

太赫兹波导双工器研究

王婧^{1,2*}, 张升伟¹, 罗阳锦^{1,2}, 孟进¹

(1. 中国科学院国家空间科学中心 微波遥感重点实验室, 北京 100190;

2. 中国科学院大学, 北京 100190)

摘要:利用微小卫星组网进行对地观测,实现微波器件小型化已成为目前空间遥感的发展趋势之一.针对微小卫星大气微波探测仪,设计了两款高性能的太赫兹波导双工器.利用模式匹配法分析双工器中不连续单元并进行双工器参数优化.在 89 GHz 滤波器部分采用改变谐振腔宽度的方法来提高带外抑制.仿真结果表明,两款双工器具有良好的插损、带外抑制、回波损耗等性能,证明了模式匹配法对太赫兹器件设计的有效性.

关键词:太赫兹;波导双工器;模式匹配法;带外抑制

中图分类号:TN61 **文献标识码:**A

Development of terahertz waveguide diplexer

WANG Jing^{1,2*}, ZHANG Sheng-Wei¹, LUO Yang-Jin^{1,2}, MENG Jin¹

(1. Key Laboratory of Microwave Remote Sensing, National Space Science Center,
Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China;

2. University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China)

Abstract: Using formation networking of micro-satellites to observe the earth and miniaturizing microwave devices has been one of the development trends of space remote sensing. Based on atmospheric microwave sounder for micro-satellites, two high-performance terahertz waveguide diplexers were designed. With mode-matching method, the discontinuity element of diplexer was analyzed and the parameters of diplexer were optimized. In order to improve out-band rejection of 89 GHz filter, different widths of resonant cavity was adopted. The simulation results indicated that two diplexers had good performance in insertion loss, out-band rejection, return loss, etc. It is proved that mode-matching method is effective in designing terahertz devices.

Key words: terahertz, waveguide diplexer, mode-matching method, spurious passband suppression

PACS: 87.50.U-, 84.40.Az

引言

我国处于亚洲季风区,气候极不稳定,导致我国季节降水和年际降水的时空分布不均衡,气象灾害频发,因此针对暴雨、台风等极端天气的预报和监测意义重大.目前气象卫星主要有静止轨道气象卫星和极轨气象卫星.静止轨道气象卫星可以实现对覆盖区域的连续观测,实时性高,但是受轨道高度的约束,其只能进行光学和可见光观测,不能穿透云雨,

只能在白天工作.极轨气象卫星以固定的时相和时间间隔对全球进行观测,可以实现全天候观测,但是由于回访周期长,不能实时监测极端天气,而且这类卫星的成本都很高.与以上二者相比,利用低轨道微小卫星组网进行对地观测是提高时间分辨率和空间分辨率,实现极端天气预报的有效途径.

微小卫星大气微波探测仪包括温度探测仪和湿度探测仪.图 1 为氧气水汽的吸收系数与频率的关系^[1],其中设定的大气压强为 1 013 hPa,大气温度

收稿日期:2017-10-13,修回日期:2018-01-18

Received date: 2017-10-13, revised date: 2018-01-18

基金项目:青年人才托举工程(2015QNRC001)

Foundation items: Supported by the Young Elite Scientist Sponsorship Program by CAST (2015QNRC001)

作者简介(Biography): 王婧(1990-),女,山西太原人,博士研究生,主要研究领域为微波遥感、太赫兹波导器件. E-mail: wangjingcoral@126.com

* 通讯作者(Corresponding author): E-mail: wangjingcoral@126.com

为 300 K,水汽密度为 1 g/m^3 . 根据氧气和水汽吸收峰所在的频段,为了获得精细的大气温度与湿度廓线,本文的大气微波探测仪工作频段为 89 GHz、118 GHz、166 GHz 和 183 GHz. 其中,118 GHz 是主探测频率,分为 5 个通道,频率分别为 $(118 \pm 0.08) \text{ GHz}$ 、 $(118 \pm 0.2) \text{ GHz}$ 、 $(118 \pm 0.8) \text{ GHz}$ 、 $(118 \pm 2.5) \text{ GHz}$ 、 $(118 \pm 5) \text{ GHz}$,工作在氧气吸收频段来获取大气层不同高度的温度分布资料. 183 GHz 也是主探测频率,分为 3 个通道,频率分别为 $(183 \pm 1) \text{ GHz}$ 、 $(183 \pm 3) \text{ GHz}$ 、 $(183 \pm 7) \text{ GHz}$,工作在水汽吸收频段来获取大气层不同高度的湿度分布资料. 89 GHz 和 166 GHz 为辅助探测频率,除用来修正主探测通道的数据,还可以来探测云中含水量、强降雨、卷云等大气参数.

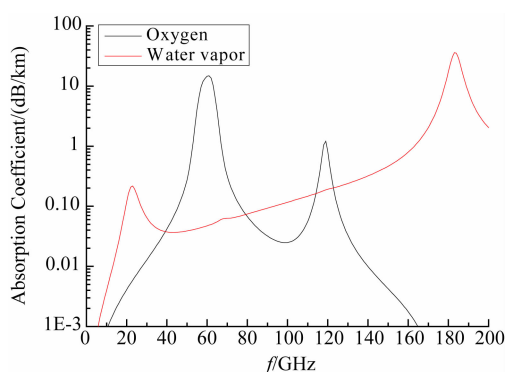


图 1 氧气水汽的吸收系数与频率的关系
Fig. 1 The relationship between oxygen, water vapor absorption coefficients and frequency

为了实现探测仪射频部分的频率分离功能,目前微波器件集成一体化、小型化已成为国内外研究的热点之一. 国外气象卫星 MetOp-SG 搭载的微波探测仪 (MWS) 采用频率选择表面 (FSS) 进行频率分离,带内插损小于 0.5 dB ^[2]. 微纳卫星 MiRaTA 搭载的微波辐射计 (MWR) 采用基片集成波导 (SIW) 技术将 V 波段与 G 波段进行分离^[3]. 立方体卫星 TEMPEST 搭载的毫米波辐射计 (MR) 采用波导器件实现频率分离^[4-5]. 本文采用波导器件作为极化分离器将低频 (89 GHz 和 118 GHz) 与高频 (166 GHz 和 183 GHz) 分开,再设计两个双工器实现射频部分的频率分离,这样减小了探测仪的体积,有利于星载辐射计的小型化,大气微波探测仪系统框图如图 2 所示.

微波双工器是用来把一个信号频谱分成两个频率段的微波器件. 常用的双工器有微带双工器、声表面波双工器、介质双工器、同轴双工器、波导双工器

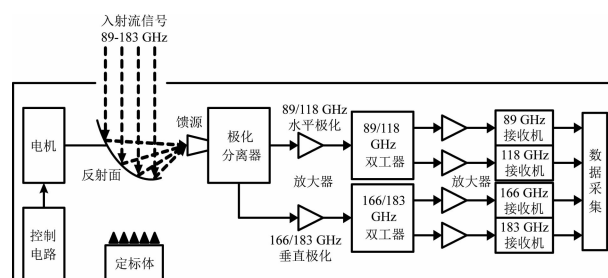


图 2 基于微小卫星的大气微波探测仪系统框图
Fig. 2 The system block diagram of atmospheric microwave sounder for micro-satellites

等. 本文设计的双工器已经到太赫兹波段,因此选用波导双工器方式实现,针对微小卫星平台的四频段大气微波探测仪,开展了波导太赫兹双工器的设计与研制.

双工器的基础是设计两个带通滤波器,设计方法有很多. 传统的等效电路法是将场模型近似为电路模型,采用公式推导求解滤波器的电尺寸,该方法忽略了高次模和膜片厚度的影响,求解精度不高^[6]. 对于器件几何结构复杂,包含的不连续段较多的情况下,利用有限元法求解时,需要划分的有限元网格数大幅增加,导致求解过程相对缓慢. 模式匹配法是一种半解析半数值的求解方法,在不连续面处采用切向电磁场匹配的方法来求解广义散射矩阵^[7],然后通过广义散射矩阵进行双工器参数优化. 本文设计的双工器需要优化的参数较多,因此采用传统的等效电路法求得双工器中两个带通滤波器参数的初值,然后通过模式匹配法得到整个双工器的广义散射矩阵,使用极值法优化参数.

1 理论分析

1.1 等效电路法

计算带通滤波器的初值,选择切比雪夫型低通原型,根据带外衰减、纹波特性来确定滤波器的阶数 n . 根据滤波器阶数 n 和纹波特性,查表可得归一化元件值 $g_0 \sim g_{n+1}$.

通过频率转换,得到带通滤波器各阻抗变换器 K 值:

$$\begin{cases} K_{i,i+1} = \pi W_\lambda / 2 \sqrt{g_i g_{i+1}} \\ K_{0,1} = K_{n,n+1} = \sqrt{\pi W_\lambda / 2 g_0 g_1} \\ W_\lambda = (\lambda_{g1} - \lambda_{g2}) / \lambda_{g0} \\ \lambda_{g0} = (\lambda_{g1} + \lambda_{g2}) / 2 \end{cases}, \quad (1)$$

其中 $i = 1, 2, 3, \dots, n-1$, W_λ 是滤波器的相对带宽,

$\lambda_{g1}, \lambda_{g2}$ 是两个截至频率对应的波导波长, λ_{g0} 是中心频率的波导波长.

则各并联电抗 X 为:

$$X_{i,i+1} = K_{i,i+1} / (1 - K_{i,i+1}^2) \quad (2)$$

其中 $i=0, 1, 2, \dots, n$.

通过式(3)可得两电感膜片之间的距离为^[8]:

$$l_i = \frac{\lambda_{g0} [2\pi - \arctan(2X_{i-1,i}) - \arctan(2X_{i,i+1})]}{4\pi} \quad (3)$$

其中 $i=1, 2, 3, \dots, n$.

最后利用等效电路法,对有限厚度的电感膜片进行近似,可得各个膜片的窗孔宽度 d 为:

$$d_i = (2\alpha/\pi) \arctan(\sqrt{\lambda_{g0} X_{i-1,i}/a}) \quad (4)$$

其中 $i=1, 2, 3, \dots, n+1, a$ 是波导长边的长度.

1.2 模式匹配法

双工器的基本形式如图3所示^[9],本文设计的双工器是由两个电感膜片耦合滤波器和一个H面带膜片的T接头组成.整个双工器有两种不连续的基本单元,如图4和图5所示,即H面双边不连续和H面带膜片的T接头.采用模式匹配法对其基本单元进行分析得到广义散射矩阵,再通过级联公式将波导传输线的散射矩阵与基本单元的广义散射矩阵级联起来,得到整个双工器的广义散射矩阵^[10].

1.2.1 H面双边不连续

矩形波导主模 TE_{10} 激励时,H面双边不连续段中只能激励 $TE_{2m+1,0}$ 模.根据模式匹配法在I区和II区的分界面上电场和磁场的切向分量分别相等^[11],来求解 $z=0, z=t$ 处的 S 矩阵.

通过计算可得 $z=0$ 不连续面处的散射矩阵 S_1 各元素为:

$$\begin{aligned} S_{11} &= (MM^T + I)^{-1}(MM^T - I) \\ S_{12} &= 2(MM^T + I)^{-1}M \\ S_{21} &= M^T(I - S_{11}) \\ S_{22} &= I - M^T S_{12} \end{aligned} \quad (5)$$

其中 M 是通过模式匹配法求得的耦合系数矩阵,其各元素为:

$$M_{mn} = 2 \sqrt{k_{2m}^1 / (a d k_{2n}^II)} \int_{(a-d)/2}^{(a+d)/2} \sin(m\pi x/a) \cdot \sin[\frac{n\pi}{d}(x - a/2 + d/2)] dx \quad (6)$$

其中 k_{2m}^I 是I区中取第 m 个模式的截止波数, k_{2n}^II 是II区中取第 n 个模式的截止波数, I 为单位矩阵.

由于对称性可知 $z=t$ 不连续面处的散射矩阵 S_2 为:

$$S_2 = \begin{bmatrix} S_{22} & S_{21} \\ S_{12} & S_{11} \end{bmatrix} \quad (7)$$

II区可看作长度为 t 的矩形波导,其散射矩阵 S_L 为:

$$S_L = \begin{bmatrix} 0 & V \\ V & 0 \end{bmatrix}, V = \text{Diag}(\exp(-\gamma_n t)) \quad (8)$$

其中 γ_n 是II区取第 n 个模式的传播常数.

H面双边不连续段的散射矩阵 S_D 由 $z=0, z=t$ 和II区长度为 t 矩形波导的 S 矩阵级联而成, S_D 的各元素为:

$$\begin{aligned} S_{11}^D &= S_{11} + S_{12} V [I - (S_{22} V)^2]^{-1} S_{22} V S_{21} \\ S_{12}^D &= S_{12} V [I - (S_{22} V)^2]^{-1} S_{21} \\ S_{21}^D &= S_{12} [I - (V S_{22})^2]^{-1} V S_{21} \\ S_{22}^D &= S_{11} + S_{12} [I - (V S_{22})^2]^{-1} V S_{22} V S_{21} \end{aligned} \quad (9)$$

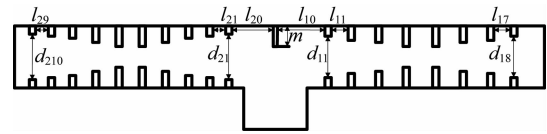


图3 双工器的结构图
Fig.3 Structure diagram of diplexer

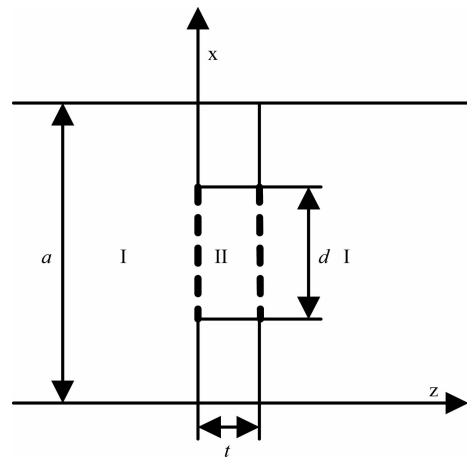


图4 H面双边不连续
Fig.4 Bilateral discontinuity of H-plane

1.2.2 H面带膜片的T接头

采用单端口模式匹配法,如图5所示,将H面带膜片的T接头分成3个单端口网络进行求解,最后综合起来得到最终的广义散射矩阵.矩形波导主模 TE_{10} 激励时,H面带膜片的T接头中只能激励 TE_{m0} 模,即只存在 E_y, H_x, H_z 三个场分量.

首先,分别对以上三种情况利用电磁边界条件

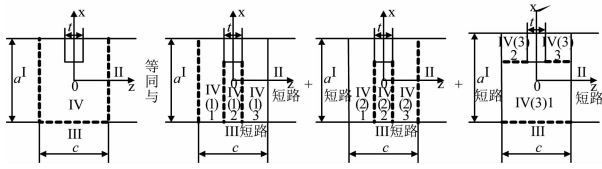


图5 H面带膜片的T接头

Fig. 5 T-junction with iris of H-plane

求得相应参数. 然后在 $z = -c/2$ 、 $z = c/2$ 和 $x = -a/2$ 面上匹配切向场分量 E_y , 如式(10)所示:

$$\begin{aligned} E_y^I &= E_y^{IV(1)1} & z &= -c/2 \\ E_y^{II} &= E_y^{IV(2)3} & z &= c/2 \\ E_y^{III} &= E_y^{IV(3)1} & x &= -a/2 \end{aligned} \quad (10)$$

然后在 $z = -c/2$ 和 $z = c/2$ 面上匹配切向场分量 H_x , 在 $x = -a/2$ 面上匹配切向场分量 H_z , 如公式(11)所示:

$$\begin{aligned} H_x^I &= H_x^{IV(1)1} + H_x^{IV(2)1} + \sum_{i=1}^3 H_x^{IV(3)i} & z &= -c/2 \\ H_x^{II} &= H_x^{IV(1)3} + H_x^{IV(2)3} + \sum_{i=1}^3 H_x^{IV(3)i} & z &= c/2 \\ H_z^{III} &= \sum_{i=1}^3 H_z^{IV(1)i} + \sum_{i=1}^3 H_z^{IV(2)i} + H_z^{IV(3)1} & x &= -a/2 \end{aligned} \quad (11)$$

以上各区域的电磁场都可以表示为 m 个模式的场的叠加形式, 通过模式匹配后, 即可求得 H 面带膜片的 T 接头的广义散射矩阵 S_T .

将以上基本单元与有限长度的波导传输线通过级联公式级联起来, 得到整体双工器的广义散射矩阵, 用于后续的优化设计.

2 太赫兹双工器实例

本文设计两个电感膜片耦合波导太赫兹双工器, 即 166/183 GHz 双工器和 89/118 GHz 双工器, 为搭载在微小卫星上的微波大气探测器实现频率分离功能.

2.1 166/183 GHz 双工器设计

本太赫兹双工器要求的技术指标如下:

> 通带 1: 中心频率 $f_{01} = 165.5$ GHz, 带宽 $\Delta f_1 = 3$ GHz 内的插损 $IL < 0.5$ dB, 带外抑制 $L > 20$ dB @ 175 GHz 到 191 GHz;

> 通带 2: 中心频率 $f_{02} = 183$ GHz, 带宽 $\Delta f_2 = 16$ GHz 内的插损 $IL < 0.5$ dB, 带外抑制 $L > 20$ dB @ 164 GHz 到 167 GHz;

> 输入输出端口的回波损耗 $VSWR > 15$ dB;

> 驻波系数 $\rho < 1.1$.

根据双工器两主频范围, 输入输出波导口采用标准波导接口 WR5 ($a = 1.295$ mm, $b = 0.648$ mm), 为了方便加工, 滤波器膜片厚度设定为 0.4 mm, T 接头膜片厚度设定为 0.2 mm, 根据以下步骤进行双工器优化设计:

1) 采用等效电路法求滤波器参数初值

采用等效电路法, 根据式(1-4)求 166 GHz 和 183 GHz 滤波器参数初值, 根据双工器的技术指标可得, 166 GHz 滤波器采用 7 阶并联电感膜片耦合形式, 183 GHz 滤波器采用 9 阶并联电感膜片耦合形式, 如图 3 所示. 在两个滤波器互不影响的前提下, 为了提高滤波器带内性能, 166 GHz 滤波器带宽设计为 160 ~ 170 GHz, 183 GHz 滤波器带宽设计为 173 ~ 193 GHz^[12].

2) 采用模式匹配法优化滤波器参数

将等效电路法计算得到的滤波器参数作为初值, 利用模式匹配法级联波导传输线与 H 面双边不连续单元的散射矩阵, 得到整个滤波器的广义散射矩阵, 通过广义散射矩阵进行参数优化, 优化方法采用极值法, 使目标函数 f_f 为最小值^[13].

$$\begin{cases} f_f = \sum_i (X_i)^2 + \sum_i (Y_i)^2 + \sum_j (Z_j)^2 \\ X_i = \begin{cases} \omega_{1i}(a_i - |20\lg S_{11}(f_i)|) & |20\lg S_{11}(f_i)| < a_i \\ 0 & |20\lg S_{11}(f_i)| \geq a_i \end{cases} \\ Y_i = \begin{cases} \omega_{2i}(|20\lg S_{21}(f_i)| - b_i) & |20\lg S_{21}(f_i)| > b_i \\ 0 & |20\lg S_{21}(f_i)| \leq b_i \end{cases} \\ Z_j = \begin{cases} \omega_{3j}(c_j - |20\lg S_{21}(f_j)|) & |20\lg S_{21}(f_j)| < c_j \\ 0 & |20\lg S_{21}(f_j)| \geq c_j \end{cases} \end{cases} \quad (12)$$

其中 $i = 51$ $j = 30$ 分别是带内带外取的频点个数, f_i 和 f_j 分别是带内带外频率点, a_i 是输入输出端口的回波损耗最小值取 15 dB, b_i 是带内插损最大值取 0.5 dB, c_i 是带外抑制最小值取 20 dB, ω_{1i} , ω_{2i} , ω_{3j} 是权重值都取 1. 通过模式匹配法优化后的两个滤波器性能指标如表 1 所示, 特性曲线如图 6 和图 7 所示.

表 1 滤波器设计结果

Table 1 Results of designed filters

滤波器	谐振腔个数	带内插损 /dB	回波损耗 /dB	带外抑制 /dB
166 GHz 滤波器	7	0.02	23.361	37.457
183 GHz 滤波器	9	0.034	21.082	76.341

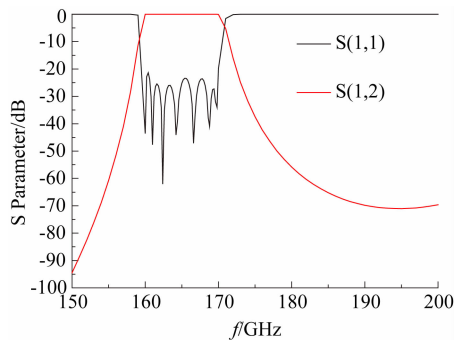


图 6 166 GHz 滤波器特性
Fig. 6 Property of 166 GHz filter

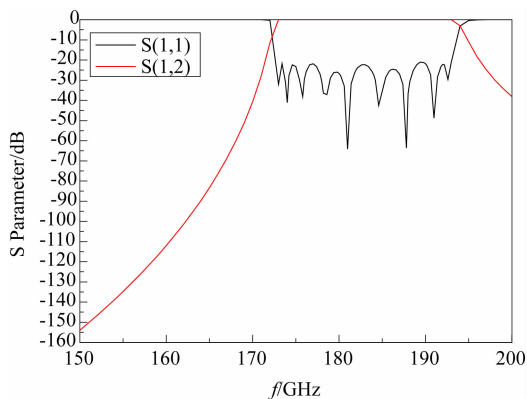


图 7 183 GHz 滤波器特性
Fig. 7 Property of 183 GHz filter

3) 采用模式匹配法优化双工器部分参数

采用 H 面带膜片的 T 接头将两个滤波器连起来,利用模式匹配法级联两个滤波器与 H 面带膜片的 T 接头的散射矩阵,得到整个双工器的广义散射矩阵,并进行参数优化.先将优化好的滤波器参数作为定值,需要优化的参数有 l_{10} 、 l_{20} 和 m ,如图 3 所示,采用极值法使目标函数 f_d 为最小.

$$\begin{cases}
 f_d = \sum_i (X_i^1)^2 + \sum_i (Y_i^1)^2 + \sum_j (Z_j^1)^2 + \\
 \quad \sum_i (X_i^2)^2 + \sum_i (Y_i^2)^2 + \sum_j (Z_j^2)^2 \\
 X_i^1 = \begin{cases} \omega_{1i}(a_i - |20\lg S_{11}(f_i^1)|) & |20\lg S_{11}(f_i^1)| < a_i \\ 0 & |20\lg S_{11}(f_i^1)| \geq a_i \end{cases} \\
 Y_i^1 = \begin{cases} \omega_{2i}(|20\lg S_{21}(f_i^1)| - b_i) & |20\lg S_{21}(f_i^1)| > b_i \\ 0 & |20\lg S_{21}(f_i^1)| \leq b_i \end{cases} \\
 Z_j^1 = \begin{cases} \omega_{3j}(c_j - |20\lg S_{21}(f_j^1)|) & |20\lg S_{21}(f_j^1)| < c_j \\ 0 & |20\lg S_{21}(f_j^1)| \geq c_j \end{cases} \\
 X_i^2 = \begin{cases} \omega_{4i}(a_i - |20\lg S_{11}(f_i^2)|) & |20\lg S_{11}(f_i^2)| < a_i \\ 0 & |20\lg S_{11}(f_i^2)| \geq a_i \end{cases} \\
 Y_i^2 = \begin{cases} \omega_{5i}(|20\lg S_{31}(f_i^2)| - b_i) & |20\lg S_{31}(f_i^2)| > b_i \\ 0 & |20\lg S_{31}(f_i^2)| \leq b_i \end{cases} \\
 Z_j^2 = \begin{cases} \omega_{6j}(c_j - |20\lg S_{31}(f_j^2)|) & |20\lg S_{31}(f_j^2)| < c_j \\ 0 & |20\lg S_{31}(f_j^2)| \geq c_j \end{cases}
 \end{cases}, \quad (13)$$

其中 $i = 51$ 、 $j = 30$ 分别是两滤波器带内带外取的频点个数, f_i^1 、 f_i^2 和 f_j^1 、 f_j^2 分别是两滤波器带内带外频率点, ω_{1i} 、 ω_{2i} 、 ω_{3j} 、 ω_{4i} 、 ω_{5i} 、 ω_{6j} 是权重值都取 1.

4) 采用模式匹配法优化双工器所有参数

仍采用步骤 3) 的优化方法,将双工器所有参数都进行优化,模式匹配法优化后的 166/183 GHz 双工器性能指标如表 2 所示,特性曲线如图 8 实线部分所示.

5) 利用有限元法验证双工器模型

HFSS(High Frequency Structure Simulator) 是基于电磁场有限元方法分析微波工程问题的三维电磁场仿真软件,它具有仿真精度高、可靠性好等特点,但是由于求解速度较慢,不适合优化参数较多的模型.将步骤 4) 优化得到的双工器参数,带入 HFSS 中进行仿真验证.通过 HFSS 仿真 166/183 GHz 双工器性能指标如表 2 所示,特性曲线如图 8 虚线部分所示.由表 2 和图 8 可知,通过模式匹配法优化双工器参数得到的 S 参数特性曲线与 HFSS 仿真结果十分接近,充分说明了以上优化算法的可行性与有效性.

表 2 166/183 GHz 双工器仿真结果

Table 2 Simulation results of 166/183 GHz diplexer

仿真方法	带内插损/dB	回波损耗/dB	带外抑制/dB
模式匹配法	0.037	20.7	48.387
HFSS 软件仿真	0.064	18.317	44.726

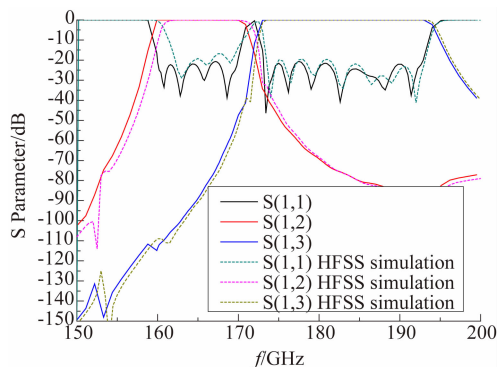


图 8 166/183 GHz 双工器特性
Fig. 8 Properties of 166/183 GHz diplexer

2.2 89/118 GHz 双工器设计

本太赫兹双工器要求的技术指标如下:

> 通带 1: 中心频率 $f_{01} = 89$ GHz, 带宽 $\Delta f_1 = 6$ GHz 内的插损 $IL < 0.5$ dB, 带外抑制 $L > 20$ dB@ 112 GHz 到 124 GHz;

> 通带 2: 中心频率 $f_{02} = 118$ GHz, 带宽 $\Delta f_2 =$

12 GHz 内的插损 $IL < 0.5$ dB, 带外抑制 $L > 20$ dB@ 86 GHz 到 92 GHz;

- > 输入输出端口的回波损耗 $VSWR > 15$ dB;
- > 驻波系数 $\rho < 1.1$.

为了增大带外抑制, 双工器采用非标准波导 ($a = 2.032$ mm, $b = 1.27$ mm), 在输入输出仍采用标准波导接口 WR10 ($a = 2.54$ mm, $b = 1.27$ mm). 其优化方法与 166/183 GHz 双工器相同. 但是, 89 GHz 滤波器通过模式匹配法优化后, 发现寄生通带离中心频率非常近, 这样会对 118 GHz 滤波器产生强烈的干扰. 抑制寄生通带的方法有很多, 如采用脊波导形式、谐振腔加载电容法、谐振腔加载吸波材料法等^[14], 这些方法都会使分析和物理实现变得复杂, 非常不利与模式匹配法优化双工器. 本文采用改变谐振腔宽度的方法来抑制寄生通带, 具体实现如图 9 右边滤波器的形式. 通过模式匹配法对 89 GHz 滤波器如下参数进行优化: 两电感膜片之间的距离 l 、各个膜片的窗孔宽度 d 、各个谐振腔的宽度 a . 优化前后滤波器对比响应曲线如图 10 和图 11 所示, 说明该方法可以明显抑制寄生通带.

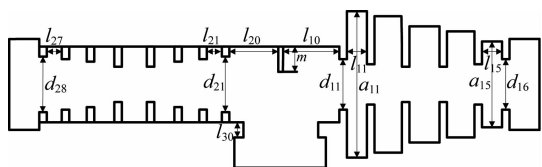


图 9 89/118 GHz 双工器结构图
Fig. 9 Structure diagram of 89/118 GHz diplexer

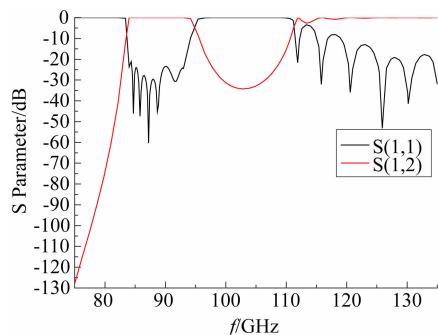


图 10 常规 89 GHz 滤波器特性
Fig. 10 Property of 89 GHz filter with conventional method

优化如图 9 形式的双工器, 其优化方法与 166/183 GHz 双工器相同. 优化后的 89/118 GHz 双工器性能指标如表 3 所示, 特性曲线如图 12 所示. 由表 3 和图 12 可知, 通过模式匹配法优化双工器参数得到的 S 参数特性曲线与 HFSS 仿真结果比较接近.

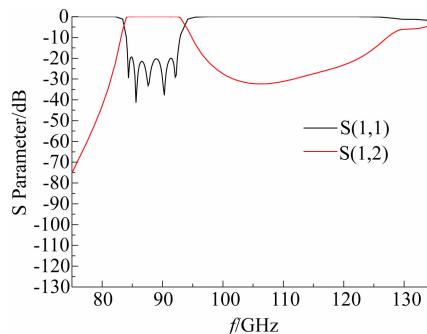


图 11 改变谐振腔宽度后 89 GHz 滤波器特性
Fig. 11 Property of 89 GHz filter with changing the width of resonant cavity

虽然回波损耗和带外抑制在 HFSS 仿真时有所恶化, 但是幅度不算大, 都在要求的范围之内. 还有一个显著的特点是, HFSS 仿真结果要比通过模式匹配法仿真结果的中心频点向右偏移, 因此作为补偿, 通过模式匹配法设计双工器时, 可以将性能指标中的中心频率向左偏移一些. 通过以上的仿真与验证, 本文基于模式匹配法设计的两个双工器的性能指标完全满足要求.

表 3 89/118 GHz 双工器仿真结果
Table 3 Simulation results of 89/118 GHz diplexer

仿真方法	带内插损/dB	回波损耗/dB	带外抑制/dB
模式匹配法	0.319	22.291	32.864
HFSS 软件仿真	0.095	16.622	28.49

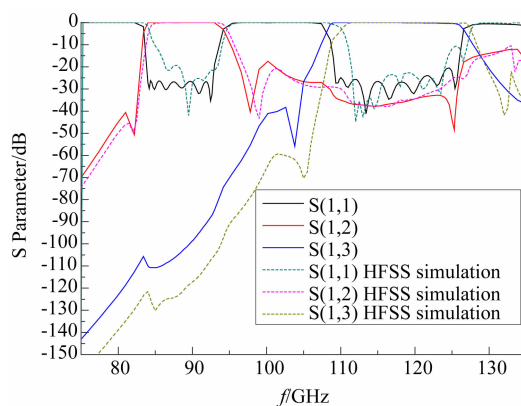


图 12 89/118 GHz 双工器特性
Fig. 12 Properties of 89/118 GHz diplexer

2.3 166/183 GHz 双工器灵敏度与金属表面材质分析

166/183 GHz 双工器由于工作的频率较高, 因此器件对尺寸的敏感度比较大. 这里分析了对双工器特性影响较大的三个参数 $m = 0.622$ mm、 $l_{10} = 0.524$ mm、 $l_{20} = 0.245$ mm 的敏感度, 分析结果如图

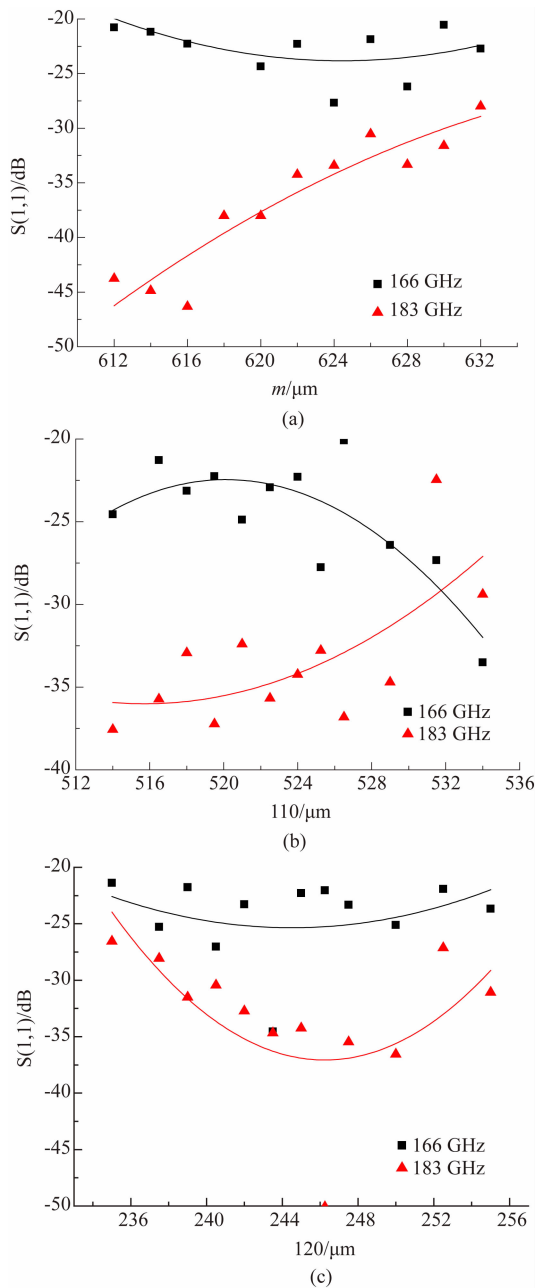


图 13 166/183 GHz 双工器参数敏感度分析 (a) 参数 m 敏感度分析, (b) 参数 l_{10} 敏感度分析, (c) 参数 l_{20} 敏感度分析

Fig. 13 Parameter sensitivity analysis of 166/183 GHz diplexer (a) sensitivity analysis of parameter m , (b) sensitivity analysis of parameter l_{10} , (c) sensitivity analysis of parameter l_{20}

13 所示. 其中 m 的变化范围是 (0.622 ± 0.01) mm, l_{10} 的变化范围是 (0.524 ± 0.01) mm, l_{20} 的变化范围是 (0.245 ± 0.01) mm, 图 13 展示了中心频点 166 GHz 和 183 GHz 回波损耗 $S(1,1)$ 的变化情况. 从图中可以看出, 回波损耗虽然还是能满足要求, 但是变化较大, 因此考虑到参数的敏感度以及累计误差的

影响, 加工精度应该保证在 ± 0.01 mm 之内.

对于金属表面材质, HFSS 软件默认的是理想电导体 (PEC), 是把几何结构想象为外面有一层很薄而且是理想导体的材料. 实际边界不是理想电导体, 所以要根据实际情况进行设置, 因此模型表面材质设置为有限电导率. 这里对金和铝两种有耗表面进行全波分析, 设置厚度为 0.003 mm, 表面粗糙度为 0.001 mm. 166/183 GHz 双工器仿真结果如表 4 和图 14 所示, 由此可知, 将 PEC 变成有耗表面模型, 其带内插损明显增大, 其他性能变化不明显.

表 4 不同金属表面材质下 166/183 GHz 双工器仿真结果
Table 4 Simulation results of 166/183 GHz diplexer under different boundaries

金属表面材质	带内插损/dB	回波损耗/dB	带外抑制/dB
理想电导体	0.064	18.317	44.726
金	2.189	18.359	46.228
铝	2.273	20.153	45.588

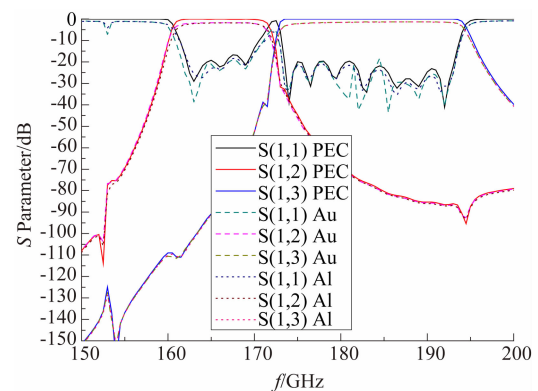


图 14 不同金属表面材质下 166/183 GHz 双工器特性
Fig. 14 Properties of 166/183 GHz diplexer under different boundaries

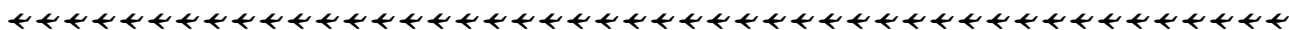
3 结论

基于等效电路法和模式匹配法优化太赫兹双工器参数, 并实际设计了 89/118 GHz 双工器和 166/183 GHz 双工器. 针对 89 GHz 滤波器的寄生通带离中心频率较近的问题, 采用改变谐振腔宽度的方法来抑制寄生通带. 由仿真结果可知, 两款双工器通带内的插入损耗小于 0.5 dB, 相应的回波损耗大于 15 dB, 带外的抑制大于 20 dB, 具有良好性能.

References

- [1] Ulaby F T, Moore R K, Fung A K. *Microwave remote sensing: active and passive. Vol. 1, Microwave remote sensing fundamentals and radiometry* [M]. Reading, MA: Addison-Wesley, 1982.
- [2] Dickie R, Cahill R, Fusco V F, et al. 165/183 GHz FSS

- for the MetOp second generation microwave sounder instrument[C]. *9th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*. Lisbon, Portugal: IEEE, 2015: 1-3.
- [3] Blackwell W, Allan G, Allen G, et al. Microwave radiometer technology acceleration mission (MiRaTA): Advancing weather remote sensing with nanosatellites[C]. *28th Annual AIAA/USU Conference on Small Satellites*, 2014: 1-15.
- [4] Reising S C, Gaier T C, Kummerow C D, et al. Overview of temporal experiment for storms and tropical systems (TEMPEST) cubeSat constellation mission[C]. *International Microwave Symposium. Phoenix, USA: IEEE*, 2015: 1-4.
- [5] Reising S C, Gaier T C, Padmanabhan S, et al. Microwave and millimeter-wave radiometers for CubeSat deployment for remote sensing of the earth's atmosphere[C]. *39th International Conference on Infrared, Millimeter, and Terahertz waves (IRMMW-THz)*. Tucson, USA: IEEE, 2014: 1-1.
- [6] Tlaxcalteco-Matus M A, Torres-Torres R. Modeling a SIW filter with IRIS windows using equivalent circuits[J]. *Microwave and Optical Technology Letters*, 2012, **54**(12): 2865-2868.
- [7] Murphy L, Mautz J, Yazdani M, et al. Design of a dielectric waveguide filter with embedded metamaterial using mode matching technique[J]. *Microwave and Optical Technology Letters*, 2014, **56**(2): 443-446.
- [8] ZHAO Xing-Hai, SHAN Guang-Cun, ZHENG Ying-Bin, et al. MEMS rectangular waveguide filter at 140 GHz[J]. *J. Infrared Millim. Waves* (赵兴海, 单光存, 郑英彬, 等. 140 GHz MEMS 矩形波导滤波器. *红外与毫米波学报*), 2013, **32**(2): 165-169.
- [9] Chen Z, Zheng Y, Kang X, et al. WR-2.8 band micromachined rectangular waveguide filter[J]. *Journal of Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves*, 2013, **34**(12): 847-855.
- [10] Liang H, Mu J, Soref R A, et al. An optical mode-matching method with improved accuracy and efficiency[J]. *IEEE Journal of Quantum Electronics*, 2015, **51**(2): 1-8.
- [11] LI Sheng-Xian, FU Jun-Mei, WU Xu-Da. Narrow pass-band waveguide filters in Ka band[J]. *J. Infrared Millim. Waves* (李胜先, 傅君眉, 吴须大. Ka 频段极窄通带波导滤波器. *红外与毫米波学报*), 2007, **26**(5): 359-361.
- [12] Zhao X H, Bao J F, Shan G C, et al. D-band micromachined silicon rectangular waveguide filter[J]. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2012, **22**(5): 230-232.
- [13] TIAN Yu-Bo, LOU Qun, QIU Da-Wei. Multi-objective neuro-space mapping algorithm and its application to optimal design of microstrip filter[J]. *Acta Electronica Sinica* (田雨波, 楼群, 邱大为. 多目标神经空间映射算法优化设计微带滤波器. *电子学报*), 2014, **42**(5): 1014-1019.
- [14] Morelli M, Hunter I, Parry R, et al. Stop-band improvement of rectangular waveguide filters using different width resonators: Selection of resonator widths[J]. *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2001, **3**: 1623-1626.



(上接第 492 页)

- IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 2006, **44**(6): 1454-1461.
- [14] Li L L, Zhang W J, Li F. Derivation and discussion of the SAR migration algorithm within inverse scattering problem: Theoretical analysis[J]. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 2010, **48**(1): 415-422.
- [15] XIE Chu-Fang, WU Xian-Liang. *Theory and calculation of electromagnetic scattering* [M]. Hefei: Anhui University press (谢处方, 吴先良. 电磁散射理论与计算. 合肥: 安徽大学出版社), 2002.
- [16] Born. *Optical principle (Seventh Edition)* [M]. Beijing: electronic industry press (玻恩. 光学原理(第七版). 北京: 电子工业出版社), 2011.
- [17] Bojarski n. n. *Electromagnetic Inverse Scattering Theory*. 1968, Air Force Avionics Laboratory.