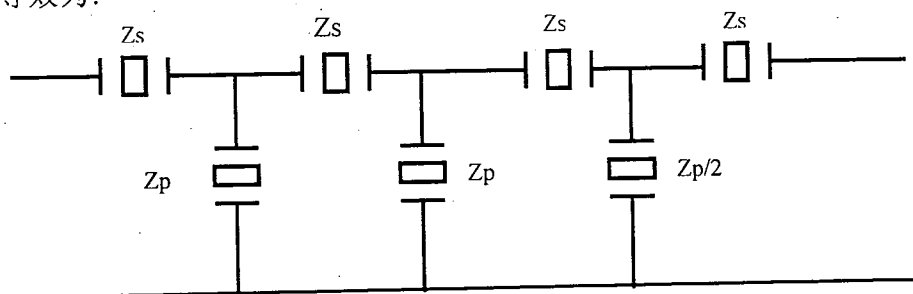
$$\frac{1}{(((Z_p // (R + Z_s)) + Z_s) // Z_p + Z_s) // ((Z_p/2) + Z_s) + R}$$

$$\times \frac{Z_p \times R}{Z_p + Z_s + R} \quad (3.1.11)$$

其镜像结构为:



可以等效为:



其频响为:

$$S_{21} = \frac{\frac{Z_p}{(Z_s + R) \parallel (Z_p/2) + Z_s} \times \frac{Z_p}{(Z_s + R) \parallel (Z_p/2) + Z_s + Z_p}}{((Z_s + R) \parallel (Z_p/2) + Z_s) \parallel Z_p + Z_s + R} \times \frac{Z_p/2 \times R}{Z_s + R + Z_p/2} \quad (3.1.12)$$

(5)四级结构如图 3.1.18

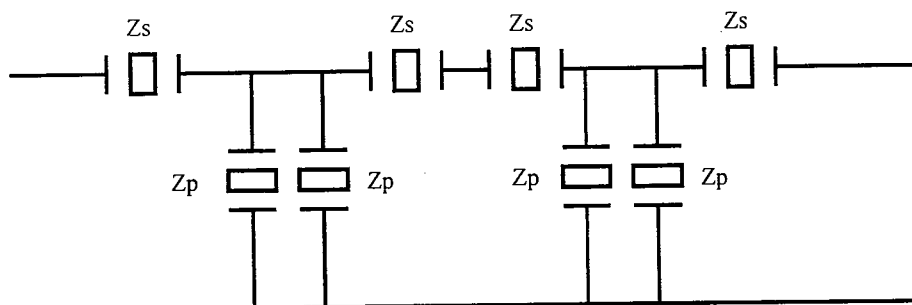
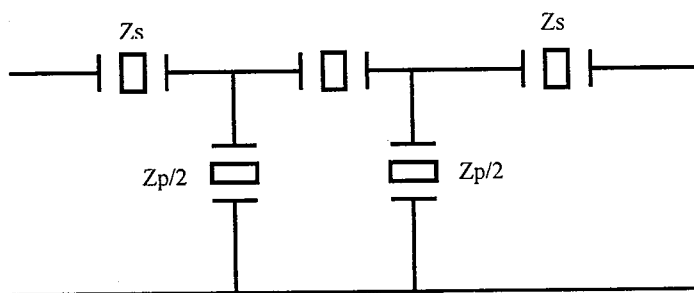


图 3.1.18 四级结构 (5)

该电路结构等效为:



其频响为:

$$S_{21} = \frac{\frac{\frac{Z_p}{2}}{\frac{Z_p}{2} + 2Z_s + \frac{Z_p}{2} \parallel (Z_s + R)} \times \frac{\frac{Z_p}{2}}{\frac{Z_p}{2} + Z_s + R} \times R}{((Z_s + R) \parallel \frac{Z_p}{2} + 2Z_s) \parallel \frac{Z_p}{2} + Z_s + R} \quad (3.1.13)$$

(6) 四级结构如图 3.1.19

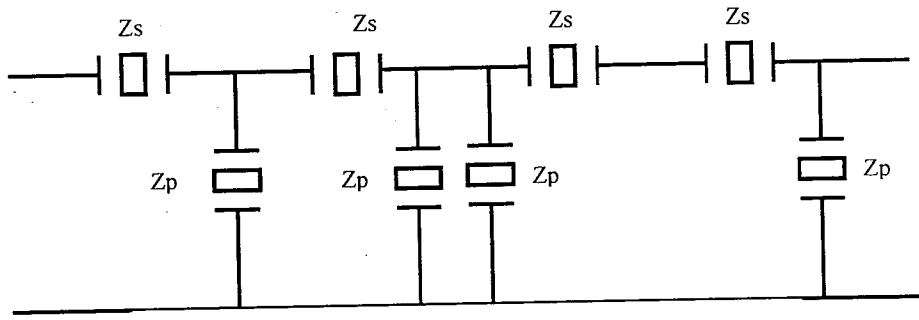
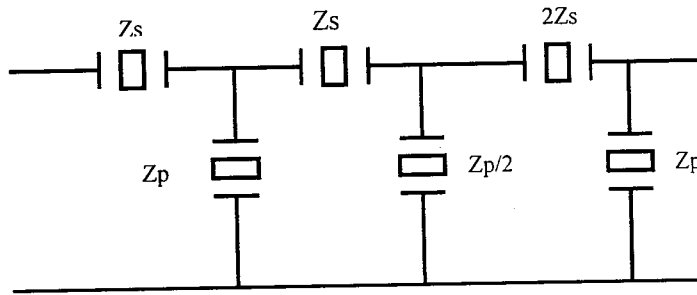


图 3.1.19 四级结构 (6)

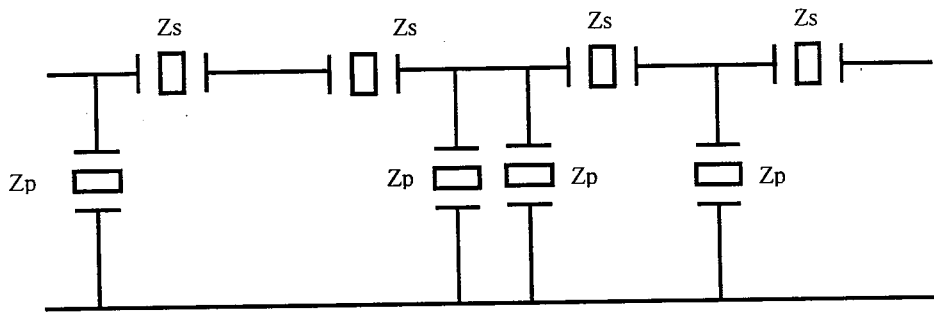
可以等效为:



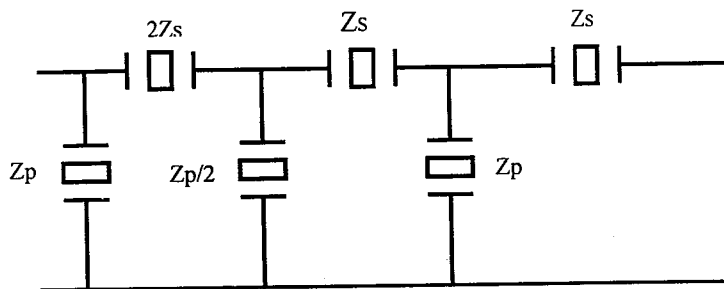
其理论频响为:

$$S_{21} = \frac{\frac{Z_p/2}{((Z_p // R + 2Z_s) // (Z_p/2) + Z_s + Z_p)} \times \frac{Z_p/2}{(Z_p // R + 2Z_s) + Z_p/2} \times \frac{Z_p \times R}{Z_p + R}}{((Z_p // R + 2Z_s) // (Z_p/2) + Z_s) // Z_p + Z_s + R} \quad (3.1.14)$$

其镜像结构为:



可以等效为:



其频响为:

$$S_{21} = \frac{Z_p}{(Z_s + R) // Z_p + Z_s} // (Z_p / 2) + 2Z_s + Z_p \times \frac{Z_p / 2}{(Z_s + R) // Z_p + Z_s + Z_p / 2}$$

$$\times \frac{Z_p \times R}{Z_s + R + Z_p} \quad (3.1.15)$$

(7) 四级结构如图 3.1.20

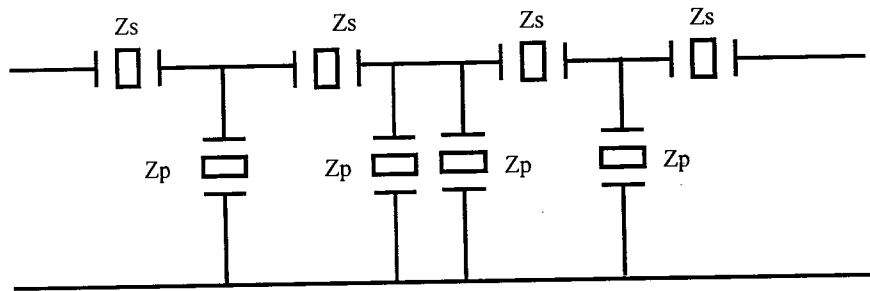
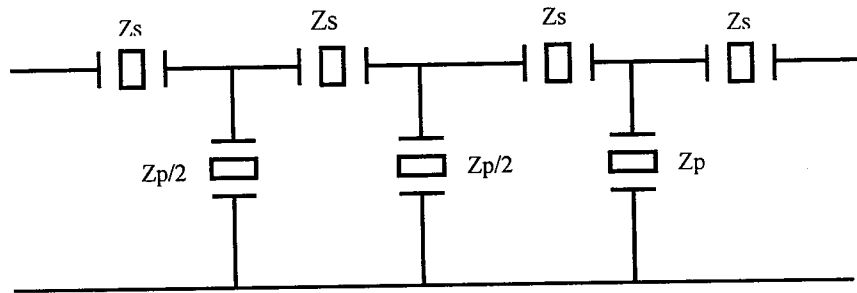


图 3.1.20 四级结构(7)

可以等效为:



其频响为:

$$S_{21} = \frac{Z_p}{(((Z_p // (R + Z_s) + Z_s) // (Z_p / 2) + Z_s + Z_p} \times \frac{Z_p / 2}{(Z_p // (R + Z_s) + Z_s) + Z_p / 2}}$$

$$\times \frac{Z_p \times R}{Z_p + Z_s + R} \quad (3.1.16)$$

(8) 四级结构如图 3.1.21

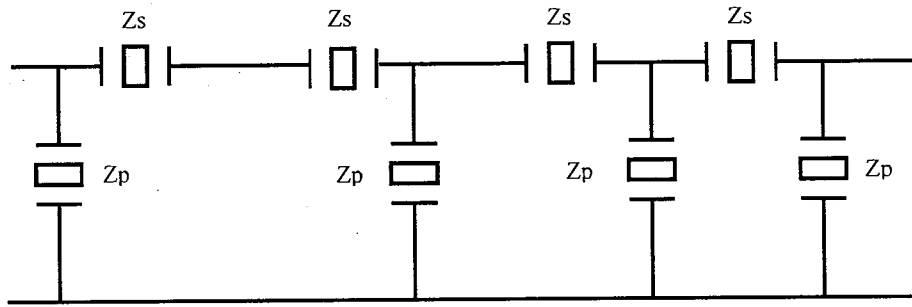
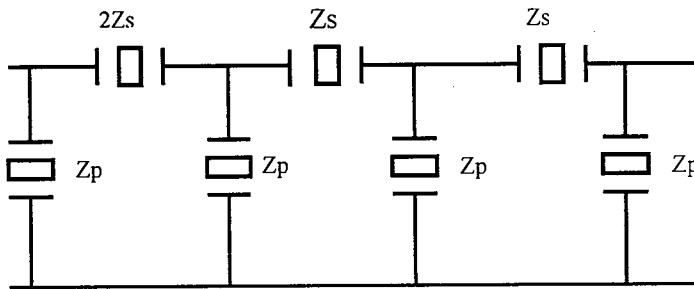


图 3.1.21 四级结构(8)

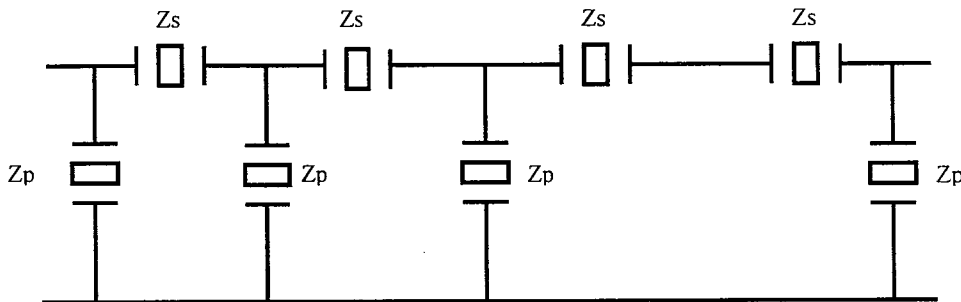
可以等效为:



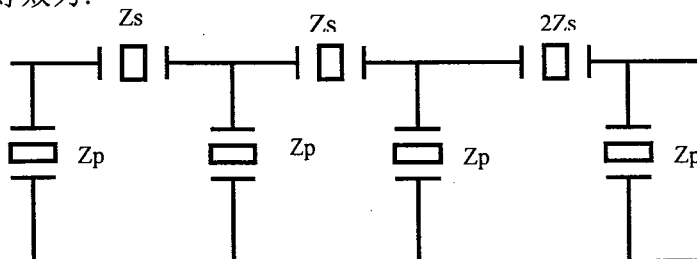
其频响为:

$$S_{21} = \frac{Z_p}{((Z_p \parallel R + Z_s) \parallel Z_p + Z_s) \parallel Z_p + 2Z_s + Z_p} \times \frac{Z_p}{(Z_p \parallel R + Z_s) \parallel Z_p + Z_s + Z_p} \\ \times \frac{Z_p}{(Z_p \parallel R) + Z_s + Z_p} \times \frac{Z_p \times R}{Z_p + R} \quad (3.1.17)$$

其镜像结构为:



可以等效为:



其频响为：

$$S_{21} = \frac{Z_p}{(((Z_p // R + 2Z_s) // Z_p + Z_s) // Z_p + Z_s + Z_p)} \times \frac{Z_p}{(Z_p // R + 2Z_s) // Z_p + Z_s + Z_p}$$

$$\times \frac{Z_p}{(Z_p // R) + 2Z_s + Z_p} \times \frac{Z_p \times R}{Z_p + R} \quad (3.1.18)$$

(9) 四级结构如图 3.1.22

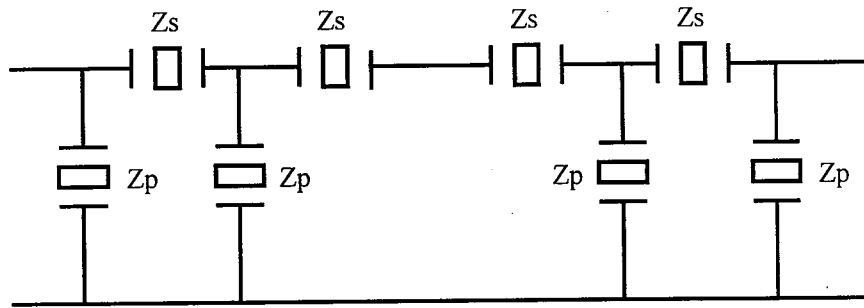
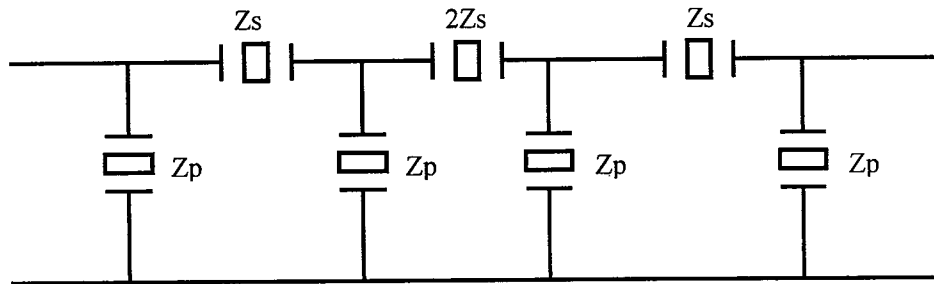


图 3.1.22 四级结构(9)

该电路结构等效为：



其频响为：

$$S_{21} = \frac{Z_p}{((Z_p // R + Z_s) // Z_p + 2Z_s) // Z_p + Z_s + Z_p} \times \frac{Z_p}{(Z_p // R + Z_s) // Z_p + 2Z_s + Z_p}$$

$$\times \frac{Z_p}{Z_p // R + Z_s + Z_p} \times \frac{Z_p \times R}{Z_p + R} \quad (3.1.19)$$

(10)四级结构如图 3.1.23

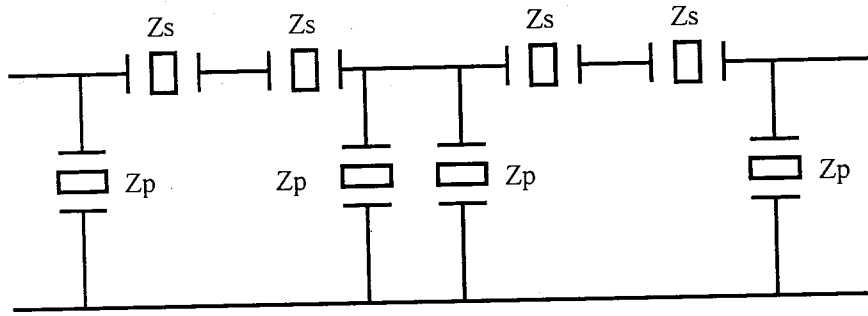
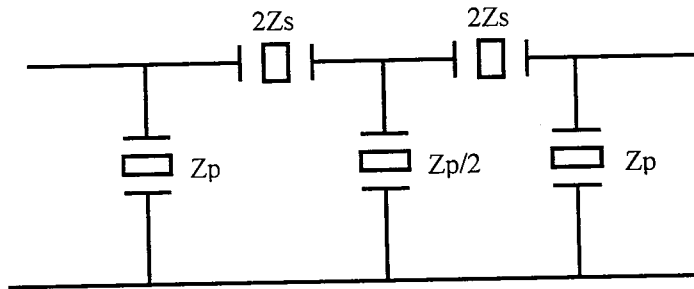


图 3.1.23 四级结构 (10)

该电路结构等效为:



其频响为:

$$S_{21} = \frac{\frac{Z_p}{((Z_p \parallel R) + 2Z_s) \parallel \frac{Z_p}{2} + 2Z_s + Z_p} \times \frac{\frac{Z_p}{2}}{(Z_p \parallel R) + 2Z_s + \frac{Z_p}{2}} \times \frac{Z_p \times R}{Z_p + R}}{(((Z_p \parallel R) + 2Z_s) \parallel \frac{Z_p}{2} + 2Z_s) \parallel Z_p + R} \quad (3.1.20)$$

在实际器件的制作过程中, 结构 1 所占的体积最大, 因为它由 8 个谐振器组成, 需要两种不同参数的谐振器, 并且无法进行简化等效, 以减少谐振器的数目; 结构 4, 结构 7, 结构 8 和结构 9 的电路结构可以进行等效, 谐振器的数目就减少到了 7 个, 不过这时需要三种不同参数的谐振器; 结构 2, 结构 3 和结构 6 电路结构可以进行等效, 谐振器的数目就减少到了 6 个, 不过这时需要四种不同参数的谐振器; 结构 5 和结构 10 的电路结构是最简化的, 只需要 5 个谐振器组成, 需要三种不同参数的谐振器。因此, 结构 1 的体积最大, 结构 5 和结构 10 的体积小, 而且结构简单。

对这 10 种不同的四级结构形式进行了模拟计算, 为了便于观察, 将前五种结构的特性和后五种结构的特性分别示于图 3.1.24 和图 3.1.25; 每种结构的通带

特性细节示于图 3.1.26; 前五种结构和后五种结构的带外特性细节分别示于图 3.1.27 和 3.1.28。从它们可以看出十种不同结构在总体, 带内, 和带外的性状的比较。

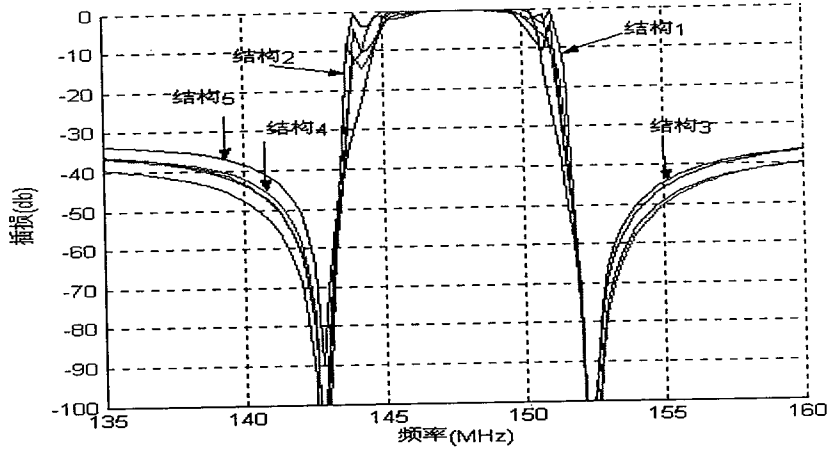


图 3.1.24 前五种结构的频响曲线的对比

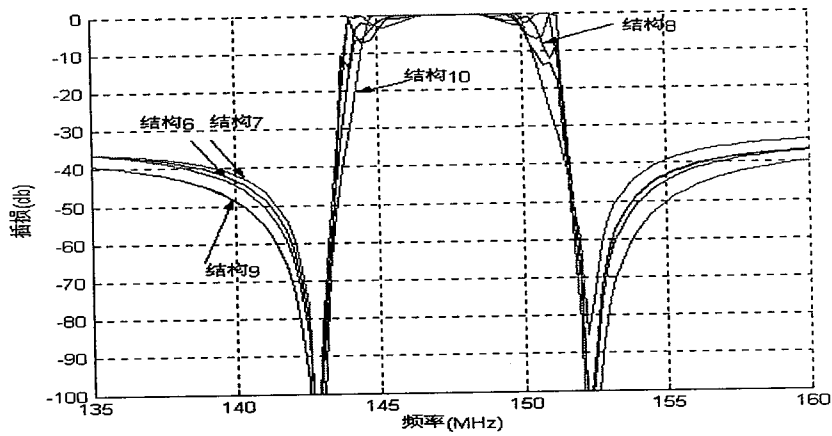
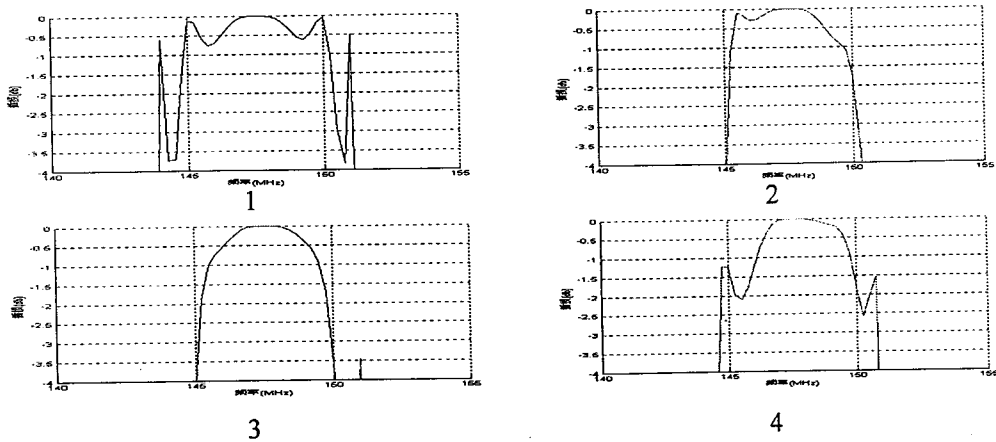


图 3.1.25 后五种结构的频响曲线的对比



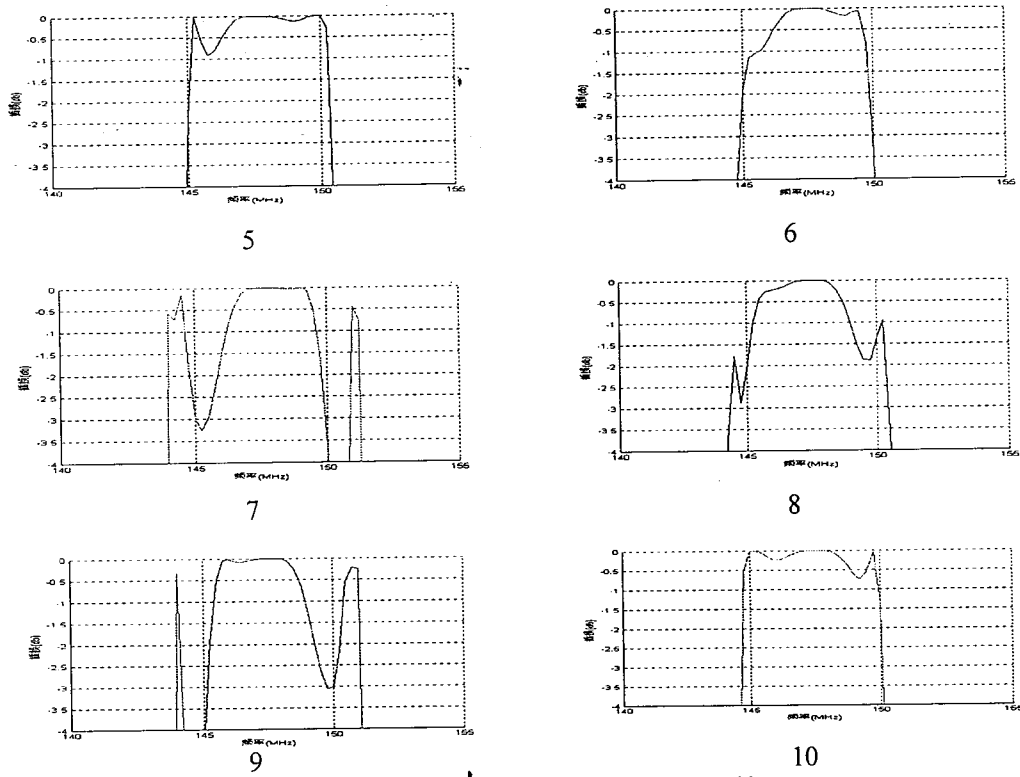


图 3.1.26 十种结构通带特性的比较

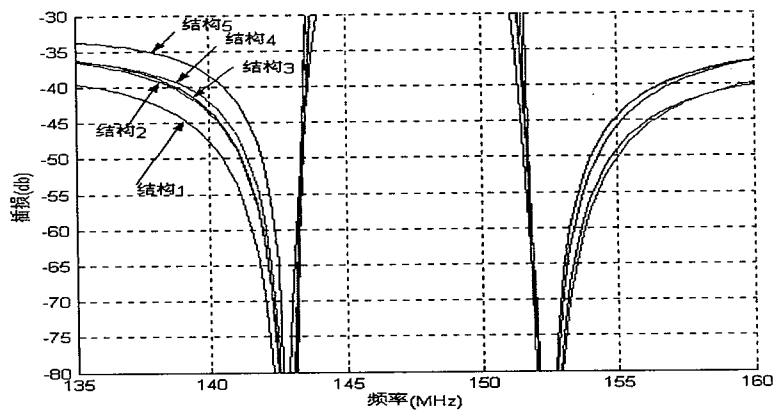


图 3.1.27 前五种结构带外抑制特性的比较

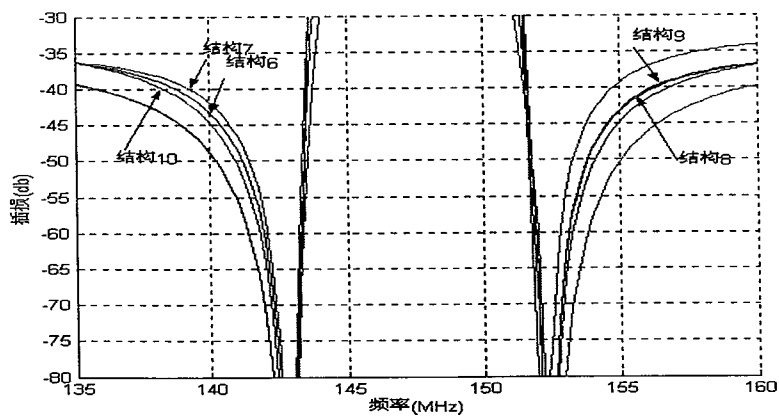


图 3.1.28 后五种结构带外抑制特性的比较

由图 3.1.24, 图 3.1.25, 图 3.1.26, 图 3.1.27 和图 3.1.28 可以看出各个结构的特性为:

结构 1 的通带低端和高端各有一个较大的下陷, 约为 3.7 dB, 包含下陷时带宽为 7 MHz, 矩形系数为 1.2, 低端和高端的带外抑制均约为 40 dB;

结构 2 的带宽为 5.1 MHz, 带内波纹约为 0.2 dB, 在高端有一个小的起伏, 约为 1.5 dB, 矩形系数为 1.56, 低端和高端的带外抑制均约为 45 dB;

结构 3 带宽为 4.9 MHz, 在低端和高端各有一个下陷, 约为 4 dB, 矩形系数为 1.63, 低端的带外抑制约为 43 dB, 高端的带外抑制约为 45 dB;

结构 4 带宽为 6.2 MHz, 在低端和高端各有一个下陷, 约为 1 dB, 矩形系数为 1.3, 低端的带外抑制约为 42 dB, 高端的带外抑制约为 50 dB;

结构 5 的带宽约为 5.4 MHz, 带内波纹约为 0.9 dB, 矩形系数为 1.43, 低端的带外抑制约为 34 dB, 高端的带外抑制约为 36 dB;

结构 6 的带宽为 5.1 MHz, 带内波纹约为 0.2 dB, 在低端有一个小的起伏约为 2.1 dB, 矩形系数为 1.55, 低端的带外抑制约为 43 dB, 高端的带外抑制约为 45 dB;

结构 7 的带宽为 7.3 MHz, 在低端有一个下陷, 约为 3 dB, 在高端也有一个下陷, 约为 7 dB, 矩形系数为 1.1, 低端的带外抑制约为 42 dB, 高端的带外抑制约为 50 dB;

结构 8 的带宽为 6.15 MHz, 在低端有一个下陷, 约为 3 dB, 在高端也有一个下陷, 约为 2 dB, 矩形系数为 1.1, 低端的带外抑制约为 49 dB, 高端的带外抑制约为 43 dB;

结构 9 的带宽为 7.1 MHz, 在低端有一个下陷, 约为 7 dB, 在高端也有一个下陷, 约为 3 dB, 矩形系数为 1.15, 低端的带外抑制约为 49 dB, 高端的带外抑制约为 43 dB;

结构 10 的带宽约为 5.5 MHz, 带内波纹约为 0.7 dB, 矩形系数为 1.5, 低端的带外抑制约为 37 dB, 高端的带外抑制约为 34 dB。

可以得出结构 5 和结构 10 相对来说是比较好的结构, 因为它们的通带没有大的下陷, 只是分别在高端和低端有一个小的起伏, 主要是由于阻抗的不匹配造成的, 已经有相应的方法可以进行改进^[26]。而且结构 5 和结构 10 的设计比其它结构要简单, 体积也较小些, 因为它们使用 3 种不同结构的谐振器, 所用的谐振器数目均为 5 个。但同时它们的带外抑制相对于其它的结构较差。

§ 3.2 耦合模理论对声表面波谐振器频响的数值模拟

本节将利用耦合模理论模型，对单个的串联臂谐振器，并联臂谐振器及不同级数级联的梯形谐振滤波器的频响进行了模拟计算。

本文采用 36°LiTaO_3 为基片材料，其 $R_m = -0.38$ ， $R_e = -0.0217$ ，膜厚取 1.2μ ，则对于单根栅条，反射系数可由式 (2.1.4) 得到：

$$K \lambda_i / 2 = R_m \frac{h}{\lambda_i} + R_e \quad (2.1.4)$$

$$\frac{h}{\lambda_i} = 4\% \text{ 时, } K \lambda_i / 2 = 0.0369$$

当金属化率为 0.5 时，单位长度压电耦合强度 $\alpha(x)$ 不随 x 变化，可由式 (2.1.5) 得到：

$$\alpha^2 = (2/\pi) K^2 \omega C t / \lambda^2 \quad (2.1.5)$$

其中 K^2 为基底材料的机电耦合系数。对于 36°LiTaO_3 ， $K^2 = 5\%$ 。

$$\alpha = 148.6926$$

§ 3.2.1 单个谐振器的模拟

§ 3.2.1.1 串联臂谐振器的模拟

利用耦合模理论模型计算的串联臂的谐振器的结构参数与用 LC 电路模型计算的谐振器的结构参数相同。由式(2.3.11)可以模拟出串联臂谐振器的实部和虚部的导纳特性曲线，如图 3.2.1 所示：

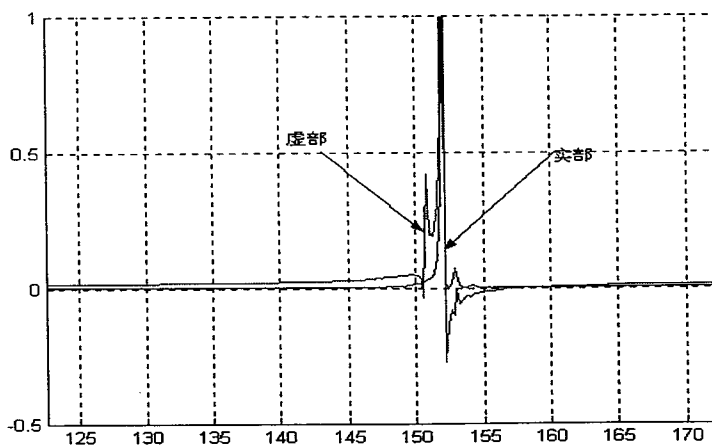


图 3.2.1 串联臂谐振器的实部和虚部的导纳特性的模拟曲线

由式(2.1.13)可以计算出单个串联臂谐振器的频响曲线如图 3.2.2 所示:

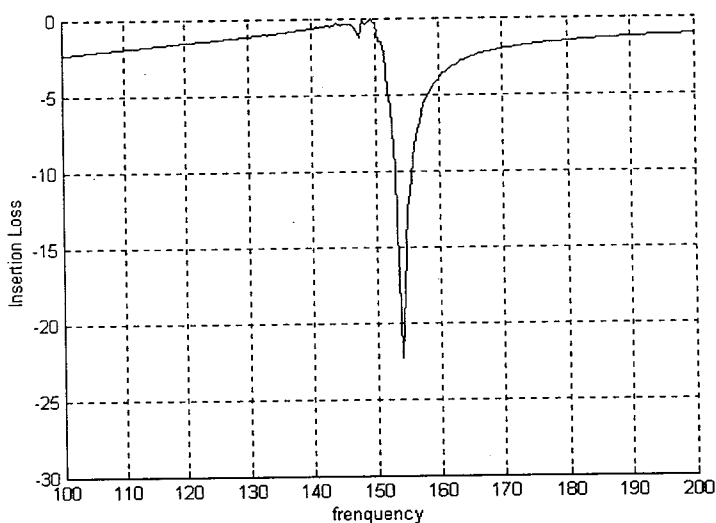


图 3.2.2 串联臂谐振器的理论曲线

由图 3.2.2 可以看出串联臂谐振器的插损很小,但在中心频率处有一个小的下陷。

§ 3.2.1.2 并联臂谐振器的模拟

利用耦合模理论模型计算的并联臂的谐振器的结构参数与用 LC 电路模型计算的谐振器的结构参数相同。由式(2.3.11)可以模拟出并联臂谐振器的实部和虚部的导纳特性曲线,如图 3.2.3 所示:

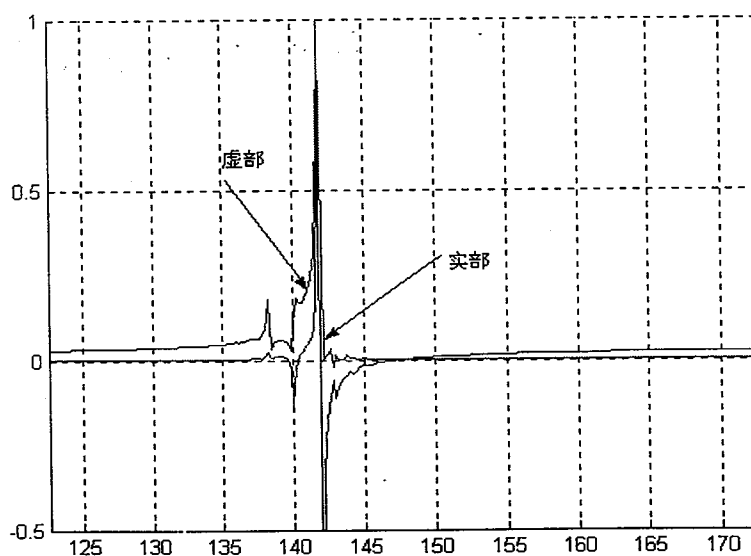


图 3.2.3 并联臂谐振器的实部和虚部的导纳特性的模拟曲线

由式(2.1.14)可以计算出单个并联臂谐振器的频响曲线如图 3.2.4 所示:

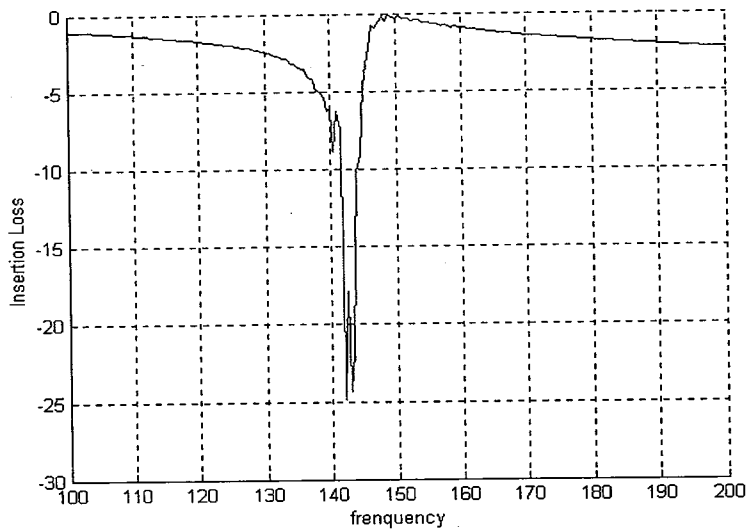


图 3.2.4 并联臂谐振器的理论曲线

由图 3.2.4 可以看出并联臂谐振器的插损很小,但在带外处和最低损耗点各有一个起伏。

§ 3.2.2 梯形谐振滤波器的模拟

§ 3.2.2.1 一级梯形谐振滤波器的模拟

利用耦合模理论模型计算出图(1.1.2)所示的一级梯形谐振滤波器的理论频响曲线如图 3.2.5 所示。

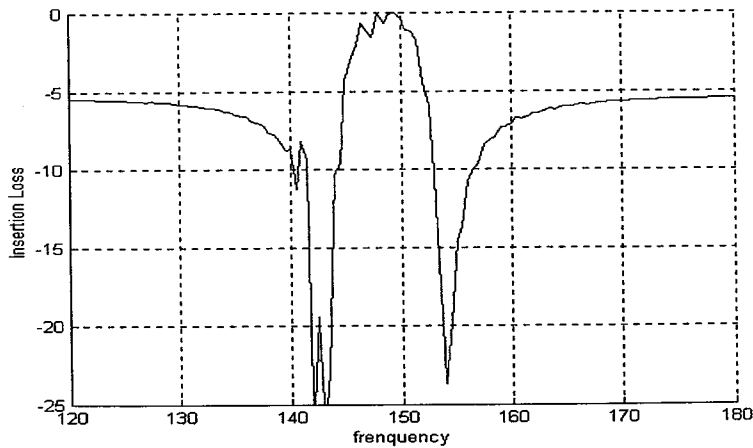


图 3.2.5 一级级联梯形谐振滤波器的理论模拟曲线

由图 3.2.5 可以看出一级级联的梯形谐振滤波器的带宽为 6.2 MHz,带外抑制为 5 dB,矩形系数约为 1.64,带内波纹约为 1.5 dB。并且在带外处也有波纹。与 LC 电路模型相比较,可见这是由于耦合模模型引入了反射造成了带内的波纹。

§ 3.2.2.2 二级梯形谐振滤波器的模拟

对于电路结构为图 3.1.8, 图 3.1.10 和图 3.1.12 所示的三种可能的二级梯形谐振滤波器, 利用耦合模理论模拟可以得出其频响曲线分别如图 3.2.6, 图 3.2.7 和图 3.2.8 所示:

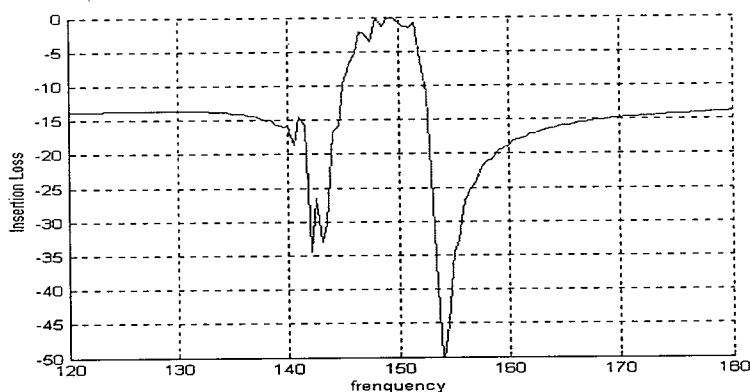


图 3.2.6 二级结构(1)

由图 3.2.6 二级级联的梯形谐振滤波器的理论计算可以看出, 带宽为 5.35 MHz, 带外抑制为 14 dB, 矩形系数约为 1.65。并且在高端有一个小的起伏, 约为 3 dB。

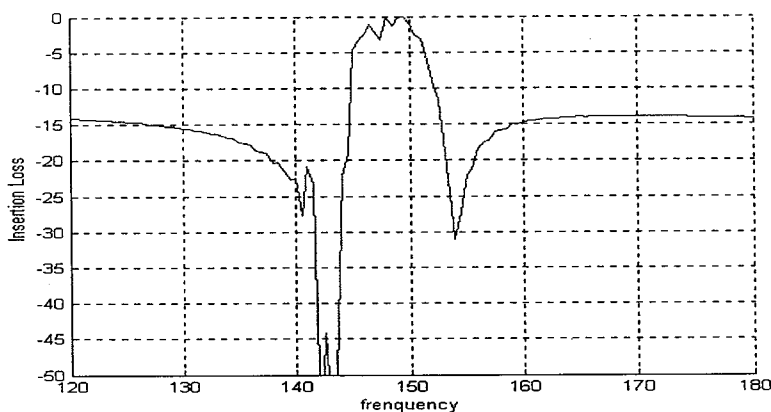


图 3.2.7 二级结构(2)

由图 3.2.7 的二级级联的梯形谐振滤波器的理论计算可以看出, 带宽为 5.2 MHz, 带外抑制为 14 dB, 矩形系数约为 1.67。并且在低端有一个小的起伏, 约为 3 dB。

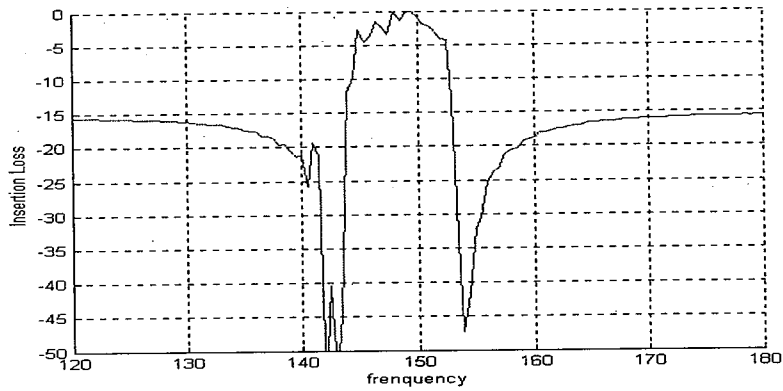


图 3.2.8 二级结构(3)

由图 3.2.8 的二级级联的梯形谐振滤波器的理论计算可以看出, 带宽为 5.4 MHz, 带外抑制为 15 dB, 矩形系数约为 1.67。并且在低端有一个小的起伏, 约为 3 dB。

§ 3.2.2.3 四级梯形谐振滤波器的理论模拟

利用耦合模理论模型对四级级联的十六种(其中六对互为镜像)连接方式给出了频响曲线。

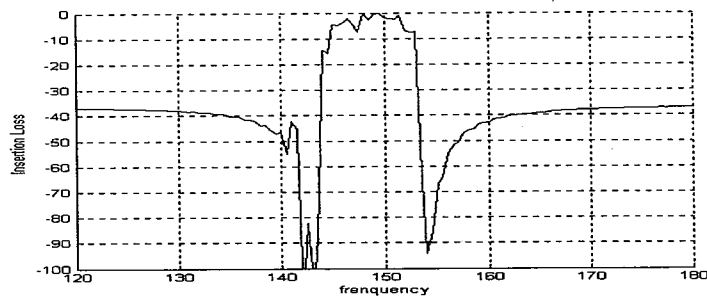
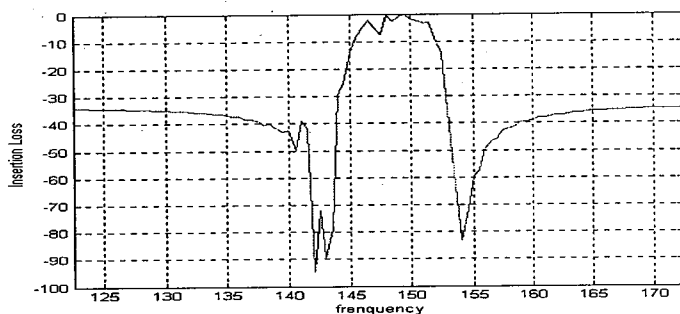


图 3.2.9 四级结构(1)

由图 3.2.9 的四级级联的梯形谐振滤波器的理论计算可以看出, 带宽为 5.4 MHz, 带外抑制为 37 dB, 矩形系数约为 1.75。并且在低端有一个下陷, 约为 7 dB。



3.2.10 四级结构(2)

由图 3.2.10 的四级级联的梯形谐振滤波器的理论计算可以看出, 带宽为 4.4 MHz, 带外抑制为 34 dB, 矩形系数约为 2.08。并且在低端有一个下陷, 约为 7 dB。

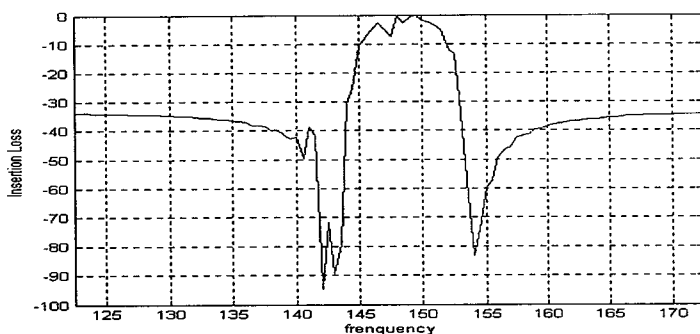


图 3.2.11 四级结构(3)

由图 3.2.11 的四级级联的梯形谐振滤波器的理论计算可以看出, 带宽为 4.25 MHz, 带外抑制为 34 dB, 矩形系数约为 2.13。并且在低端有一个下陷, 约为 7 dB。

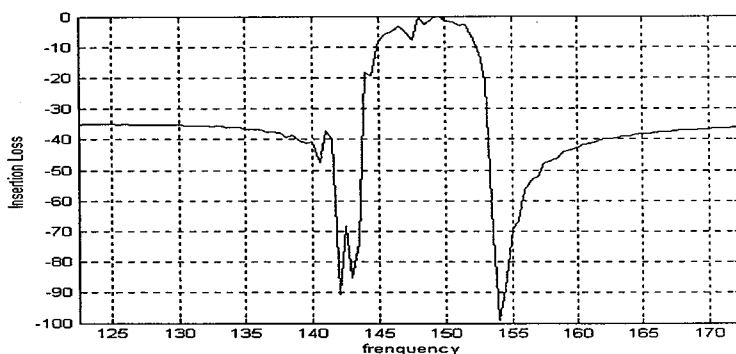


图 3.2.12 四级结构(4)

由图 3.2.12 的四级级联的梯形谐振滤波器的理论计算可以看出, 带宽为 3.75 MHz, 带外抑制为 35 dB, 矩形系数约为 2.5。并且在低端有一个下陷, 约为 7 dB。

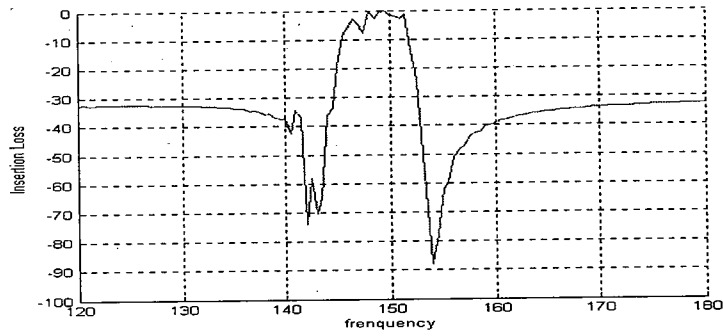


图 3.2.13 四级结构(5)

由图 3.2.13 的四级级联的梯形谐振滤波器的理论计算可以看出, 带宽为 5.15 MHz, 带外抑制为 32 dB, 矩形系数约为 1.75。并且在低端有一个下陷, 约为 7 dB。

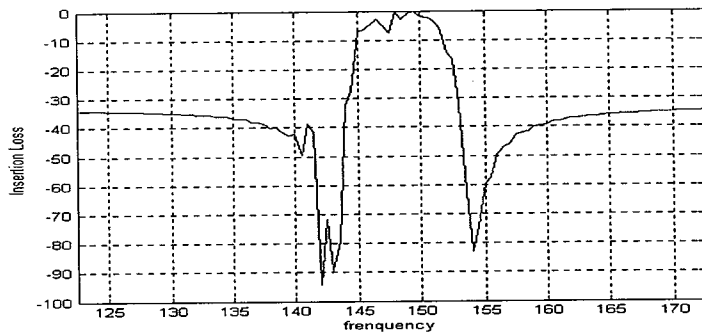


图 3.2.14 四级结构(6)

由图 3.2.14 的四级级联的梯形谐振滤波器的理论计算可以看出, 带宽为 4.4 MHz, 带外抑制为 35 dB, 矩形系数约为 2.08。并且在低端有一个下陷, 约为 7 dB。

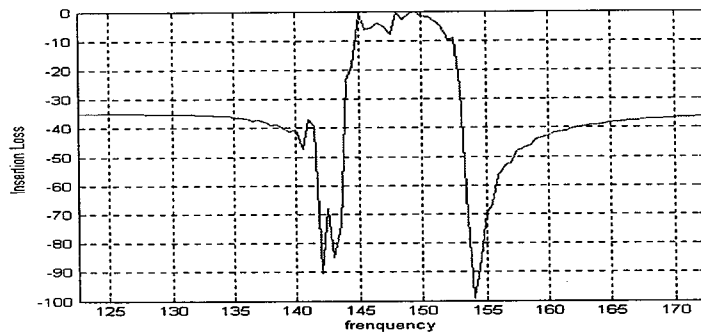


图 3.2.15 四级结构(7)

由图 3.2.15 的四级级联的梯形谐振滤波器的理论计算可以看出, 带宽为 5.9 MHz, 带外抑制为 34 dB, 矩形系数约为 1.6。并且在低端有一个下陷, 约为 7 dB。

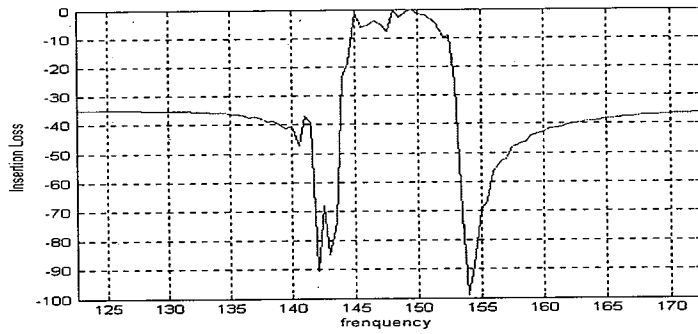


图 3.2.16 四级结构(8)

由图 3.2.16 的四级级联的梯形谐振滤波器的理论计算可以看出, 带宽为 6.5 MHz, 带外抑制为 34 dB, 矩形系数约为 1.43。并且在低端有一个下陷, 约为 7 dB。

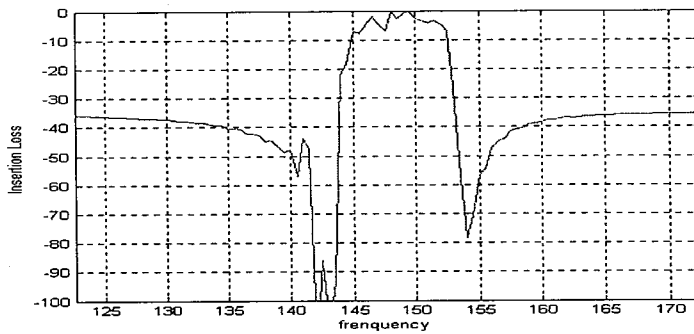


图 3.2.17 四级结构(9)

由图 3.2.17 的四级级联的梯形谐振滤波器的理论计算可以看出, 带宽为 4.0 MHz, 带外抑制为 35 dB, 矩形系数约为 2.33。并且在低端有一个下陷, 约为 7 dB。

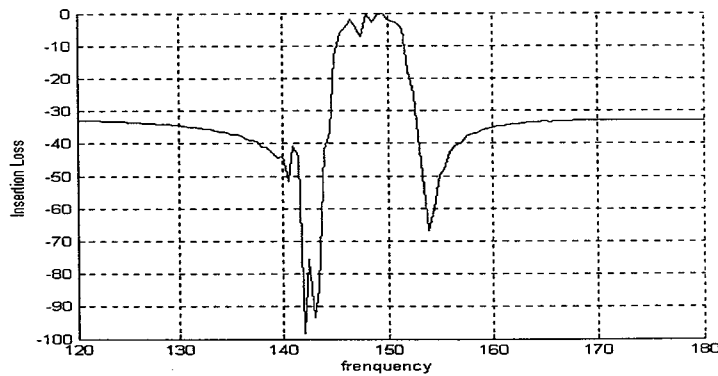


图 3.2.18 四级结构(10)

由图 3.2.18 的四级级联的梯形谐振滤波器的理论计算可以看出, 带宽为 4.55 MHz, 带外抑制为 33 dB, 矩形系数约为 1.96。并且在低端有一个下陷, 约为 7 dB。

可以看出利用耦合模理论所模拟的四级级联的梯形谐振滤波器的频响曲线和用 LC 电路模型模拟的频响曲线在带宽, 带外抑制, 矩形系数等特性上大体是

一致的，只是用耦合模理论所模拟的频响曲线由于考虑了反射，其带内的波纹比用 LC 电路模型模拟的频响曲线要大。

从 LC 电路模型和耦合模理论的模拟计算可以看出它们对器件的特性的模拟是统一的，但耦合模理论对器件的性能的模拟要更精确些，但同时耦合模理论的模拟过程需要确定很多的参数，而现在还没有建立一套完整的分析或测定方法，而这些参数的精确性对于计算模拟的精确性是极为关键的。

本章的一节和二节利用 LC 电路模型和耦合模理论模型对四级级联的各种可能结构进行了频响的分析，可以得出制作梯形谐振滤波器时所需要的重要基本参数值，并且从综合性能上看上述的各个结构可以看出结构（5）和结构（10）是较好的。根据本章的理论基础，及计算出串联臂谐振器和并联臂谐振器的重要参数，在第四章中将会根据本章中提到的不同的级联级数和级联类型来进行实验上的制作，为器件的设计和制作提供基础。

§ 3.3 声表面波梯形谐振滤波器的设计软件包

本节将对梯形谐振滤波器的设计和分析进行总结，提供一个初步的器件设计和分析的软件包，它包括：1) 理论分析模型：该软件包中提供了 LC 电路模型及耦合模理论模型两种模型对器件进行模拟计算，可以得出器件设计所需要的各个结构参数；2) 一级，二级和四级级联的各种可能结构：可以根据器件所希望达到的性能指标，选择所需的级数进行级联，以及选择合适的级联结构；3) 分析：根据提供的 SAW 梯形谐振滤波器的结构和参数可以模拟器件整套的性能如中心频率，带宽，插入损耗，带内波纹，矩形系数，带外抑制等，并可以按照所需要的指标要求进行适当的调整；4) 设计：根据 SAW 梯形谐振滤波器要求达到的性能指标（如中心频率，带宽，插入损耗，矩形系数，带外抑制等）提供设计选择：a) 基片材料的取向，由于梯形谐振滤波器是由谐振器组成，所以我们大多选择具有较大的机电耦合系数的基片材料，同时要求其温度系数也比较小；b) 梯形谐振滤波器的级联级数：可以根据希望达到的梯形谐振滤波器的性能指标来确定其级联的级数；c) 级联的结构方式：不同的级联结构有不同的优缺点，可以根据其要求来确定合适的级联结构；d) 各串联臂谐振器和并联臂谐振器的 LC 集总参数：根据根据 SAW 梯形谐振滤波器要求达到的性能指标（如中心频率，带宽，插入损耗，矩形系数，带外抑制等）可以计算出其相应的 LC 集总参数；e) 各串

联臂谐振器和并联臂谐振器相应的结构参数如叉指换能器的周期段长度，指对数，孔径，膜厚以及反射栅的周期段长度，反射栅指对数，孔径，膜厚：根据谐振器的集总参数和结构参数之间相应的关系可以得出串联臂谐振器和并联臂谐振器的结构参数。整个的设计过程可以用框图表示，如图 3.3.1 所示。

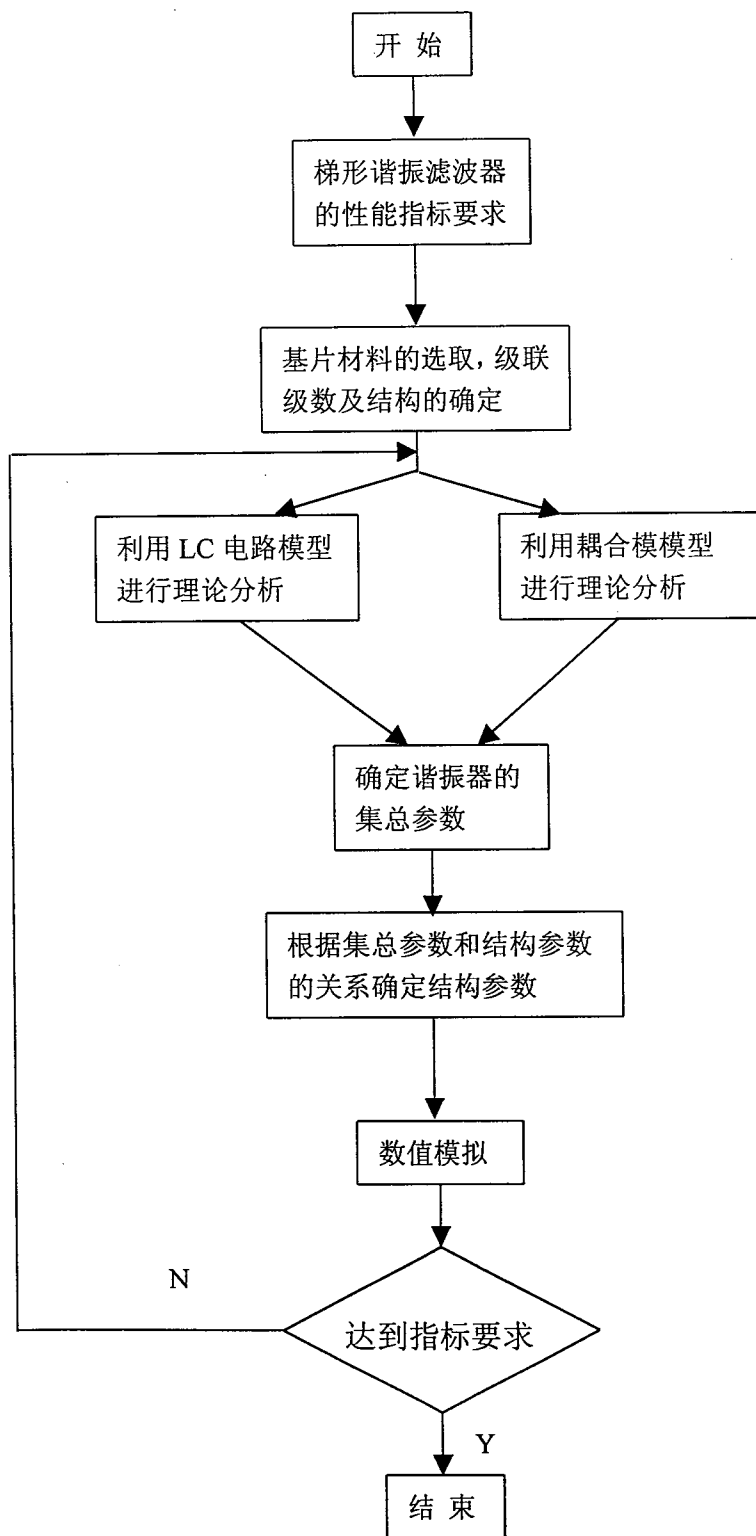


图 3.3.1 梯形谐振滤波器的设计和分析的软件流程图

图 3.3.1 所示的梯形谐振滤波器的设计和分析的软件流程图 of 梯形谐振滤波器设计的一个整体的过程，一般梯形谐振滤波器的设计就是按照这个流程，当然在设计过程中还有很多的细节需要我们进一步的考虑。

第四章 声表面波谐振器及梯形谐振滤波器的实验制作与讨论

在实验制作过程中,采用 36° LiTaO₃ 压电晶体为基底,指条与间隔比为 1:1,膜厚为 1.2μ 。对器件的指标要求为:中心频率 147.5 MHz,带宽 4.5 MHz,带外抑制大于 35 dB,带内波纹小于 1 dB,矩形系数不大于 1.2。

§ 4.1 谐振器的实验制作及频响曲线

§ 4.1.1 串联臂谐振器的实验制作及频响曲线

根据第三章计算出串联臂谐振器的的集总参数:

$$C_{os}=1.6536\times 10^{-11}\text{ F}, C_{1s}=1.1024\times 10^{-12}\text{ F}, L_{1s}=1.0562\times 10^{-6}\text{ H}$$

换能器的参数:

$W_1=13$ 个波长, $N_1=100$ 对, $d=1/4$ 换能器波长, $\eta=0.5$

反射栅的参数:

$N_{r1}=110$ 对, $d=1/4$ 反射栅波长

换能器和反射栅的距离为:

$d_1=1/4$ 换能器波长

用网络分析仪进行测试,所测得的频响曲线如图 4.1.1 所示:

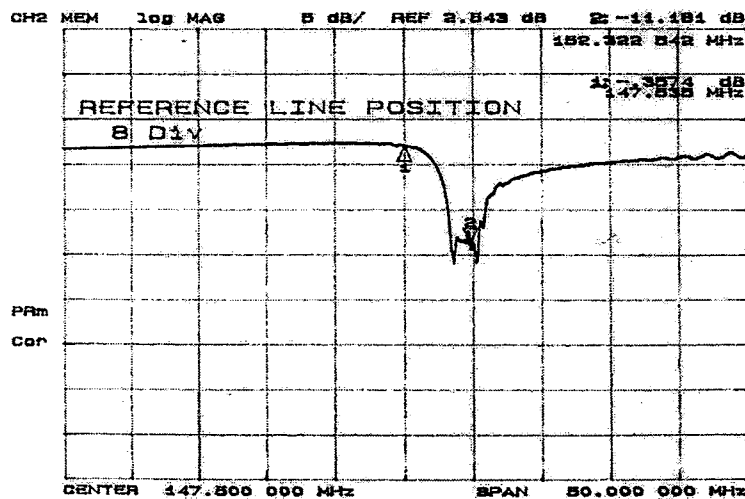


图 4.1.1 串联臂谐振器的实验频响曲线

其阻抗特性如图 4.1.2 所示。

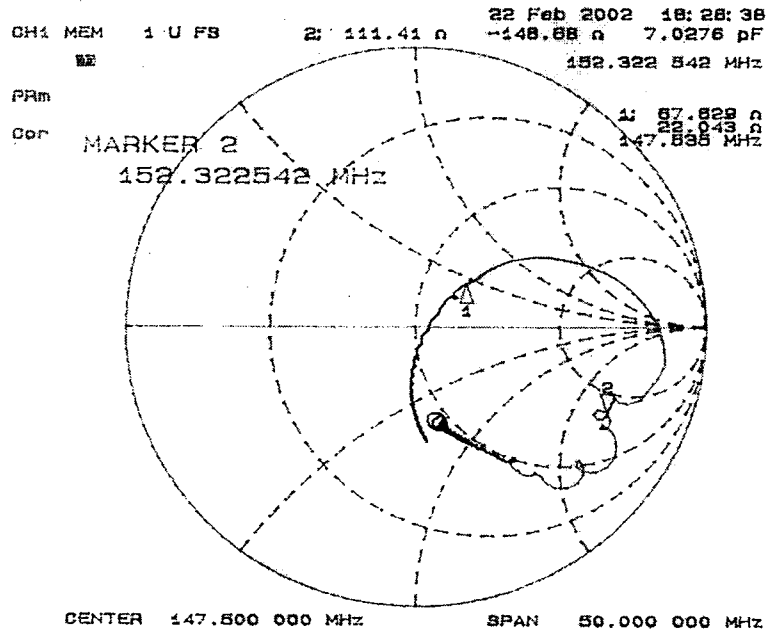


图 4.1.2 串联臂谐振器的实验阻抗特性曲线

与理论模拟频响曲线图 3.1.2 相比较:

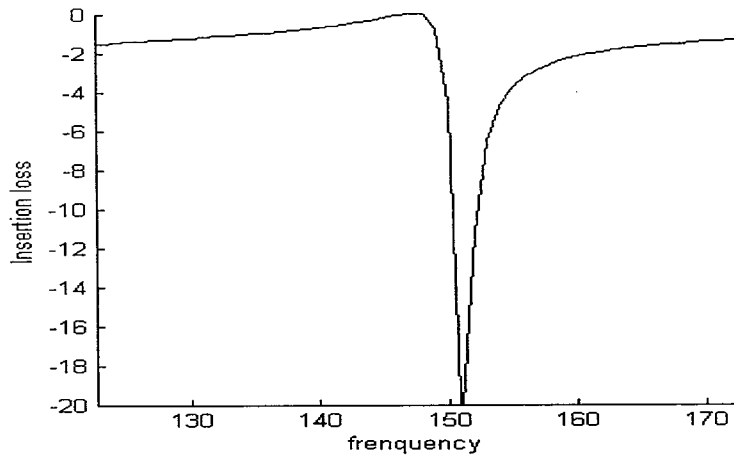


图 3.1.2 串联臂谐振器的理论模拟频响曲线

由图 4.1.1 和图 3.1.2 对比可以看出两者符合的较好，只是在实验的曲线中，在插损最小处有一个小的起伏，并且在高端带外有小的波纹。

§ 4.1.2 并联臂谐振器的实验制作及频响曲线

根据第三章计算出串联臂谐振器的集总参数:

$$C_{op}=2.7983 \times 10^{-11} \text{ F}, C_{1p}=1.8656 \times 10^{-12} \text{ F}, L_{1p}=6.6570 \times 10^{-7} \text{ H}$$

换能器的指标:

$$W1=22 \text{ 个波长}, N1=100 \text{ 对}, d=1/4 \text{ 换能器波长}, \eta=0.5$$

反射栅的指标:

$Nr_1=11$ 对, $d=1/4$ 反射栅波长

换能器和反射栅的距离为:

$d_1=1/4$ 换能器波长

用网络分析仪进行测试,所测得的频响曲线如图 4.1.3 所示:

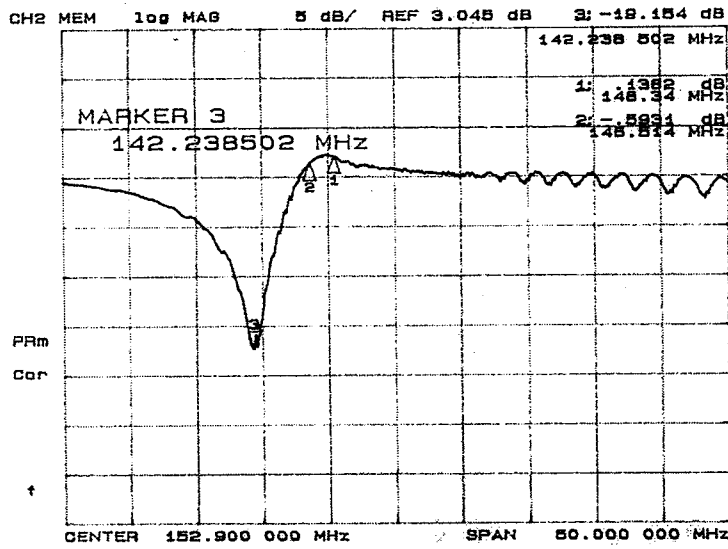


图 4.1.3 并联臂谐振器的实验频响曲线

其阻抗特性如图 4.1.4 所示。

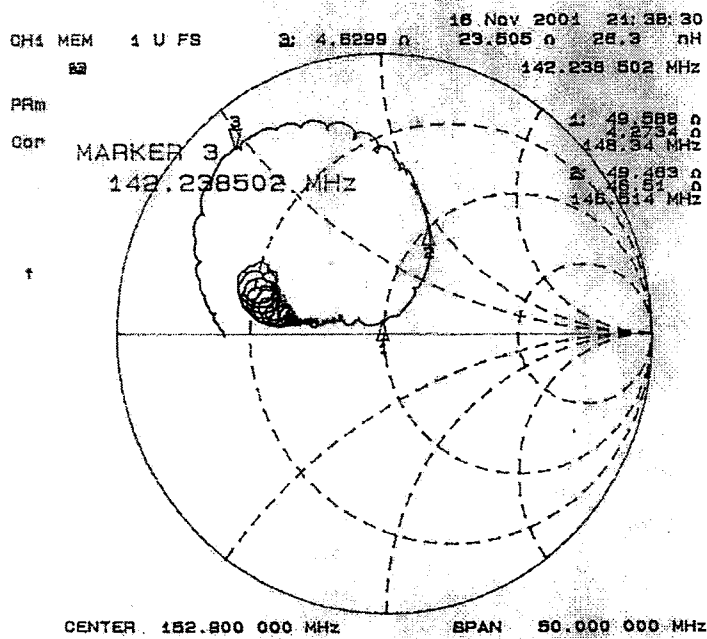


图 4.1.4 并联臂谐振器的实验阻抗特性曲线

与理论模拟频响曲线图 3.1.4 相比较:

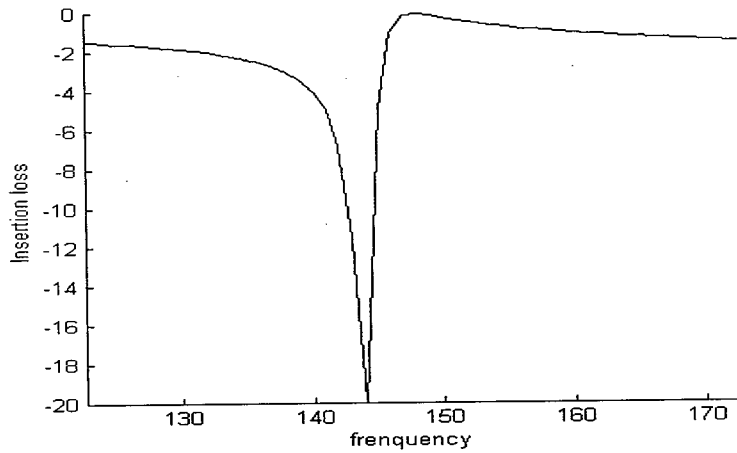


图 3.1.4 并联臂谐振器的理论模拟频响曲线

由图 4.1.3 和图 3.1.4 对比可以看出两者符合的较好,只是在实验的曲线中,在高端带外有小的波纹。

§ 4.2 梯形谐振滤波器的实验制作及频响曲线

本节将以上节中的串联臂谐振器和并联臂谐振器为基础,采用不同的连接方式进行级联,对不同的级联级数分别测出了频响曲线。

§ 4.2.1 一级级联梯形谐振滤波器的实验制作及频响曲线

对图 3.1.5 所示的一级级联的梯形谐振滤波器,

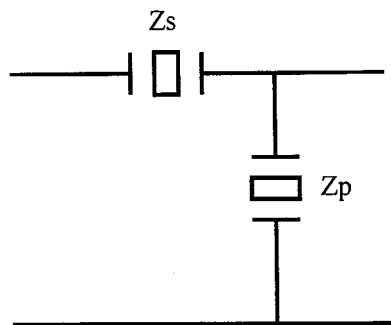


图 3.1.5 一级级联梯形谐振滤波器的电路结构

测得其频响曲线如图 4.2.1 所示:

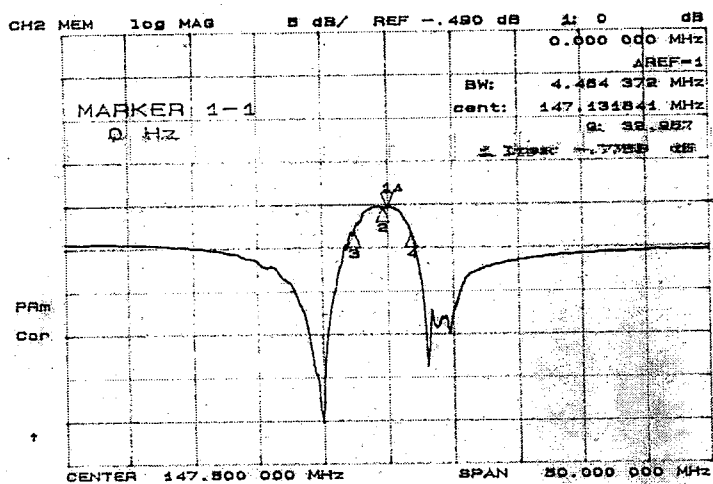


图 4.2.1 一级级联的梯形谐振滤波器频响

其阻抗特性曲线如图 4.2.2 所示。

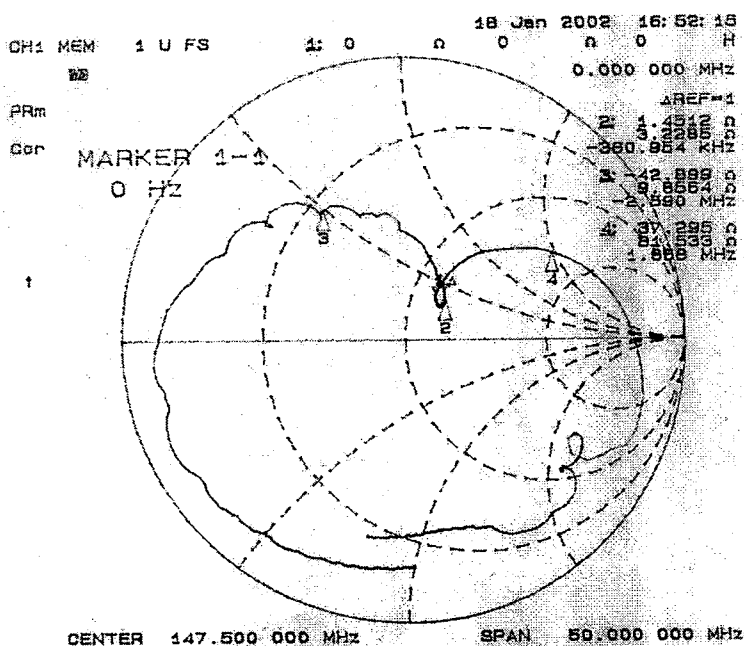


图 4.2.2 一级级联的梯形谐振滤波器阻抗特性曲线

由图 4.2.1 可以看出，一级级联的梯形谐振滤波器的中心频率为 147.1 MHz，带宽为 4.54 MHz，带外抑制约为 5 dB，插入损耗为 0.7 dB。由图 4.2.1 和图 3.1.5 及图 3.2.5 对比可以看出实验和理论符合的较好，带外抑制大体相同，只是实验曲线的带宽要比理论值小一些。

§ 4.2.2 二级级联梯形谐振滤波器的实验制作及频响曲线

本节将对图 3.1.13 所示的二级级联的梯形谐振滤波器进行实验的制作，

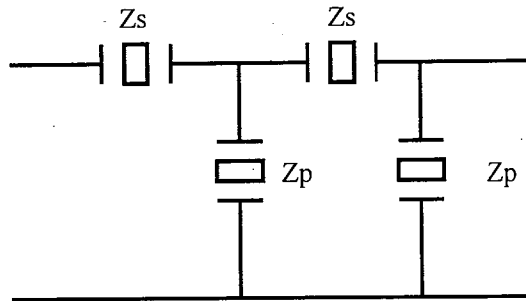


图 3.1.13 二级级联的梯形谐振滤波器的电路结构 (3)

测得其频响曲线如图 4.2.3 所示：

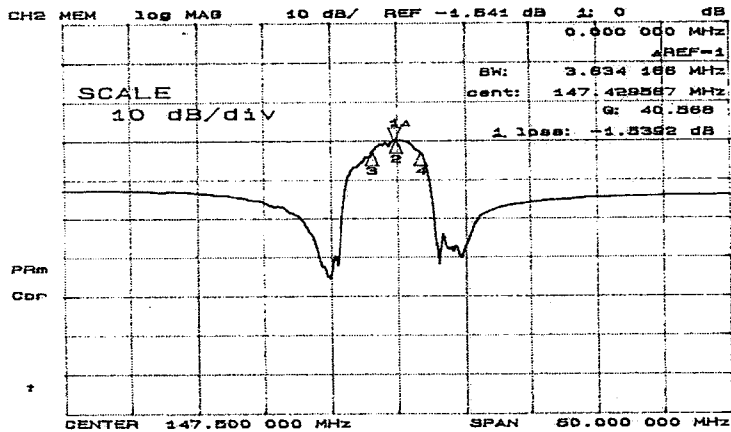


图 4.2.3 二级级联的梯形谐振滤波器的频响曲线

其阻抗特性曲线如图 4.2.4 所示。

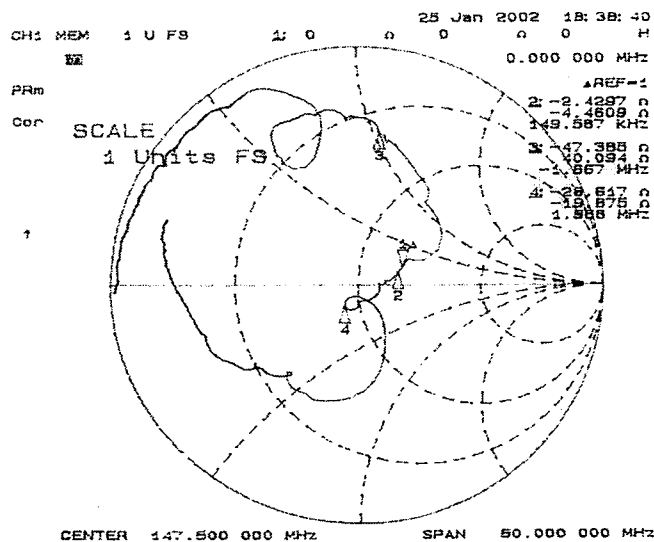


图 4.2.4 二级级联的梯形谐振滤波器的阻抗特性曲线

由图 4.2.3 可以看出二级级联的梯形谐振滤波器的中心频率为 147.1 MHz，带宽为 4.54 MHz，带外抑制约为 5 dB，插入损耗为 0.7 dB。由图 4.2.3 和图 3.1.13 及图 3.2.8 对比可以看出实验和理论符合的较好，只是实验的曲线带宽要比理论值低一些，带外抑制比理论值小一些。

§ 4.2.3 四级级联梯形谐振滤波器的实验制作及频响曲线

四级谐振滤波器就采用结构 (5) 即图 3.1.14 的级联形式，

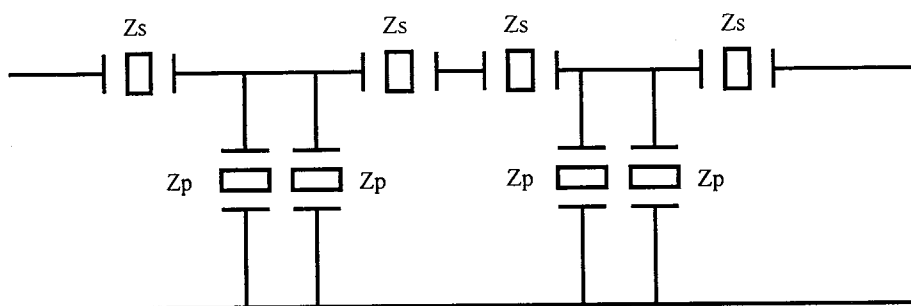


图 3.1.14 四级结构(5)

测得其频响曲线如图 4.2.5 所示。

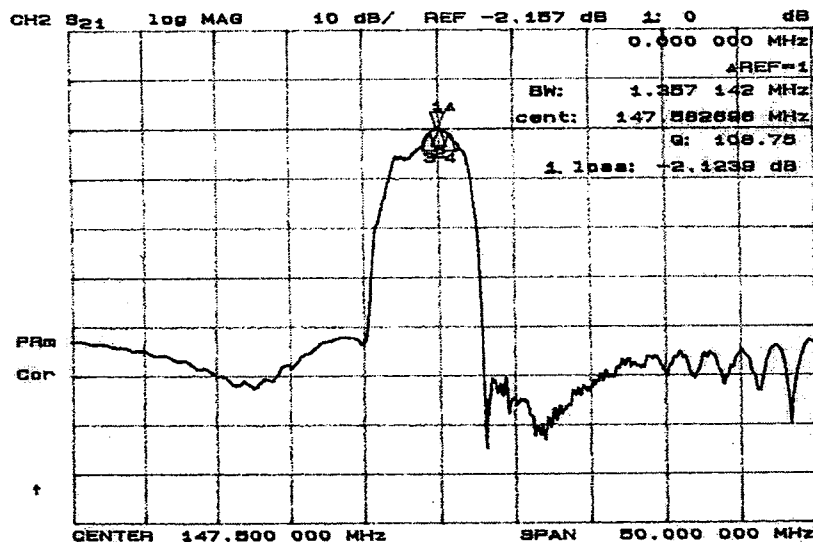


图 4.2.5 四级级联的梯形谐振滤波器的频响曲线(1)

测得其阻抗特性曲线如图 4.2.6 所示：

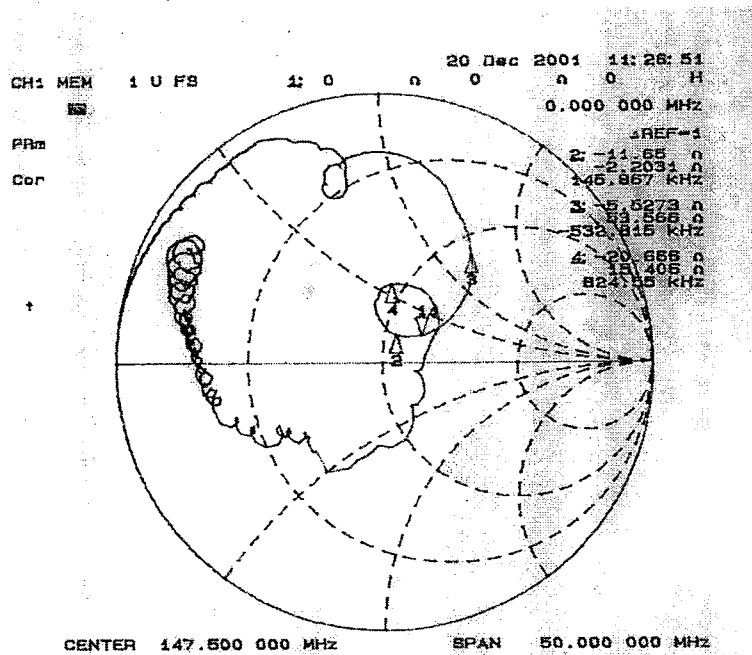


图 4.2.6 四级级联的梯形谐振滤波器的阻抗特性曲线

由图 4.2.5 可以看出四级级联的梯形谐振滤波器的中心频率为 147.5 MHz，带宽为 1.36 MHz，带外抑制大于 40 dB，插入损耗为 2.1 dB。由图 4.2.5 可以看出四级级联的梯形谐振滤波器的插入损耗，带外抑制和矩形系数都比较好，均达到了希望的指标要求，但由于在通带的低端有一个小的下陷，从而导致了通带的带宽没有达到希望的指标要求，在后面的章节中将对这一问题提出解决方法。

§ 4.3 几个因素对器件性能的影响

梯形滤波器具有低损耗，高阻带抑制的特点，但由于膜厚和谐振器反射栅的指条周期的影响，也会有杂散模式的出现。当杂散模式产生后，会在通带内和带外高端处产生波纹。抑制杂散模式，可以通过调整谐振器的膜厚和反射栅的指条周期来实现。下面将分开进行讨论。

§ 4.3.1 反射栅的指条周期对器件的影响^[27]

通带内的波纹取决于并联谐振器的指条周期，通带外的波纹取决于串联谐振器的指条周期。为了抑制这种波纹，我们对谐振器的指条周期进行了优化处理。当改变反射栅的指条周期时，能将通带内的波纹减小或消除。在实验中，串联臂谐振器的反射栅的指条周期与换能器的指条周期之比取 0.99，并联臂谐振器的反

射栅的指条周期与换能器的指条周期之比为 1.01 时，器件的性能达到最佳值，其通带特性如图 4.3.1 所示。

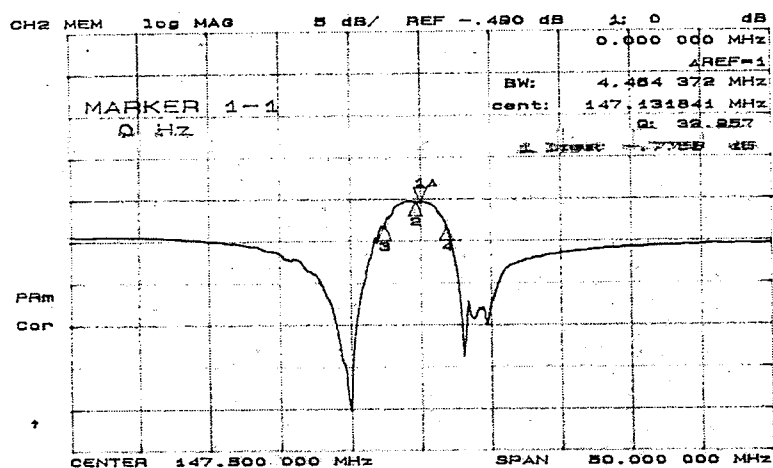


图 4.3.1 滤波器的通带特性

§ 4.3.2 膜厚对器件的影响^[28]

增加膜厚对器件性能的也有很大的影响。为了抑制器件的伪模式，可以通过增加膜厚来实现。本节给出不同膜厚的器件性能进行比较，来分析膜厚对器件性能的影响。图 4.3.1 是膜厚为 $1.2\ \mu$ 的滤波器，图 4.3.2 是膜厚为 $1.4\ \mu$ 的滤波器。

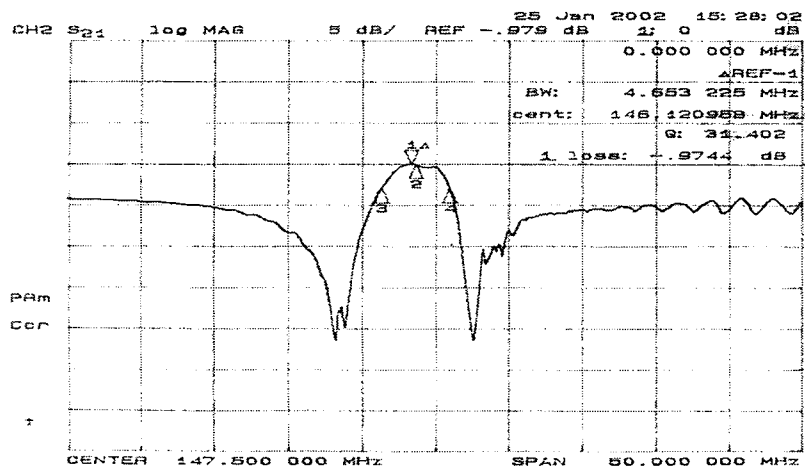


图 4.3.2 膜厚为 $1.2\ \mu$ 的滤波器

对这两个不同膜厚的器件的性能进行比较可知，膜厚的增加对提高通带的带宽有帮助，但同时，由于膜厚的增加，也会使得器件的插入损耗增大。

§ 4.3.3 指对数和孔径对器件的影响

本节将只对一级级联的梯形谐振滤波器进行讨论，旨在说明问题。一级级联的梯形谐振滤波器的频响曲线如图 4.3.3 所示。

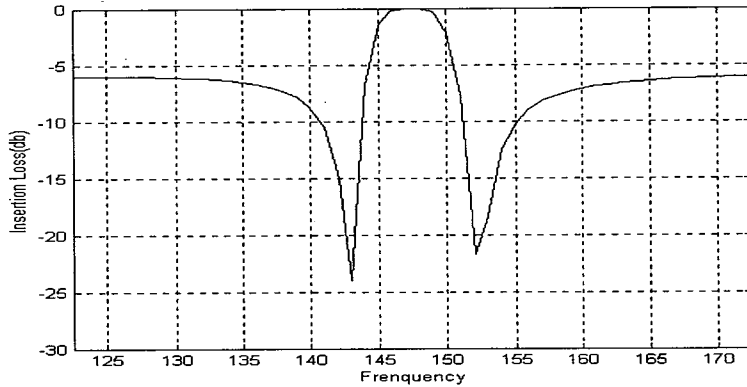


图 4.3.3 一节级联的滤波器模拟频响

当串联臂谐振器的孔径改变时，分别取三个不同的孔径数值，6 个波长，13 个波长和 20 个波长，可以得出其频响的曲线和原频响曲线对比如图 4.3.4 所示。

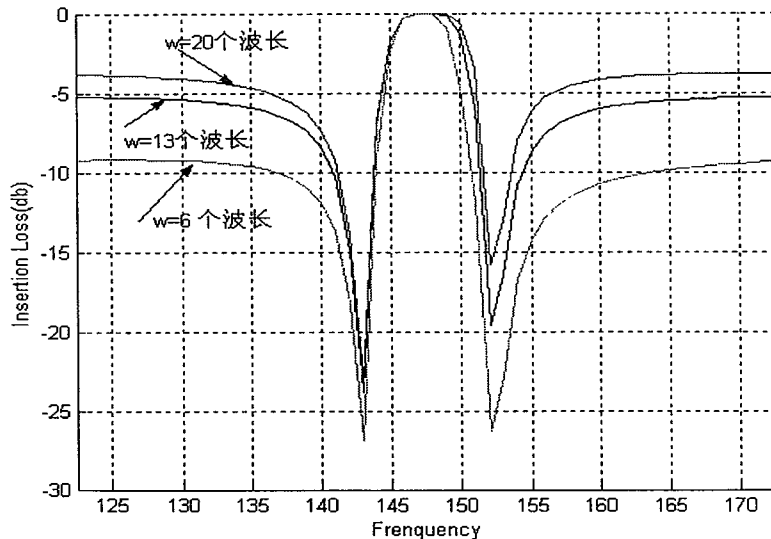


图 4.3.4 串联臂谐振器的孔径变化对器件性能的影响

由图 4.3.4 可以看出，随着串联臂谐振器孔径的增加，带宽会随着变宽，由 4.4 MHz 到 5.2 MHz，5.5 MHz；但抑制会随着变小，由 9 dB 到 5 dB，4 dB。

当串联臂谐振器的指对数改变时，分别取三个不同的指对数数值，50 对，100 对和 150 对，可以得出其频响的曲线如图 4.3.5 所示。

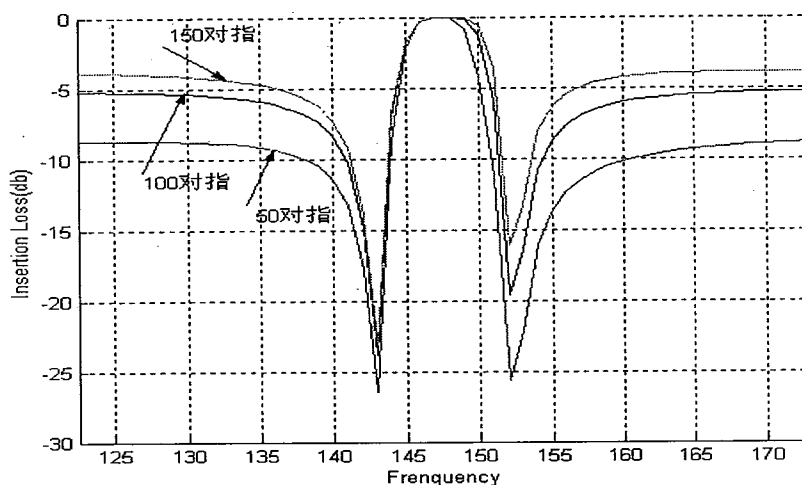


图 4.3.5 串联臂谐振器的指对数变化对器件性能的影响

由图 4.3.5 可以看出，随着串联臂谐振器指对数的增加，带宽会随着变宽，由 4.5 MHz 到 5.2 MHz，5.5 MHz；但抑制会随着变小，由 9 dB 到 5 dB，4 dB。

当并联臂谐振器的孔径改变时，分别取三个不同的孔径数值，15 个波长，22 个波长和 29 个波长，可以得出其频响的曲线和原频响曲线对比如图 4.3.6 所示。

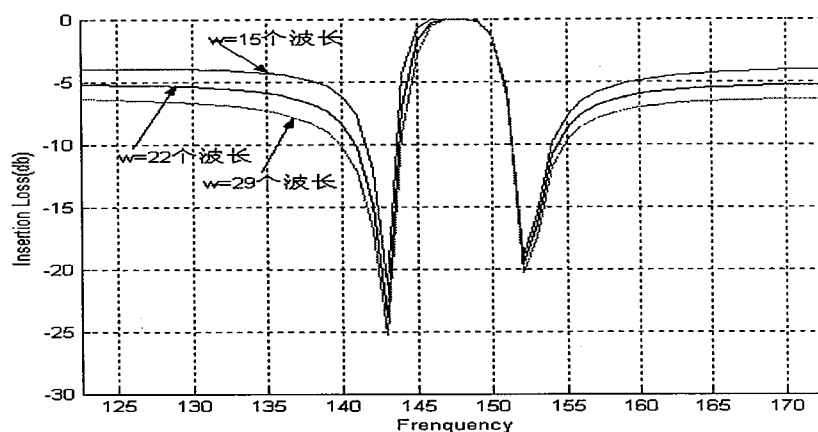


图 4.3.6 并联臂谐振器的孔径变化对器件性能的影响

由图 4.3.6 可以看出，随着并联臂谐振器孔径的增加，带宽会随着变窄，由 5.4 MHz 到 5.1 MHz，4.8 MHz；但抑制会随着变大，由 4 dB 到 5 dB，6 dB。

当并联臂谐振器的指对数改变时，分别取三个不同的指对数数值，50 对，100 对和 150 对，可以得出其频响的曲线如图 4.3.7 所示。

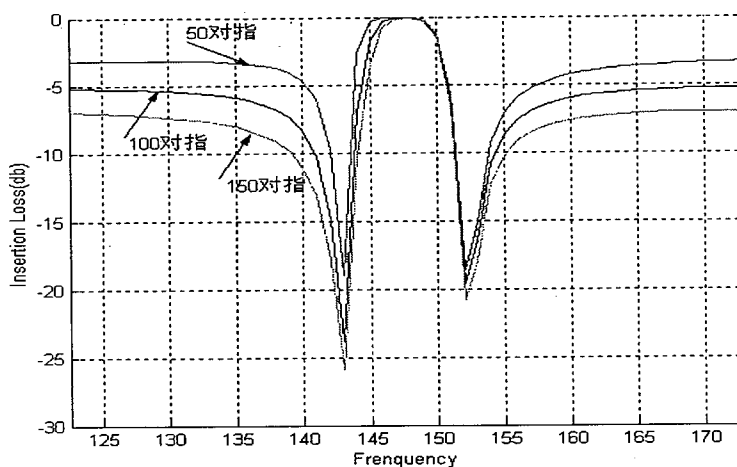


图 4.3.7 并联臂谐振器的指对数变化对器件性能的影响

由图 4.3.7 可以看出，随着并联臂谐振器指对数的增加，带宽会随着变窄，由 5.9 MHz 到 5.3 MHz, 4.8 MHz；但抑制会随着变大，由 3 dB 到 5 dB, 7 dB。

本小节探讨了串联臂谐振器和并联臂谐振器的孔径及指对数对器件性能的影响，得到如下结论：当串联臂谐振器孔径或者指对数增加时，滤波器的带宽会随着变宽，但抑制会随着变小；当并联臂谐振器孔径或者指对数增加时，滤波器的带宽会随着变窄，但抑制会随着变大。

因为串联臂谐振器和并联臂谐振器的孔径和指对数的变化会引起 LC 等效电路中的静电容，动态电容和动态电感的相应变化，从而导致了器件的频响也随着发生了改变。

在器件的制作过程中，可以适当的对串联臂谐振器和并联臂谐振器的孔径及指对数进行调整，以更好的达到器件的指标要求。

§ 4.4 对器件性能的改进

我们从实验测得的器件可以看出，通带的低端有一个起伏。因为串联臂谐振器和并联臂谐振器是直接级联起来的，所以不可避免的会产生不匹配，从而引起了带内的不平坦。因此只有在两个谐振器之间进行适当的匹配才能消除这样的带内波纹。关于消除带内起伏有两种方法，一种是使用微带电路的方法^[12]，一种是在电路中加入声表面波谐振器来达到匹配的方法^[25]。

§ 4.4.1 微带电路法

分析不理想滤波器的模拟结果，在滤波器带内存在两个反射峰，且处在不同的频率，这是造成设计的滤波器不理想的原因，因此，可以考虑补偿滤波器的零极点，去掉滤波器带内存在的反射峰。采用的方法是，将滤波器结构中加入零极点的补偿元件 Z_1 和 Z_2 ，如图 4.4.1 所示，来吸收带内存在的反射峰。 Z_1 和 Z_2 是加入的微带电路，由于在高频波段微带电路的尺寸小，满足滤波器小体积的要求，且微带电路的设计较为方便，可根据所出现的干扰频率来设置微带吸收点，其 Q 值可根据滤波器的要求灵活调整。

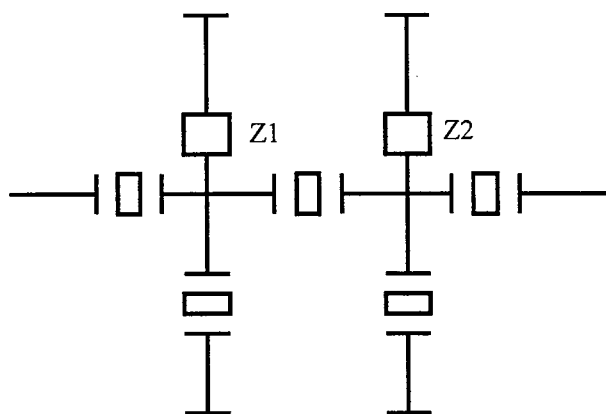


图 4.4.1 加补偿元件的 SAW 滤波器结构

从理论上讲，通过这种加微带电路的方法，可以消除掉通带内的起伏，得到较理想的滤波器。

§ 4.4.2 加入 SAW 谐振器来达到匹配的方法

在梯形结构中，按照 π 型结构连接的滤波器更容易有低端有起伏的情况。^[27] 因此，在电路中采用了声表面波谐振器来减少阶间的不匹配。

由于单个的谐振器电抗在低于其谐振频率的范围内是负数，如图 4.4.2 所示。而在 π 型的结构中，有一个正的起伏，如图 4.4.3 所示。谐振器的这个负的起伏正好可以用来弥补这个正的起伏。其连接方式如图 4.4.4 所示。

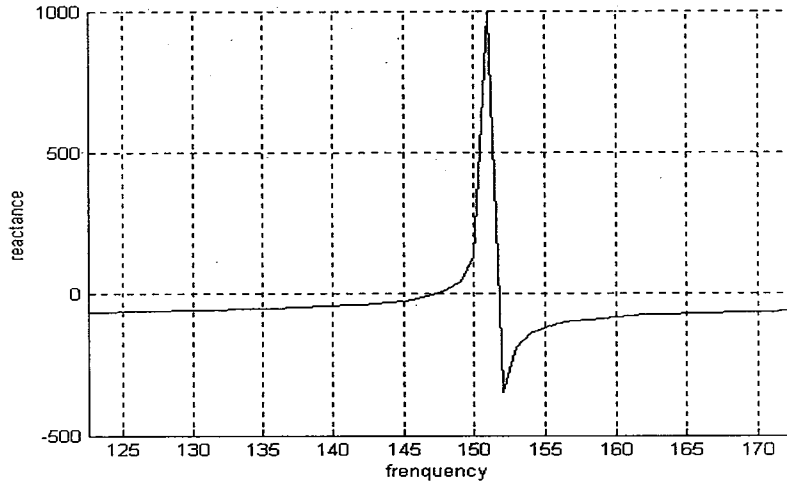


图 4.4.2 单个谐振器的电抗 (imaginary)

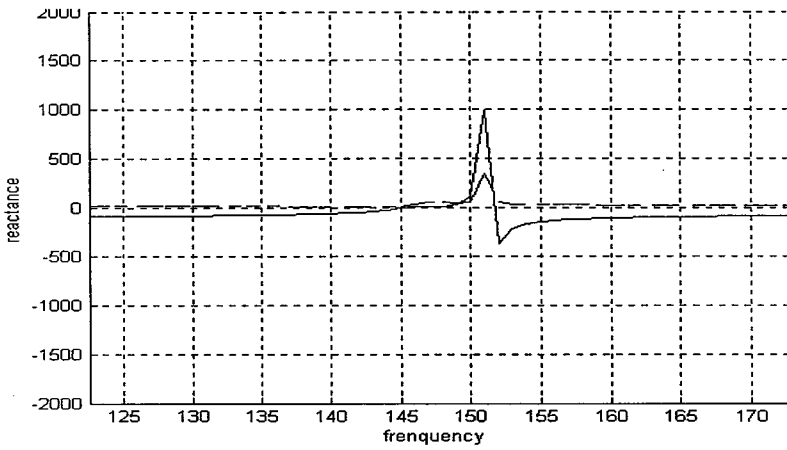


图 4.4.3 单元滤波器的阻抗特性

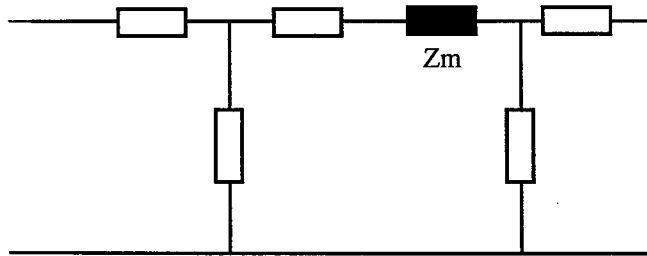


图 4.4.4 (a) 利用单个谐振器的匹配电路

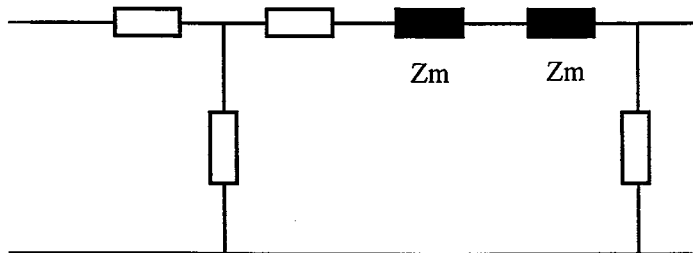


图 4.4.4(b) 利用多个谐振器的匹配电路

为了控制单个的谐振器的阻抗，需要把它的谐振频率和反谐振频率移到高端。因此，其换能器的指对数应远小于串联臂谐振器的换能器指对数，从而使得它的谐振频率和反谐振频率都高于串联臂谐振器。

单个或多个谐振器可以减小阶间的不匹配，提高了滤波器的传输特性，尤其能提高通带低端的插入损耗。

第五章 总结

本文以 LC 电路模型和耦合模理论模型为理论基础，通过两种模型对单个的谐振器及不同级联形式的梯形谐振滤波器进行理论分析，得出了其理论的频响特性曲线。计算了梯形谐振滤波器所需的谐振器的频响曲线，并在此基础上设计了谐振器。对不同级联形式的梯形谐振滤波器进行了理论的模拟计算，为实验的制作提供了理论参考。利用计算所得的参数设计出了实验的梯形谐振滤波器，并利用网络分析仪测得其实际的频响曲线。对理论和实验的频响曲线进行了比较，可以得出理论和实验是大致符合的这一结论。

本文结合梯形谐振滤波器的例子进行分析，其要求指标为：

中心频率：147.5 MHz；带宽：4.5 MHz；带外抑制>35 dB；带内波纹<1 dB；矩形系数不大于 1.2

通过对它的理论模拟和实验分析，我们发现下面几点对器件的设计是至关重要的：

- (1) 反射栅相对于换能器频率偏移的变化，将会对通带形状产生很大的影响。
- (2) 反射栅与换能器距离的变化，会使反射相位发生变化，从而会影响带外抑制和通带的形状。
- (3) 为了达到要求的滤波器的带外抑制，需要多级级联，但这时最终的滤波器带宽会变窄，所以在对谐振器的设计时应该考虑到这个问题。
- (4) 四级级联的梯形谐振滤波器不同的连接方式对器件的性能有一定的影响，本文对 10 种独立的结构进行了理论分析，比较了不同结构的频响特性，得出了两种比较合适的级联结构方式，这两种结构在通带带宽，通带特性，矩形系数等方面的特性均比较好。
- (5) 膜厚对器件的影响也很大，当膜厚增加时，带宽会变宽，但相应的，插损会变大，中心频率会偏移。所以应对两个方面进行协调选择。
- (6) 在器件的设计过程中，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。因此可以根据器件的性能要求对不同的参数进行调整。

因此，在设计过程中，应该综合考虑各个因素对器件性能的影响，从而使得设计的器件能尽可能的达到所需的指标。

通过本文的工作，我们为声表面波梯形谐振滤波器的一级，二级和四级级联的结构提供了一个初步的器件设计和分析的软件包，它包括：1) 理论分析模型：LC 电路模型，及耦合模理论模型；2) 一级，二级和四级级联的各种可能结构；3) 分析：根据提供的 SAW 梯形谐振滤波器的结构和参数可以得出器件整套的性能如中心频率，带宽，插入损耗，带内波纹，矩形系数，带外抑制等；4) 设计：根据 SAW 梯形谐振滤波器要求达到的性能指标（如中心频率，带宽，插入损耗，矩形系数，带外抑制等）提供设计选择：a) 基片材料的取向；b) 梯形谐振滤波器的级联级数；c) 级联的结构方式；d) 各串联臂谐振器和并联臂谐振器的 LC 集总参数；e) 各串联臂谐振器和并联臂谐振器相应的结构参数：叉指换能器的周期段长度，指对数，孔径，膜厚以及反射栅的周期段长度，反射栅指对数，孔径，膜厚。

今后的工作是对梯形谐振滤波器的各种不同的级联结构尤其是四级的级联结构进行实验的制作，比较其实验值和理论值，从而来检验理论的正确性，同时进一步比较不同级联结构的性能的优劣；另外，今后还需对级联结构尤其是四级级联结构的频响曲线的低端的下陷出现的原因进行进一步的探索，对可能的解决方法进行实验的验证；同时，LC 电路模型和耦合模模型的理论分析还没有达到比较一致的效果，梯形谐振滤波器的设计和分析的软件包也只是提供了一个初步的设计流程，这些都需要进一步的完善。