

东南大学

硕士学位论文

过模波导的研究

姓名：李玉福

申请学位级别：硕士

专业：电磁场与微波技术

指导教师：殷晓星；赵洪新

20100101

过模波导的研究

研究生姓名：李玉福

导师姓名：殷晓星，赵洪新

(东南大学 信息科学与工程学院 毫米波国家重点实验室)

摘要

随着人类信息化的过程，人们对个人通信、卫星通信及雷达探测等电子系统的研究已经深入至毫米波亚毫米波甚至更高的频段，而且随着科技的进步，人们对毫米波及亚毫米波系统的性能要求越来越高。在毫米波频段，为了得到更好的传输性能及更大的传输功率，人们一般采用横截面尺寸比相应尺寸的波导大的波导管，称为过模（过尺寸，大尺寸）波导。由于过模波导在应用过程中，波导内会产生高次模，导致主模能量衰减，引起波导性能的恶化，因此对过模波导的研究已经成了对毫米波系统研究的一个重要方面。

本文主要对过模波导中使用的膜片式模式滤波器进行了仿真研究：在充分解明膜片工作机理的情况下，提出了在波导内部加横向膜片构成模式滤波器的方法。本文首先在矩形波导内部分别插入单电感性膜片、双电感性膜片、双电容性膜片、电感电容串并联谐振膜片，在圆波导内插入环形膜片构成模式滤波器，并通过商用电磁仿真软件 HFSS 或者 CST 对不同形式的模式滤波器进行了仿真，然后分析了矩形波导内膜片的形状、膜片的厚度以及膜片纵向距离和圆波导内膜片的厚度及膜片孔径的大小对各模式滤波器性能的影响。通过对上述结果的对比与分析，经过仿真优化给出了几种比较典型的模式滤波器以方便日后的应用。

[关键词] 膜片 过模波导 模式滤波器

Research on Overmoded Waveguide

Graduate Li Yu-fu

Supervisor Yin Xiao-xing, Zhao Hong-xin

Abstract

Owing to emergency of frequency spectrum resource crisis nowadays, research on electrical system in the fields of personal communication, satellite communication and radar detection has been widely developed in the millimeter and sub-millimeter wave frequency bands. For millimeter wave communication system, we can enhance the power and decrease the attenuation by using the overmoded waveguide. However, higher-order modes are excited at discontinuities such as bends and tapers, may give rise to unwanted resonances and attenuate the power of the main mode, The transmission properties may be deteriorated severely. Thus, it is very important to restrain these unwanted effects by inserting some mode filters or mode absorbers in the overmoded system.

Relate to this work, the main purpose is to design a proper mode filter to suppress the higher-order modes. In this paper we design and simulate some kinds of mode filters which are based on transverse iris technology: the iris in the waveguide can change the field, so it can equal to inductance or capacitor and series-parallel connection of inductance and capacitor, So it can make the microwave resonate at some given frequency, at the same time it can also depress some else modes. In this paper, we first insert irises of different shape in the waveguide, such as single inductance iris, a pair of inductance iris, a pair of capacitor iris and a pair of series-parallel connection of inductance and capacitor in the rectangular waveguide and we also insert a circular iris with a hole in middle in round waveguide to design a mode filter. Then we set up and simulate different models using HFSS or CST, under the results we get, we analyze the influence that different shapes, the thickness of the iris or the longitudinal of the shapes in the rectangular waveguide and the size of the hole, the thickness of the circular iris will make on the transmission performance. After simulating and optimizing the results, we get some useful shapes of iris to guide our later work.

【Key words】 Iris Overmoded Waveguide Mode filter

第1章 绪论

1.1 过模波导简介

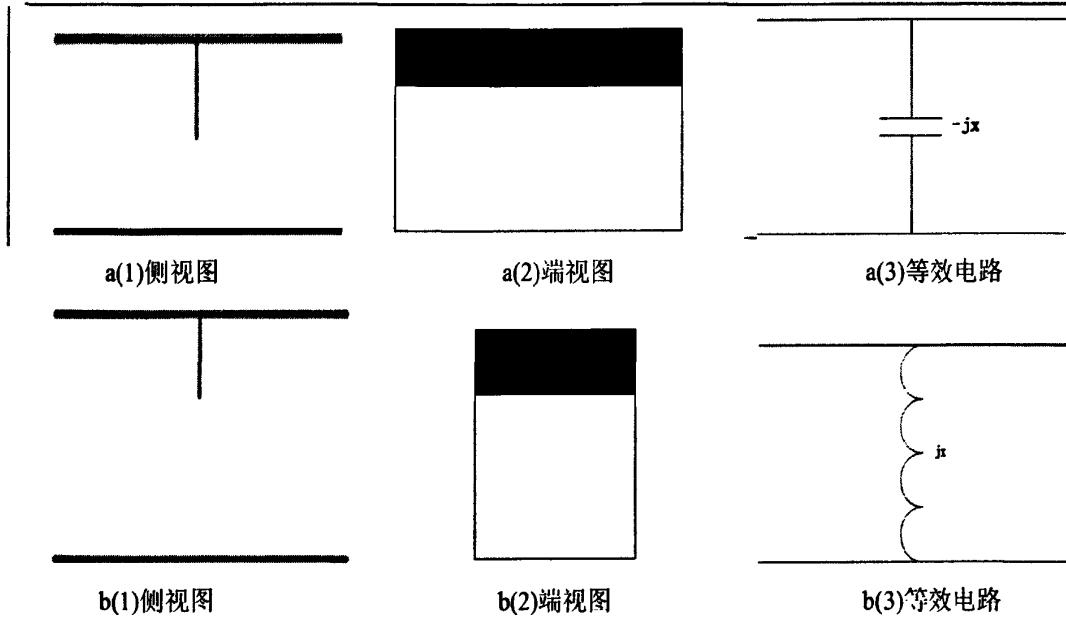
随着微波在军事^{[1][2]}、民用通信^{[3][4]}、射电天文、遥感遥测系统以及生物效应等方面应用越来越广泛，作为微波传输系统的波导^[5]在传输系统中有着至关重要的作用，波导的性能直接影响整个系统的性能。一般说到波导就是指空心金属波导，尽管已存在很多不同的波导形式，且新的波导形式还在不断的出现，但截至目前，实际应用过程中矩形波导和圆波导仍是两种最主要的波导形式。电磁波在波导中的传播受到波导内壁的限制和反射，假定波导壁是理想导体，波导管内的电磁场分布可由麦克斯韦方程组结合波导的边界条件来求解。波导管内不能传输 TEM 波，电磁波在波导中的传播存在着严重的色散现象。波导中可能存在无限多种电磁场的结构或分布，每一种电磁场的分布称为一种波型（模式），每一种波型都有对应的截止波长和不同的相速。均匀波导中电磁波的波型可分为电波（TM 模）和磁波（TE 模）两大类。

在微波频段，为了提高波导的传输功率和降低传输损耗，常常采用过模^[6~12]传输方案，即所谓的过尺寸波导，增大波导尺寸既可以提高功率容量也可以减小波导的损耗。在波导功率合成技术以及在毫米波^{[13][14]}及其更高频段的应用而言，波导过模部分物理尺寸的增大，也为更多合成电路和芯片的合成提供了可实现的物理空间，有利于电路工艺方面的实现。同时，对于功率合成所面向的中、大功率应用^[15]，更大的物理空间对系统的热散特性也提供了保障。波导尺寸的增加还可以减小设备的复杂程度，易于与其他标准波导连接。可见采用过模结构的波导，可以突破毫米波波导物理尺寸的限制，提高功率容量，增加功率效率。采用过模波导传输虽然可以提高波导的功率容量，但存在波导内场分布复杂，容易激发高次模等缺点^{[16][17]}，因此需要一种结构来抑制波导内部的不需要模式，仅传输所需模式。

1.2 论文背景及国内外研究现状

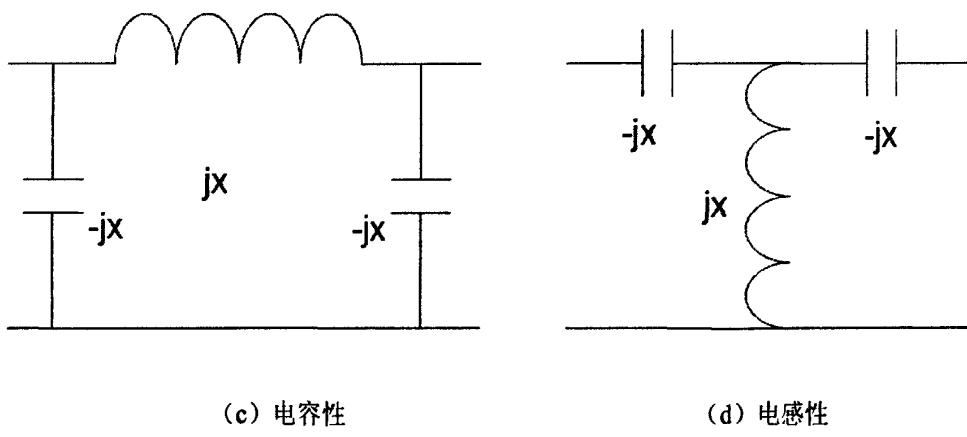
在过模波导应用过程中，由于波导尺寸的增大，以及由于在机械加工和电加工的过程中的误差产生的不连续，主模的能量会耦合到高次模，从而使主模能量减少。高次模的出现会降低波导的功率容量，使波导击穿，在波导击穿处形成一个短路而，从而使所有在波导内传输的能量反射回微波源，造成微波源的损坏。一般通过改变波导结构来人为引入不连续性来抑制高次模的产生和传播，我们称这种结构为模式滤波器。

波导内部有导体覆盖的横截面，此导体称为膜片^[18~23]，其中膜片的开口称为窗。在波导的应用中膜片是一种常用的结构。不同的模式，相同的膜片可以等效成不同的等效电路。以下为矩形波导内无限薄膜片侧视图、端视图以及 TE₁₀ 模的等效电路如图所示：



其中 a(1), a(2), a(3)分别为电容性膜片的侧视图、俯视图、等效电路图, b(1), b(2), b(3)分别为电感性膜片的侧视图、俯视图、等效电路

对有厚度的膜片^[24]，在矩形波导内，TE₁₀模的可等效为电感电容的串并联形式，以下为有限厚膜片的等效电路：



在关于膜片产生的波导不连续的计算过程, 1960 年 Collin 阐述了使用变分法^[25]求解不连续性问题方法, 变分法是求解边值问题的有效方法。具体而言, 一个边值问题可用变分表达式(即函数的函数, 也称为泛函)表示, 该泛函的极小值对应于给定边界条件下的微分方程。通过求泛函相对于其变量(也是函数)的极小值, 可得到近似解。由于此方法在数学解析方法存在着一定缺陷, 必须要求在一定特殊条件下, 否则也不能解决一切不连续问题。在以后的计算过程中, 出现了积分方程^{[26][27]}和模式匹配法^[28-30]来求解波导的不连续问题。1961 年 Lewin 使用积分方程较好得解决了无限薄的电容性和电感性膜片导致的波导不连续问题, 积分方程能比较好的解决无限薄的电容性和电感性膜片导致的不连续性问题, 并能在求解过程中给出各模式的场分布, 这种方法可以计算出膜片处的电场分布, 反射系数, 传输系数以及模式转化参数。但是这种方法必须要求膜片两边的矩形波导尺寸相

同，并且当膜片不是无限薄时，需要考虑膜片的厚度对各模式传输性能的影响。虽然积分方程法有以上两缺点，但在应用方面仍然取得了较好的成果。1967年Wexler使用模式分析法来分析了以下几种波导的不连续的问题：(1)三个不同尺寸的波导级联及波导之间高次模的耦合问题(2)在矩形波导放置H面膜片对波导造成的影响(3)矩形波导内部放置对称的有限厚度的膜片对波导造成的影响(4)波导的接头对波导造成的影响。由于模式分析法是将各个模式的场累加起来分析波导不连续性问题的方法，因此具有简单明了，概念清晰的特点，比较适合求解波导等微波器件的不连续性问题，如阻抗变换器、波导滤波器、多模喇叭、功分器、耦合器、介质片移相器、隔片波导极化器^[31~35]等问题。因为模式分析法直接与实际问题联系在一起，所以它应该有着最广泛的应用范围。这种方法对膜片上窗口的场和反射模式给出了非常完美的估计。上述方法都是针对放置在均匀媒质波导中的规则膜片进行分析设计的，但仅仅是从理论方面对此波导内膜片进行了分析和研究，并没有对波导内插入膜片后各模式传输进行分析，并且当插入多个膜片之后，各膜片之间相互耦合^[36]，造成波导内场分布更加复杂，上述分析的结果不能直接引用需要有更加完备复杂的方法来分析它。目前来说，使用商用电磁仿真工具来分析插入膜片之后各个场模式的分布还是可取的，可以为过模波导模式滤波器的设计提供指导性的结果。

含有不连续结构的波导广泛应用于毫米波电路和光学器件中，常见的如在波导内部加入螺钉、膜片形成微波器件，在波导内部加入横向或者纵向的膜片，可以等效为电感或电容，或者电感电容的串并联形式。对于不同的模式，相同的膜片可以等效为不同的电感，电容或者电感电容的串并联形式，从而可以使不同的模式有不同的S参数。选择合适膜片，可使需要的模式在某一频率谐振，从而使此模式在此频率处的传输系数达到最大并抑制其他模式，使此模式低衰减或者无衰减的通过，达到应用目的。在国内外研究过程中，为了滤除不需要的模式使过模波导单模传输，一般采用以下方法：(1)采用足够长波导渐变的方法^[37]，来实现波导单模传输或者实现高效率的模式变换器，但所采用的波导一般比较长，通常是所传输电磁波中心频率波长的10—15倍。(2)采用在波导内部加入慢波结构^[38]的方式，先用数值方法分析波导内部加入慢波结构仍然工作在单模状态下的原因，再设计波导慢波结构形式的模式滤波器。(3)通过在波导宽边或窄边上加吸收材料的方式^[39]，衰减掉不需要的模式，此方法虽然结构简单但仅能滤除特定的模式，对其他高次模抑制程度不够。

本文主要采用在波导内部加入横向膜片的方法提出了几种新型的过模波导模式滤波器，具有结构简单，易于加工，重量轻，不改变波导结构，对高次模抑制高等特点。

1.3 论文的主要工作和章节安排

模式滤波器是一种利用波导内部加载不连续性达到抑制不需要的模式而尽量以低衰减传输所需模式的一种新技术。本文首先在理论的分析基础上，充分解明了膜片式模式滤波器的工作机理：加入波导内部的横向膜片，对不同的模式下，相同的膜片可以等效为不同的电感，电容或者电感电容的串并联形式，因此可以通过在波导内部加入横向膜片，使不同的模式在不同的频率谐振，从而使需要的模式低衰减的通过，不需要的模式以尽量大的衰减通过。在此基础上，本文利用高频电磁仿真软件HFSS或CST对模式滤波器进行了仿真验证，提出了几种不同利用横向膜片构成的模式滤波器：在矩形波导内通过插入单电感膜片、双电感膜片、多电感膜片、双电容膜片和电感电容串并联谐

振式膜片，在圆波导内插入环状膜片构成过模波导模式滤波器，仿真并分析了膜片的形状，膜片的尺寸，膜片的厚度，膜片纵向距离及环形膜片孔径的大小对各模式传输性能的影响。

本文章节安排如下：

第一章简述了课题背景和本文的主要工作；

第二章介绍了波导的基本理论和传输特性；

第三章仿真分析了在矩形波导和圆波导内部加入不同形状，不同尺寸的膜片对不同模式电磁波传输性能的影响，并提出了几种新型的过模波导模式滤波器设计；

第四章对论文所进行的工作进行了总结。

第2章 波导的基本理论

大部分波导器件以单模的方式工作，不论采用数值方法还是解析方法分析波导时，需要对波导的传输模式有清晰的认识，到目前为止，对于均匀填充的规则波导，如矩形波导，圆波导，脊波导及部分填充的波导理论已经成熟。对于含有不连续结构的波导，波导中的场结构由满足边界条件的无穷多个高次模组成。

2.1 矩形波导基本理论

2.1.1. 矩形波导场结构

矩形波导是应用最广泛的一种导波系统，其结构如图 2-1 所示，宽边尺寸为 a ，窄边尺寸为 b ，管壁一般用紫铜为材料。对理想波导，假定波导内填充无损耗介质（通常是空气），实际应用的波导，损耗都很小，在工程上一般都可以将其近似看成理想波导。为了研究波导中电磁场，首先需求出它的各分量，然后分析波导中存在模式，场结构，传输特性等。

以下分别讨论矩形波导^[40]（图 2-1）中的 TM 波和 TE 波。

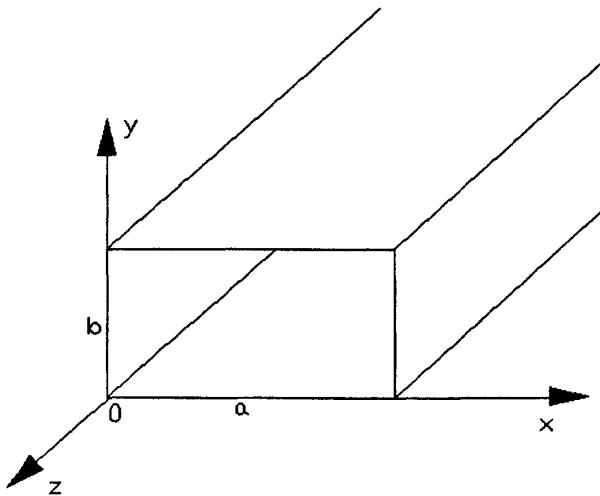


图 2-1 矩形波导

矩形波导中 TM 波的场强表示为：

$$\left. \begin{aligned} \dot{E}_z &= \dot{E}_0 \sin(k_x x) \sin(k_y y) e^{-jk_z z} \\ \dot{E}_x &= -j \frac{k_x k_z}{k_T^2} \dot{E}_0 \cos(k_x x) \sin(k_y y) e^{-jk_z z} \\ \dot{E}_y &= -j \frac{k_y k_z}{k_T^2} \dot{E}_0 \sin(k_x x) \cos(k_y y) e^{-jk_z z} \\ \dot{H}_x &= -\frac{\dot{E}_y}{Z_E} = j \frac{\omega \epsilon k_y}{k_T^2} \dot{E}_0 \sin(k_x x) \cos(k_y y) e^{-jk_z z} \\ \dot{H}_y &= \frac{\dot{E}_x}{Z_E} = -j \frac{\omega \epsilon k_x}{k_T^2} \dot{E}_0 \cos(k_x x) \sin(k_y y) e^{-jk_z z} \\ \dot{H}_z &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (2.1)$$

矩形波导中 TE 波的场强为

$$\left. \begin{aligned} \dot{H}_z &= \dot{H}_0 \cos(k_x x) \cos(k_y y) e^{-jk_z z} \\ \dot{H}_x &= j \frac{k_x k_z}{k_T^2} \dot{H}_0 \sin(k_x x) \cos(k_y y) e^{-jk_z z} \\ \dot{H}_y &= j \frac{k_y k_z}{k_T^2} \dot{H}_0 \cos(k_x x) \sin(k_y y) e^{-jk_z z} \\ \dot{E}_x &= j \frac{\omega \mu k_y}{k_T^2} \dot{H}_0 \cos(k_x x) \sin(k_y y) e^{-jk_z z} \\ \dot{E}_y &= -j \frac{\omega \mu k_x}{k_T^2} \dot{H}_0 \sin(k_x x) \cos(k_y y) e^{-jk_z z} \\ \dot{E}_z &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (2.2)$$

$$\text{上式中, } k_x = \frac{m\pi}{a}, \quad k_y = \frac{n\pi}{b} \quad k_x^2 + k_y^2 = k_T^2, \quad k^2 = k_T^2 + k_z^2$$

其中 $\dot{E}_z, \dot{E}_x, \dot{E}_y$ 分别为电场沿 Z,X,Y 方向的分量。 $\dot{H}_z, \dot{H}_x, \dot{H}_y$ 分别为磁场沿 Z,X,Y 方向的分量。 k_x, k_y 分别代表沿 X,Y 方向的驻波波数。

对 TM 波来说, m,n 不能为零, m,n 只能取值为 1,2,3,..., 所以矩形波导内不存在 TM_{00} , TM_{m0} , TM_{0n} 波形, TM_{11} 是 TM 波中最简单的模式。

对 TE 波来说, 可以看出 m,n 不能同时为零, 其取值为 $m=0,1,2,3,\dots$, $n=0,1,2,3,\dots$; 所以矩形波导中不存在 $\text{TE}00$ 波, TE_{10} 模为 TE 为波中最简单的模式。

2.1.2. 截止波长和截止频率

当 $k > k_T$ 时, k_z 为实数, 电磁波可以在波导中传播; 当 $k < k_T$ 时, k_z 为虚数, 且 $k_z = -j\alpha$,

$e^{-jk_z z} = e^{-\alpha z}$ 成为衰减因子, 表示这时波导沿 Z 轴衰减, 而不能传播, 这现象称为截止。在 $k = k_c$ 时, $k_z = 0$, 为导波在波导中传播与截止的临界情况, 它所对应的频率为截止频率。

对于矩形波导

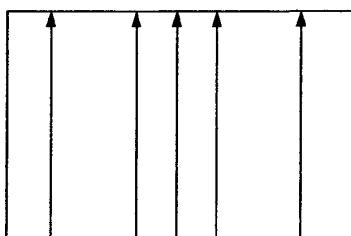
$$f_c = \frac{k_c}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} = \frac{1}{2\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2} \quad (2.3)$$

与 k_c 或 f_c 对应的波长称为截止波长 λ_c

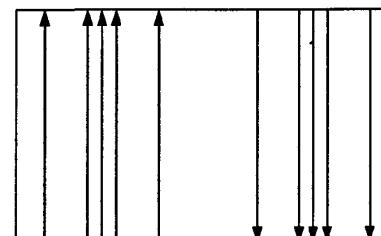
$$\lambda_c = \frac{2\pi}{k_c} = \frac{2}{\sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2}} \quad (2.4)$$

由式 (2.8) 及式 (2.9) 可见, 截止频率与波导的尺寸、导波的模式和波导中填充的媒质参数有关, 而截止波长则仅与波导的尺寸及导波的模式有关, 两者均与电磁波的工作频率无关。对于尺寸一定和填充媒质一定的矩形波导, m 表示沿波导宽边 a 分布的半驻波数, n 表示沿窄边 b 分布的半驻波数, 每一对 (m,n) 对应一种电磁场的一种分布, 即某一模式, 具有不同模式指数 (m,n) 的导波有不同的截止频率和截止波长。

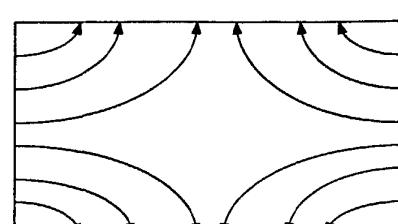
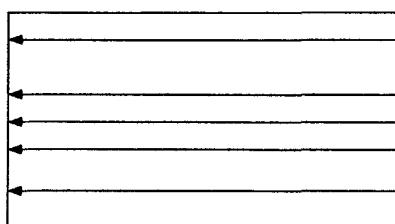
在矩形波导中可以传播哪几种模式, 取决于工作波长和波导尺寸。当 $a > b$ 时, TE_{10} 波是矩形波导中截止波长最长的模式, 因此成 TE_{10} 模为矩形波导中的最低模式或主模式, 它是矩形波导中最常用的模式。当 m, n 取其他的值的时候, 这些模的截止波长就相对得小一些, 一般称为波导模式的高次模, 例如 $TE_{20}, TE_{01}, TE_{11}$ 就是比较常见的波导高次模式。将所求得的 TM 和 TE 场线性叠加, 可以完整的表示出矩形波导中所有可能存在的场, 波指数 (m,n) 不同, 就有不同的场分布, 而且一般也具有不同传输特性, 但是它们都满足矩形波导的边界条件而独立存在于矩形波导中, 这称为正规波的正交性。对波指数相同的 TE, TM 波, 具有相同的截止波长, 但它们的场结构不同, 这种具有不同的场结构而有相同的传输参数的现象, 称为简并。现在将它们的场分布分别画出:



(a) TE_{10}



(b) TE_{20}



(c) TE₀₁(d) TE₁₁

图 2-2 矩形波导几个主要模式的电场分布图

2.2 圆波导基本理论

2.2.1. 圆波导的场结构

作为电磁能量的传输系统，用圆形横截面的空心金属管做成的波导称为圆波导。圆波导的使用没有矩形波导普遍，但依然有很多微波器件和装置是由圆波导构成的。例如雷达中使用的旋转关节，空腔谐振器，圆锥喇叭天线及若干微波铁氧体器件等。圆波导具有结构对称，低损耗，制造方便等优点，广泛应用于远距离通信，双极化馈线以及微波圆形谐振器^{[41][42]}。圆波导研究方法和矩形波导的研究方法相同，即从解圆波导的波动方程着手，结合圆波导的具体边界条件，解出圆波导内的场分量表达式。用分离变量法进行变量分离时，要采用圆柱坐标系统。

以下分别讨论圆波导（图 2-3）中的 TM 波和 TE 波。

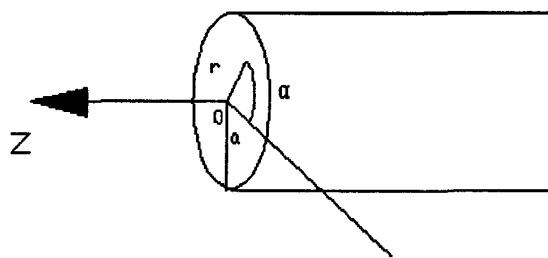


图 2-3 圆波导

圆波导中 TM 波：

$$\left. \begin{aligned} \dot{E}_z &= \dot{E}_0 J_m(k_T r) \begin{pmatrix} \cos m\alpha \\ \sin m\alpha \end{pmatrix} e^{-jk_z z} \\ \dot{E}_r &= -j \frac{k_z}{k_T} \dot{E}_0 J'_m(k_T r) \begin{pmatrix} \cos m\alpha \\ \sin m\alpha \end{pmatrix} e^{-jk_z z} \\ \dot{E}_\alpha &= \pm j \frac{k_z}{k_T^2} \frac{m}{r} \dot{E}_0 J_m(k_T r) \begin{pmatrix} \sin m\alpha \\ \cos m\alpha \end{pmatrix} e^{-jk_z z} \\ \dot{H}_r &= \mp j \frac{\omega \epsilon}{k_T^2} \frac{m}{r} J_m(k_T r) \begin{pmatrix} \sin m\alpha \\ \cos m\alpha \end{pmatrix} e^{-jk_z z} \\ \dot{H}_\alpha &= -j \frac{\omega \epsilon}{k_T} \dot{E}_0 J'_m(k_T r) \begin{pmatrix} \cos m\alpha \\ \sin m\alpha \end{pmatrix} e^{-jk_z z} \\ \dot{H}_z &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (2.5)$$

圆波导中 TE 波：

$$\left. \begin{aligned} \dot{H}_z &= \dot{H}_0 J_m(k_T r) \begin{pmatrix} \cos m\alpha \\ \sin m\alpha \end{pmatrix} e^{-jk_z z} \\ \dot{H}_r &= j \frac{k_z}{k_T} \dot{H}_0 J'_m(k_T r) \begin{pmatrix} \cos m\alpha \\ \sin m\alpha \end{pmatrix} e^{-jk_z z} \\ \dot{H}_\alpha &= \pm j \frac{k_z}{k_T^2} \frac{m}{r} \dot{H}_0 J_m(k_T r) \begin{pmatrix} \cos m\alpha \\ \sin m\alpha \end{pmatrix} e^{-jk_z z} \\ \dot{E}_r &= \pm j \frac{\omega \mu}{k_T^2} \frac{m}{r} \dot{H}_0 J_m(k_T r) \begin{pmatrix} \sin m\alpha \\ \cos m\alpha \end{pmatrix} e^{-jk_z z} \\ \dot{E}_\alpha &= -j \frac{\omega \mu}{k_T^2} \dot{H}_0 J'_m(k_T r) \begin{pmatrix} \cos m\alpha \\ \sin m\alpha \end{pmatrix} e^{-jk_z z} \\ \dot{E}_z &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (2.6)$$

上式中, $J_m(k_T r)$, $J'_m(k_T r)$ 分别为 m 阶贝塞尔函数和 m 阶贝塞尔函数的导数, $k_T^2 = k^2 - k_z^2$

2.2.2. 截止波长和截止频率

对于圆波导:

$$f_c = \frac{k_c}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}}, \quad \lambda_c = \frac{2\pi}{k_c}, \quad k_c \text{ 由圆波导的边界条件得出。}$$

对于 TM_{mn} 波: $J_m(k_c a) = J_m(\nu_{mn}) = 0$, 因此 $k_c a = \nu_{mn}$ (其中 ν_{mn} 为 m 阶贝塞尔函数的第 n 个根) 即

$$(k_c)_{TM_{mn}} = \frac{\nu_{mn}}{a}$$

$$\text{于是 } (f_c)_{TM_{mn}} = \frac{\nu_{mn}}{2\pi a \sqrt{\mu\epsilon}}, \quad (\lambda_c)_{TM_{mn}} = \frac{2\pi a}{\nu_{mn}}$$

对于 TE_{mn} 波: $J'_m(k_c a) = J'_m(\mu_{mn}) = 0$, 因此 $k_c a = \mu_{mn}$ 即

$$(k_c)_{TE_{mn}} = \frac{\mu_{mn}}{a}$$

$$\text{于是 } (f_c)_{TE_{mn}} = \frac{\mu_{mn}}{2\pi a \sqrt{\mu\epsilon}}, \quad (\lambda_c)_{TE_{mn}} = \frac{2\pi a}{\mu_{mn}}$$

圆波导中不同模式的导波有不同的 k_c , f_c , λ_c 。圆波导中 TE_{11} 的 λ_c 最大, TE_{11} 模是圆波导的主模是圆波导中的主模。当 m , n 取其他的值的时候, 这些模的截止波长就相对得小一些, 一般称为波导模式的高次模, 例如 TM_{01} , TE_{01} 等就是比较常见的波导高次模式。圆波导中的单模工作条件为

$$(\lambda_c)_{TM_{01}} < \lambda < (\lambda_c)_{TE_{11}}, \text{ 即 } 2.62a < \lambda < 3.41a$$

圆波导简并有两种：一种是由于 λ_c 相同导致的模式简并，例如 TE_{0n} 和 TM_{1n} 波的简并。再一种是由场分量沿 ϕ 的分布存在 $\cos m\alpha$, $\sin m\alpha$ 两种可能导致的极化简并，即对同一组 m, n , 有两种场结构完全一样，只是极化面相互旋转了 90 度，只有轴对称的 TM_{0n} 和 TE_{0n} 才没有这种简并现象。

第3章 膜片式模式滤波器的分析研究

波导一般单模工作，但在实际波导应用中，存在着很多非理想的因素，比如波导的弯折，偏心及由于波导加工过程中造成的内壁不光滑，电磁波在传输过程中会产生高次模，严重影响波导的传输性能。波导内部导电体覆盖的横截面称为膜片，膜片是一种常用的结构。在微波应用过程中，通过在波导内部加入横向或者纵向的膜片^{[43][44]}，膜片可以等效为电感或者电容，或者电感电容的串并联形式。对于不同的模式，由于波导表面电流不同，相同形状的膜片可以等效为不同的电感，电容，或者电感电容的串并联形式，从而使不同的模式有不同的传输系数。选择合适膜片，可使需要的模式在某一频率处谐振，使此模式在谐振频率处的传输系数最大，同时抑制其他模式，达到应用目的。

在过模波导应用过程中，抑制波导内部不需要的高次模除了可以通过在波导内部加纵向膜片来实现外，还可以通过在波导内部加横向膜片的技术来抑制波导内部产生的高次模。本文使用商用电磁仿真软件 HFSS^[45]和 CST^[46]仿真了当波导内部加入不同形状膜片时对各个传输模式的影响，同时提出了几种不同形式的过模波导模式滤波器。

矩形波导的 CST 建模如图 3-1 所示：

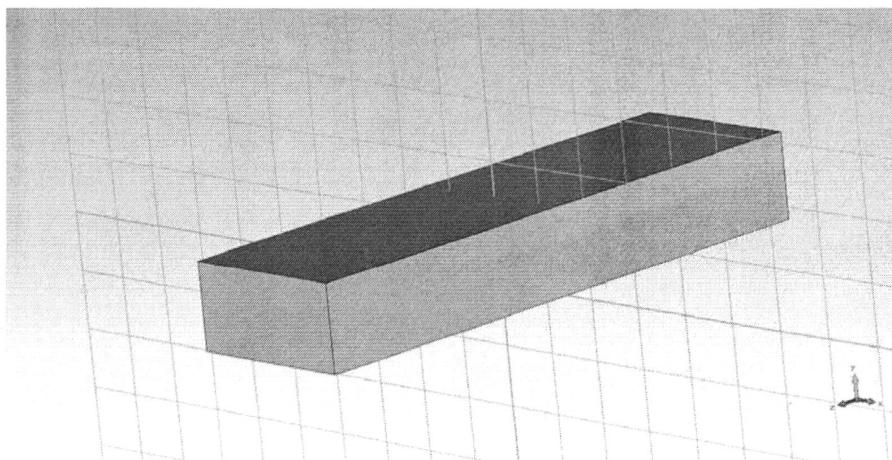
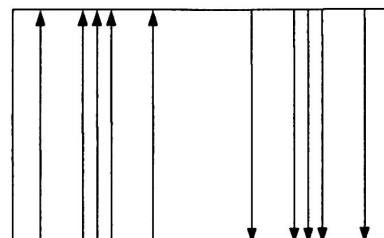
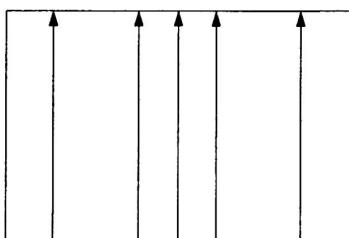


图 3-1 矩形波导的 CST 模型

采用 BJ-40 矩形波导，BJ-40 波导单模工作频率范围为 3.22—4.9GHz，在此频率范围内，该波导以单模形式传输 TE₁₀ 模，设定波导模型的长度为 200mm，宽为 58mm，高为 29mm，由于工程应用中一般考虑到波导传输模式的前 3 到 5 个模式，所以本文选取 TE₁₀，TE₀₁，TE₂₀，TE₁₁，TM₁₁ 作为研究的对象，设置激励端口的模式个数为 5，仿真后得到的模式的电磁场分布情况如图 3-2 所示：



(a) Mode 1

(b) Mode 2

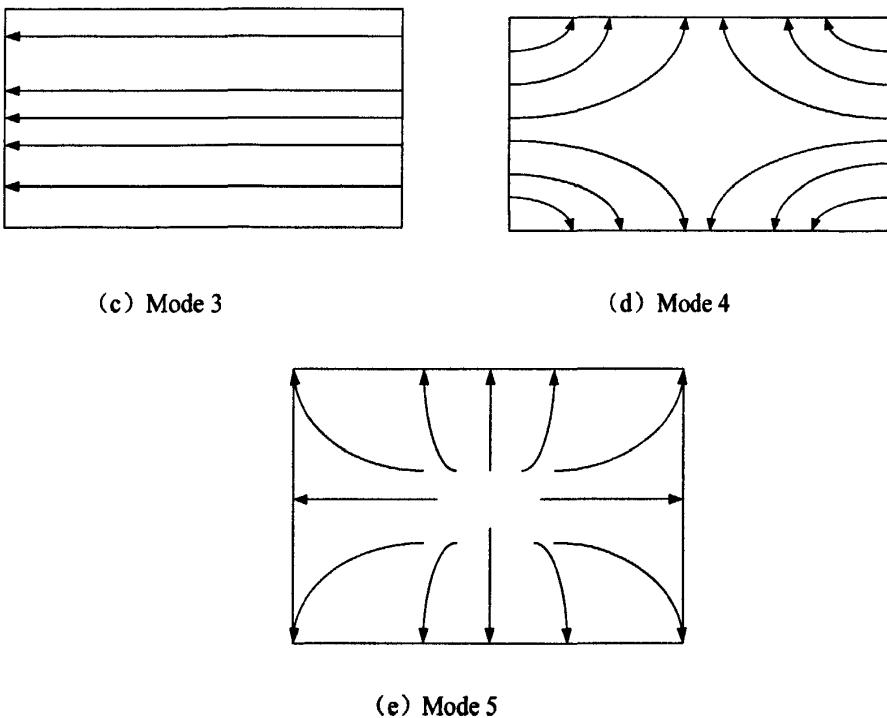


图 3-2 Mode 1 到 Mode 5 腔体横截面上的电场分布图

由图示结果可以判断, Mode 1 对应于矩形波导的主模式 TE_{10} 模, Mode 2 为对应于矩形波导的 TE_{20} 模, Mode 3 对应于矩形波导的 TE_{01} 模, Mode 4 对应于矩形波导的 TE_{11} 模, Mode 5 对应于矩形波导的 TM_{11} 模, 其中 Mode 2, 3, 4, 5 均为高次模。根据第 2 章的波导理论计算此腔体尺寸条件下, 主模 TE_{10} 模的截止频率为 2.7GHz, TE_{20} , TE_{01} , TE_{11} , TM_{11} 的截止频率分别为 5.17GHz, 5.17GHz, 5.78GHz, 5.78GHz。在 0-20GHz 可以由仿真得到各模式在无加载膜片波导内的传输情况, 此图可以作为我们以后的比较基准。

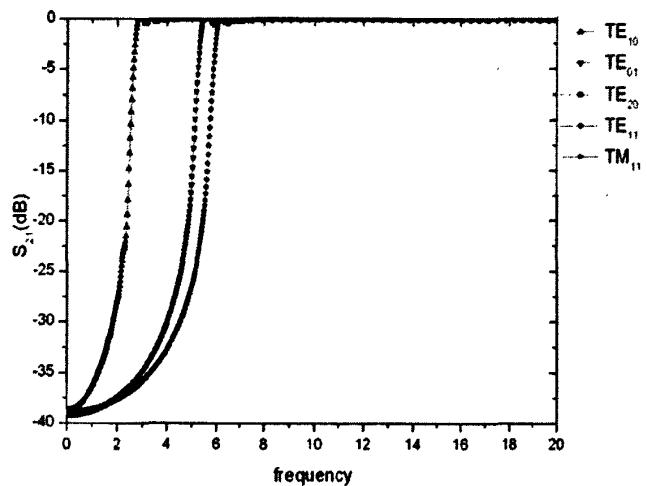


图 3-3 未加膜片时矩形波导的传输特性

可以看出，当频率高于 5.78GHz 时，所有模式都可以在波导内无损耗的传输，波导无法以单模方式工作，因此需要一个合适的模式滤波器来选择所需模式，滤除不需要的模式，实现波导的单模传输。

3.1 单电感膜片式过模波导模式滤波器分析

为了使过模波导以单模低损耗的方式传输 TE_{10} 模，并且尽可能的抑制波导内高次模的传输，在波导内部插入电感性膜片，电感性膜片的优点是，在其附近的电场并不像电容膜片那样集中，高功率下不易发生击穿，因此功率容量可以达到设计要求，同时此膜片也易于获得较大的电纳值，应用广泛。所建 CST 模型如图 3-4 所示：

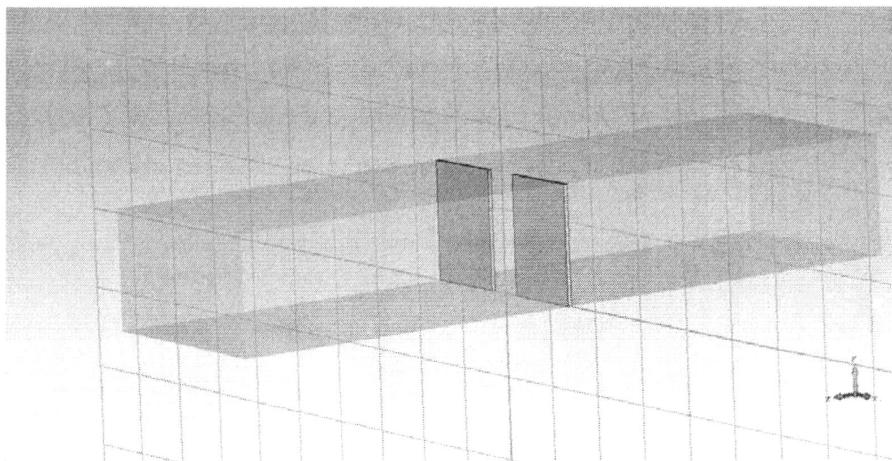
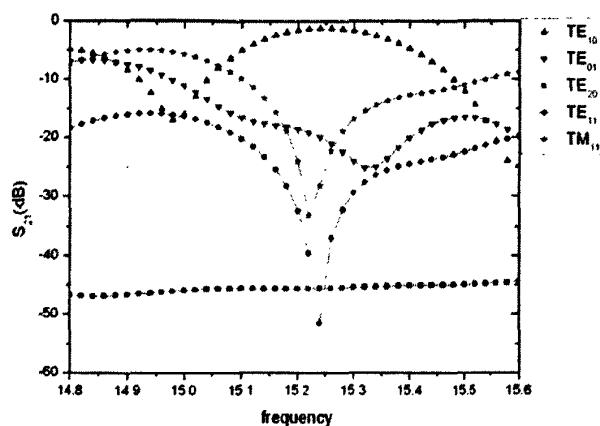
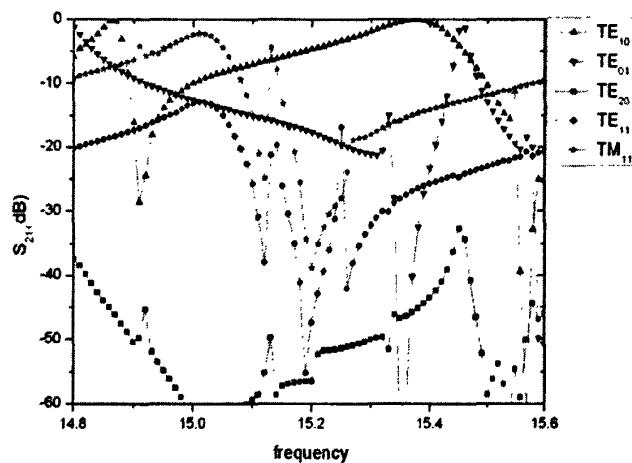
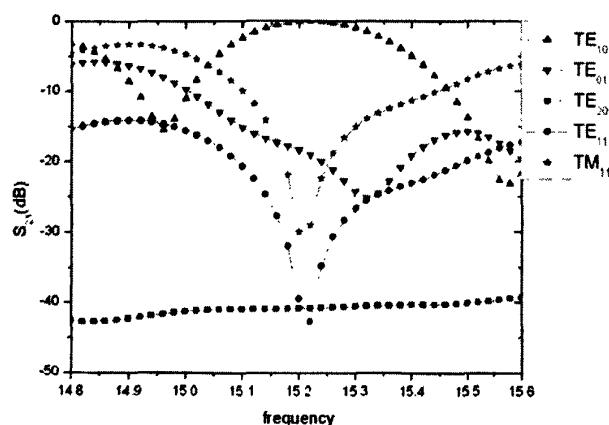


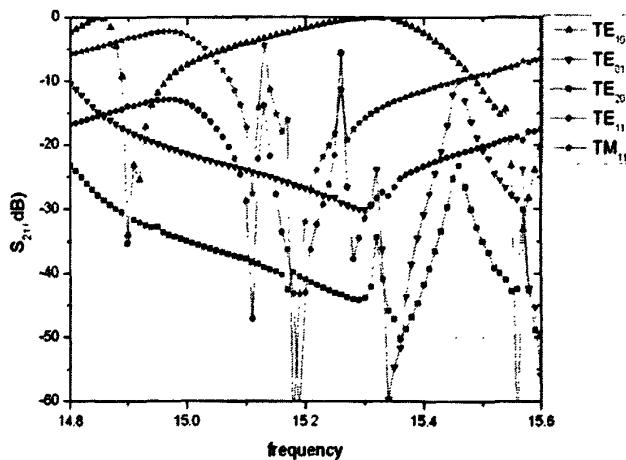
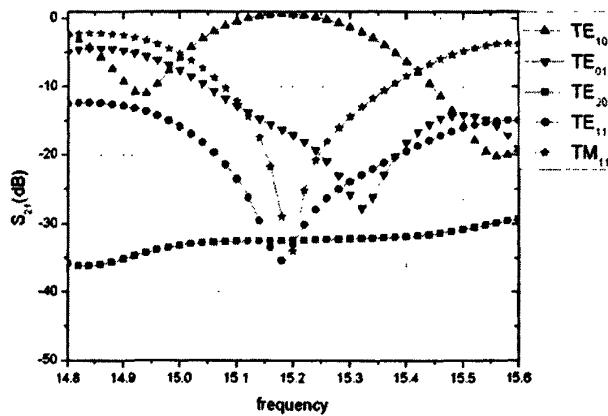
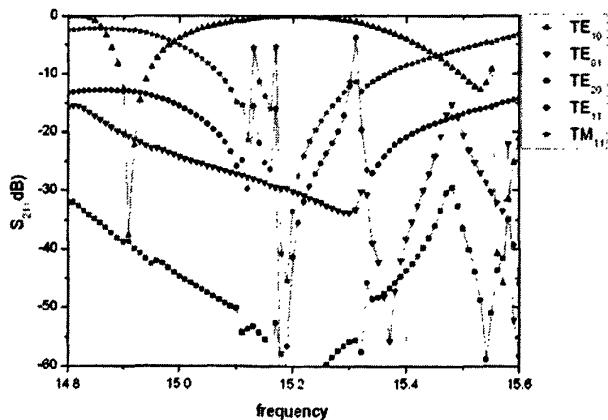
图 3-4 单电感膜片式过模波导模式滤波器的 CST 模型图

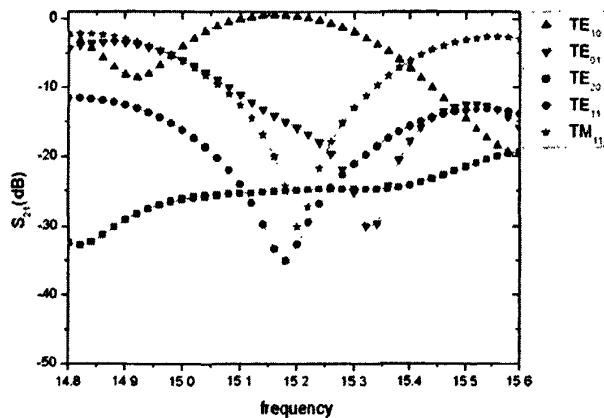
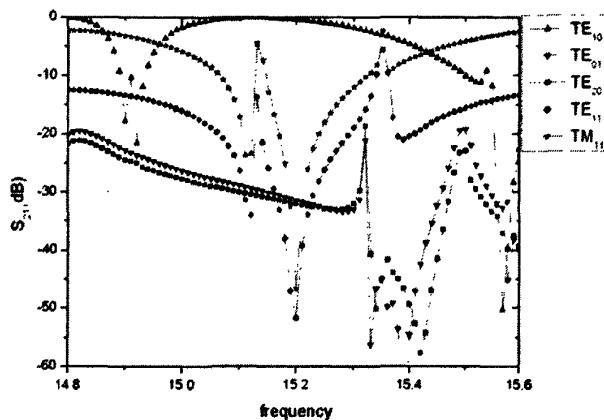
膜片置于波导中间，膜片高度为 29mm，对称的位于波导内部，改变膜片的厚度和两膜片中间缝隙，以研究其对波导内部各传输模式的影响。为了表示方便，下面将使用 K 表示间隙宽度， T 表示膜片厚度。

3.1.1. 膜片中间缝隙大小对各模式传输性能的影响

本节先来研究一下膜片中间缝隙 K 的大小对各模式传输性能的影响。首先设置膜片厚度 T 为 1mm，改变膜片中间间隙 K 分别为 9mm，10mm，12mm，14mm，由于特定的电磁仿真工具有自身的局限性，因此我们分别采用 CST 和 HFSS 对模型进行仿真，以下为膜片中间缝隙 K 变化时的 CST 仿真结果：

图 3-5 膜片厚度 $T=1\text{mm}$, 中间缝隙 $K=9\text{mm}$ 时的 CST 仿真结果图 3-6 膜片厚度 $T=1\text{mm}$, 中间缝隙 $K=9\text{mm}$ 时 HFSS 仿真结果图 3-7 膜片厚度 $T=1\text{mm}$, 中间缝隙 $K=10\text{mm}$ 时的 CST 仿真结果

图 3-8 膜片厚度 $T=1\text{mm}$, 中间缝隙 $K=10\text{mm}$ 时的 HFSS 仿真结果图 3-9 膜片厚度 $T=1\text{mm}$, 中间缝隙 $K=12\text{mm}$ 时的 CST 仿真结果图 3-10 膜片厚度 $T=1\text{mm}$, 中间缝隙 $K=12\text{mm}$ 时的 HFSS 仿真结果

图 3-11 膜片厚度 $T=1\text{mm}$, 中间缝隙 $K=14\text{mm}$ 时的 CST 仿真结果图 3-12 膜片厚度 $T=1\text{mm}$, 中间缝隙 $K=14\text{mm}$ 时的 HFSS 仿真结果

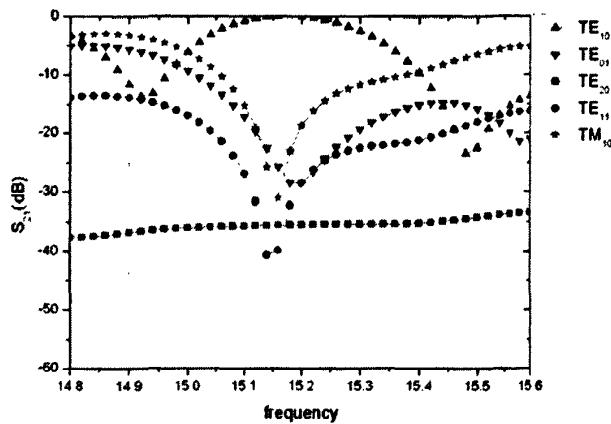
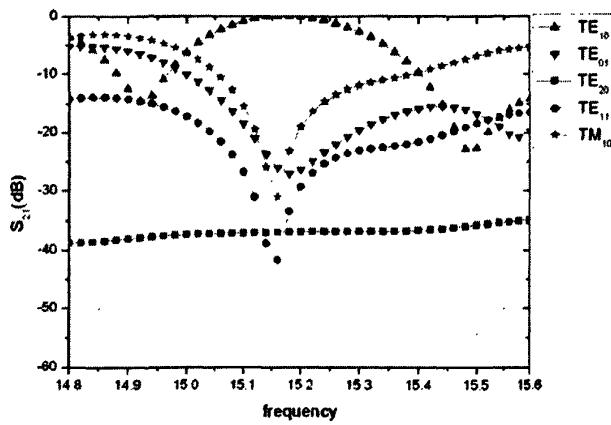
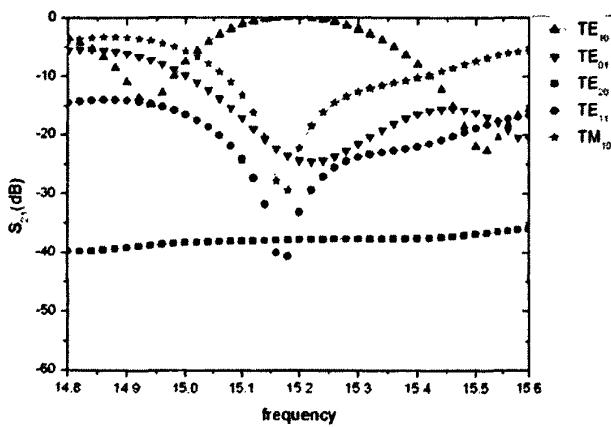
本文先就 CST 仿真的结果进行讨论,采用波导内部加横向电感膜片的方式,电感膜片中间缝隙从 9mm 变化到 14mm 过程中,在 15.1—15.3GHz 频段上,可实现对 TE_{10} 模的单模低损耗传输,对高次模衰减达到 10dB 以上。改变波导内部电感膜片中间缝隙,可以改变此模式滤波器的谐振频率,由电感膜片电纳值的计算公式,我们得知,当膜片之间缝隙增大时,电感量是增大的,由谐振理论可知,电感量的增大导致了该模式滤波器谐振频率的降低。由仿真结果即可得出,当膜片中间缝隙由 9mm 变化到 14mm 时, TE_{10} 模的谐振频率分别为 15.26GHz, 15.2GHz, 15.18GHz, 15.16GHz, 谐振频率是变小的。当膜片中间缝隙为 9mm 时, TE_{10} 模在中心频率 15.26GHz 处,衰减为 1.26dB, 对 TE_{01} , TE_{20} , TE_{11} , TM_{11} 等高次模的衰减分别为 21.5dB, 45.5dB, 36.9dB, 22.3dB。当膜片中间缝隙为 10mm 时, TE_{10} 模在中心频率 15.22GHz 处,衰减为 0dB, 对 TE_{01} , TE_{20} , TE_{11} , TM_{11} 等高次模的衰减分别为 19.2dB, 40.8dB, 42.8dB, 29.1dB。当膜片中间缝隙 12mm 时,在中心频率 15.18GHz 处, TE_{10} 模的 S 参数为 0.64dB, 模式滤波器对 TE_{01} , TE_{20} , TE_{11} , TM_{11} 等高次模的衰减分别为 16.4dB, 32.5dB, 35.4dB, 28.9dB。当膜片中间缝隙为 14mm 时,在中心频率 15.16GHz 处, TE_{10} 模的 S 参数为 0.54dB, 模式滤波器对 TE_{01} , TE_{20} , TE_{11} , TM_{11} 等高次模的衰减分别为 15.2dB, 25.2dB, 33.3dB, 20.1dB。由仿真结果得知,在各中心频率处,主模 TE_{10} 满足谐振条件,可以低损耗或者无损耗的通

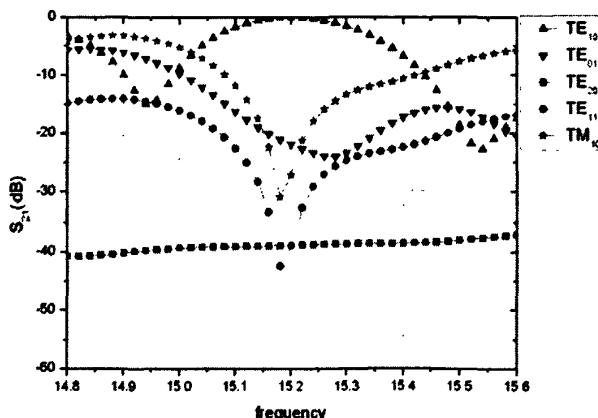
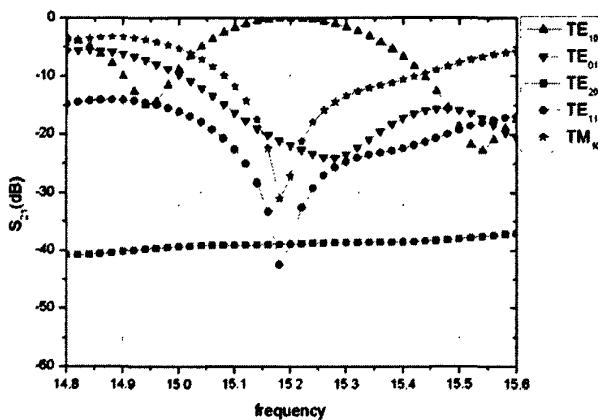
过该模式滤波器，而 TE_{01} , TE_{20} , TE_{11} , TM_{11} 等高次模由于不满足谐振条件而被反射，对其衰减都大于 15dB，高次模得到了有效的抑制，达到应用要求。由仿真我们还可以发现，当膜片中间缝隙由 9mm 增大到 14mm 的过程中，随着中间缝隙的增大，虽然模式滤波器对 TE_{10} 模衰减 1.2dB 变为无损耗的通过，对 TE_{01} 的衰减由 21.5dB 减小到 15.2dB，对 TE_{20} 的衰减由 45.5dB 减小到 25.2dB，对 TE_{11} 衰减由 36.9dB 减小到 33.3dB，对 TM_{11} 衰减由 24.3dB 减小到 20.1dB，可见模式滤波器对高次模的抑制性能变坏。当膜片厚度分别为 12mm, 14mm 时， TE_{10} 模在中心频率 15.2GHz, 15.16GHz 处谐振，在中心频率 15.2GHz, 15.16GHz 处， TE_{10} 模的 S 参数分别为 0.4dB 和 0.5dB，即 TE_{10} 模通过模式滤波器之后，不但没有衰减，反而增大了，出现此现象的原因由于软件本身的算法所引起的。

对比 HFSS 的仿真结果：我们发现，当电感膜片中间缝隙从 9mm 变化到 14mm 过程中， TE_{10} 模的谐振频率分别为 15.38GHz, 15.31GHz, 15.20GHz, 15.14GHz，虽然在 HFSS 中所仿真得到的谐振频率与 CST 有所不同，但也符合随着膜片中间缝隙的增大谐振频率是变小的规律。在各谐振频率处，模式滤波器对 TE_{10} 模衰减分别为 0.014dB, 0.004dB, 0.003dB, 0.01dB，即在中心频率处， TE_{10} 模满足谐振条件，可以低损耗的通过模式滤波器，和 CST 仿真结果相符。当膜片中间缝隙为 9mm 时，在中心频率 15.38GHz 处，对 TE_{01} , TE_{20} , TE_{11} , TM_{11} 等高次模的衰减分别为 32.4dB, 45.1dB, 26.5dB, 14.6dB。当膜片中间缝隙为 10mm 时， TE_{10} 模在中心频率 15.31GHz 处，对 TE_{01} , TE_{20} , TE_{11} , TM_{11} 等高次模的衰减分别为 29.4dB, 42.2dB, 29.6dB, 15.1dB。当膜片中间缝隙 12mm 时，在中心频率 15.20GHz 处，模式滤波器对 TE_{01} , TE_{20} , TE_{11} , TM_{11} 等高次模的衰减分别为 30.1dB, 63.9dB, 41.4dB, 33.4dB。当膜片中间缝隙为 14mm 时，在中心频率 15.14GHz 处，模式滤波器对 TE_{01} , TE_{20} , TE_{11} , TM_{11} 等高次模的衰减分别为 29.9dB, 30.9dB, 21.6dB, 7.5dB，模式滤波器对高次模的抑制性能是随着膜片中间缝隙的增大而变坏的，对高次模的总体抑制性能方面和 CST 仿真结果相符。

3.1.2. 膜片厚度对各模式传输性能的影响

本节主要研究了膜片厚度 T 对电磁波各模式的影响：设置膜片中间缝隙 K 为 10mm，分别改变膜片厚度 T 为 0.1mm, 0.2mm, 0.4mm, 0.6mm 各模式传输如下图所示：

图 3-13 膜片缝隙 $K=10\text{mm}$, 膜片厚度 $T=0.1\text{mm}$ 图 3-14 膜片缝隙 $K=10\text{mm}$, 膜片厚度 $T=0.2\text{mm}$ 图 3-15 膜片缝隙 $K=10\text{mm}$, 膜片厚度 $T=0.4\text{mm}$

图 3-16 膜片缝隙 $K=10\text{mm}$, 膜片厚度 $T=0.6\text{mm}$ 图 3-17 膜片缝隙 $K=10\text{mm}$, 膜片厚度 $T=0.8\text{mm}$

由仿真结果可以得到, 当膜片中间缝隙 $K=10\text{mm}$ 保持不变, 随着膜片厚度 T 由 0.1mm 变厚至 0.8mm , 当膜片厚度分别为 $0.1\text{mm}, 0.2\text{mm}, 0.4\text{mm}, 0.6\text{mm}, 0.8\text{mm}$ 时, TE_{10} 模谐振频率分别 15.18GHz , 15.18GHz , 15.18GHz , 15.2GHz , 15.2GHz , 基本保持不变。在中心频率处, 模式滤波器对 TE_{10} 模的衰减都为 0dB , 即 TE_{10} 模都可以不衰减的通过该模式滤波器。当膜片厚度为 0.1mm 时, 模式滤波器对 TE_{01} , TE_{20} , TE_{11} , TM_{11} 等高次模的衰减分别为 28.4dB , 35.5dB , 32.2dB , 23.1dB 。当膜片厚度为 0.2mm 时, 模式滤波器对 TE_{01} , TE_{20} , TE_{11} , TM_{11} 等高次模的衰减分别为 27.1dB , 36.8dB , 33.4dB , 23.2dB 。当膜片厚度为 0.4mm 时, 模式滤波器对 TE_{01} , TE_{20} , TE_{11} , TM_{11} 等高次模的衰减分别为 23.7dB , 37.9dB , 40.7dB , 29.5dB 。当膜片厚度为 0.6mm 时, 模式滤波器对 TE_{01} , TE_{20} , TE_{11} , TM_{11} 等高次模的衰减分别为 21.9dB , 38.9dB , 38.9dB , 27.2dB 。当膜片厚度为 0.8mm 时, 模式滤波器对 TE_{01} , TE_{20} , TE_{11} , TM_{11} 等高次模的衰减分别为 21.9dB , 38.9dB , 38.9dB , 27.2dB 。可以看出, 当膜片厚度 T 由 0.1mm 变厚至 0.8mm , 随着膜片厚度的增大, 对 TE_{01} 的衰减由当膜片厚度为 0.1mm 时的衰减 28.4dB 减小当膜片厚度为 0.8mm 时的 21.9dB , 模式滤波器对 TE_{01} 模抑制性能变坏。对 TE_{20} 模的衰减由当膜片厚度为 0.1mm 时的 35.5dB 增大当膜片厚度为 0.8mm 时的 38.9dB , 模式滤波器对 TE_{20} 抑制性能变好。对 TE_{11} 模的衰减由当膜片厚度为 0.1mm 时的衰减 32.2dB 减小当膜片厚

度为 0.8mm 时的 38.9dB, 模式滤波器对 TE_{11} 抑制性能变好。对 TM_{11} 模的衰减当膜片厚度为 0.1mm 时的衰减 23.1dB 增大当膜片厚度为 0.8mm 时的 27.2dB, 模式滤波器对 TM_{11} 抑制性能变好。由上述分析可知该模式滤波器对高次模的总体抑制性能也是变好的。当膜片厚度 T 变化时, 对各高次模的衰减均都达 20dB 以上, 可达到应用的目的。随着膜片厚度变大, 模式滤波器的带宽都为 280MHz。带宽不随着膜片厚度变化而变化。

3.1.3. 小结

以上我们讨论了单电感膜片式模式滤波器中膜片中间缝隙的大小, 膜片的厚度对各模式传输性能的影响。当膜片厚度不变, 随着膜片中间缝隙继续增大, 可见模式滤波器对 TE_{10} 模衰减变小, 当膜片中间缝隙增大到一定尺寸, 在用 CST 进行仿真时出现 TE_{10} 模的 S 参数出现了大于 0dB 的情况, 这是由于软件本身的算法造成的。随着膜片中间缝隙的增大, 模式滤波器对高次模的总体抑制性能变差, 但仍可以达到应用的目的。我们又讨论了当膜片中间缝隙保持 10mm 不变时, 改变膜片的厚度, 模式滤波器 TE_{10} 模及高次模的传输性能, 改变膜片厚度对 TE_{10} 模衰减都为 0dB, 对谐振频率的影响也不明显。在设计模式滤波器时, 我们可以通过改变膜片中间缝隙改变系统的谐振频率和传输性能, 通过膜片的厚度来改变系统的对高次模的抑制程度, 选取适当的膜片中间缝隙和膜片厚度可构成合适的模式滤波器。

3.2 双电感膜片式过模波导模式滤波器分析

在波导内部加入双电感性膜片, 电感膜片高为 29mm, 设单副电感膜片中间缝隙为 K , 两副电感膜片之间的纵向距离为 Z , 膜片厚度为 T 。 K , Z , T 都可调, 双电感膜片式过模波导模式滤波器结构如图 3-18 所示:

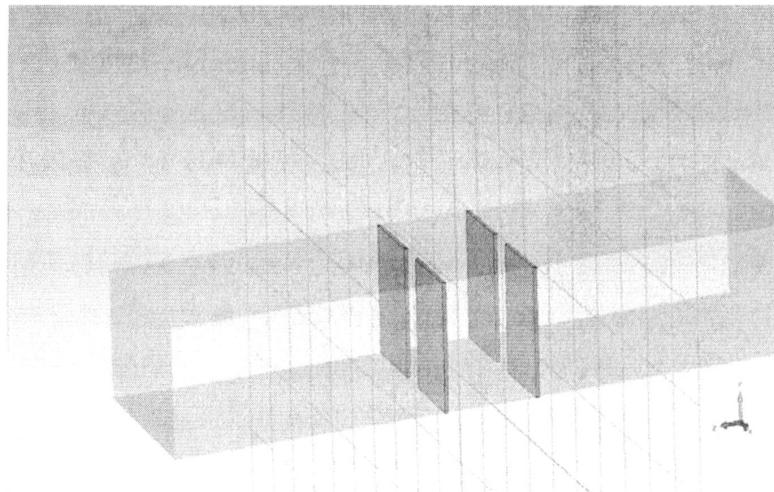


图 3-18 双电感膜片式过模波导模式滤波器的 CST 模型图

3.2.1. 双膜片间纵向距离对各模式传输性能的影响:

本节先来研究一下两膜片纵向距离Z的大小对各模式传输性能的影响。两膜片缝隙K=10mm, 膜片厚度T=1mm, 分别改变膜片之间的纵向距离Z为28mm, 30mm, 32mm, 33mm时, 以下为膜片纵向距离Z变化时的仿真结果:

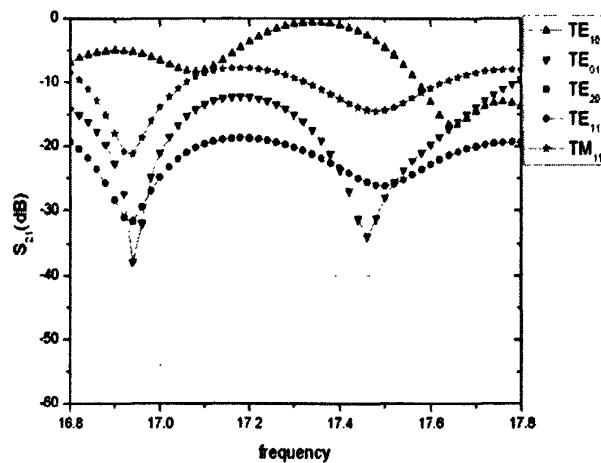


图 3-19 膜片中间缝隙 K=10mm, 厚度 T=1mm, 纵向距离 Z=28mm

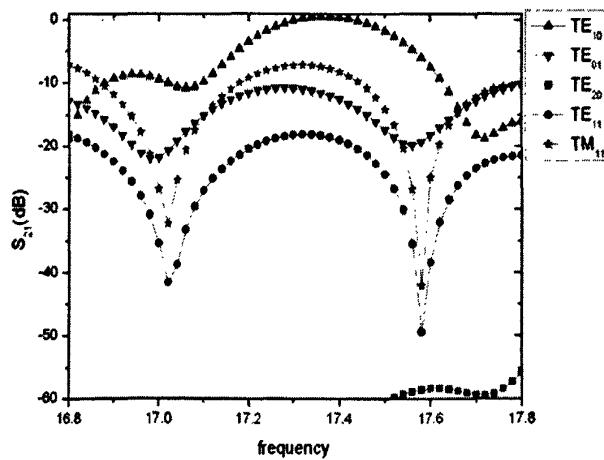
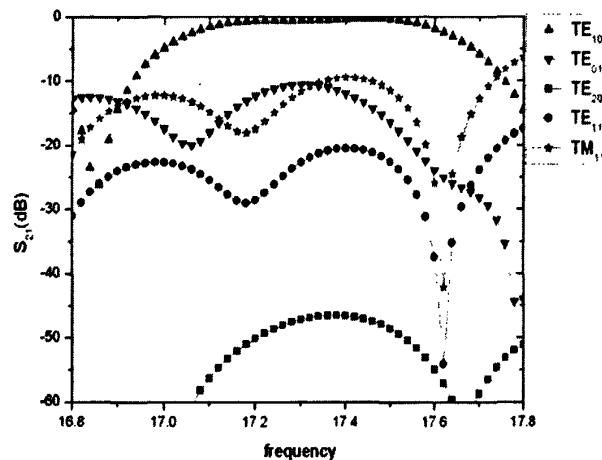
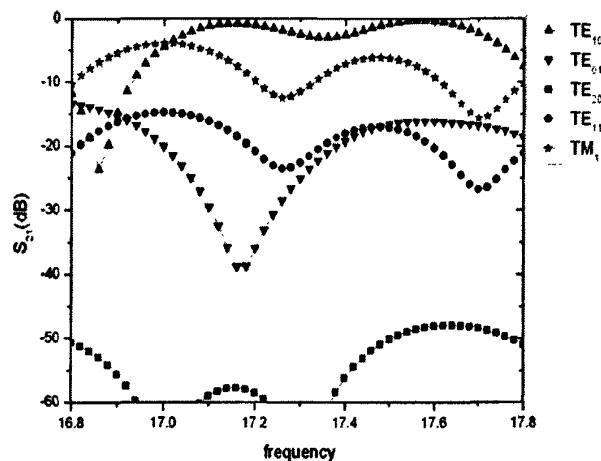


图 3-20 膜片中间缝隙 K=10mm, 厚度 T=1mm, 纵向距离 Z=30mm

图 3-21 膜片中间缝隙 $K=10\text{mm}$, 厚度 $T=1\text{mm}$, 纵向距离 $Z=32\text{mm}$ 图 3-22 膜片中间缝隙 $K=10\text{mm}$, 厚度 $T=1\text{mm}$, 纵向距离 $Z=33\text{mm}$

由仿真结果可以发现，采用波导内部加双电感膜片的方式构成的模式滤波器，当两膜片间纵向距离分别为 28mm, 30mm, 32mm, 33mm 时， TE_{10} 模分别在中心频率 17.34GHz, 17.36GHz, 17.40GHz, 17.58GHz 处谐振，可见谐振频率是随着膜片纵向距离的增大而增大的，这是由于增大两副膜片的距离，两膜片之间的互耦变弱，互感减小，从而使谐振频率变大。使在中心频率处，此模式滤波器对 TE_{10} 衰减分别为 0.63dB, 0.26dB, 0.22dB, 0.2dB，加大两膜片的纵向距离可使该模式滤波器对 TE_{10} 模的衰减减小。当两电感膜片纵向距离为 28mm 时，在谐振频率处，该模式滤波器对 TE_{01} , TE_{20} , TE_{11} , TM_{11} 等高次模的衰减分别为 17.5dB, 72.1dB, 20.3dB, 10.5dB。当两电感膜片纵向距离为 30mm 时，在谐振频率处，模式滤波器对 TE_{01} , TE_{20} , TE_{11} , TM_{11} 等高次模的衰减分别为 15.3dB, 47.9dB, 21.2dB, 10.6dB。当两电感膜片纵向距离为 32mm 时，在谐振频率处，模式滤波器对 TE_{01} , TE_{20} , TE_{11} , TM_{11} 等高次模的衰减分别为 14.28dB, 47.4dB, 21.8dB, 10.1dB。当两电感膜片纵向距

离为 33mm 时, 在谐振频率处, 模式滤波器对 TE_{01} , TE_{20} , TE_{11} , TM_{11} 等高次模的衰减分别为 13.8dB, 34.9dB, 22.3dB, 9.3dB。由以上分析结果, 此模式滤波器对 TE_{01} 的衰减由当膜片纵向距离为 28mm 的 17.5dB 减小到当纵向距离为 34mm 时的 13.8dB, 模式滤波器对 TE_{01} 的抑制性能变坏。对 TE_{20} 模的衰减由当膜片纵向距离为 28mm 的 72.1dB 减小到当纵向距离为 34mm 时的 34.9dB, 此模式滤波器对 TE_{20} 抑制性能变坏。对 TE_{11} 的衰减由当纵向距离为 28mm 的 20.3dB 增大到当纵向距离为 34mm 时的 22.3dB, 模式滤波器对 TE_{11} 的抑制性能变好。对 TM_{11} 的衰减由当膜片纵向距离为 28mm 时的 10.5dB 减小到当 Z 为 34mm 时的 9.3dB, 模式滤波器对 TM_{11} 的抑制性能变坏。可见随着纵向距离的增大, 该模式滤波器对高次模的总体抑制变坏。由仿真结果还可以看出, 当两膜片纵向距离分别为 28mm, 30mm, 32mm, 33mm 时, 模式滤波器带宽分别为 150MHz, 200MHz, 500MHz, 650MHz, 带宽是随着膜片纵向距离的增大而增大的。

3.2.2 双膜片厚度变化对各模式传输性能的影响

本节研究了当两膜片中间缝隙 K 和纵向距离 Z 保持不变的情况下, 膜片厚度对各模式传输性能的影响, 令 $K=10\text{mm}$, $Z=32\text{mm}$, 改变膜片厚度 T 分别为 1mm, 0.8mm, 0.2mm, 0.1mm, 以下为膜片厚度 T 变化时的仿真结果:

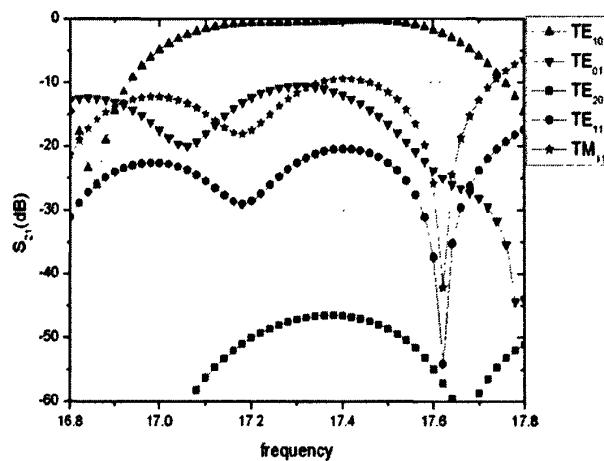
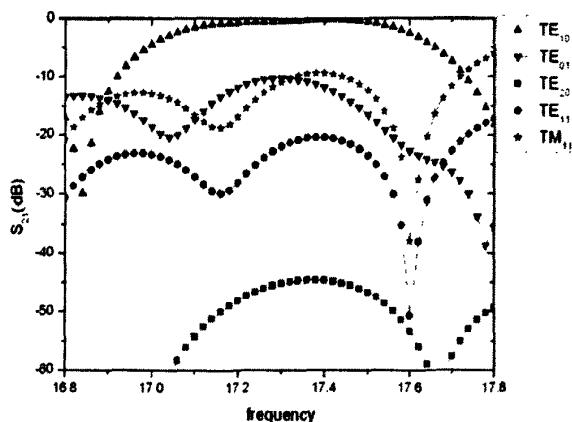
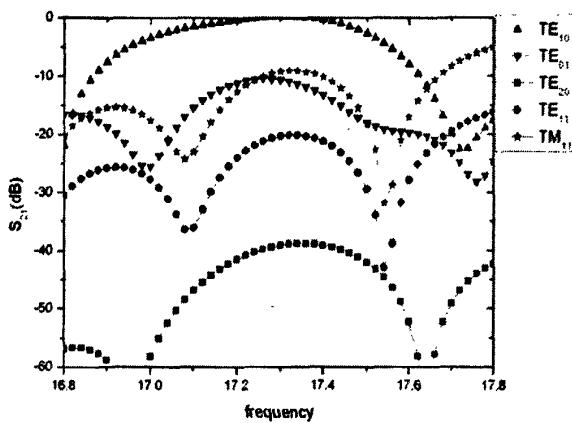
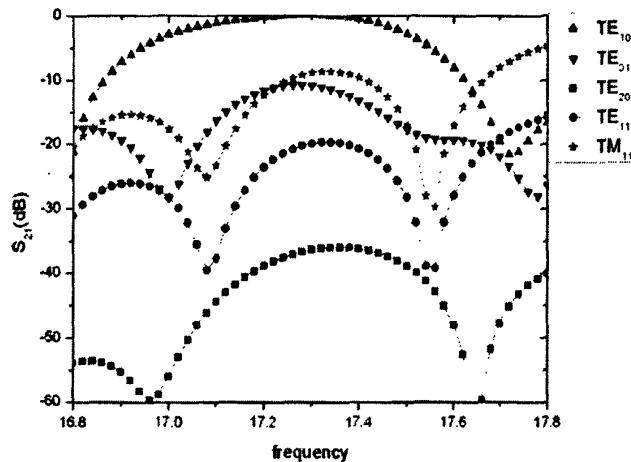


图 3-23 膜片中间缝隙 $K=10\text{mm}$, 纵向距离 $Z=32\text{mm}$, 厚度 $T=1\text{mm}$

图 3-24 膜片中间缝隙 $K=10\text{mm}$, 纵向距离 $Z=32\text{mm}$, 厚度 $T=0.8\text{mm}$ 图 3-25 膜片中间缝隙 $K=10\text{mm}$, 纵向距离 $Z=32\text{mm}$, 厚度 $T=0.2\text{mm}$ 图 3-26 膜片中间缝隙 $K=10\text{mm}$, 纵向距离 $Z=32\text{mm}$, 厚度 $T=0.1\text{mm}$

由仿真结果可以发现, 当两膜片中间缝隙 $K=10\text{mm}$, 膜片纵向间距 $Z=32\text{mm}$ 保持不变, 两膜片

厚度从 1mm 变化到 0.1mm 时, 谐振频率分别为 17.40GHz, 17.40GHz, 17.30GHz, 17.30GHz。在中心频率处, 该模式滤波器对 TE_{10} 模衰减分别为 0.22dB, 0.12dB, 0dB, 0dB, 对 TE_{01} 模衰减分别为 11.9dB, 12.5dB, 10.7dB, 10.8dB, 对 TE_{20} 模衰减分别为 46.5dB, 44.8dB, 39.1dB, 36.3dB, 对 TE_{11} 模衰减分别为 20.4dB, 20.6dB, 20.3dB, 19.9dB, 对 TM_{11} 模衰减分别为 9.4dB, 9.6dB, 9.3dB, 8.7dB, 因此可以得出, 随着膜片厚度的减小, 在各中心频率处, 模式滤波器对 TE_{01} 模, TE_{11} 模, TM_{11} 模的抑制性能变化很小, 而对 TE_{20} 模的抑制性能由 46.5dB 下降到 36.3dB, 可见随着膜片厚度减小, 对高次模的总体抑制性能变坏。由仿真结果还可以看出, 随着膜片厚度由 1mm 变化到 0.1mm, 系统的带宽分别为 650MHz, 400MHz, 370MHz, 300MHz, 系统带宽随着膜片厚度的减小而减小。

3.2.3. 双膜片中间缝隙变化对各模式传输性能的影响

本节研究了当两膜片厚度 T 和纵向距离 Z 保持不变的情况下, 改变膜片中间缝隙 K 对各模式传输性能的影响, 令 $T=1mm$, $Z=30mm$, 改变两膜片中间缝隙 K 分别为 T 分别为 9mm, 10mm, 11mm, 12mm, 以下为膜片中间缝隙 K 变化时的仿真结果:

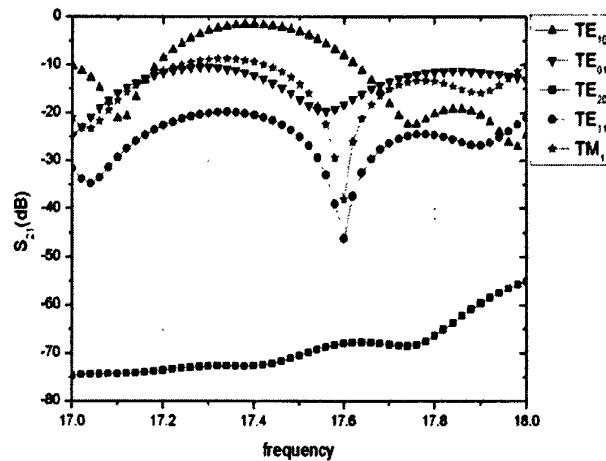
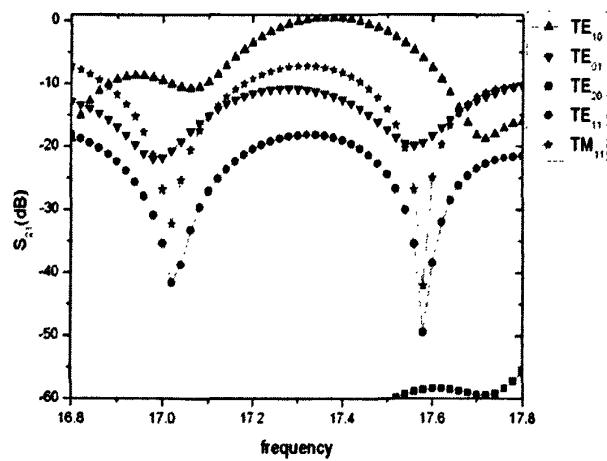
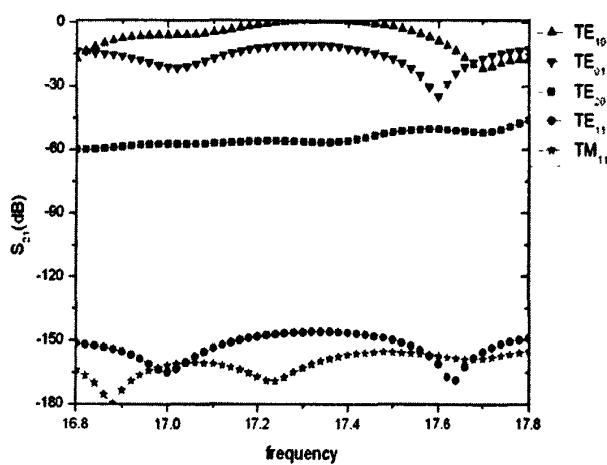


图 3-27 两膜片厚度 $T=1mm$, 纵向距离 $Z=30mm$, 中间缝隙 $K=9mm$

图 3-28 两膜片厚度 $T=1\text{mm}$, 纵向距离 $Z=30\text{mm}$, 中间缝隙 $K=10\text{mm}$ 图 3-29 两膜片厚度 $T=1\text{mm}$, 纵向距离 $Z=30\text{mm}$, 中间缝隙 $K=11\text{mm}$

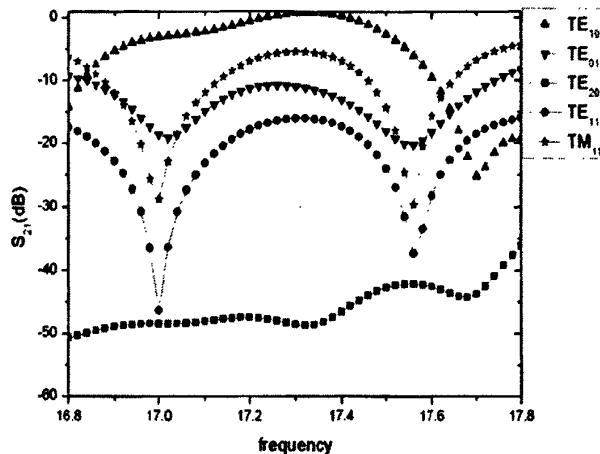


图 3-30 两膜片厚度 $T=1\text{mm}$, 纵向距离 $Z=30\text{mm}$, 中间缝隙 $K=12\text{mm}$

由仿真结果可以发现, 当两膜片厚度 $T=1\text{mm}$, 膜片纵向间距 $Z=30\text{mm}$ 保持不变时, 改变两膜片中间缝隙分别为 9mm, 10mm, 11mm, 12mm 时, TE_{10} 模谐振频率分别为 17.4GHz, 17.36GHz, 17.34GHz, 17.34GHz, 我们可以得出, 随着膜片中间缝隙 K 的增大, 谐振频率变小。在各谐振频率处, 模式滤波器对 TE_{10} 模的衰减都为 0dB。在谐振频率处, 模式滤波器对 TE_{01} 模衰减分别为 12.2dB, 11.5dB, 11dB, 10.3dB, 对 TE_{20} 模式的衰减分别为 72.6dB, 63.7dB, 56.7B, 48.6dB, 对 TE_{11} 模式的衰减分别为 20.5dB, 18.3dB, 146.2dB, 16.4dB, 对 TM_{11} 模式的衰减分别为 9.37dB, 7.43dB, 159.7dB, 5.57dB, 由以上结果可知, 随着膜片中间缝隙的增大, 该模式滤波器对高次模的总体抑制性能变坏。由仿真结果还可以看出, 当两膜片中间缝隙分别为 9mm, 10mm, 11mm, 12mm 时, 该模式滤波器带宽分别为 200MHz, 220MHz, 270MHz, 320MHz, 模式滤波器的带宽是随着膜片中间缝隙的增大而增大的。

3.2.4. 小结

本小节分析了双电感膜片式模式滤波器中膜片之间纵向距离, 膜片中间缝隙和膜片的厚度对模式滤波器各模式传输性能的影响。可以看出, 双电感膜片的谐振频率要比单电感膜片构成的模式滤波器的谐振频率高。我们得知当膜片中间缝隙和膜片保持不变时, TE_{10} 模谐振频率随着膜片纵向距离变大而变小。在谐振频率处, 该模式滤波器对主模 TE_{10} 衰减变小, 对高次模 TE_{01} , TE_{20} , TE_{11} , TM_{11} 的总体抑制性能变坏, 系统的带宽是变大的。当膜片中间缝隙和膜片纵向距离保持不变时, 随着膜片厚度 T 的变小, 模式滤波器对 TE_{10} 模衰减是随着膜片厚度的变小而变小的, 系统对高次模的抑制性能变坏的同时系统的带宽也是减小的。当膜片厚度和膜片纵向距离保持不变时, 随着膜片中间缝隙的变大, 谐振频率变小。在谐振频率处, 该模式滤波器对主模 TE_{10} 衰减变小, 对高次模 TE_{01} , TE_{20} , TE_{11} , TM_{11} 的总体抑制性能变坏, 系统带宽变大。可以根据以上分析结果, 选择合适的膜片厚度, 膜片中间缝隙和膜片的纵向距离构成合适的模式滤波器。

3.3 多电感膜片式模式滤波器分析

在波导内部在波导内部加入三副电感性膜片，电感膜片高为 29mm，设单副电感膜片中间缝隙为 K ，电感膜片之间的纵向距离为 Z ，膜片厚度为 T 。 K , Z , T 都可调，多电感膜片式过模波导模式滤波器结构如图 3-31 所示：

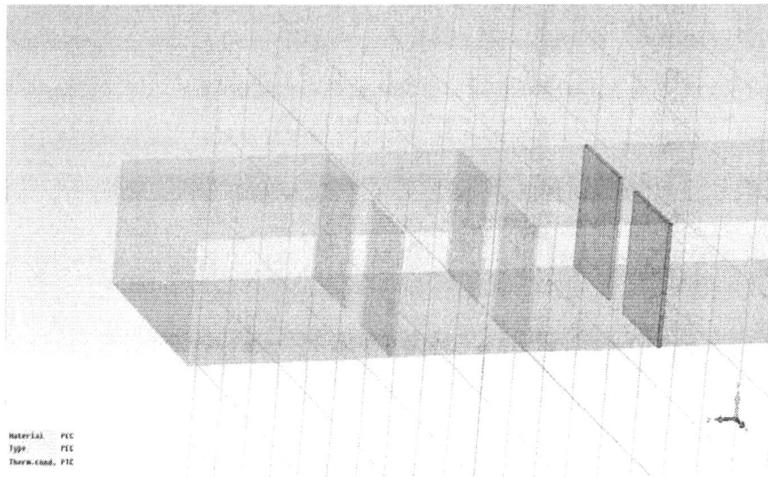


图 3-31 多电感膜片式过模波导模式滤波器的 CST 模型图

3.3.1. 多电感膜片纵向距离对各模式传输性能的影响

本节先来研究一下两膜片纵向距离 Z 的大小对各模式传输性能的影响。两膜片缝隙 $K=10\text{mm}$ ，膜片厚度 $T=1\text{mm}$ 保持不变，分别改变膜片之间的纵向距离 Z 为 38mm , 39mm , 40mm , 41mm 时，以下为膜片纵向距离 Z 变化时的仿真结果：

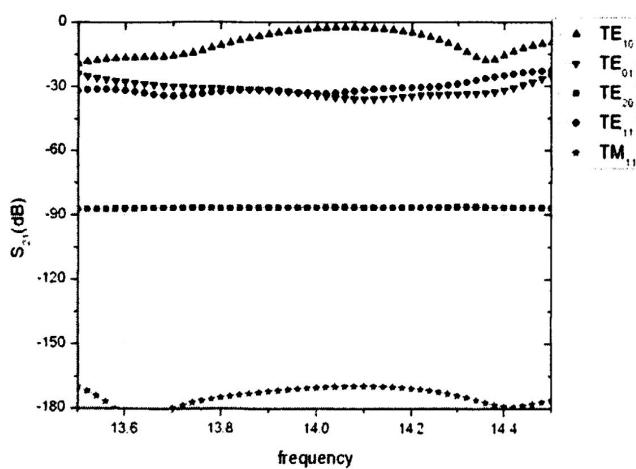
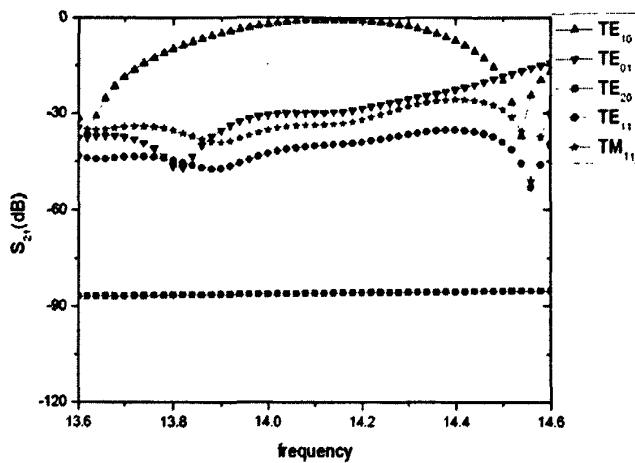
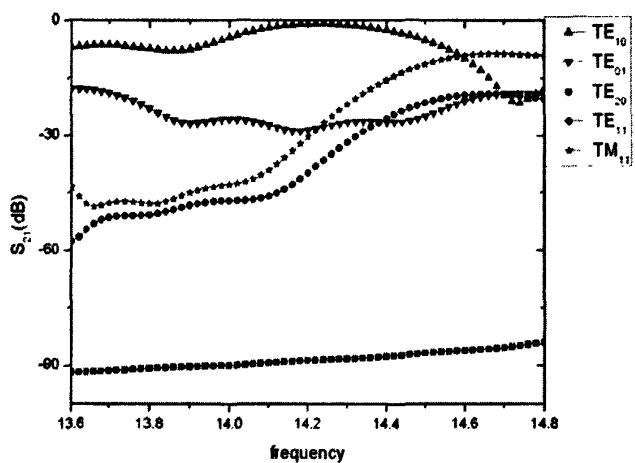


图 3-32 膜片厚度 $T=1\text{mm}$, 中间缝隙 $K=10\text{mm}$, 纵向距离 $Z=38\text{mm}$

图 3-33 膜片厚度 $T=1\text{mm}$, 中间缝隙 $K=10\text{mm}$, 纵向距离 $Z=39\text{mm}$ 图 3-34 膜片厚度 $T=1\text{mm}$, 中间缝隙 $K=10\text{mm}$, 纵向距离 $Z=40\text{mm}$

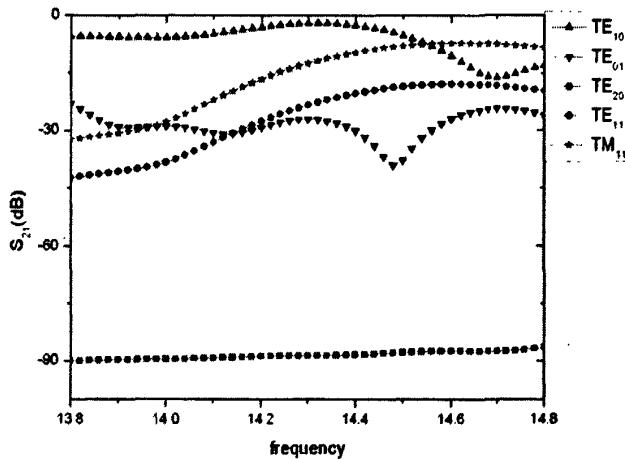


图 3-35 膜片厚度 $T=1\text{mm}$, 中间缝隙 $K=10\text{mm}$, 纵向距离 $Z=41\text{mm}$

由仿真结果可以发现, 可以采用波导内部加三电感膜片的方式构成模式滤波器。改变膜片的距离分别为 38mm, 39mm, 40mm, 41mm, TE_{10} 模分别在中心频率 14.06GHz, 14.16GHz, 14.22 GHz, 14.32GHz 处谐振, 可见谐振频率是随着膜片纵向距离的增大而增大的。在中心频率处, 此模式滤波器对 TE_{10} 衰减分别为 2.6dB, 0.89dB, 0.22dB, 2.1dB。电感膜片纵向距离为 38mm 时, 在谐振频率处, 该模式滤波器对 TE_{01} , TE_{20} , TE_{11} , TM_{11} 等高次模的衰减分别为 35.7dB, 86.7dB, 32.8dB, 169.8dB。当两电感膜片纵向距离为 39mm 时, 在谐振频率处, 模式滤波器对 TE_{01} , TE_{20} , TE_{11} , TM_{11} 等高次模的衰减分别为 29.8dB, 85.9dB, 33.9dB, 33.6dB。当两电感膜片纵向距离为 40mm 时, 在谐振频率处, 模式滤波器对 TE_{01} , TE_{20} , TE_{11} , TM_{11} 等高次模的衰减分别为 28.3dB, 88.6dB, 38.2dB, 28.5dB。当两电感膜片纵向距离为 41mm 时, 在谐振频率处, 模式滤波器对 TE_{01} , TE_{20} , TE_{11} , TM_{11} 等高次模的衰减分别为 27.3dB, 88.6dB, 22.7dB, 11.9dB。由以上分析结果, 此模式滤波器对 TE_{01} 的抑制性能变坏, 对 TE_{20} 模抑制性能基本不变, 对 TE_{11} 的抑制性能变坏, 对 TM_{11} 的抑制性能变坏。可见随着纵向距离的增大, 该模式滤波器对高次模的总体抑制变坏。

3.3.2. 多电感膜片厚度变化对各模式传输性能的影响

本节研究了当两膜片中间缝隙 K 和纵向距离 Z 保持不变的情况下, 膜片厚度对各模式传输性能的影响, 令 $K=10\text{mm}$, $Z=39\text{mm}$, 改变膜片厚度 T 分别为 0.8mm, 0.6mm, 0.4mm, 0.2mm 以下为膜片厚度 T 变化时的仿真结果:

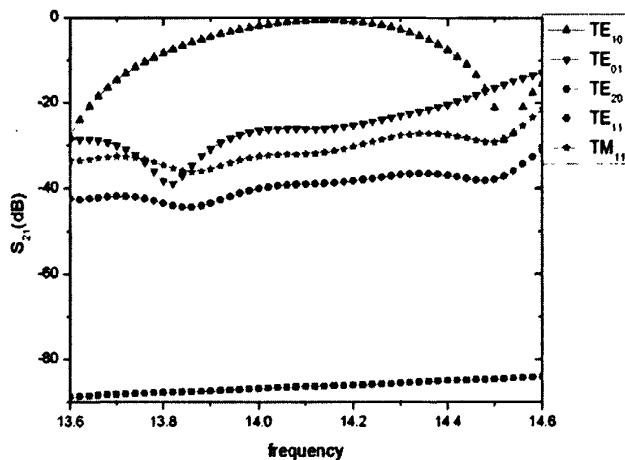


图 3-36 膜片中间缝隙 $K=10\text{mm}$, 纵向距离 $Z=39\text{mm}$, 厚度 $T=0.8\text{mm}$

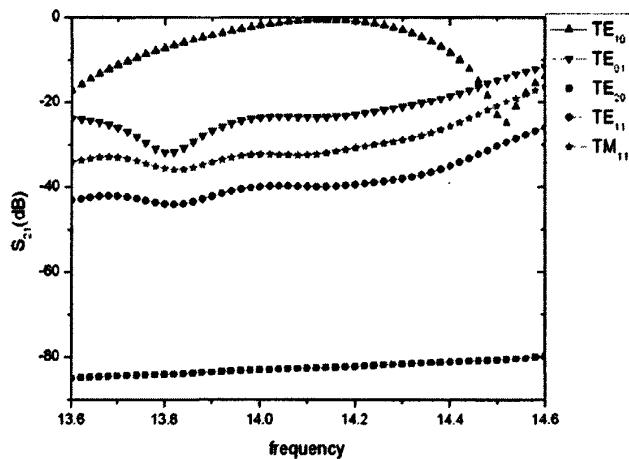


图 3-37 膜片中间缝隙 $K=10\text{mm}$, 纵向距离 $Z=39\text{mm}$, 厚度 $T=0.6\text{mm}$

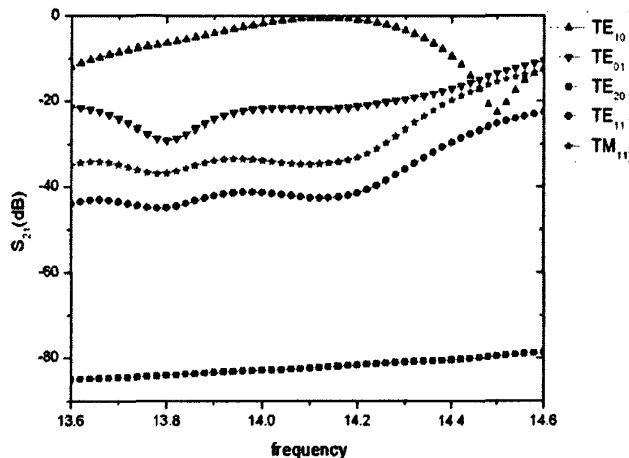


图 3-38 膜片中间缝隙 $K=10\text{mm}$, 纵向距离 $Z=39\text{mm}$, 厚度 $T=0.4\text{mm}$

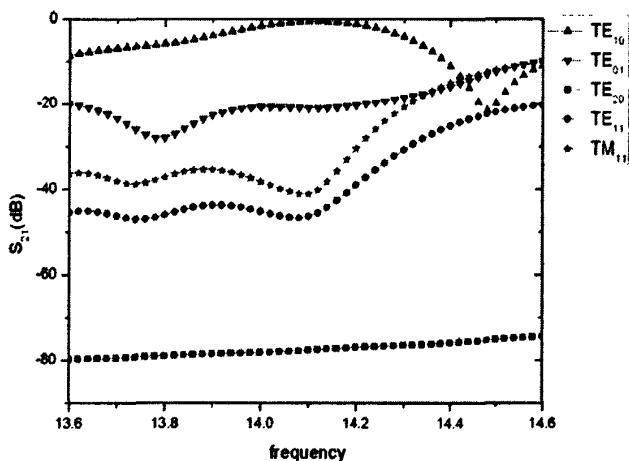


图 3-39 膜片中间缝隙 $K=10\text{mm}$, 纵向距离 $Z=39\text{mm}$, 厚度 $T=0.2\text{mm}$

由仿真结果可以发现, 两膜片中间缝隙 $K=10\text{mm}$, 膜片纵向间距 $Z=39\text{mm}$ 保持不变时, 改变膜片厚度分别为 0.8mm , 0.6mm , 0.4mm , 0.2mm , 谐振频率保持 14.16GHz 不变。在中心频率处, 该模式滤波器对 TE_{10} 模衰减都为 0.89dB , 对 TE_{01} 模衰减分别为 25.9dB , 23.5dB , 21.9dB , 20.9dB , 对 TE_{20} 模衰减分别为 86.3dB , 82.5dB , 81.2dB , 77.3dB , 对 TE_{11} 模衰减分别为 38.8dB , 39.9dB , 42.6dB , 44.2dB , 对 TM_{11} 模衰减分别为 31.3dB , 32dB , 34.5dB , 38.3dB , 由仿真结果可以得出, 模式滤波器对高次模的抑制程度随着膜片厚度的减小而变小的。

3.3.3. 多电感膜片中间缝隙对各模式传输性能的影响

本节先来研究一下两膜片中间缝隙 K 的大小对各模式传输性能的影响。两膜片纵向距离 $Z=40\text{mm}$, 膜片厚度 $T=1\text{mm}$, 分别改变膜片中间缝隙 K 分别为 9mm , 10mm , 11mm , 12mm 时,

以下为膜片中间缝隙 K 变化时的仿真结果：

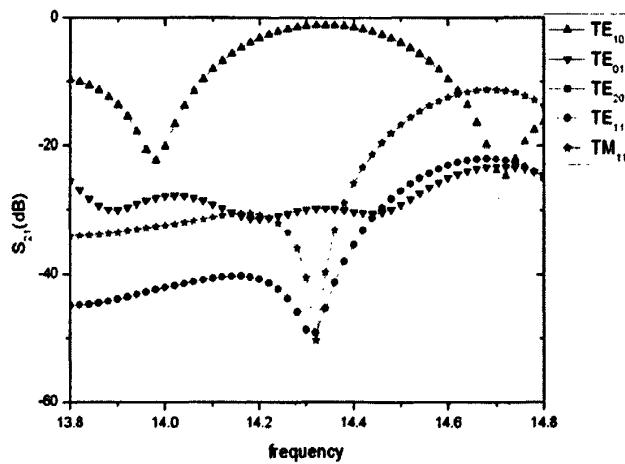


图 3-40 膜片纵向距离 $Z=40\text{mm}$, 厚度 $T=1\text{mm}$, 中间缝隙 $K=9\text{mm}$

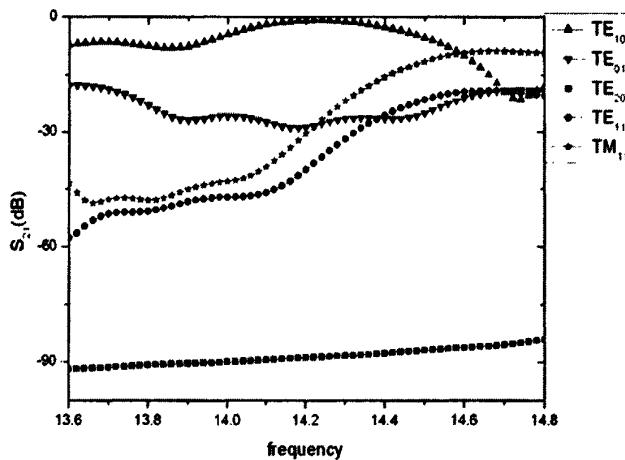
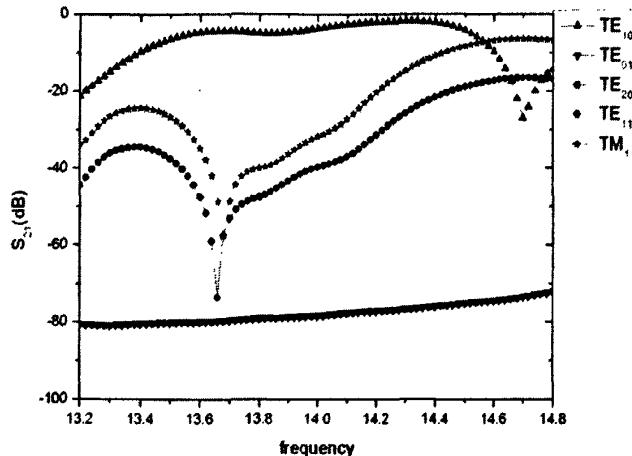
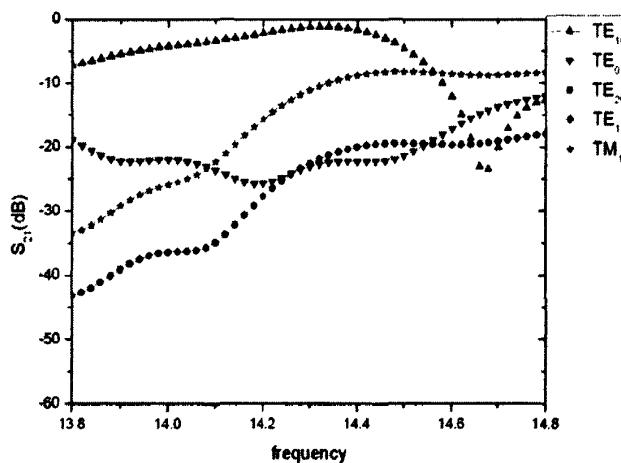


图 3-41 膜片纵向距离 $Z=40\text{mm}$, 厚度 $T=1\text{mm}$, 中间缝隙 $K=10\text{mm}$

图 3-42 膜片纵向距离 $Z=40\text{mm}$, 厚度 $T=1\text{mm}$, 中间缝隙 $K=11\text{mm}$ 图 3-43 膜片纵向距离 $Z=40\text{mm}$, 厚度 $T=1\text{mm}$, 中间缝隙 $K=12\text{mm}$

由仿真结果可以发现, 当膜片纵向距离 $Z=40\text{mm}$, 膜片厚度 $T=1\text{mm}$ 保持不变时, 改变两膜片中间缝隙分别为 9mm, 10mm, 11mm, 12mm 时, TE_{10} 模谐振频率分别为 14.32GHz, 14.22GHz, 14.32GHz, 14.32GHz, 在各谐振频率处, 模式滤波器对 TE_{10} 模的衰减分别为 1.16dB, 0.89dB, 1.78dB, 1.15dB, 基本保持不变。模式滤波器对 TE_{01} 模衰减分别为 29.7dB, 28.3dB, 23.7dB, 22.7dB, 对 TE_{20} 模式的衰减分别为 99.5dB, 88.6dB, 26.7dB, 56.7dB, 对 TE_{11} 模式的衰减分别为 45.4dB, 38.2dB, 25dB, 21.8dB, 对 TM_{11} 模式的衰减分别为 39.7dB, 28.5dB, 13dB, 10.7dB, 由以上结果可知, 随着膜片中间缝隙的增大, 该模式滤波器对高次模的总体抑制性能变坏。

3.3.4. 小结

在实际的波导应用中, 经常会遇到波导级联的情况, 当波导内部含有模式滤波器时, 这就需要

对含有模式滤波器的级联波导进行仿真。本节仿真了多膜片式模式滤波器膜片纵向距离，膜片中间缝隙和膜片厚度变化时对各模式传输性能的影响。经仿真发现，当级联波导内部膜片纵向距离增大时， TE_{10} 模谐振频率变大，同时模式滤波器对高次模的抑制性能变坏。当膜片厚度减小时， TE_{10} 模谐振频率保持不变，对高次模抑制性能变好。当膜片中间缝隙增大时，模式滤波器对高次模的抑制性能变坏。对比单膜片式和双膜片式模式滤波器，可见多膜片式模式滤波器在高次模的抑制性能方面要好。

3.4 双电容性膜片模式滤波器分析

在波导内部纵向加入两副电容性膜片，电容性膜片宽为 58mm，设单副电容膜片中间缝隙为 K，两副电容膜片之间的纵向距离为 Z，膜片厚度为 T。K，Z，T 都可调。

采用双电容膜片构成的模式滤波器如图所示：

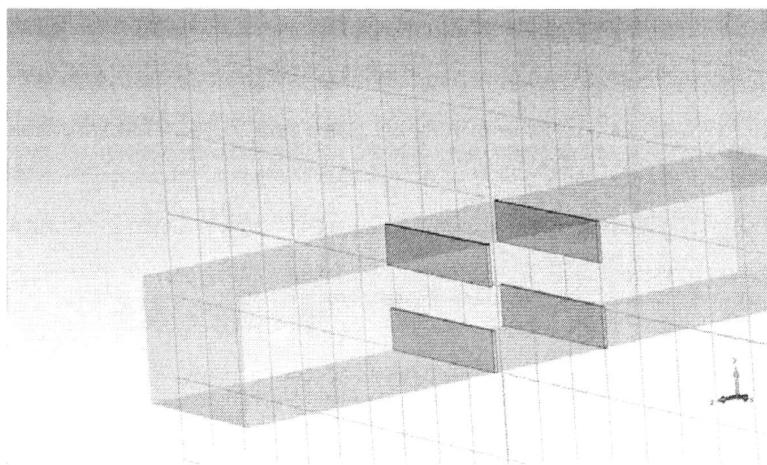


图 3-44 双电容膜片式过模波导模式滤波器的 CST 模型

3.4.1. 双电容膜片间纵向距离对各模式传输性能的影响

本节先来研究一下两膜片纵向距离 Z 的大小对各模式传输性能的影响。两膜片缝隙 $K=10\text{mm}$ ，膜片厚度 $T=1\text{mm}$ 保持不变，分别改变膜片之间的纵向距离 Z 为 36mm , 37mm , 38mm , 39mm 时，以下为膜片纵向距离 Z 变化时的仿真结果：

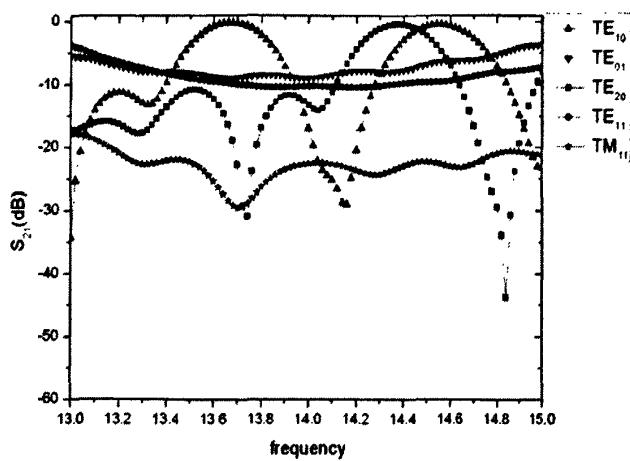


图 3-45 膜片厚度 $T=1\text{mm}$, 中间缝隙 $K=10\text{mm}$, 纵向距离 $Z=36\text{mm}$

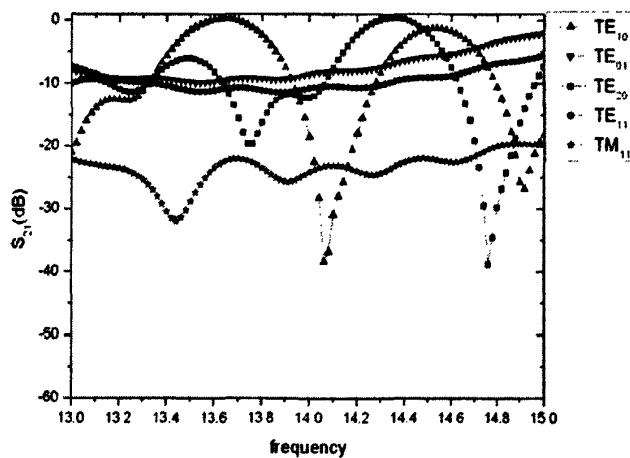
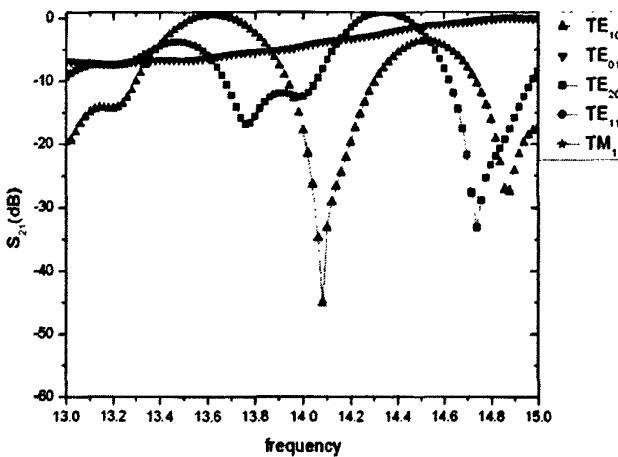
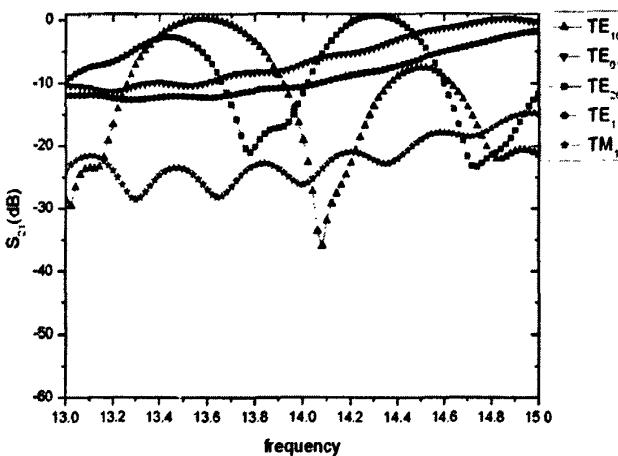


图 3-46 膜片厚度 $T=1\text{mm}$, 中间缝隙 $K=10\text{mm}$, 纵向距离 $Z=37\text{mm}$

图 3-47 膜片厚度 $T=1\text{mm}$, 中间缝隙 $K=10\text{mm}$, 纵向距离 $Z=38\text{mm}$ 图 3-48 膜片厚度 $T=1\text{mm}$, 中间缝隙 $K=10\text{mm}$, 纵向距离 $Z=39\text{mm}$

由上面的仿真结果可以发现, TE_{10} 模可以在 13.6GHz 频段处低衰减的通过模式滤波器, TE_{20} 模可以在 14.4GHz 频段处无损耗的通过模式滤波器。在 13.6GHz 频段处, 当膜片之间纵向距离 Z 分别为 36mm, 37mm, 38mm, 39mm 时, TE_{10} 模谐振频率分别为 13.66GHz, 13.64GHz, 13.62GHz, 13.58GHz 可见随着纵向距离 Z 的变大, TE_{10} 模谐振频率变小。在 TE_{10} 模谐振频率处, 模式滤波器对 TE_{01} 模的衰减分别为 9.6 dB, 8.9 dB, 9.67 dB, 9.98 dB, 对 TE_{20} 模衰减分别为 8.17 dB, 16.4 dB, 6.5 dB, 5.62 dB, 对 TE_{11} 模的衰减分别为 9.8 dB, 11 dB, 11.6 dB, 12.3 dB, 对 TM_{11} 模的衰减分别为 25.4 dB, 23.5 dB, 26.93 dB, 26.6dB。由上述数据可知, 该模式滤波器对高次模的总体抑制随着膜片间纵向距离的增大而变好。在 14.3GHz 频段处, 当膜片之间纵向距离分别为 36mm, 37mm, 38mm, 39mm 时, TE_{20} 模谐振频率分别为 14.38GHz, 14.36GHz, 14.34GHz, 14.26GHz, 也符合随着纵向距离 Z 的增大, 而使谐振频率变小的规律。此时 TE_{20} 模的衰减分别为 0.41dB, 0dB, 0dB, 0dB。在各谐振

频率处, 模式滤波器对 TE_{10} 模的衰减分别为 2.21dB, 3.37dB, 5.2dB, 13.6dB, 对 TE_{01} 模的衰减分别为 7.7dB, 6.49 dB, 5.24 dB, 4.48 dB, 对 TE_{11} 模的衰减分别为 10.2dB, 9.36dB, 8.98dB, 8.17dB, 对 TM_{11} 模的衰减分别为 22.3dB, 26.6dB, 23.8dB, 22.23dB。可见随着膜片间距离的增大, 该模式滤波器对其他不需要模式的抑制性能变坏。

3.4.2. 双电容膜片中间缝隙对各模式传输性能的影响

本节研究了当两电容膜片厚度 T 和纵向距离 Z 保持不变的情况下, 两膜片中间缝隙 K 对各模式传输性能的影响, 令膜片厚度 $T=1\text{mm}$, 膜片纵向距离 $Z=38\text{mm}$ 保持不变, 改变两膜片中间缝隙 K 分别为 8mm, 9mm, 10mm, 12mm, 以下为膜片中间缝隙 K 变化时的仿真结果:

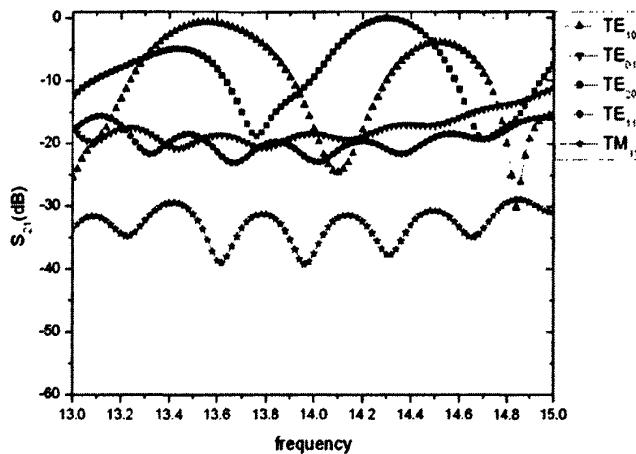


图 3-49 膜片厚为 $T=1\text{mm}$, 纵向距离 $Z=38\text{mm}$, 中间缝隙 $K=8\text{mm}$

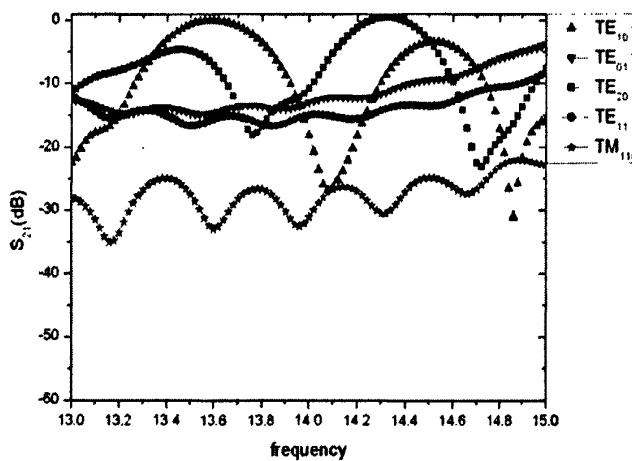
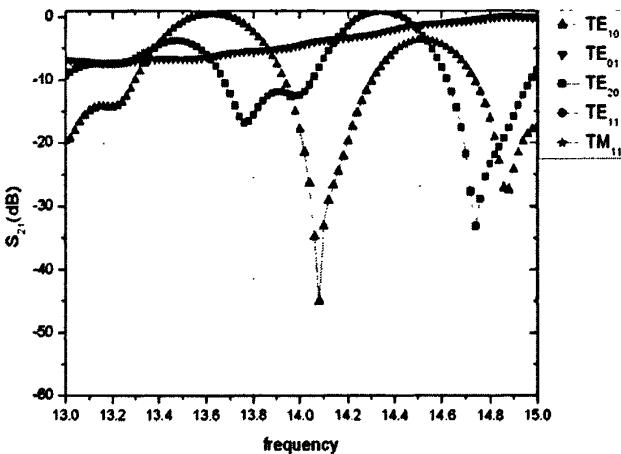
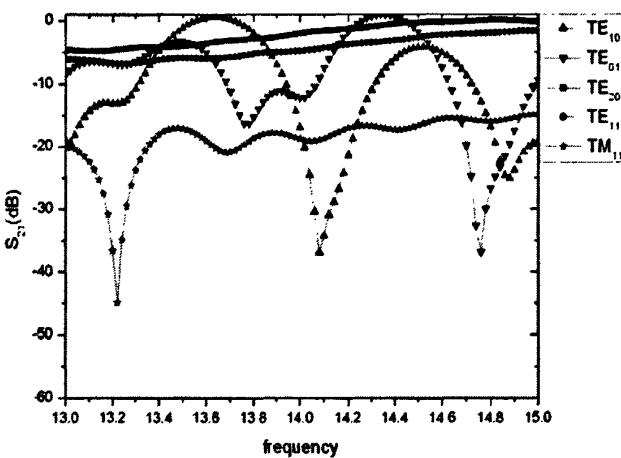


图 3-50 膜片厚为 $T=1\text{mm}$, 纵向距离 $Z=38\text{mm}$, 中间缝隙 $K=9\text{mm}$

图 3-51 膜片厚为 $T=1\text{mm}$, 纵向距离 $Z=38\text{mm}$, 中间缝隙 $K=11\text{mm}$ 图 3-52 膜片厚为 $T=1\text{mm}$, 纵向距离 $Z=38\text{mm}$, 中间缝隙 $K=12\text{mm}$

由上面的仿真结果可以发现, 当膜片中间缝隙 K 分别为 8mm, 9mm, 11mm, 12mm 时, TE_{10} 模的谐振频率分别为 13.56GHz, 13.58GHz, 13.61GHz, 13.64GHz, 可见随着两膜片中间缝隙 K 的变大, 谐振频率变大。模式滤波器对 TE_{10} 的衰减分别 -0.69dB, -0.03dB, 0dB, 0dB, 可见膜片中间缝隙增大可使 TE_{10} 模衰减变小。在谐振频率处, 此模式滤波器对 TE_{01} 模的衰减分别为 18.89dB, 14.3 dB, 14.82dB, 14.82 dB, 对 TE_{20} 模衰减分别为 6.62dB, 6.45dB, 6.46dB, 3.42dB, 对 TE_{11} 模的衰减分别为 19.8 dB, 16dB, 154.4dB, 6.1dB, 对 TM_{11} 模的衰减分别为 35.3 dB, 32.4 dB, 167.4dB, 20.3dB。由上述数据分析可知, 该模式滤波器对高次模的总体抑制性能随着膜片中间缝隙的增大而变坏。当膜片中间缝隙 K 分别为 8mm, 9mm, 11mm, 12mm 时, TE_{20} 模谐振频率分别为 14.28GHz, 14.32, 14.34GHz, 14.36GHz, 也符合随着膜片中间缝隙的增大而谐振频率的变大的规律, 此时模式滤波器对 TE_{20} 模衰减都为 0dB。在各谐振频率处, 该模式滤波器对 TE_{10} 模的衰减分别为 9.85dB,

8.62dB, 7.84dB, 13.6dB, 对 TE_{01} 模的衰减分别为 17.4dB, 11.4dB, 2.4dB, 0.68dB, 对 TE_{11} 模的衰减分别为 20.9dB, 14 dB, 152.2dB, 3.32dB, 对 TM_{11} 模的衰减分别为 37.6dB, 30.6dB, 172.2dB, 17.1dB, 由上述结果可见随着膜片间距离的增大, 该模式滤波器对其他不需要模式的抑制性能变坏。

3.4.3. 双电容膜片厚度对各模式传输性能的影响

本节研究了当两电容中间缝隙 K 和纵向距离 Z 保持不变的情况下, 两膜片厚度 T 对各模式传输性能的影响, 令 $K=10mm$, $Z=38mm$, 改变两膜片厚度 T 分别为 0.1mm, 0.4mm, 0.6mm, 0.8mm, 以下为膜片中间缝隙 K 变化时的仿真结果:

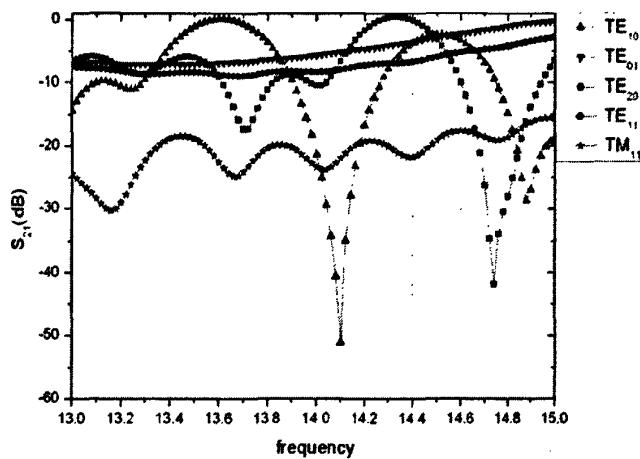


图 3-53 膜片纵向距离 $Z=38mm$, 中间缝隙 $K=10mm$, 厚度 $T=0.1mm$

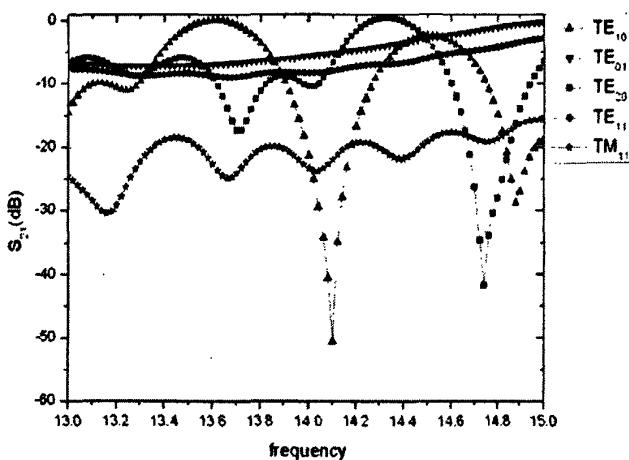
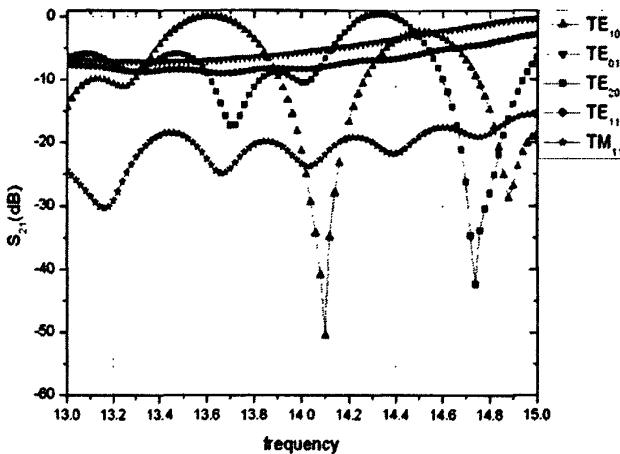
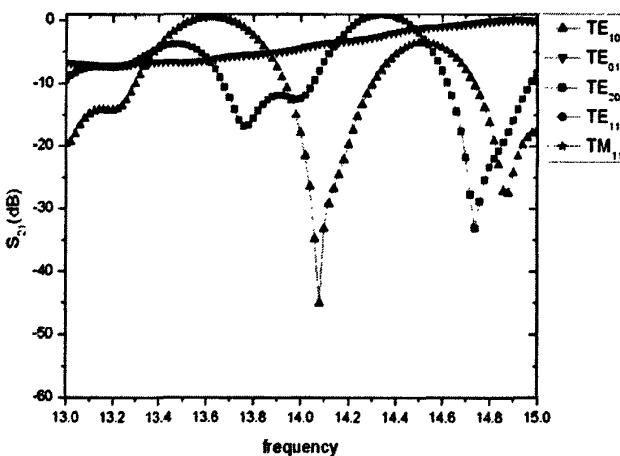


图 3-54 膜片纵向距离 $Z=38mm$, 中间缝隙 $K=10mm$, 厚度 $T=0.4mm$

图 3-55 膜片纵向距离 $Z=38\text{mm}$, 中间缝隙 $K=10\text{mm}$, 厚度 $T=0.6\text{mm}$ 图 3-56 膜片纵向距离 $Z=38\text{mm}$, 中间缝隙 $K=10\text{mm}$, 厚度 $T=0.8\text{mm}$

由上面的仿真结果可以发现, 保持膜片纵向距离膜片中间缝隙不变, 当膜片间厚度分别为 0.1mm, 0.4mm, 0.6mm, 0.8mm 时, TE_{10} 模的谐振都为 13.62GHz, 13.62GHz, 13.60GHz, 13.60GHz 可见谐振频率几乎不随着两膜片厚度的变化而变化。在 TE_{10} 模的谐振频率处, 模式滤波器对 TE_{10} 模的衰减都为 0dB, 即 TE_{10} 模可以无衰减的通过模式滤波器。在谐振频率处, 模式滤波器对 TE_{01} 模的衰减分别为 6.89dB, 6.86 dB, 6.89dB, 6.98 dB, 对 TE_{20} 模衰减分别为 10.37dB, 10.36dB, 10.3dB, 9.98dB, 对 TE_{11} 模的衰减分别为 8.89 dB, 8.89dB, 8.9dB, 9.0dB, 对 TM_{11} 模的衰减分别为 23.6dB, 23.6 dB, 23.6dB, 23.6dB。由上述数据分析可知, 该模式滤波器对高次模的总体抑制性能是不随着膜片厚度 T 的变化而变化。当膜片厚度和膜片纵向距离保持不变, 改变膜片厚度时, TE_{20} 模谐振频率分别为 14.34GHz, 14.32GHz, 14.34GHz, 14.34GHz, 可见谐振频率也是几乎不随着膜片厚度的变化而变化的。在各谐振频率处, 模式滤波器对 TE_{20} 模的衰减都为 0dB, TE_{20} 模可以无衰减的通过

模式滤波器。在各谐振频率处,该模式滤波器对 TE_{10} 模的衰减分别为 6.33dB, 5.74dB, 5.76dB, 5.9dB, 对 TE_{01} 模的衰减分别为 3.98dB, 3.9 dB, 3.9dB, 3.9 dB, 对 TE_{11} 模的衰减分别为 6.92dB, 6.89dB, 6.89dB, 6.94dB, 对 TM_{11} 模的衰减分别为 20.8dB, 21.1dB, 21.1dB, 21dB, 由上述数据分析可知, 该模式滤波器对不需要模式的抑制性能不随着膜片厚度 T 的变化而变化的。

3.4.4. 小结

本小节分析了双电容膜片式模式滤波器中膜片之间纵向距离, 膜片中间缝隙和膜片的厚度的变化对模式滤波器各模式传输性能的影响。我们得知当膜片中间缝隙和膜片厚度保持不变时, TE_{10} 模的谐振频率和 TE_{20} 模的谐振频率都随着膜片纵向距离的增大而减小。随着纵向距离的增大, 在 TE_{10} 模谐振频率处, TE_{10} 模都可以无衰减的通过模式滤波器, 但对高次模的抑制性能是变好的。在 TE_{20} 模谐振频率处, TE_{20} 可以无衰减的通过该模式滤波器, 但对高次模的总体抑制性能随着纵向距离的变大而变坏。当膜片厚度和膜片纵向距离保持不变时, TE_{10} 模的谐振频率和 TE_{20} 模的谐振频率都随着膜片中间缝隙的增大而增大。由分析结果还可得知, 随着膜片中间缝隙增大, 在各自的谐振频率处, 该模式滤波器对不需要的模式的滤除性能都是变坏的。最后我们分析了膜片厚度对各个模式传输性能的影响, 当膜片纵向距离和膜片中间缝隙保持不变时, 经仿真发现, 膜片厚度的变化对 TE_{10} 和 TE_{20} 的谐振频率影响不明显, 也不影响对高次模抑制性能。适当的选取膜片中间的缝隙 K 和膜片之间的纵向距离 Z 可构成合适的模式滤波器。

3.5 电感电容串并联谐振型模式滤波器分析

在波导内部纵向加入电感电容串并联谐振型膜片, 膜片高为 29mm, 设两副中间缝隙为 K, 两副膜片之间的纵向距离为 Z, 膜片厚度为 T。K, Z, T 都可调。

电感电容串并联谐振型模式滤波器结构如图:

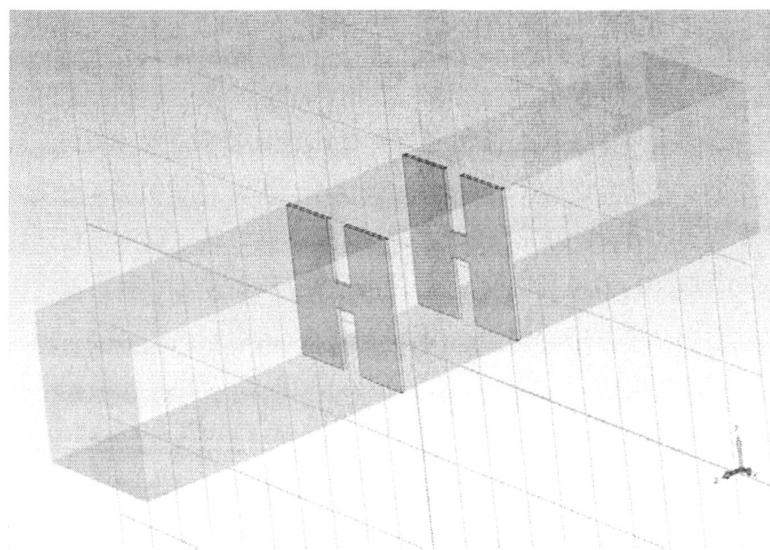


图 3-57 电容串并联谐振型膜片模式滤波器的 CST 模型图

3.5.1. 两膜片之间纵向距离对各模式传输性能的影响

本节先来研究一下在两膜片中间缝隙 K 和膜片厚度 T 保持不变的情况下，两膜片纵向距离 Z 的大小对各模式传输性能的影响。令 K=10mm, T=1mm, 分别改变膜片之间的纵向距离 Z 为 37mm, 38mm, 39mm, 40mm 时, 以下为膜片纵向距离 Z 变化时的仿真结果:

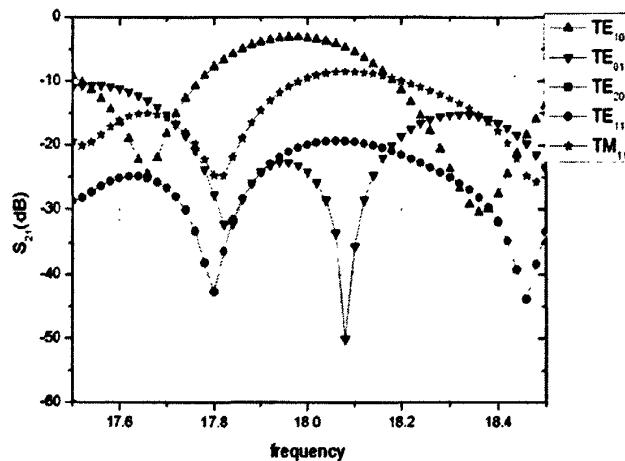


图 3-58 膜片厚度 $T=1\text{mm}$, 中间缝隙 $K=10\text{mm}$, 纵向距离 $Z=37\text{mm}$

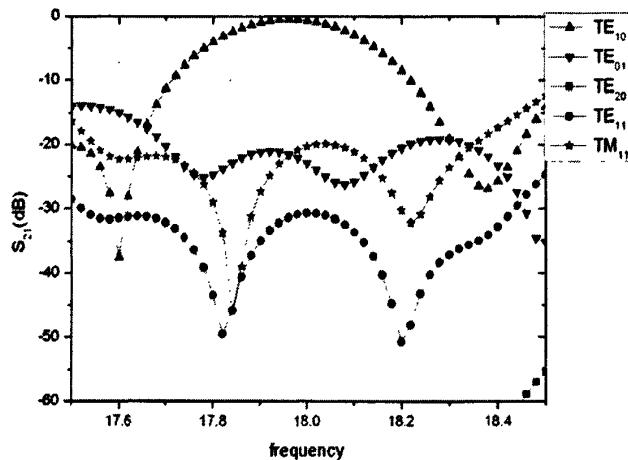
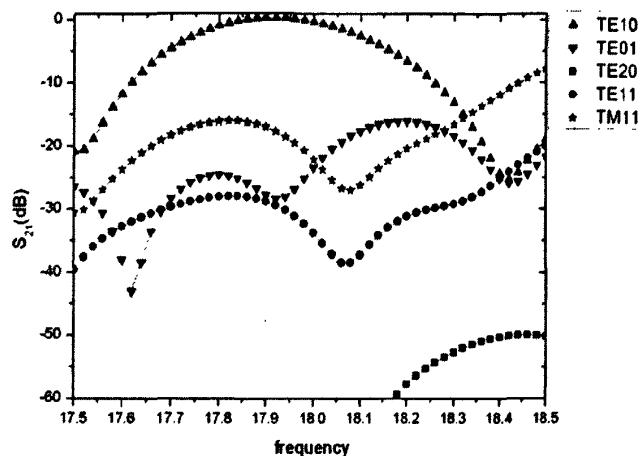
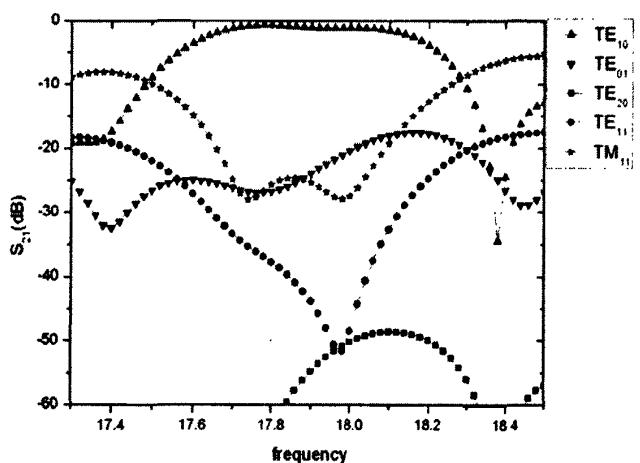


图 3-59 膜片厚度 $T=1\text{mm}$, 中间缝隙 $K=10\text{mm}$, 纵向距离 $Z=38\text{mm}$

图 3-60 膜片厚度 $T=1\text{mm}$, 中间缝隙 $K=10\text{mm}$, 纵向距离 $Z=39\text{mm}$ 图 3-61 膜片厚度 $T=1\text{mm}$, 中间缝隙 $K=10\text{mm}$, 纵向距离 $Z=40\text{mm}$

由仿真结果可以发现，采用波导内部加电感电容串并联谐振式膜片的方式构成的模式滤波器，当两膜片间纵向距离分别为 37mm, 38mm, 39mm, 40mm 时， TE_{10} 模的谐振频率分别为 17.98GHz, 17.96GHz, 17.92 GHz, 17.78GHz，谐振频率是随着纵向距离的增大而减小的。在中心频率处，此模式滤波器对 TE_{10} 模的衰减分别为 3.13dB, 0.5dB, 0.22dB, 0.1dB，加大两膜片的纵向距离 Z 可使该模式滤波器对 TE_{10} 模的衰减减小。当两膜片纵向距离为 37mm 时，在谐振频率处，模式滤波器对 TE_{01} , TE_{20} , TE_{11} , TM_{11} 等高次模的衰减分别为 22.3dB, 68.4dB, 20.4dB, 10.1dB。当两膜片纵向距离为 38mm 时，在谐振频率处，模式滤波器对 TE_{01} , TE_{20} , TE_{11} , TM_{11} 等高次模的衰减分别为 23.1dB, 67.6dB, 29.4dB, 21.8dB。当两膜片纵向距离为 39mm 时，在谐振频率处，模式滤波器对 TE_{01} , TE_{20} , TE_{11} , TM_{11} 等高次模的衰减分别为 26.3dB, 66.3dB, 30.1dB, 17.7dB。当两膜片纵向距离为 40mm 时，在谐振频率处，该模式滤波器对 TE_{01} , TE_{20} , TE_{11} , TM_{11} 等高次模的衰减分别为 27.2dB, 66.4dB,

36.9dB, 26.6dB。由以上分析结果, 此模式滤波器对对 TE_{01} 模抑制性能变好, 对 TE_{20} 模的抑制性能变差, 对 TE_{11} 的抑制性能变好, 对 TM_{11} 的抑制性能变好。可见随着纵向距离的增大, 该模式滤波器对高次模的总体抑制性能变好。由仿真结果还可以得出, 当两膜片纵向距离分别为 37mm, 38mm, 39mm, 40mm 时, 模式滤波器带宽分别为 200MHz, 280MHz, 380MHz, 560MHz, 带宽是随着膜片纵向距离的增大而增大的。

3.5.2. 膜片厚度对各模式传输性能的影响

本节研究了在膜片中间缝隙 K 和两膜片间纵向距离 Z 保持不变的情况下, 膜片的厚度对各模式传输性能的影响。令 $K=10\text{mm}$, $Z=40\text{mm}$, 改变膜片厚度 Z 分别为 0.1mm, 0.4mm, 0.8mm, 1mm, 以下为膜片厚度变化时的仿真结果:

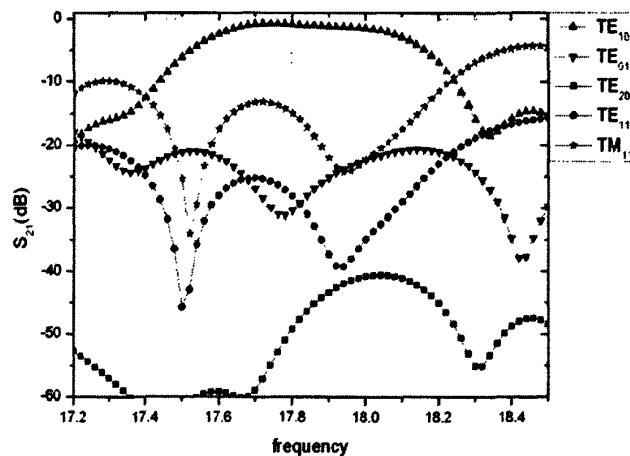


图 3-62 膜片中间缝隙 $K=10\text{mm}$, 纵向距离 $Z=40\text{mm}$, 厚度 $T=0.1\text{mm}$

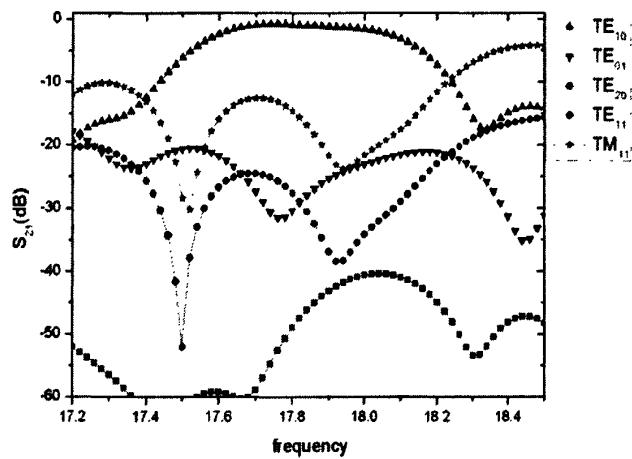


图 3-63 膜片中间缝隙 $K=10\text{mm}$, 纵向距离 $Z=40\text{mm}$, 膜片厚度 $T=0.4\text{mm}$

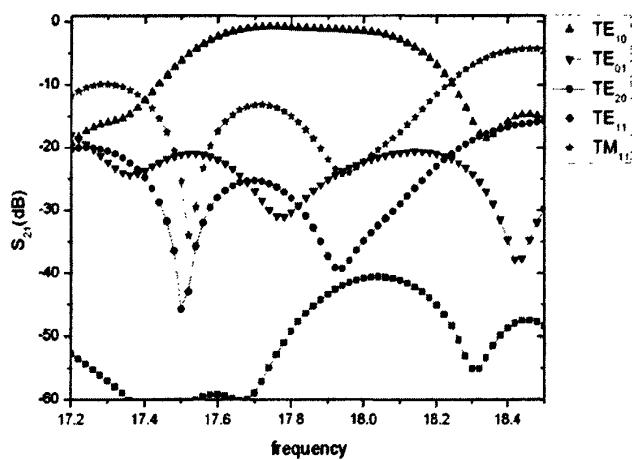


图 3-64 膜片中间缝隙 $K=10\text{mm}$, 纵向距离 $Z=40\text{mm}$, 膜片厚度 $T=0.8\text{mm}$

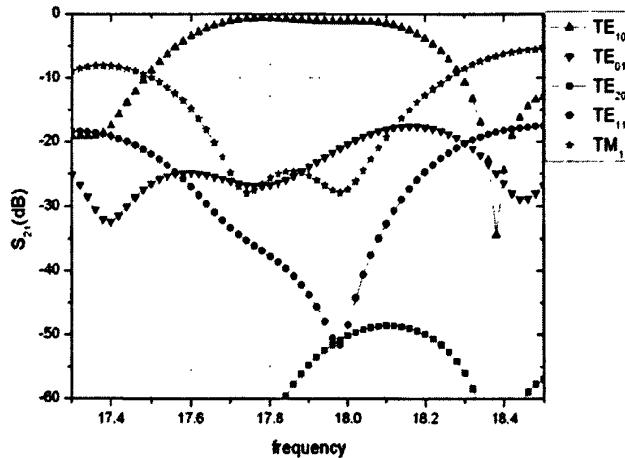
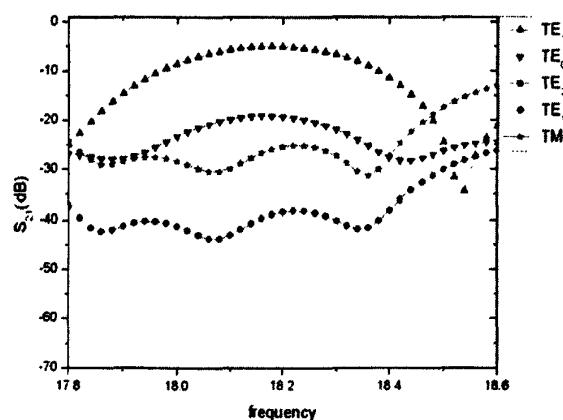
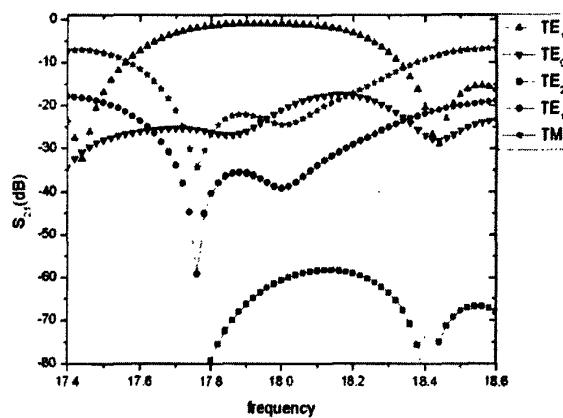
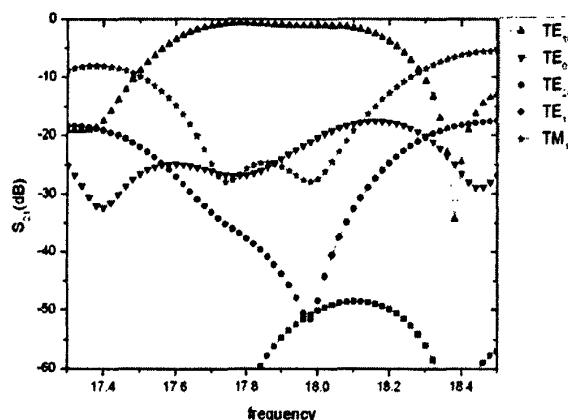


图 3-65 膜片中间缝隙 $K=10\text{mm}$, 纵向距离 $Z=40\text{mm}$, 膜片厚度 $T=1\text{mm}$

由以上仿真结果, 我们可以得出, 当膜片厚度分别为 0.1mm , 0.4mm , 0.8mm , 1mm , TE_{10} 模谐振频率都为 17.78GHz , 不随着膜片厚度的变化而变化。在中心频率处, 该模式滤波器对 TE_{10} 模的衰减分别为 0.75dB , 0.66dB , 0.63dB , 0.70dB , 对 TE_{01} 衰减分别为 31.7dB , 31.5dB , 29.9dB , 29.3dB , 对 TE_{20} 衰减分别为 52.6dB , 52.6dB , 54.9dB , 54.9dB , 对 TE_{11} 衰减分别为 25.8dB , 25.8dB , 26.2dB , 26.4dB , 对 TM_{11} 衰减分别为 13.1dB , 13.1dB , 13.3dB , 13.3dB , 由以上结果可得知, 改变膜片厚度, 几乎不改变模式滤波器对各个模式的抑制程度。在带宽方面, 当膜片厚度变化时, 该模式滤波器的带宽都为 560MHz , 仍保持不变。因此我们认为, 膜片的厚度对模式滤波器的性能无影响。

3.5.3. 膜片中间缝隙对各模式传输性能的影响

本节研究了在膜片间纵向距离 Z 和膜片厚度 T 保持不变的情况下, 膜片中间缝隙 K 改变对各模式传输性能的影响。令 $Z=40\text{mm}$, $T=1\text{mm}$, 改变膜片中间缝隙 K 分别为 7mm , 9mm , 10mm , 11mm , 研究膜片中间缝隙对各模式传输性能的影响:

图 3-66 两膜片纵向距离为 $Z=40\text{mm}$, 厚度 $T=1\text{mm}$, 中间缝隙 $K=7\text{mm}$ 图 3-67 膜片纵向距离为 $Z=40\text{mm}$, 厚度 $T=1\text{mm}$, 中间缝隙 $K=9\text{mm}$ 图 3-68 膜片纵向距离为 $Z=40\text{mm}$, 厚度 $T=1\text{mm}$, 中间缝隙 $K=10\text{mm}$

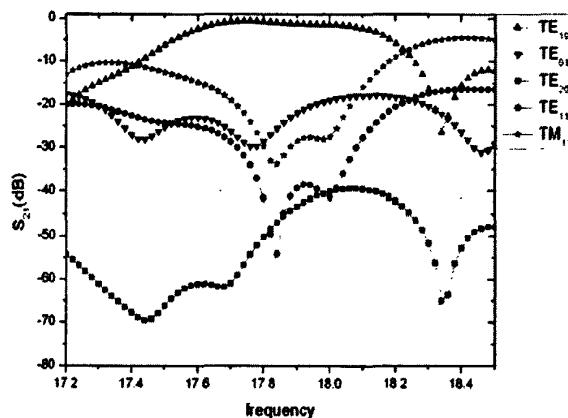


图 3-69 膜片纵向距离为 $Z=40\text{mm}$, 厚度 $T=1\text{mm}$, 中间缝隙 $K=11\text{mm}$

由上面的仿真结果可以发现, 当膜片中间缝隙 K 分别为 7mm, 9mm, 10mm, 11mm, TE_{10} 模的谐振频率分别为 18.18GHz, 18.02GHz, 17.78GHz, 17.76GHz, 可见随着两膜片中间缝隙的变大, 谐振频率变小。在谐振频率处, 模式滤波器对 TE_{10} 的衰减分别为 4.99dB, 1.02dB, 0.67dB, 0.61dB, 对 TE_{01} 模的衰减分别为 19.18dB, 23.1 dB, 26.9dB, 29.7 dB, 对 TE_{20} 模衰减分别为 81.3 dB, 62.5dB, 67.4dB, 54.3dB, 对 TE_{11} 模的衰减分别为 38.9 dB, 37.8dB, 36.9dB, 34.1 dB, 对 TM_{11} 模的衰减分别为 26.3 dB, 23.6 dB, 26.6dB, 24dB。由上述数据分析可知, 模式滤波器对 TE_{01} 模的抑制性能变的差, 对 TE_{20} 模的抑制性能变好, 对 TE_{11} 模的抑制性能变差, 对 TM_{11} 模的抑制性能变差。可见该模式滤波器对高次模的总体抑制性能随着膜片缝隙的增大而变差的。

3.5.4. 连接膜片的大小对各模式传输性能的影响

本节研究了在膜片间纵向距离 Z , 膜片厚度 T 和膜片间缝隙 K 保持不变的情况下, 连接膜片的高 M 的改变对各模式传输性能的影响。令 $Z=40\text{mm}$, $T=1\text{mm}$, $K=10\text{mm}$ 保持不变。改变连接膜片的高 M 分别为 4mm, 5mm, 6mm, 7mm, 研究连接膜片的高的变化对各模式传输性能的影响:

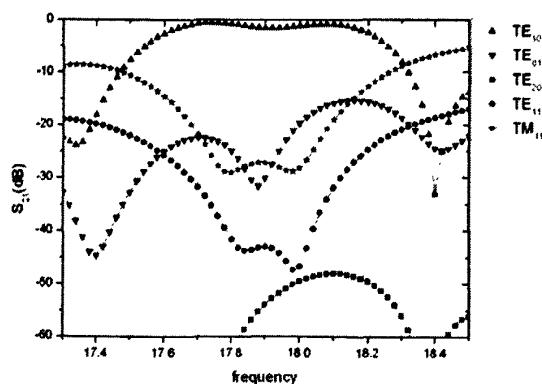


图 3-70 膜片纵向距离 $Z=40\text{mm}$, 厚度 $T=1\text{mm}$, 中间缝隙 $K=10\text{mm}$, 连接膜片高 $M=4\text{mm}$

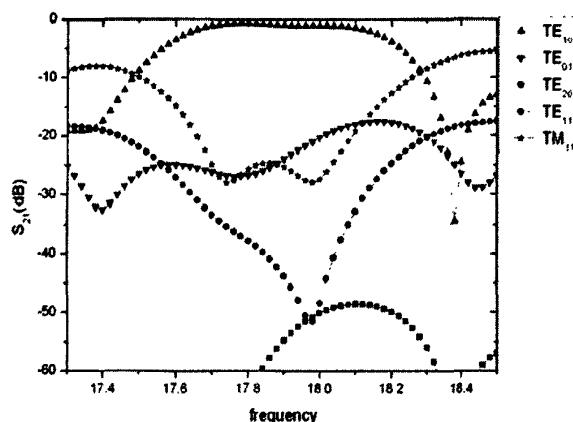


图 3-71 膜片纵向距离为 $Z=40\text{mm}$, 厚度 $T=1\text{mm}$, 中间缝隙 $K=10\text{mm}$, 连接膜片高 $M=5\text{mm}$

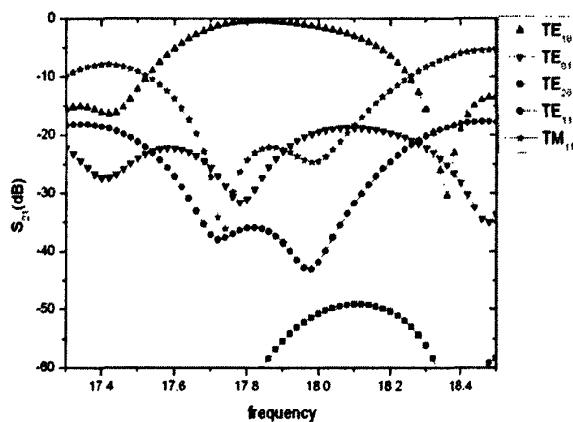


图 3-72 膜片纵向距离为 $Z=40\text{mm}$, 厚度 $T=1\text{mm}$, 中间缝隙 $K=10\text{mm}$, 连接膜片高 $M=6\text{mm}$

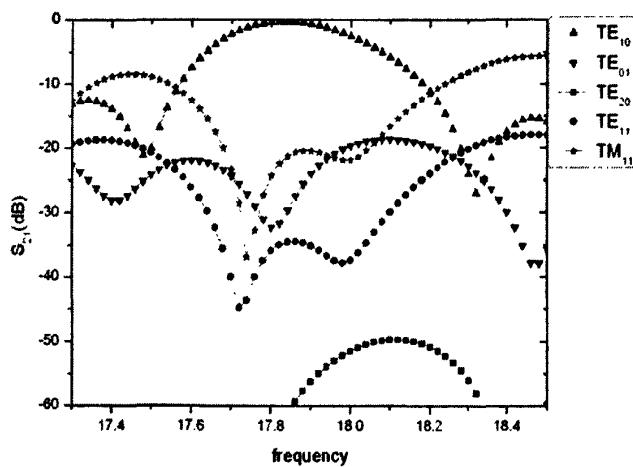


图 3-73 膜片纵向距离为 $Z=40\text{mm}$, 厚度 $T=1\text{mm}$, 中间缝隙 $K=10\text{mm}$, 连接膜片高 $M=7\text{mm}$

由以上仿真结果可得出, 当连接膜片的高分别为 4mm, 5mm, 6mm, 7mm 时, TE_{10} 模谐振频

率分别为 17.74GHz, 17.78GHz, 17.82GHz, 17.84GHz, 可见随着连接膜片高 M 的变大, 谐振频率是变大的。在连接膜片高度的变化过程中, 模式滤波器对 TE₁₀ 模衰减分别为 0.58dB, 0.67dB, 0.37dB, 0.33dB, 可见模式滤波器对 TE₁₀ 模的衰减是随着连接膜片高的增大而减小的。当连接膜片高度 M=4mm 时, 模式滤波器对高次模 TE₀₁, TE₂₀, TE₁₁, TM₁₁ 衰减分别为 22.7dB, 73.8dB, 35.24dB, 25.8dB, 当连接膜片高 M=5mm 时, 对高次模 TE₀₁, TE₂₀, TE₁₁, TM₁₁ 衰减分别为 26.9dB, 67.4dB, 35.9dB, 26.6dB, 当连接膜片高 M=6mm 时, 对高次模 TE₀₁, TE₂₀, TE₁₁, TM₁₁ 衰减分别为 27.3dB, 60.3dB, 36.2dB, 22.3dB, 当连接膜片高 M=7mm 时, 对高次模 TE₀₁, TE₂₀, TE₁₁, TM₁₁ 抑制分别为 29.9dB, 61.3dB, 36.6dB, 21.4dB。由上面结果分析可得, 随着连接膜片的高度的变化, 模式滤波器对 TE₀₁ 模的抑制性能变好, 对 TE₂₀ 模的抑制性能变差, 对 TE₁₁ 模的抑制性能变好, 对 TM₁₁ 模的抑制性能变好, 因此随着连接膜片高的变化, 模式滤波器对高次模的总体抑制性能是变好的。在带宽方面, 当连接膜片由 4mm 增大到 7mm 时, 此模式滤波器带宽分别为对抑制带宽 580MHz, 490MHz, 460MHz, 400MHz, 可以发现, 带宽是随着连接膜片高的增大而减小的。

3.5.5. 小结

以上分析了双电感电容串并联谐振式过模波导模式滤波器中膜片之间纵向距离, 膜片中间缝隙, 膜片的厚度和中间连接膜片高度的变化, 对模式滤波器各模式传输性能的影响。我们得知当膜片中间缝隙, 膜片厚度, 连接膜片的高度不变时, 膜片纵向距离的变大, 可使 TE₁₀ 模的谐振频率变小, 模式滤波器对 TE₁₀ 模衰减变小, 对高次模的总体抑制性能是变好, 带宽也随着膜片间纵向距离增大而增大。当膜片间纵向距离, 膜片中间缝隙和连接膜片的高保持不变, 改变膜片的厚度, TE₁₀ 模谐振频率不随膜片厚度的变化而变化, 模式滤波器对各模式的抑制性能, 带宽也是保持不变的。当膜片的厚度, 膜片纵向距离和连接膜片的高度保持不变, 可见谐振频率中间缝隙增大而减小。模式滤波器对 TE₁₀ 的衰减减小, 对高次模的总体抑制性能是变坏的。

3.6 单膜片式圆波导过模模式滤波器分析

圆波导的 CST 建模如图 3-74 所示:

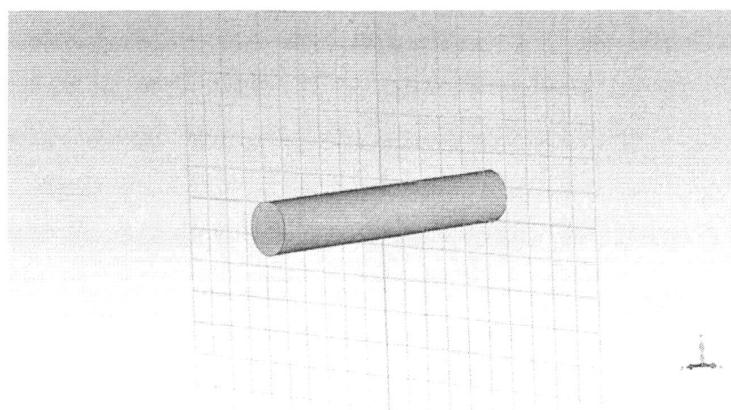


图 3-74 圆波导的 CST 模型

C65 圆波导单模工作频率范围为 6.21—8.51GHz, 在此频率范围内, 该波导以单模形式传输 TE₁₁ 模, 设定波导模型的长度为 200mm, 半径 16.26mm, 由于工程中一般考虑到波导传输模式的前 3 到 5 个模式, 设置激励端口的模式个数为 5, 仿真后得到圆波导内各模式的电磁场分布情况如下:

圆波导各模式电场分布如图所示:

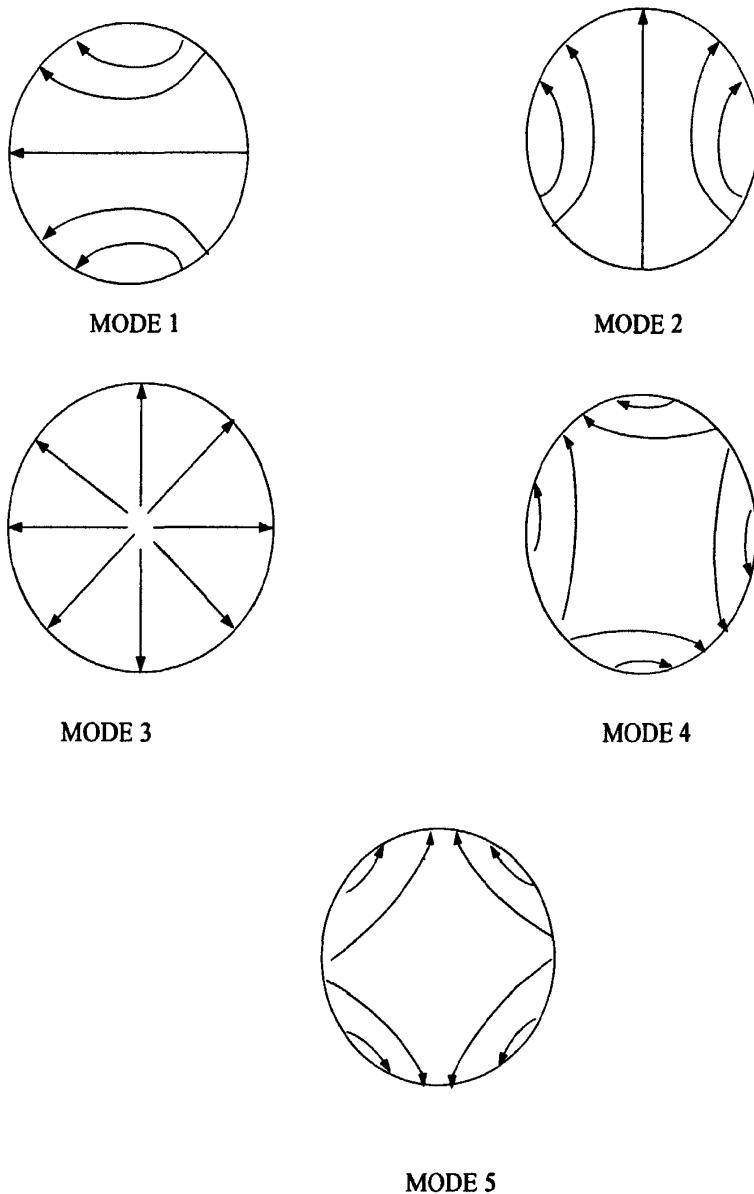


图 3-75 圆波导各模式分布图

由图示结果可以判断, Mode 1 圆波导主模式 TE₁₁ 水平方向的极化简并模, Mode 2 为波导主模 TE₁₁ 垂直方向的极化简并模, Mode 3 为 TM₀₁ 模, Mode 4 为 TE₂₁ 水平方向极化简并模, Mode 5 为 TE₂₁ 模垂直方向的极化简并模, 其中 Mode 3, 4, 5 均为波导的高次模。根据第 2 章的波导理论计算此腔体尺寸条件下, 主模 TE₁₁ 模的截止频率为 5.3GHz, Mode 3, 4, 5 的截止频率分别为 7.04GHz, 8.94GHz, 8.94GHz。在 0-20GHz 可以看出各个模式的传播情况, 此图可以作为我们以后的比较基准。

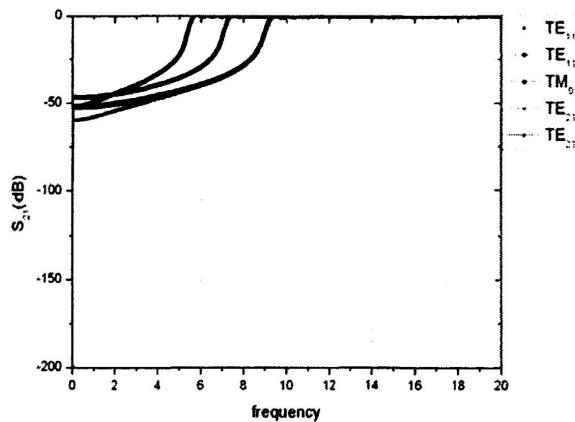


图 3-76 未加膜片时圆波导各模式传输特性

在圆波导中间加入环形膜片，膜片外径与波导相同，设膜片中间孔径的大小为 K ，膜片的厚度为 T ， K 和 T 是可调的。在研究过程中，通过改变 K 和 T 的大小来研究其对各模式传输性能的影响，圆波导模式滤波器模型如图所示：

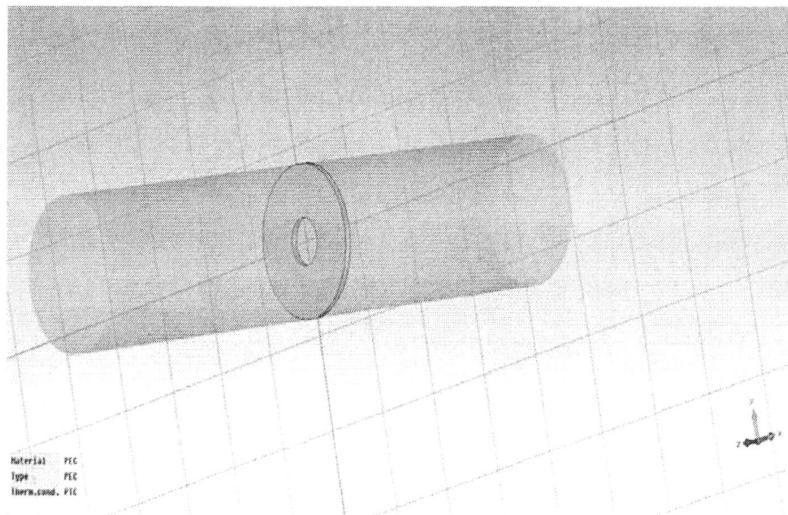


图 3-77 圆波导过模模式滤波器

3.6.1. 膜片厚度对各模式传输性能的影响

本节先来研究一下膜片厚度 T 的大小对各模式传输性能的影响。首先设置膜片孔径 $K=5\text{mm}$ ，改变膜片厚度 T 分别为 1mm , 0.8mm , 0.6mm , 0.1mm ，以下为各模式传输性能随膜片厚度 T 变化时的仿真结果：

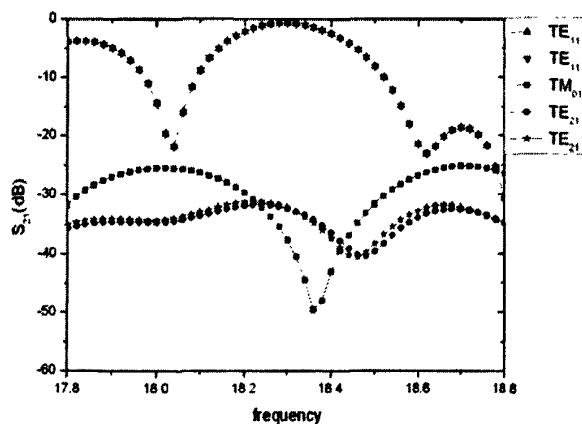


图 3-78 膜片孔径 $K=5\text{mm}$, 厚度 $T=1\text{mm}$

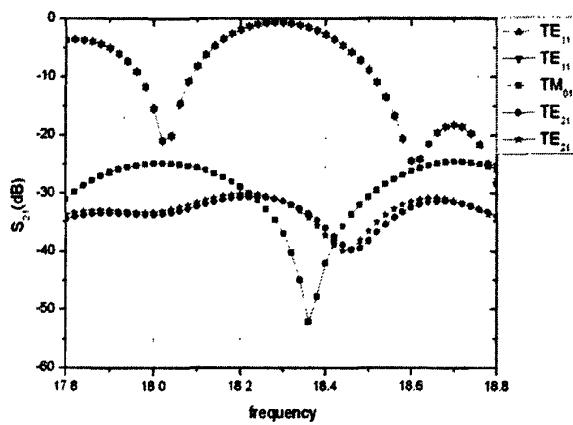


图 3-79 膜片孔径 $K=5\text{mm}$, 厚度 $T=0.8\text{mm}$

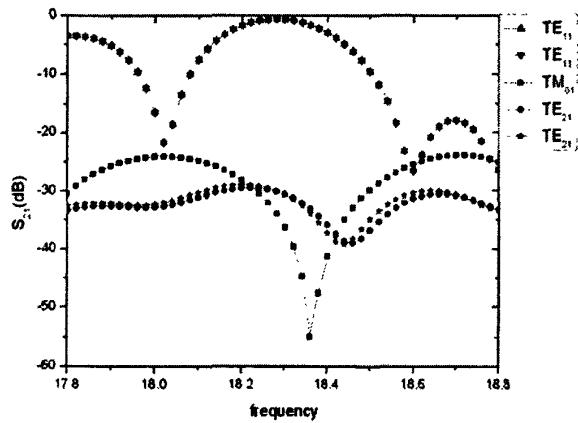


图 3-80 膜片孔径 $K=5\text{mm}$, 厚度 $T=0.6\text{mm}$

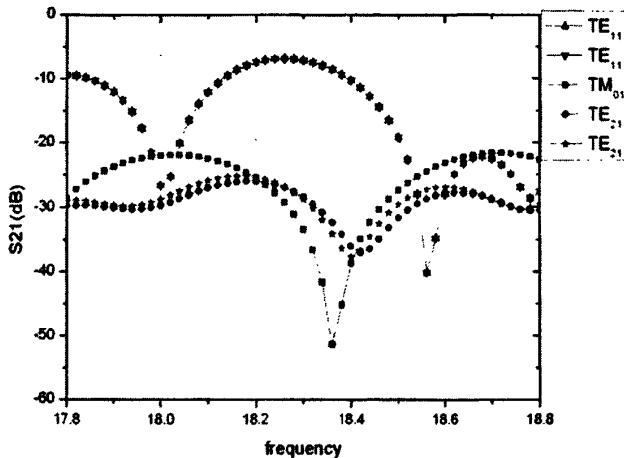


图 3-81 膜片孔径 K=5mm, 厚度 T=0.1mm

由以上仿真结果可以发现,当膜片内径保持不变,改变膜片的厚度 T 分别为 1mm, 0.8mm, 0.6mm, 0.1mm, TE_{11} 模的谐振频率都为 18.3GHz, 18.28GHz, 18.28GHz, 18.28GHz, 即 TE_{11} 模的谐振频率是几乎不随着膜片的厚度变化而变化, 在各谐振频率处, 各模式滤波器对 TE_{11} 模的衰减分别为 0.64dB, 0.64dB, 0.63dB, 0.77dB, 由上可见, 随着膜片厚度的减小, 模式滤波器对主模 TE_{11} 的衰减几乎不变。在各谐振频率处, 模式滤波器对 TM_{01} 衰减分别为 37.6dB, 34.7dB, 33.9dB, 30.8dB, 对 TE_{21} 模水平方向的极化简并模衰减分别为 32.2dB, 31dB, 30.1dB, 30dB, 对 TE_{21} 模竖直方向的极化简并模衰减分别为 32.2dB, 26.9dB, 26.9dB, 26.8dB, 可见随着膜片厚度的减少, 模式滤波器对高次模的总体抑制性能是变差的。

3.6.2. 膜片孔径的大小对各模式传输性能的影响

本节研究了在膜片厚度 T 保持不变的情况下, 膜片中间孔径 K 的大小对各模式传输性能的影响, 令膜片厚度 T=1mm, 改变孔的大小分别为 5mm, 7mm, 9mm, 10mm, 以下为各模式传输性能随膜片孔径 K 变化时的仿真结果:

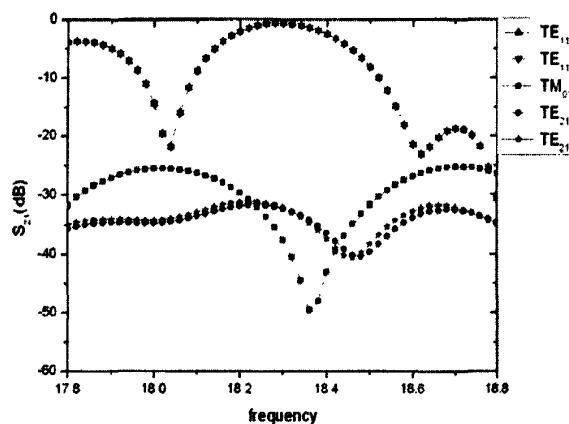


图 3-82 膜片厚度为 $T=1\text{mm}$, 孔径大小 $K=5\text{mm}$

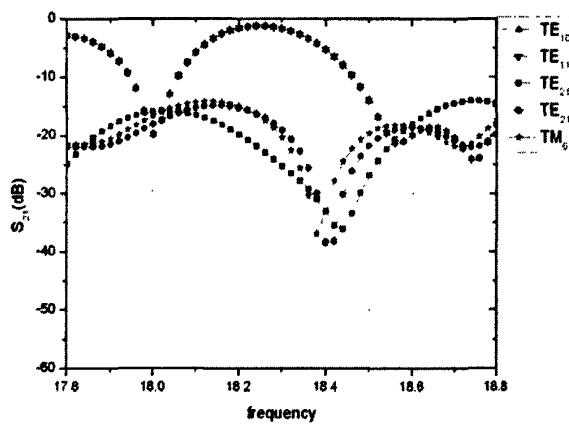


图 3-83 膜片厚度为 $T=1\text{mm}$, 孔径大小 $K=7\text{mm}$

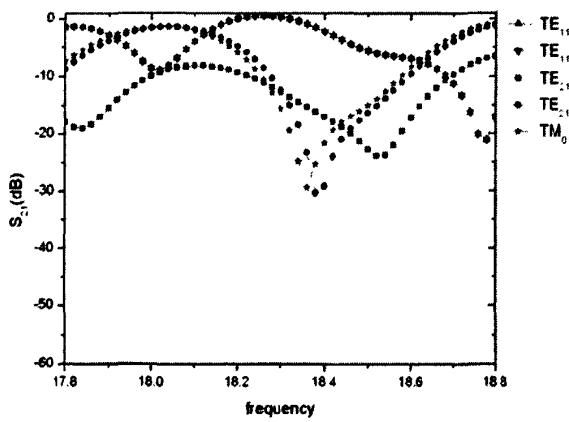
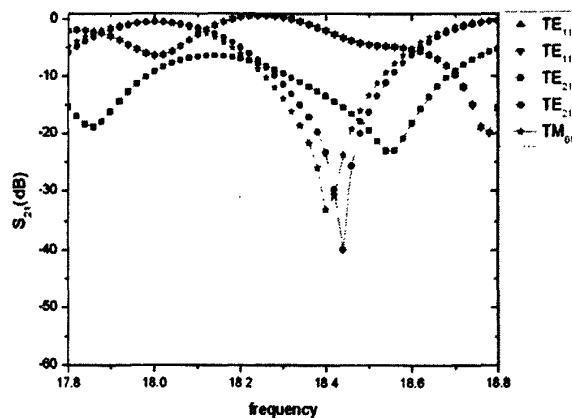


图 3-84 膜片厚度为 $T=1\text{mm}$, 孔径大小 $K=9\text{mm}$

图 3-85 膜片厚度为 $T=1\text{mm}$, 孔径大小 $K=10\text{mm}$

由以上仿真结果可以发现, 膜片厚度 T 保持不变, 改变膜片孔径 K 分别为 5mm, 7mm, 9mm, 10mm, 可见 TE_{11} 模的谐振频率分别为 18.3GHz, 18.26GHz, 18.26GHz, 18.24GHz, 即 TE_{11} 模的谐振频率是随着膜片的孔径变大而变小的。在各谐振频率处, TE_{11} 模的 S 参数分别为 -0.64dB, -1.23dB, 0.58dB, 0.73dB, 由上可见, 由于软件算法问题, 出现了主模 TE_{11} 的 S 参数大于 0dB 的情况。在谐振频率处, 模式滤波器对 TM_{01} 衰减分别为 37.6dB, 21.8dB, 11.1dB, 7.73dB, 对 TE_{21} 模水平方向的极化简并模衰减分别为 32.2dB, 16.9dB, 8.6dB, 7.18dB, 对 TE_{21} 模竖直方向的极化简并模衰减分别为 32.2dB, 16.4dB, 10.6dB, 8.74dB, 可见模式滤波器对高次模的抑制性能是随着膜片孔径的增大而变差的。

第4章 总 结

由于过模波导在应用过程中，波导内会产生高次模，导致主模能量衰减，引起波导性能的恶化，因此对过模波导的研究已经成了对毫米波系统研究的热点之一。本文采用仿真研究的方法，研究了通过在波导内加载膜片构成的模式滤波器，探讨了该模式滤波器对所需模式低衰减而对不需要的模式高衰减的工作机理，分析了不同的形状的波导加载不同形式的膜片、不同尺寸的膜片及多个膜片情况下电磁波各个模式传输情况。通过本文的研究，对过模波导模式滤波器的设计提供有益的参考和帮助。本文的主要工作有以下几点：

1. 研究了工作在 Ku 波段的单电感膜片式过模波导模式滤波器，分析了膜片缝隙宽度和膜片厚度对不同模式传输性能的影响。仿真结果表明，当膜片缝隙宽度的变化会导致谐振频率和对高次模抑制性能的变化；膜片厚度对模式滤波器的谐振频率、带宽影响很小，但对高次模的抑制性能是有影响的。
2. 研究了双电感膜片式过模波导模式滤波器，重点分析了膜片纵向距离、膜片厚度和膜片缝隙宽度对不同模式传输性能的影响。结果表明，双电感膜片的谐振频率要比单电感膜片构成的模式滤波器的谐振频率高，并且谐振频率和带宽均随着膜片纵向距离的增加而增大。
3. 研究了多电感膜片式模式过模波导模式滤波器，分析了膜片纵向距离、膜片厚度和膜片缝隙宽度对不同模式传输性能的影响。结果表明，膜片纵向距离加大时，谐振频率变大，同时模式滤波器对高次模的抑制性能变坏。膜片厚度变化不影响谐振频率，但会使模式滤波器对高次模抑制性能变好。膜片中间缝隙增大会使模式滤波器对高次模的抑制性能变坏。对比单膜片式和双膜片式模式滤波器，可见多膜片式模式滤波器在高次模的抑制性能方面要好。
4. 研究了双电容膜片式过模波导模式滤波器，研究了膜片纵向距离、膜片缝隙宽度和膜片厚度对不同模式传输性能的影响。结果表明，随着膜片纵向距离的增加，双电容膜片的谐振频率减小，对高次模的抑制性能变弱。当膜片缝隙宽度变大时，双电容膜片的谐振频率变大，对高次模的抑制性能变弱。膜片厚度的变化对滤波器的影响不明显。
5. 研究了电感电容串并联谐振型模式滤波器，分析了膜片纵向距离、膜片缝隙宽度、膜片厚度和中间连接膜片高度的变化对模式滤波器各模式传输性能的影响。结果表明，当膜片纵向距离变大时，可使主模的谐振频率变小，模式滤波器对主模衰减变小，对高次模的总体抑制性能变好，带宽增大。谐振频率随着膜片缝隙宽度的增大而减小。改变膜片的厚度时，主模的谐振频率、模式的抑制性能和带宽保持不变。
6. 研究了圆波导过模波导模式滤波器，研究了膜片厚度和膜片孔径对不同模式传输性能的影

响。仿真结果表明，膜片的厚度变化对 TE_{11} 模的谐振频率影响不明显。随着膜片厚度的减小，模式滤波器对主模 TE_{11} 的衰减保持不变，对高次模的抑制性能是减小的。随着膜片孔径的变大， TE_{11} 模的谐振频率变小，模式滤波器对高次模的抑制性能变差。

由于时间等条件的限制，很多研究工作有待于进一步深入：

1. 在研究过模波导模式滤波器时，在矩形波导中主要研究了仅通过 TE_{10} 模的模式滤波器，在圆波导中仅能实现 TE_{11} 模的模式滤波器，没能实现对任意模式进行滤波的模式滤波器，
2. 在模式滤波器的分析研究中，对某些模式存在着抑制程度低，带宽窄的缺点，在以后的研究过程中，需对膜片的各参数进行探讨和修正。

致 谢

本论文是在我的导师殷晓星教授的悉心指导、热忱关怀下完成的，殷老师为了我的论文付出了很多劳动和心血。在攻读硕士学位的这2年多时间里，殷老师一直对我严格要求，因材施教，耐心地给我讲解专业知识，培养专业能力，使我在理论研究和科研能力上得到了长足的进步。殷老师渊博的知识，严谨的治学态度，勇于创新的精神使我今后的学习的榜样。生活中殷老师平易近人，宽厚善良，指引我们树立正确的人生观和价值观。在此，我要衷心的感谢殷老师。

感谢我的另外一个指导老师赵洪新老师的悉心指导，赵老师认真，严谨，为我的研究工作提出了大量宝贵的意见，我在赵老师身上既学习到了专业领域内的知识、方法论，能与赵老师共事是我莫大的荣幸。在我找工作的那段时间内，赵老师夜以继日的对我进行指导，给我非常大的帮助，我要衷心的感谢赵老师。

感谢在实验室工作的洪伟老师、窦文斌老师、崔铁军老师、徐金平老师，我有幸听过他们的授课，接受过他们的悉心指导，平时时常接触，他们高尚的人格、深厚的学术功底深深地影响了我。

感谢实验室的王明涛、俞翔、王涛、张宇鑫、颜军、闫丽娜、包一鸣、陈钚、胡笳鸣、张晖、刘荔、王磊、邱鹏，在这两年多的时间里他们给我的科研上的意见和建议使我受益匪浅，我的每个进步都有他们的功劳。

感谢张正起、宋维娜、张锐、黄超，徐文超，杨海辉，曾伟誉，秦伟等好友的关心和帮助，他们使我的研究生生活丰富多彩，我永远难忘。

最后，我要特别感谢我的家人给我的无私支持和关怀，使我能东南大学衣食无忧，全心求学。

参考文献

- [1] 闫润卿. 微波技术基础第三版. 北京理工大学出版社. 2004
- [2] 殷际杰. 微波技术与天线. 电子工业出版社. 2008
- [3] 薛金良. 毫米波工程基础. 北京: 国防工业出版社, 1998
- [4] 张九龙, 鄢广增. 毫米波卫星通信及抗雨衰技术中国有线电视. 2002. 55-56
- [5] 孟庆蔚. 毫米波通信的应用及发展微波与卫星通信. 1996. 20-23
- [6] 黄志洵, 王晓金. 微波传输线理论与实用技术. 北京: 科学出版社, 1996
- [7] 王晓金. 椭圆波导的过模传输. 光纤与电缆及其应用技术. 2003 第 4 期
- [8] 张军, 钟辉煌. 矩形波纹过模周期慢波结构色散特性及其单模工作分析. 强激光与粒子束. 2003 年 5 月
- [9] Butterworth , et al, Over-moded rectangular waveguides for high power transmission, Proc.IEE 110, 848(1963)
- [10] 刘国治, 刘静月, 黄文华一种简单的高功率微波模式和功率诊断方法. 强激光与粒子束[J], 1998, 10(1):606-610
- [11] Niu X J, "H F . Analysis of High Power l-TM11 Mode Converter in Overmoded Waveguide[R]. 2003 3rd ICMMT in Beijing, 2003. 721. 724.
- [12] M. Guglielmi; A. Alvarez; G. Gheri; "Multimode synthesis procedure for microwave filters based on thick inductive windows", Microwave Symposium Digest, 1993., IEEE MTT-S Digest vol.1, 1993.pp.447 - 450
- [13] 薛金良. 毫米波工程基础. 北京: 国防工业出版社, 1998
- [14] 林为干. 微波理论与技术. 科学出版社. 1979
- [15] King, A.P. ,Transmission loss due to resonance of loosely coupled mode in a multimode system, BSTJ, 4, 899(1956).
- [16] R.A. York and Z. B. Popovic, Active and Quasi-Optical Arrays for Solid-State Power Combining. New York: Wiley, 1997.
- [17] Luebbers R.J., Munk B.A., Analysis of Thick Rectangular Waveguide Windows with Finite Conductivity IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol21.Jul 1973 :461 – 468
- [18] G Eastham and K. Chang, "Analysis of circular and rectangular apertures in a circular waveguide," IEEE MTT-S Digest, 1990.
- [19] Yanfen Zhai; Qingyuan Wang; Zheyu Wang; Xiu Xiao Gao;"The Design of an Iris Waveguide Filter at 35.75 GHz," Millimeter Waves. GSMM 2008. 2008.pp.348 - 350,
- [20] Ruiz-Cruz, J.A.; Zaki, K.A.; Montej-Garai, J.R.; Rebollar, J.M. "Rectangular waveguide elliptic filters with capacitive and inductive irises and integrated coaxial excitation, "IEEE MTT-S Digest, 2005.ppk.4,

- [21] T. S. Chen, "Characteristics of waveguide resonant iris filters," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-15, 1967, pp. 260-262
- [22] M. Guglielmi; A. Alvarez; G. Gheri; "Multimode synthesis procedure for microwave filters based on thick inductive windows", Microwave Symposium Digest, 1993., IEEE MTT-S Digest vol.1, 1993, pp.447 – 450
- [23] Li H F, Thumm M. Mode Conversion Due to Curvature. in Corrogaled Wa~suidcs[J]. 1nt J Electronics, 1991, 71(2): 333-347.
- [24] M. Guglielmi; A. Alvarez; G. Gheri; "Multimode synthesis procedure for microwave filters based on thick inductive windows", Microwave Symposium Digest, 1993., IEEE MTT-S Digest vol.1, 1993, pp.447 – 450
- [25] R. E. Collin, Field Theory of Guided Waves. New York: McGraw-Hill, 1960. pp. 314-367
- [26] L. Lewin, "On the resolution of a class of waveguide discontinuity problems by the use of singular integral equations," IRE Trans. Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-9, 1961, pp. 321-332
- [27] Luis M. Correia, A Comparison of Integral Equations with Unique Solution in the Resonance Region for Scattering by Conducting Bodies IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION, VOL. 41, NO. 1, JANUARY 1993
- [28] N. Marcuvitz, Waveguide Handbook. New York: McGraw-Hill, 1951, pp. 248–257, 404–408
- [29] A. Wexler, "Solution of waveguide discontinuities by modal analysis" IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-15, 1967, pp. 508–517
- [30] A. Wexler, "Solution of waveguide discontinuities by modal analysis" IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-15, 1967, pp. 508–517
- [31] R. Yang and A. S. Omar, "Analysis of Thin Inclined Rectangular Aperture with Arbitrary Location in Rectangular Waveguide," vol. 41, 1993, pp. 1461 – 1463
- [32] 彭沛夫. 微波技术与实验. 清华大学出版社. 2007
- [33] 杨雪霞. 微波技术基础. 清华大学出版社. 2009
- [34] 殷际杰. 微波技术与天线. 电子工业出版社. 2008
- [35] C. Quendo, E. Rius, and C. Person, "Narrow bandpass filters using dual-behavior resonators," IEEE Trans. Microwave Theory Tech. vol. 51, no. 3, 2003, pp. 734–743
- [36] R. Yang and A. S. Omar, "Rigorous analysis of waveguide iris coupling problem," IEEE Trans. Microwave Theory Tech. Vol 41, 1993, pp. 349 - 352
- [37] 王晓金. 椭圆波导的过模传输. 光纤与电缆及其应用技术. 2003
- [38] 张军, 钟辉煌. 矩形波纹过模周期慢波结构色散特性及其单模工作分析. 强激光与粒子束. 2003
- [39] Yaokun Qin, Yixin Yang. Improved Slotted-Filter for Over-Mode Rectangular Waveguide. Shanghai Transmission Lines Research Institute. 2004

- [40] 孙国安. 电磁场与电磁波理论基础. 第二版. 南京: 东南大学出版社, 2003. 1-343
- [41] R. E. 柯林, 候元庆译. 导波场论. 上海科学技术出版社. 1966
- [42] David M. Pozar. Microwave engineering, third edition. John&Sons, Inc. 2005
- [43] P. H. Masterman. "Computer field-matching solution of waveguide transverse discontinuities," Proc. IEEE, vol. 118, 1971. pp. 51-63
- [44] R. Yang and A. S. Omar, "Analysis of Thin Inclined Rectangular Aperture with Arbitrary Location in Rectangular Waveguide, " vol. 41, 1993..pp.1461 – 1463
- [45] Ansoft High Frequency Structure Simulator v 10 User's Guide, Pittsburgh, June 2005
- [46] CST MICROWAVE STUDIO[®] 5 – Getting Started, November 19, 2003

硕士期间发表的论文

- [1] “矩形过模波导模式滤波器设计”，2009 全国电磁环境效应与防护技术研究，最佳论文中国，昆明。李玉福，殷晓星，赵洪新，张晖