

电子科技大学  
UNIVERSITY OF ELECTRONIC SCIENCE AND TECHNOLOGY OF CHINA

# 硕士学位论文

MASTER THESIS



论文题目 大功率宽频带脊波导微波窗研究

学科专业 电子科学与技术

学 号 202221020122

作者姓名 方源

指导教师 王建勋 教 授

学 院 电子科学与工程学院

分类号 TP309.2 密级 公开

UDC 注 1 004.78

# 学 位 论 文

## 大功率宽频带脊波导微波窗研究

(题名和副题名)

方源

(作者姓名)

指导教师

王建勋

教 授

电子科技大学

成 都

(姓名、职称、单位名称)

申请学位级别

硕士

学科专业

电子科学与技术

提交论文日期

论文答辩日期

学位授予单位和日期

电子科技大学

答辩委员会主席

XXXXX

评阅人

注 1: 注明《国际十进分类法 UDC》的类号。

## **English Title**

A Master Thesis Submitted to  
University of Electronic Science and Technology of China

Discipline:	<b>Electronic Science and Technology</b>
Student ID:	<b>202221020122</b>
Author:	<b>English Name</b>
Supervisor:	<b>English name English title</b>
School:	<b>School of Electronic Science and Engineering</b>

## 独创性声明

本人声明所呈交的学位论文是本人在导师指导下进行的研究工作及取得的研究成果。据我所知，除了文中特别加以标注和致谢的地方外，论文中不包含其他人已经发表或撰写过的研究成果，也不包含为获得电子科技大学或其它教育机构的学位或证书而使用过的材料。与我一同工作的同志对本研究所做的任何贡献均已在论文中作了明确的说明并表示谢意。

作者签名：\_\_\_\_\_ 日期：\_\_\_\_年\_\_月\_\_日

## 论文使用授权

本学位论文作者完全了解电子科技大学有关保留、使用学位论文的规定，同意学校有权保留并向国家有关部门或机构送交论文的复印件和数字文档，允许论文被查阅。本人授权电子科技大学可以将学位论文的全部或部分内容编入有关数据库进行检索及下载，可以采用影印、扫描等复制手段保存、汇编学位论文。

（涉密的学位论文须按照国家及学校相关规定管理，在解密后适用于本授权。）

作者签名：\_\_\_\_\_ 导师签名：\_\_\_\_\_

日期：\_\_\_\_年\_\_月\_\_日



## 摘 要

关键词：xxx，xxx，xxx



## ABSTRACT

**Keywords:** xxx, xxx, xxx





# 目 录

<b>第一章 绪 论</b>	1
1.1 生活中的微波真空管器件	1
1.2 真空管的微波窗	1
1.3 真空管中的宽带需求	1
1.4 国内外研究现状	1
1.5 论文结构与安排	1
<b>第二章 微波窗的理论研究</b>	2
2.1 经典微波窗的理论分析	2
2.1.1 盒型窗的理论研究	2
2.1.2 同轴窗的理论研究	5
2.2 阻抗匹配的设计	6
2.2.1 常见微波传输线的特性阻抗	6
2.2.2 脊波导的特性与相关参数	6
2.2.3 双脊波导的匹配设计	8
<b>第三章 6-18GHz 宽频带脊波导窗的设计</b>	9
3.1 传统结构盒型窗的局限性	9
3.2 宽带宽波导窗概述	9
3.3 输入窗的相关研究	11
3.3.1 脊波导窗片的设计	11
3.3.2 计算脊波导窗功率容量	11
3.3.3 关于窗的多物理场分析	11
3.4 模式变换部分的设计	11
3.5 输出窗的相关研究	11
3.5.1 计算脊波导窗功率容量	11
3.5.2 关于窗的多物理场分析	11
3.6 小结	11
<b>第四章 L 波段宽频带脊波导窗的设计</b>	12
4.1 频带搬移时候出现的问题分析	12
4.2 L 波段宽频带脊波导窗的结构设计	12
4.3 计算 L 波段脊波导窗功率容量	12

4.3.1 使用最大场强法计算脊波导窗的功率容量 .....	12
4.3.2 使用二次电子发射计算脊波导窗的功率容量 .....	12
4.4 关于 L 波段脊波导窗片的多物理场分析 .....	12
4.4.1 窗片的温度场分析 .....	12
4.4.2 窗片的应力分析 .....	12
4.5 模式变换部分的设计 .....	12
4.6 小结 .....	12
第五章 窗片测试产生的误差分析 .....	13
第六章 全文总结与展望 .....	14
第七章 README 图表与相关引用规范 .....	15
致 谢 .....	18
附录 A xxxx .....	19
攻读硕士学位期间取得的成果 .....	20
外文资料原文 .....	21
外文资料译文 .....	22

## 图目录

图 7-1 short catption 1 .....	15
图 7-2 随便试试的超级长的标题-总 .....	16
图 7-3 Fig. ....	16

## 表目录

## 缩略词表

英文缩写	英文全称	中文全称
LVM	Logical Volume Manager	逻辑卷管理器

## 主要符号表

符号	说明	页码
tree	trees are the better humans	15

## 第一章 绪 论

- 1.1 生活中的微波真空管器件
- 1.2 真空管的微波窗
- 1.3 真空管中的宽带需求
- 1.4 国内外研究现状
- 1.5 论文结构与安排



## 第二章 微波窗的理论研究

### 2.1 经典微波窗的理论分析

随着时代的发展，微波窗的这种累也趋于多种多样，在理论研究方面比较完备的微波窗是盒型窗与同轴窗，这两种窗的结构较为简单便于使用场匹配或者等效电路法进行研究。由于对这两种窗的结构理论研究有助于后续的窗片设计，故现在在此对这两种窗的基本理论进行相应的论述。

#### 2.1.1 盒型窗的理论研究

常见的盒型窗的主要是由负责进行传输的矩形波导、一个薄圆片形状的介质窗片以及窗片两侧的匹配圆柱波导组成，这其中蕴含了的电磁场边界条件的不连续性，可以使用等效电路法来进行研究。此时将盒型窗的两侧波导以及窗片两侧的空气圆柱部分等效为波导传输线，将较为薄的窗片、矩形波导与圆柱形波导之间的不连续性和窗片与圆柱形波导之间的不连续性等效为电纳。并以此等效思路为基础构建微波窗的等效电路，进而求解电路的频率响应。

常规的盒型窗的矩形波导的工作频率为  $TE_{10}$  模式，其中的圆形窗片的主要工作模式为  $TE_{11}$  模式，这两种模式均为波导的基模。当矩形波导和圆波导进行直接耦合的时候根据文章<sup>[2,3]</sup>的研究表明，此时会出现不连续性，在等效电路中相当于引入了一个等效电纳  $B_T$ ，此时根据式子2-1这个等效电纳可以被表示为：

$$B_T = \frac{b}{\lambda_{gr}} \left\{ 2 \ln \left( \frac{D^2 - b^2}{4bD} \right) + \left( \frac{b}{D} + \frac{D}{b} \right) \ln \left( \frac{D+b}{D-b} \right) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin^2 n\phi}{n^3 \phi^2} \delta_{2n} \right\} \quad (2-1)$$

此时式子中的  $D$  为圆形波导的直径， $a$  和  $b$  分别为矩形波导的长边长度和短边长度， $\beta$  为矩形波导的传播常数， $\lambda_{gr}$  为矩形波导的工作波长， $\lambda_{gc}$  为圆形波导的工作波长， $t$  为圆柱形介质窗片的厚度， $\omega$  为微波窗的角工作频率， $c$  为真空的光速， $\lambda$  为自由空间中的波长。

为了便于封装焊接，窗片的直径最好等于矩形波导的对角线长度，此时根据勾股定理我们可以得到窗片直径  $D$  和矩形波导长短边之间的关系  $D = \sqrt{a^2 + b^2}$ 。关于计算式最后的求和式中的  $\delta_{2n}$  和  $\phi$  的计算方法可以被表示为式子2-2中的2-2a到2-2c所示：

$$\delta_{2n} = \frac{1}{\sqrt{1 - \left( \frac{\beta D}{2\pi n} \right)^2}} - 1 \quad (2-2a)$$

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda_{gr}} \quad (2-2b)$$

$$\phi = \frac{\pi b}{D} \quad (2-2c)$$

根据之前分析的盒型窗中存在的三个不连续性边界条件，可以将原先的盒型窗等效为如-所示的等效电路，在这个等效电路中， $Z_{cir}$  是真空填充的圆柱形波导的特征阻抗， $Z_{rec}$  是矩形波导的特征阻抗， $B_d$  是圆形窗片引入不连续性所等效的归一化电纳， $B_T$  是由于矩形波导与圆柱形波导之间的不连续性引入的归一化电纳。

根据微波网络理论，这个两端口的等效电路可以被表示为一个如2-3所示的  $ABCD$  矩阵，其中  $k = Z_{cir}/Z_{rec}$ ，是真空填充的圆柱形的特征阻抗按照矩形波导的特征阻抗所归一化的特征阻抗比值； $\gamma = \frac{2\pi}{\lambda_{gc}}$  是真空填充的圆柱形波导的传播常数， $l$  是介质窗片两侧的真空填充的圆柱形波导的纵向长度。

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \sqrt{k} & 0 \\ jB_T\sqrt{k} & 1/\sqrt{k} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \gamma l & j \sin \gamma l \\ j \sin \gamma l & \cos \gamma l \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ jB_d & 1 \end{bmatrix} \\ &\times \begin{bmatrix} \cos \gamma l & j \sin \gamma l \\ j \sin \gamma l & \cos \gamma l \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{k} & 0 \\ jB_T\sqrt{k} & \sqrt{k} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2-3)$$

由于此时的窗片的厚度相比于使用窗片介质填充的圆柱形波导的工作波长来说太短，其引入的不连续性可以被等效为电纳  $B_d$ ，详细的计算式是式2-4，其中  $t$  为窗片的厚度， $\varepsilon_d$  为窗片的相对介电常数：

$$B_d = t(\varepsilon_d - 1) \left( \frac{\omega}{c} \right) \left( \frac{\lambda_{gc}}{\lambda} \right) \quad (2-4)$$

此时，假设盒型窗的输入功率为  $P_1$ ，通过盒型窗之后输出功率为  $P_2$ ，根据  $S$  参数以及  $ABCD$  矩阵的定义，我们可以得到  $P_2$  与  $P_1$  的比值为式子2-5：

$$\frac{P_2}{P_1} = \frac{1}{1 + \frac{1}{4}(B - C)^2} \quad (2-5)$$

那么根据能量守恒定律，假设窗片不存在损耗，那么其反射系数  $|\Gamma|$  可以被表示为式子2-6：

$$|\Gamma| = \left| 1 - \left( \frac{P_2}{P_1} \right) \right|^{\frac{1}{2}} \quad (2-6)$$

假设窗片完全传输，那么此时的  $P_2 = P_1$ ，进而根据式子2-5可以推理出来  $ABCD$  矩阵中的  $B = C$ 。为了获得一个可以确定盒型窗的几何参数的进行求解的方程，有必要进行几点假设：

1. 此时的真空填充的圆柱形波导的长度  $l$  可以较为任意的进行选取，注意是较

为任意的选取不是完全任意的选取，因为如果真空填充的圆柱形波导的长度过短，会导致圆柱形波导部分无法被等效为一段传输线，进而导致原先的等效电路模型失效。

2. 窗片的材料已经确定，也就是窗片的相对介电常数  $\varepsilon_d$  是一定的。
3. 要求匹配到的频点  $f$  为已经确定的值，也就是  $\lambda$ 、 $\lambda_{gc}$  和  $\lambda_{gr}$  是已经确定的。

现在我们将原先式子2-3的几个矩阵元素完全相乘，可以得到计算式2-7，式子中2-7a到2-7d为计算式2-3中  $ABCD$  矩阵的四个元素：

$$A = \frac{1}{2}[-(B_d + 2B_T k) \sin(2\gamma l) + (2 - B_d B_T k) \cos(2\gamma l) + B_d B_T k] \quad (2-7a)$$

$$B = -ik \sin(\gamma l)(B_d \sin(\gamma l) - 2 \cos(\gamma l)) \quad (2-7b)$$

$$C = \frac{i(\cos(\gamma l) - B_T k \sin(\gamma l))[(2 - B_d B_T k) \sin(\gamma l) + (B_d + 2B_T k) \cos(\gamma l)]}{k} \quad (2-7c)$$

$$D = \frac{1}{2}[-(B_d + 2B_T k) \sin(2\gamma l) + (2 - B_d B_T k) \cos(2\gamma l) + B_d B_T k] \quad (2-7d)$$

注意到推演结果中  $A$  元素与  $D$  元素相等，这与微波网络中的理论描述相符。此时为了满足  $ABCD$  矩阵的  $B$  与  $C$  元素相等，我们可以将这两个元素进行作差处理，如果相等的话那么可以得到  $B - C = 0$ ，进一步的，可以得到如下关于作差后的表达式2-8：

$$\begin{aligned} B - C &= -\frac{i}{2k} \left( \left[ -B_d(B_T^2 + 1)k^2 + B_d + 4B_T k \right] \cos(2\gamma l) + B_d(B_T^2 + 1)k^2 \right. \\ &\quad \left. - 2 \left\{ k[B_T(B_d + B_T k) + k] - 1 \right\} \sin(2\gamma l) + B_d \right) \\ &= -\frac{i}{2k} \left( B_d(B_T^2 + 1)k^2(1 - \cos(2\gamma l)) + B_d(1 + \cos(2\gamma l)) \right. \\ &\quad \left. + 4B_T k \cos(2\gamma l) - 2 \left\{ k[B_T(B_d + B_T k) + k] - 1 \right\} \sin(2\gamma l) \right) = 0 \quad (2-8) \end{aligned}$$

此时在表达式2-8中，在两边约去  $-\frac{i}{2k}$  后，在两边同时乘以  $\frac{\tan(\gamma l)}{\sin(2\gamma l)}$ ，运用倍角公式并且进行整理后可以得到式子2-8的等价形式2-9，也就是：

$$\begin{aligned} &k[B_d(B_T^2 + 1)k - 2B_T] \tan^2(\gamma l) + \left\{ 2 - 2k[B_T(B_d + B_T k) + k] \right\} \tan(\gamma l) \\ &+ B_d + 2B_T k = 0 \end{aligned} \quad (2-9)$$

假设真空填充的圆柱形波导的长度  $l$  是可以任意选取的，并且此时的要求频点已经确定，式子2-9确定了一个关于  $\tan(\gamma l)$  的一元二次方程，要求情况下的盒型

窗有存在的参数的充分必要条件是这个一元二次方程有解，那么此时可以确定的是这个方程的  $\Delta > 0$ ，这个非常的  $\Delta$  可以得到式子2-10：

$$\Delta = 4 - 4(2 + B_d^2 - 2B_T^2)k^2 + 4(1 + B_T^2)^2k^4 > 0 \quad (2-10)$$

此时  $\Delta$  中， $B_T$  为矩形波导与圆波导直接耦合的归一化电纳， $k$  为真空填充的圆柱形波导的特征阻抗按照矩形波导的特征阻抗所归一化的特征阻抗比值。这两条均为随着矩形波导的尺寸选取进而已经确定的数值。 $B_d$  为窗片引入的归一化电纳，其与窗片的厚度  $t$  相关。

那么盒型窗的标准设计流程便已经确定了：

1. 确定匹配的频点  $f$ 。
2. 根据频点选取合适的矩形波导尺寸以及窗片材料进而得到盒型窗的几何尺寸  $a, b, D$  与窗片的相对介电常数  $\varepsilon_d$ 。
3. 使用微波工程的相关知识，分别计算矩形波导与圆柱形波导在匹配频点的工作波长 ( $\lambda_{gr}, \lambda_{gc}$ ) 与特性阻抗 ( $Z_{rec}, Z_{cir}$ )，为接下来的计算做好准备。
4. 使用式子2-1计算矩形波导与圆柱形波导之间不连续性引入的电纳  $B_T$ ，使用式子2-4和不等式2-10判断窗片厚度  $t$  的取值范围。
5. 综合考量解的存在性、加工的难易程度以及机械结构的牢固性之后选取一个合适的窗片厚度  $t$ ，之后使用软件找到超越方程2-9的解，进而得到真空填充的圆柱形波导  $l$  的长度。
6. 此时考量圆柱形波导  $l$  的长度，并且计算电长度  $l/\lambda_{gc}$ ，最好电长度不要低于 0.1，不然的话会因为圆柱形波导无法被等效为传输线进而导致原先的等效电路模型失效。
7. 使用电磁仿真软件进行建模，验算刚才的参数，并且使用优化进而得到最佳的参数。

### 2.1.2 同轴窗的理论研究

相比于波导窗，由于其基本模式为  $TEM$  模式，基模的截止频率为 0，次高模式截止频率距离其基本模式截止频率更远，带宽更宽。

## 2.2 阻抗匹配的设计

### 2.2.1 常见微波传输线的特性阻抗

### 2.2.2 脊波导的特性与相关参数

脊波导作为一种常见的宽带传输线，针对其主要的理论分析方法是横向谐振法 (Transverse Resonance Method, TRM)。根据参考文献<sup>[2,3,4]</sup>使用横向谐振法可以分析出脊波导的截止频率、主模带宽以及其特性阻抗。需要注意的是，本文主要涉及以及本小节主要分析的脊波导为脊位于矩形波导长边或者短边正中间的对称情况，如果有不对称脊波导的需求的话，可以参考文献<sup>[5]</sup>。

脊波导传输的基本模式是主模类  $TE_{10}$  模式，其次高模式为类  $TE_{20}$  模式，为了分析这两个模式的截止频率，有必要画出脊波导在横向上的等效电路。其中，脊两边的空隙可以分别被等效为两端传输线，脊凸起的平台也可以被等效为一段传输线，凸起的脊的两侧所引入的不连续性由于会与对侧的脊或者底边产生电势差，故可以分别被等效为两端电容。当模式截止时，根据横向谐振法，相当于横向的等效电路陷入谐振情况。此时以脊的左侧为参考平面，假设向左看得到的等效导纳为  $Y_1$ ，向右看得到的等效导纳为  $Y_2$ ，如果产生了横向谐振那么可以得到横向谐振方程2-11：

$$Y_1 = -Y_2 \quad (2-11)$$

以此为基础，我们可以得到分析脊波导的截止频率的横向谐振方程2-12：

$$-\cot \theta_1 + \left( \frac{Y_{02}}{Y_{01}} \right) \tan \theta_2 + \frac{B}{Y_{01}} = 0 \quad (2-12)$$

其中参数可被表示为等式2-13中的2-13a到2-13e：

$$Y_{01} = \frac{k_c}{\omega \mu_0} \left( \frac{1}{b} \right) \quad (2-13a)$$

$$Y_{02} = \frac{k_c}{\omega \mu_0} \left( \frac{1}{d} \right) \quad (2-13b)$$

$$\theta_1 = \frac{\pi(a-s)}{\lambda_c} = \pi \left( 1 - \frac{s}{a} \right) \left( \frac{a}{\lambda_c} \right) \quad (2-13c)$$

$$\theta_2 = \frac{\pi s}{\lambda_c} = \pi \left( \frac{s}{a} \right) \left( \frac{a}{\lambda_c} \right) \quad (2-13d)$$

$$\frac{B}{Y_{01}} \approx 2\delta_r \left( \frac{b}{a} \right) \left( \frac{a}{\lambda_c} \right) \ln \csc \left( \frac{\pi d}{2b} \right) \quad (2-13e)$$

式子2-13中的参数定义如下： $a$  为脊波导长边长， $b$  为脊波导短边长， $s$  为脊的宽度， $d$  为脊凸起后留下的空腔缝隙宽度。 $\delta_r$  为与脊波导相关的几何系数：双脊波

导时  $\delta_r = 1$ ，单脊波导时  $\delta_r = 2$ 。 $\omega$  为当前角频率； $\mu_0$  为真空磁导率。波导截止波数  $k_c = 2\pi/\lambda_c$ ，截止波长  $\lambda_c$  在真空填充脊波导时与截止频率  $f_c$  满足  $\lambda_c = c/f_c$ 。 $Y_{01}$  为脊两侧空腔所引入的导纳， $Y_{02}$  为脊所引入的导纳， $\frac{B}{Y_{01}}$  为脊引入电纳按照  $Y_{01}$  进行归一化之后的结果。

此时如果式子2-13e中的对数函数套三角函数造成超越方程以至于难以求解，可以使用近似替代公式2-14：

$$\ln \csc \left( \frac{\pi \alpha}{2} \right) \approx \frac{1}{2} \left[ \left( \frac{1 + \alpha^2}{\alpha} \right) \ln \left( \frac{1 + \alpha}{1 - \alpha} \right) - 2 \ln \left( \frac{4\alpha}{1 - \alpha^2} \right) \right] \quad (2-14)$$

其中， $\alpha = d/b$ ，为脊的空隙与脊波导短边之比。

关于双脊波导的截止频率有近似的显式解<sup>[?]</sup>，如果双脊波导的几何形状满足以下约束关系2-15：

$$\begin{aligned} 0.01 &\leq \frac{d}{b} \leq 1 \\ 0 &\leq \frac{b}{a} \leq 1 \\ 0 &\leq \frac{s}{a} \leq 0.45 \end{aligned} \quad (2-15)$$

使用式子2-16求解时候的误差小于 1%

$$\begin{aligned} \frac{a}{\lambda_c} = \frac{a}{2(a-s)} &\left[ 1 + \frac{4}{\pi} \left( 1 + 0.2 \sqrt{\frac{b}{a-s}} \right) \left( \frac{b}{a-s} \right) \ln \csc \left( \frac{\pi d}{2b} \right) \right. \\ &\left. + \left( 2.45 + 0.2 \frac{s}{a} \right) \left( \frac{sb}{d(a-s)} \right) \right]^{-\frac{1}{2}} \end{aligned} \quad (2-16)$$

配合 MATLAB 或者 Mathematica 等数学软件，可以对以上式子进行数值求解，进而得到给定几何参数下的脊波导的截止频率。这些公式对要设计一个指定截止频率的脊波导的情况，也有着不错的先验能力。

脊波导跟其他波导类似，其特性阻抗有着不同的定义方式，这里主要介绍电压-电流定义的特性阻抗与功率-电压定义的特性阻抗。根据文章 [?] 的描述，脊波导的电压-电流定义的特性阻抗可以根据式子2-17进行计算：

$$Z_{VI}(\infty) = \left( \frac{b}{a} \right) \left( \frac{d}{b} \right) \left( \frac{a}{\lambda_c} \right) \frac{\pi \eta_0}{\sin \theta_2 + \left( \frac{d}{b} \right) \left[ \frac{B}{Y_{01}} + \tan \left( \frac{\theta_1}{2} \right) \right] \cos \theta_2} \quad (2-17)$$

式子中的参数已经在2-13中被定义过，其中  $\eta_0$  为真空波阻抗。本公式单脊波导或者双脊波导都可以套用，区别为截止频率不同以及2-13e中定义的  $\delta_r$  不同。

脊波导的功率-电压定义的特性阻抗可以根据式子2-18进行计算：

$$Z_{PV}(\infty) = \frac{\pi\eta_0 \left(\frac{b}{a}\right) \left(\frac{d}{b}\right) \left(\frac{a}{\lambda_c}\right)}{\left\{ \begin{aligned} &\left(\frac{d}{b}\right) \left(\frac{b}{a}\right) \left(\frac{2\delta_r a}{\lambda_c}\right) \ln \csc \left(\frac{\pi d}{2b}\right) \cos^2 \theta_2 \\ &+ \frac{\theta_2}{2} + \frac{\sin 2\theta_2}{4} \\ &+ \left(\frac{d}{b}\right) \left(\frac{\cos \theta_2}{\sin \theta_1}\right)^2 \left[\frac{\theta_1}{2} - \frac{\sin 2\theta_1}{4}\right] \end{aligned} \right\}} \quad (2-18)$$

式子中的  $\delta_r$  与之前2-13e中的定义相同，在单脊波导中取 2，在双脊波导中取 1。其余参数也与2-13中的定义相同。

### 2.2.3 双脊波导的匹配设计

脊波导由于其主模带宽非常宽，其经常由于优秀的几何结构特性便于被设计为过渡波导。并且由于其在真空填充时特性阻抗位于常用的标准矩形波导 ( $377\Omega$ ) 与同轴线 ( $50\Omega$ ) 之间便于被设计为矩形波导与同轴线之间的过渡波导，故其是在许多宽带微波器件中常用的微波传输线之一<sup>[7]</sup>。并且由于同频率之下的脊波导的长边长度要短于矩形波导，更加有利于器件的小型化。为了便于后续窗片的测量，有必要确定脊波导到标准矩形波导之间的过渡段的设计方案。常见的脊波导到矩形波导的过渡

## 第三章 6-18GHz 宽频带脊波导窗的设计

### 3.1 传统结构盒型窗的局限性

在前面2.1.1中提到的传统结构的微波窗在许多方面上存在局限性。首先从加工层面来说，因为圆形窗片的半径与圆柱形波导的直径相同，如果想要固定介质窗片，那么就必须从侧面对窗片进行焊接。侧面焊接的气密性与窗片的厚度有关，如果窗片太薄，那么在焊接的过程中就会出现不稳定性，并且窗片的机械强度也会受到影响，过薄的窗片很容易出现打火击穿或者内外压差进而碎裂的情况。观察不等式2-10并且结合等式2-4可以发现，想要特征方程2-9有解，那么对于窗片的厚度  $t$  的取值范围有：

$$0 < t < \frac{\sqrt{\frac{1}{k^2} + 4k^2(1 + B_T^2)^2 - 2(1 - 2B_T^2)}}{(\varepsilon_d - 1)(\omega/c)(\lambda_{gc}/\lambda)} \quad (3-1)$$

传统盒型窗的特征方程说明了，为了确保盒型窗能够正常建造，窗片的厚度  $t$  必须小于一个阈值，过厚的窗片不能使用实现传统盒型窗的匹配方法进行匹配。

### 3.2 宽带宽波导窗概述

现阶段常用的几种宽带宽微波窗的实现方案可以被总结为如下几点，这些方案主要用于改进微波窗与输能波导之间的匹配部分，使得窗片能够在更宽的范围内实现匹配的特点。

在论文 [?] 中，作者使用渐变段实现了从矩形波导的  $TE_{10}$  到圆波导的  $TE_{11}$  模式的渐变过渡，使得窗片的匹配带宽得到增宽。经过作者的调整，实现了材料为氧化铍的窗片，在 212-225GHz 的范围内达到  $S_{11}$  的匹配程度。渐变过渡的优点是较为容易进行设计，并且只要确定前后段的形状后便能使用现有的如小反射理论等理论进行设计。但是缺点是，为了实现这种渐变的过渡段，需要牺牲器件的紧凑性，器件的匹配部分在纵向长度上来说显得较为冗长。

另外一种增加窗片带宽的方案是使用布儒斯特窗<sup>[7]</sup>，将窗片进行倾斜布儒斯特窗的工作原理是什么来着？为什么相对于传统窗片布儒斯特窗的频带更宽？。

原作者在这个方案中，使用了使用化学气相沉积法得



到的钻石窗片，得到了在 111.6-165.7GHz 范围内的回旋管中的十个不同模式均有不错的匹配效果的结果。布儒斯特窗相比于传统的盒型窗，不需要进行匹配段的设计，窗片的匹配与波导浑然一体。但是布儒斯特角的窗片为倾斜焊接的椭圆形窗片，并且在装具焊接过程中部分窗片外露于波导之外。这使得布儒斯特窗在应力方面，相比于传统的圆形窗片更大。并且在加工焊接方面，由于要同时控制窗片的倾斜角与椭圆窗片长轴的朝向，对于装具焊接加工的精度要求更高。

此外还有一种增加窗片带宽的方案是多层窗。物理原理是什么？

多层窗是一个包罗范围较为广泛的解决方案，其中包含了窗片使用多种不同相对介电常数堆叠的方案<sup>[2,3]</sup>，也包括了窗片在纵向方向上进行阶梯状的形变进而实现匹配的方案<sup>[2,3]</sup>，还包括了窗片的匹配段进行紧凑型多层阶梯过渡的方案<sup>[3]</sup>。大部分都可以被等效为不同的相对介电常数堆叠的方案，它们最多可以达到 49% 的相对带宽，并且大部分的设计都非常紧凑，节省了器件在纵向上的匹配所需的长度空间。但是由于需要考量不同层数的相对介电常数，以及调控这些层数的纵向长度，这使得相比于传统的窗，多层窗的设计更加繁琐。并且多层窗在设计完毕之后的进一步的加工方面，多层窗片层级之间

可能存在空隙使得匹配状况变差。并且上述提到的多层或者异形窗片在最终的焊接过程中，熔融焊料易渗入界面缝隙。装配工序中，残留焊料产生的应力使多层或者异形窗发生翘曲位移，致使实际装配参数偏离理论设计值，影响微波窗整体性能<sup>[7]</sup>。

### **3.3 输入窗的相关研究**

#### **3.3.1 脊波导窗片的设计**

#### **3.3.2 计算脊波导窗功率容量**

##### **3.3.2.1 使用最大场强法计算脊波导窗的功率容量**

##### **3.3.2.2 使用二次电子发射计算脊波导窗的功率容量**

#### **3.3.3 关于窗的多物理场分析**

##### **3.3.3.1 窗片的温度场分析**

##### **3.3.3.2 窗片的应力分析**

### **3.4 模式变换部分的设计**

### **3.5 输出窗的相关研究**

#### **3.5.1 计算脊波导窗功率容量**

##### **3.5.1.1 使用最大场强法计算脊波导窗的功率容量**

##### **3.5.1.2 使用二次电子发射计算脊波导窗的功率容量**

#### **3.5.2 关于窗的多物理场分析**

##### **3.5.2.1 窗片的温度场分析**

##### **3.5.2.2 窗片的应力分析**

### **3.6 小结**

## 第四章 L 波段宽频带脊波导窗的设计

### 4.1 频带搬移时候出现的问题分析

### 4.2 L 波段宽频带脊波导窗的结构设计

### 4.3 计算 L 波段脊波导窗功率容量

#### 4.3.1 使用最大场强法计算脊波导窗的功率容量

#### 4.3.2 使用二次电子发射计算脊波导窗的功率容量

### 4.4 关于 L 波段脊波导窗片的多物理场分析

#### 4.4.1 窗片的温度场分析

#### 4.4.2 窗片的应力分析

### 4.5 模式变换部分的设计

### 4.6 小结

## 第五章 窗片测试产生的误差分析

## 第六章 全文总结与展望

## 第七章 README 图表与相关引用规范

角标参考文献<sup>[?]</sup>测试，普通参考文献 [?]

这是符号tree[?]

$\hat{H}, f(x), \vec{V}$

$\hat{H}$

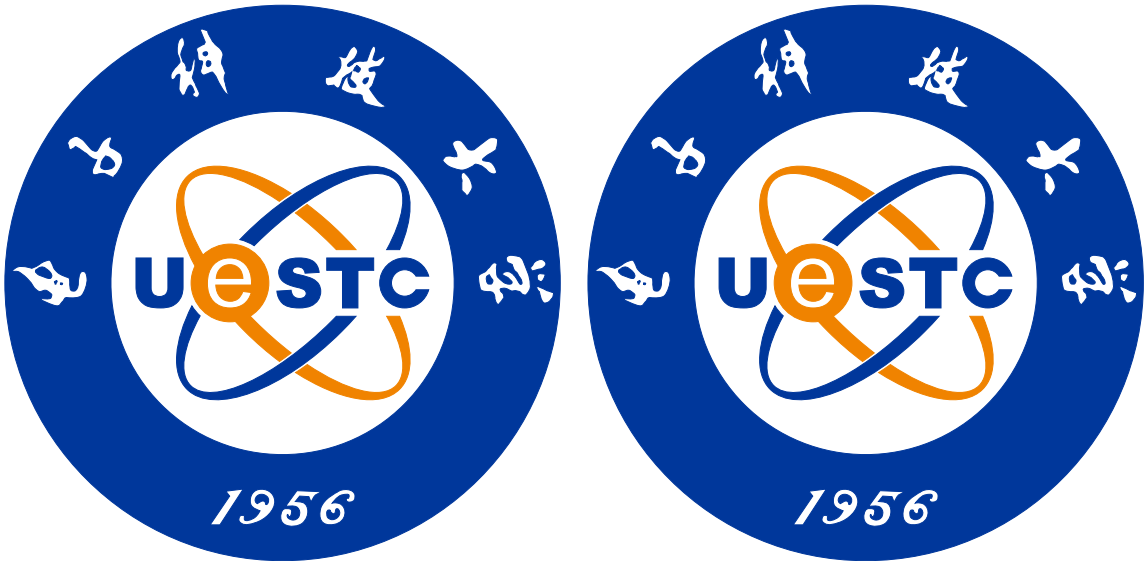
$C_i$

这是缩略词 Logical Volume Manager 的长引用，这是缩略词的短引用 LVM 。



图 7-1 Test caption 1

算法框：



(a) 随便试试的超级长的标题

(b) 随便试试的超级长的标题

图 7-2 随便试试的超级长的标题-总



(a) Fig. 1

(b) Fig. 2



(c) Fig. 3

(d) Fig. 4

图 7-3 Fig.

算法 7-1 How to wirte an algorithm.

**Data:** this text

**Result:** how to write algorithm with  $\text{\LaTeX}2\epsilon$

1 initialization;

2 **while not at end of this document do**

3     read current;

4     **if understand then**

5         go to next section;

6         current section becomes this one;

7     **else**

8         go back to the beginning of current section;

9     **end**

10 **end**

这是算法7-1。



## 致 谢

XXXX

## 附录 A xxxx

## 攻读硕士学位期间取得的成果

### 1.1 学术论文

- [1] **Ren, Yanjing** and Li, Jingwei and Yang, Zuoru and Lee, Patrick PC and Zhang, Xiaosong. Accelerating Encrypted Deduplication via SGX[C]. Proc.of USENIX ATC, 2021, 957-971. **CCF-A**

### 1.2 发明专利

- [2] 李经纬, 杨祚儒, **任彦璟**, 李柏晴, 张小松. 一种可调节加密重复数据删除方法:CN111338572B[P]. 2021-09-14.

## 外文资料原文

### 1.1 Tahoe-LAFS: The Least-Authority File System

## 外文资料译文

### 1.1 Tahoe-LAFS：最小权限文件系统