



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 112563702 A

(43) 申请公布日 2021.03.26

(21) 申请号 202011284838.X

(22) 申请日 2020.11.17

(71) 申请人 杭州电子科技大学

地址 310018 浙江省杭州市下沙高教园区2号大街

(72) 发明人 朱舫 罗国清 张晓红 代喜望 游彬

(74) 专利代理机构 杭州君度专利代理事务所 (特殊普通合伙) 33240

代理人 朱亚冠

(51) Int.Cl.

H01P 1/207 (2006.01)

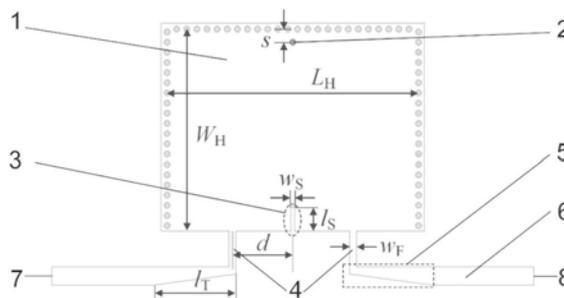
权利要求书2页 说明书4页 附图3页

(54) 发明名称

基于HMSIW腔体的小型化双模滤波器及零点调节方法

(57) 摘要

本发明公开了一种基于HMSIW腔体的小型化双模滤波器及零点调节方法,双模滤波器包括HMSIW矩形腔体、金属化通孔微扰、槽线微扰、馈电微带、梯型转接器、50欧姆微带线、输入端口和输出端口。其面积仅为传统基片集成波导(SIW)双模滤波器的一半,且每个HMSIW腔体能够产生两个位置可控的传输零点,能够实现高度灵活的滤波响应。



1. 基于半模基片集成波导腔体的小型化双模滤波器,其特征在于包括HMSIW矩形腔体、金属化通孔微扰、槽线微扰、馈电微带、梯型转接器、50欧姆微带线、输入端口和输出端口;整个滤波器为轴对称结构,金属化通孔微扰和槽线微扰位于HMSIW矩形腔体的中轴线上。

2. 如权利要求1所述的基于半模基片集成波导腔体的小型化双模滤波器,其特征在于金属化通孔微扰、槽线微扰位于HMSIW矩形腔体内,且金属化通孔微扰远离HMSIW矩形腔体的开路端,槽线微扰位于HMSIW矩形腔体的开路端;

馈电微带通过梯型转接器、50欧姆微带线分别接输入端口和输出端口。

3. 如权利要求1或2所述的基于半模基片集成波导腔体的小型化双模滤波器,其特征在于通过调节HMSIW矩形腔体的宽长比,可以控制HMSIW双模滤波器的带宽。

4. 如权利要求1或2所述的基于半模基片集成波导腔体的小型化双模滤波器,其特征在于沿HMSIW腔体中轴线移动金属化通孔微扰的位置或改变槽线微扰的长度,可分别对 $TE_{301}$ 模和 $TE_{102}$ 模的谐振频率( $f_{TE301}$ 和 $f_{TE102}$ )进行微调。

5. 如权利要求1或2所述的基于半模基片集成波导腔体的小型化双模滤波器,其特征在于调节馈电微带的宽度,可以控制输入、输出端口与上述两种谐振模式之间的耦合量。

6. 如权利要求1或2所述的基于半模基片集成波导腔体的小型化双模滤波器,其特征在于调节馈电微带的位置,可以控制HMSIW双模滤波器响应中传输零点的位置。

7. 如权利要求1或2所述的基于半模基片集成波导腔体的小型化双模滤波器,其特征在于定义输入端口与 $TE_{102}$ 模和 $TE_{301}$ 模的耦合系数分别为 $M_{S1}$ 和 $M_{S2}$ ,输出端口与 $TE_{102}$ 模和 $TE_{301}$ 模的耦合系数分别为 $M_{L1}$ 和 $M_{L2}$ ;由滤波器结构的对称性及 $TE_{102}$ 模和 $TE_{301}$ 模的电场分布可知 $M_{S1} = -M_{L1}$ , $M_{S2} = M_{L2}$ ;根据耦合矩阵理论,这种拓扑结构可以产生一个传输零点,且传输零点的位置与 $M_{S1}/M_{S2}$ 的大小有关;通过调节馈电微带的位置可以有效控制 $M_{S1}/M_{S2}$ 的大小,从而控制传输零点的位置。

8. 如权利要求1或2所述的基于半模基片集成波导腔体的小型化双模滤波器,其特征在于HMSIW腔体内 $TE_{101}$ 模的存在使得输入、输出端口之间产生了额外的寄生耦合,其与 $TE_{102}$ 模和 $TE_{301}$ 模相互作用,可产生另一个传输零点,该传输零点的位置也会受馈电微带的位置影响。

9. 一种更高阶数HMSIW双模滤波器,采用如权利要求1或2所述的基于半模基片集成波导腔体的小型化双模滤波器,并将其HMSIW矩形腔体更换为级联两个或两个以上HMSIW腔体。

10. 如权利要求1-8任一所述的基于HMSIW腔体的小型化双模滤波器的传输零点调控方法,其特征在于该方法具体是通过改变腔体的宽长比、改变金属化通孔微扰的位置、改变槽线微扰的长度调控 $TE_{301}$ 模和 $TE_{102}$ 模的谐振频率( $f_{TE301}$ 和 $f_{TE102}$ );通过调节馈电微带的位置调节 $M_{S1}/M_{S2}$ 的大小;

当 $f_{TE301} < f_{TE102}$ 时,滤波器在通带的左、右两侧各产生一个传输零点,形成准椭圆滤波响应,通过增大馈电微带与腔体中心线的距离 $d$ ,两个传输零点均向高频方向移动;

当 $f_{TE301} > f_{TE102}$ 且 $M_{S2} > M_{S1}$ 时,滤波器在通带的左侧产生两个传输零点,而在通带的右侧没有产生传输零点,形成一种非对称滤波响应,通过增大馈电微带与腔体中心线的距离 $d$ ,第一个传输零点向高频方向移动,而第二个传输零点则向低频方向移动;

当 $f_{TE301} > f_{TE102}$ 且 $M_{S2} < M_{S1}$ 时,滤波器在通带的右侧产生两个传输零点,而在通带的左侧没

有产生传输零点,形成另一种非对称滤波响应,通过增大馈电微带与腔体中心线的距离 $d$ ,第一个传输零点向低频方向移动,而第二个传输零点则向高频方向移动。

## 基于HMSIW腔体的小型化双模滤波器及零点调节方法

### 技术领域

[0001] 本发明属于微波技术领域,涉及一种小型化双模滤波器,尤其涉及一种基于HMSIW腔体的小型化双模滤波器及零点调节方法。

### 背景技术

[0002] 基片集成波导(SIW)滤波器由于其低损耗、低成本、低剖面、易加工和易集成等特点在现代微波毫米波无线通信系统中获得了广泛的应用。但相较于微带或共面波导(CPW)滤波器而言,SIW滤波器存在尺寸偏大的问题。针对这一问题,一种常用的方法是充分利用SIW腔体中的两个或多个谐振模式,构建双模或多模SIW滤波器,从而减少SIW腔体的数量。不仅如此,双模或多模SIW滤波器还能产生位置可控的传输零点,实现灵活的滤波响应,但由于它们采用的是全模SIW腔体,因此滤波器尺寸仍然偏大。另一种减小SIW滤波器尺寸的方法是采用半模基片集成波导(HMSIW)、四分之一模基片集成波导(QMSIW)、甚至八分之一模基片集成波导(EMSIW)腔体来取代全模SIW腔体,从而分别获得约50%,75%和87.5%的尺寸缩减。但这些滤波器仅仅使用了腔体的主模,难以产生传输零点,即使产生了传输零点,其位置也不易控制,因而难以实现灵活的滤波响应。

[0003] 针对上述问题,近年来出现了少量基于HMSIW腔体或QMSIW腔体的双模或三模滤波器。比如,同时利用QMSIW谐振器的四分之一波长传输线谐振模式(准TEM模式)和高阶的腔体谐振模式( $TE_{102}$ 模式)能够实现QMSIW双模滤波器,但这种双模谐振器本身无法产生传输零点,需要在输入、输出端设计复杂的源-负载耦合结构来产生传输零点,且传输零点的位置难以有效调节。通过在HMSIW腔体谐振器的表面刻蚀CPW谐振器和共面槽线谐振器,利用三种不同的谐振模式可以实现一种杂交型的三模滤波器,但这种滤波器的结构难以扩展到更高的阶数,导致其应用受限。利用扇形QMSIW谐振器的两个非常高阶的腔体谐振模式也可以构建双模滤波器,但由于使用了非常高阶的腔体谐振模式,导致滤波器的尺寸缩减程度受限。

### 发明内容

[0004] 本发明提出了一种基于HMSIW腔体的小型化双模滤波器,其面积仅为传统SIW双模滤波器的一半,且每个HMSIW腔体能够产生两个位置可控的传输零点,能够实现高度灵活的滤波响应。

[0005] 本发明采用如下技术方案:

[0006] 一种基于HMSIW腔体的小型化双模滤波器,包括HMSIW矩形腔体、金属化通孔微扰、槽线微扰、馈电微带、梯型转接器、50欧姆微带线、输入端口和输出端口;整个滤波器为轴对称结构,金属化通孔微扰和槽线微扰位于HMSIW矩形腔体的中轴线上。

[0007] 金属化通孔微扰、槽线微扰位于HMSIW矩形腔体内,且金属化通孔微扰远离HMSIW矩形腔体的开路端,槽线微扰位于HMSIW矩形腔体的开路端。

[0008] 馈电微带通过梯型转接器、50欧姆微带线分别接输入端口和输出端口。

[0009] 本发明利用HMSIW矩形腔体的 $TE_{102}$ 模和 $TE_{301}$ 模构建滤波器的通带;通过调节HMSIW矩形腔体的宽长比,可以控制HMSIW双模滤波器的带宽;沿HMSIW腔体中轴线移动金属化通孔微扰的位置或改变槽线微扰的长度,可分别对 $TE_{301}$ 模和 $TE_{102}$ 模的谐振频率( $f_{TE301}$ 和 $f_{TE102}$ )进行微调;调节馈电微带的宽度,可以控制输入、输出端口与上述两种谐振模式之间的耦合量;调节馈电微带的位置,控制 $M_{S1}$ 与 $M_{S2}$ 的比值,可以控制HMSIW双模滤波器响应中传输零点的位置;因此,在设计上具有很大的灵活性。

[0010] 具体工作原理:

[0011] 理论上,当HMSIW矩形腔体的宽长比为 $\sqrt{2/3}$ 时, $TE_{102}$ 模和 $TE_{301}$ 模的谐振频率相等,因此这两个谐振模式可以被用于构建双模滤波器的通带。当改变腔体的宽长比时, $f_{TE301}$ 和 $f_{TE102}$ 之间的频率差也会发生改变,从而控制滤波器的带宽。此外,根据 $TE_{102}$ 模和 $TE_{301}$ 模的电场和磁场分布,沿HMSIW腔体中轴线移动金属化通孔微扰的位置或改变槽线微扰的长度,还可以分别对 $f_{TE301}$ 和 $f_{TE102}$ 进行微调。

[0012] 定义输入端口与 $TE_{102}$ 模和 $TE_{301}$ 模的耦合系数分别为 $M_{S1}$ 和 $M_{S2}$ ,输出端口与 $TE_{102}$ 模和 $TE_{301}$ 模的耦合系数分别为 $M_{L1}$ 和 $M_{L2}$ 。由滤波器结构的对称性及 $TE_{102}$ 模和 $TE_{301}$ 模的电场分布可知 $M_{S1} = -M_{L1}$ , $M_{S2} = M_{L2}$ 。根据耦合矩阵理论,这种拓扑结构可以产生一个传输零点,且传输零点的位置与 $M_{S1}/M_{S2}$ 的大小有关。通过调节馈电微带的位置可以有效控制 $M_{S1}/M_{S2}$ 的大小,从而控制传输零点的位置。此外,HMSIW腔体内 $TE_{101}$ 模的存在使得输入、输出端口之间产生了额外的寄生耦合,其与 $TE_{102}$ 模和 $TE_{301}$ 模相互作用,可产生另一个传输零点,该传输零点的位置也会受馈电微带的位置影响。

[0013] 本发明的另一个目的是提供基于HMSIW腔体的小型化双模滤波器的传输零点调控方法。

[0014] 通过改变腔体的宽长比、改变金属化通孔微扰的位置、改变槽线微扰的长度调控 $TE_{301}$ 模和 $TE_{102}$ 模的谐振频率( $f_{TE301}$ 和 $f_{TE102}$ );通过调节馈电微带的位置调节 $M_{S1}/M_{S2}$ 的大小;

[0015] 当 $f_{TE301} < f_{TE102}$ 时,滤波器在通带的左、右两侧各产生了一个传输零点,形成了准椭圆滤波响应,通过增大馈电微带与腔体中心线的距离 $d$ ,两个传输零点均向高频方向移动。

[0016] 当 $f_{TE301} > f_{TE102}$ 且 $M_{S2} > M_{S1}$ 时,滤波器在通带的左侧产生了两个传输零点,而在通带的右侧没有产生传输零点,形成了一种非对称滤波响应,通过增大馈电微带与腔体中心线的距离 $d$ ,第一个传输零点向高频方向移动,而第二个传输零点则向低频方向移动。

[0017] 当 $f_{TE301} > f_{TE102}$ 且 $M_{S2} < M_{S1}$ 时,滤波器在通带的右侧产生了两个传输零点,而在通带的左侧没有产生传输零点,形成了另一种非对称滤波响应,通过增大馈电微带与腔体中心线的距离 $d$ ,第一个传输零点向低频方向移动,而第二个传输零点则向高频方向移动。

[0018] 本发明具有以下优点:

[0019] (1) 本发明提出的基于HMSIW腔体的双模滤波器的尺寸约为传统SIW双模滤波器的二分之一;

[0020] (2) 单个HMSIW腔体能够产生两个传输零点,这两个传输零点可以分布于滤波器通带的任意一侧或两侧,且每个传输零点的位置可控,能够实现多种滤波响应,极大地提高了滤波器设计的灵活性;

[0021] (3) 通过级联两个或多个HMSIW腔体,可以方便地构建更高阶数和更高性能的HMSIW双模滤波器。

## 附图说明

- [0022] 图1是本发明的结构示意图；
- [0023] 图2是HMSIW腔体中前三个谐振模式的电场分布图；
- [0024] 图3是本发明在 $f_{TE301} < f_{TE102}$ 时的滤波响应曲线；
- [0025] 图4是本发明在 $f_{TE301} > f_{TE102}$ 且 $M_{S2} > M_{S1}$ 时的滤波响应曲线；
- [0026] 图5是本发明在 $f_{TE301} > f_{TE102}$ 且 $M_{S2} < M_{S1}$ 时的滤波响应曲线。
- [0027] 图中标记:HMSIW矩形腔体1、金属化通孔微扰2、槽线微扰3、馈电微带4、梯型转接器5、50欧姆微带线6、输入端口7、输出端口8。

## 具体实施方式

- [0028] 下面结合附图对本发明作更进一步的说明。
- [0029] 如图1所示,本发明提供一种基于HMSIW腔体的小型化双模滤波器,包括HMSIW矩形腔体1、金属化通孔微扰2、槽线微扰3、馈电微带4、梯型转接器5、50欧姆微带线6、输入端口7和输出端口8;整个滤波器的结构左右对称,金属化通孔微扰2和槽线微扰3位于HMSIW矩形腔体1的中心线上。
- [0030] 图1中的尺寸标识说明如下: $L_H$ 为HMSIW矩形腔体1的长度, $W_H$ 为HMSIW矩形腔体1的宽度, $s$ 为金属化通孔微扰2到腔体侧壁的距离, $w_S$ 为槽线微扰3的宽度, $l_S$ 为槽线微扰3的长度, $w_F$ 为馈电微带4的宽度, $d$ 为馈电微带4与HMSIW腔体中心线的距离, $l_S$ 为梯型转接器5的长度。
- [0031] 图2是HMSIW腔体中前三个谐振模式的电场分布图。由图可见, $TE_{101}$ 模和 $TE_{301}$ 模的电场分布在 $z$ 轴方向上为偶对称(幅度相等,相位相同),而 $TE_{102}$ 模的电场分布在 $z$ 轴方向上为奇对称(幅度相等,相位相反)。因此,当采用图1所示的馈电方式时,可以得出 $M_{S1} = -M_{L1}$ , $M_{S2} = M_{L2}$ 。当 $d$ 确定时, $M_{S1}$ 和 $M_{S2}$ 的大小与馈电微带的宽度 $w_F$ 正相关;当 $w_F$ 确定时, $M_{S1}/M_{S2}$ 的大小可以通过改变 $d$ 的大小来进行调节。
- [0032] 图3是本发明在 $f_{TE301} < f_{TE102}$ 时的滤波响应曲线。由图可见,该滤波器在通带的左、右两侧各产生了一个传输零点,形成了准椭圆滤波响应。当增大馈电微带与腔体中心线的距离 $d$ 时,两个传输零点均向高频方向移动。在本实例中,介质基板采用的是0.5mm厚度的Tanconic TLY-5,相对介电常数为2.2。该滤波器的具体尺寸为: $W_H = 18.05$ , $L_H = 21.08$ , $s = 0.62$ , $d = 4.15$ , $w_F = 0.47$ , $l_T = 7$ , $w_S = 0$ , $l_S = 0$ (单位:mm)。
- [0033] 图4是本发明在 $f_{TE301} > f_{TE102}$ 且 $M_{S2} > M_{S1}$ 时的滤波响应曲线。由图可见,该滤波器在通带的左侧产生了两个传输零点,而在通带的右侧没有产生传输零点,形成了一种非对称滤波响应。当增大馈电微带与腔体中心线的距离 $d$ 时,第一个传输零点向高频方向移动,而第二个传输零点则向低频方向移动。在本实例中,介质基板采用的是0.5mm厚度的Tanconic TLY-5,相对介电常数为2.2。该滤波器的具体尺寸为: $W_H = 16.74$ , $L_H = 22.39$ , $s = 1$ , $d = 2.1$ , $w_F = 0.55$ , $l_T = 7.1$ , $w_S = 0$ , $l_S = 0$ (单位:mm)。
- [0034] 图5是本发明在 $f_{TE301} > f_{TE102}$ 且 $M_{S2} < M_{S1}$ 时的滤波响应曲线。由图可见,该滤波器在通带的右侧产生了两个传输零点,而在通带的左侧没有产生传输零点,形成了另一种非对称滤波响应。当增大馈电微带与腔体中心线的距离 $d$ 时,第一个传输零点向低频方向移动,而第二个传输零点则向高频方向移动。在本实例中,介质基板采用的是0.5mm厚度的Tanconic

TLY-5, 相对介电常数为2.2。该滤波器的具体尺寸为: $W_H=16.84$ ,  $L_H=20.88$ ,  $s=1.1$ ,  $d=7.4$ ,  $w_F=0.9$ ,  $l_T=8$ ,  $w_S=0.3$ ,  $l_S=3.15$  (单位:mm)。

[0035] 由此可见, 每个HMSIW腔体均能产生两个传输零点, 根据应用需求不同, 这两个传输零点可以位于滤波器通带的任意一侧或两侧, 且每个传输零点的位置可控, 能够实现多种滤波响应, 在滤波器设计上具有很高的灵活度。

[0036] 以上所述仅是本发明的优选实施方式, 应当指出: 对于本技术领域的普通技术人员来说, 在不脱离本发明原理的前提下, 还可以做出若干改进和润饰, 这些改进和润饰也应视为本发明的保护范围。

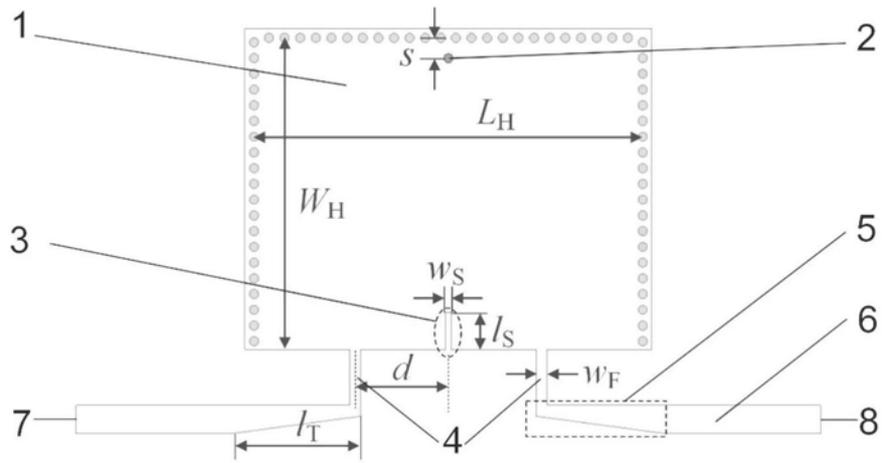


图1

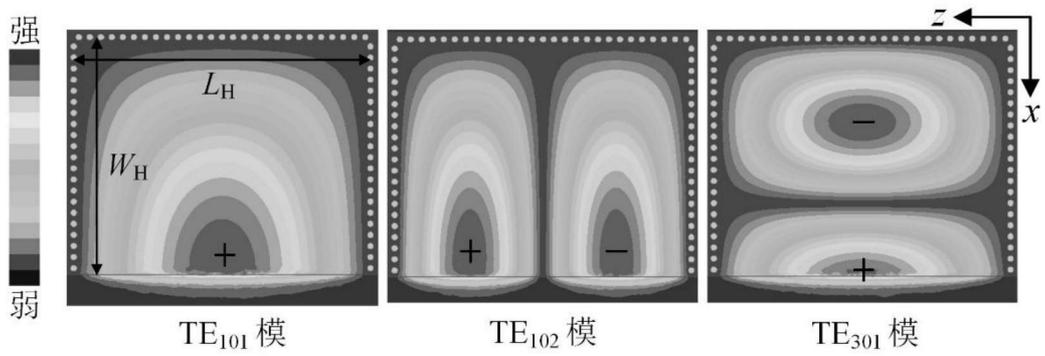


图2

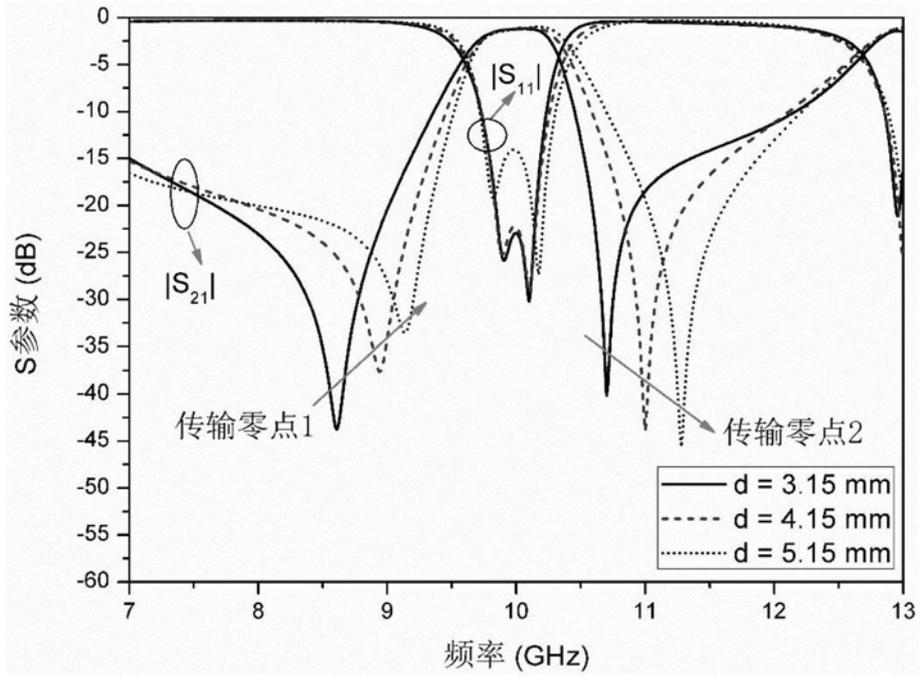


图3

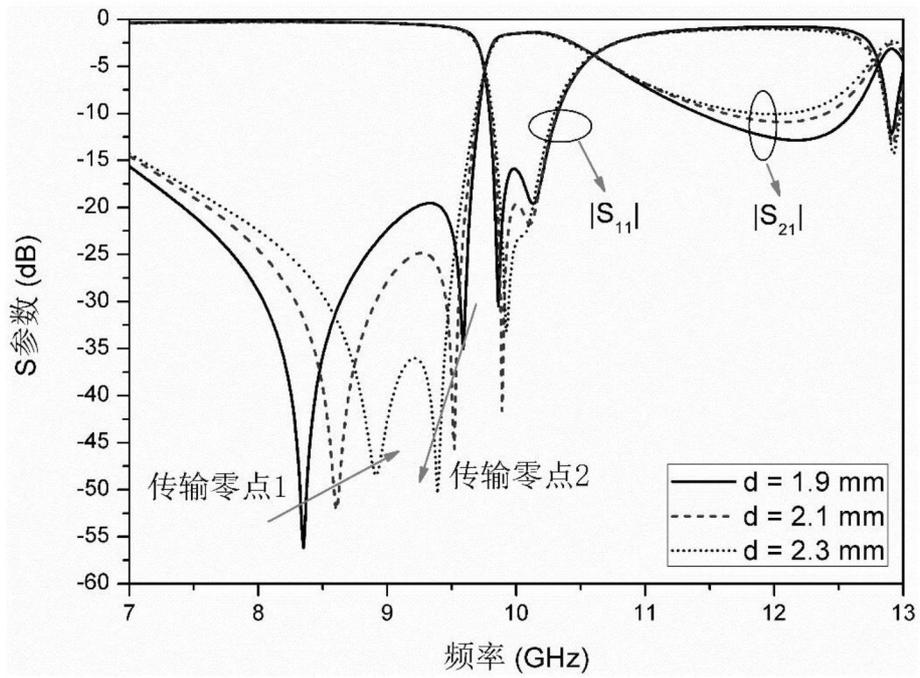


图4

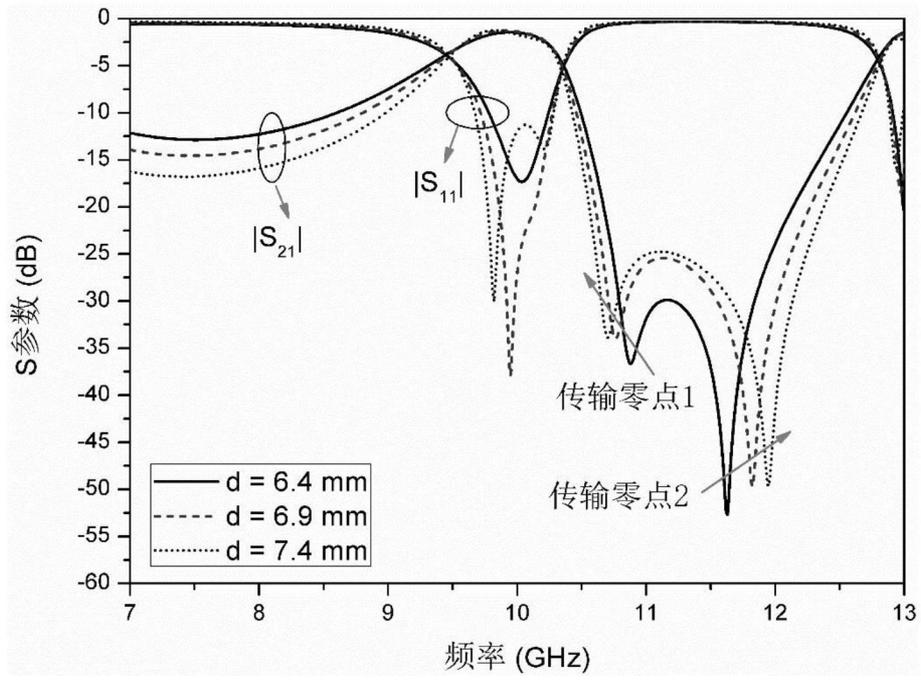


图5