



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 118676619 A

(43) 申请公布日 2024. 09. 20

(21) 申请号 202410861531.3

(22) 申请日 2024.06.28

(71) 申请人 西安交通大学

地址 710049 陕西省西安市碑林区咸宁西路28号

(72) 发明人 孟祥帅 张浩宇

(74) 专利代理机构 西安通大专利代理有限责任公司 61200

专利代理师 王胜君

(51) Int. Cl.

H01Q 15/00 (2006.01)

H01Q 1/28 (2006.01)

H01Q 1/48 (2006.01)

H01Q 1/50 (2006.01)

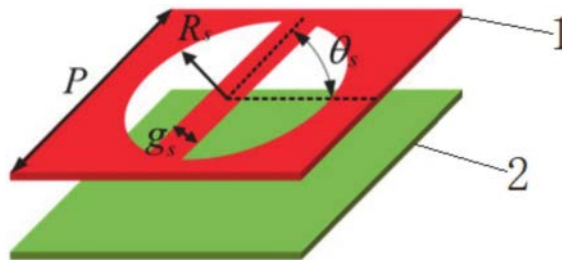
权利要求书2页 说明书7页 附图7页

(54) 发明名称

一种纯金属各向异性全息阻抗超表面天线及设计方法

(57) 摘要

本发明还公开了一种纯金属各向异性全息阻抗超表面天线及设计方法,由于纯金属结构与带有介质基板的贴片结构存在结构上互补的特性,根据巴比涅原理,只需要将原先长轴对应角度增加90度变为短轴对应角度作为旋转角度即可被用于设计纯金属结构单元。结合全息原理,漏波理论以及巴比涅原理,直接计算出纯金属结构的单元其张量阻抗与单元几何参数之间的映射关系,建立了纯金属各向异性阻抗全息超表面模型。与采用增材制造工艺实现的非扁平纯金属调制张量阻抗超表面以及纯金属空间波调制发射阵列和反射阵列相比,这种纯金属各向异性阻抗全息超表面具有制造简单、外形超小、易于集成等独特优势。



1. 一种纯金属各向异性全息阻抗超表面天线,其特征在于,包括透射阵列,所述透射阵列中心处设置有单极子天线,所述透射阵列包括多个阵列排布的阻抗单元,所述阻抗单元包括下层金属地板和上层镂空金属板,两层金属板之间设置有空气层;

每个单元的上层金属板由圆形镂空和穿过镂空中心的长方形金属结构构成,所述上层金属板与透射阵列水平面之间有夹角。

2. 根据权利要求1所述的一种纯金属各向异性全息阻抗超表面天线,其特征在于,所述透射阵列包括 49×49 个阻抗单元。

3. 根据权利要求1所述的一种纯金属各向异性全息阻抗超表面天线,其特征在于,所述上层金属板厚度和下层金属板厚度相同,所述空气层的厚度为上层金属板厚度的2倍。

4. 一种纯金属各向异性全息阻抗超表面天线设计方法,其特征在于,包括:
确定波束的照射方向,根据波束照射方向获取各阻抗单元阻抗张量的分量;
根据各阻抗单元阻抗张量的分量获取等效标量阻抗和表面波爬行方向的关系;
根据等效标量阻抗和表面波爬行方向的关系绘制椭圆曲线;
根据椭圆曲线获取等效标量阻抗的最大值和上层金属板与透射阵列水平面之间的夹角;

根据等效标量阻抗的最大值获取圆形镂空的半径。

5. 根据权利要求4所述的一种纯金属各向异性全息阻抗超表面天线设计方法,其特征在于,确定波束的照射方向,根据波束照射方向获取各阻抗单元阻抗张量的分量的步骤具体为:

$$\begin{aligned} k_z/k_0 = & [-j(Z_0^2 - Z_{xy}^2 + Z_{xx}Z_{yy}) \\ & \pm \{-(Z_0^2 - Z_{xy}^2 + Z_{xx}Z_{yy})^2 + 4Z_0^2 \\ & \times (Z_{yy} \cos^2 \theta_k - Z_{xy} \sin 2\theta_k + Z_{xx} \sin^2 \theta_k) \\ & \times (Z_{xx} \cos^2 \theta_k + Z_{xy} \sin 2\theta_k + Z_{yy} \sin^2 \theta_k)\}^{1/2}] \\ & \times [2Z_0(Z_{yy} \cos^2 \theta_k - Z_{xy} \sin 2\theta_k + Z_{xx} \sin^2 \theta_k)]^{-1}, \end{aligned}$$

其中 k_z 表示Z轴方向上的波数, k_0 表示自由空间中的波数, $\frac{k_z}{k_0}$ 是归一化的等效标量阻抗, Z_{xx}, Z_{xy}, Z_{yy} 分别为阻抗张量Z的三个分量。

6. 根据权利要求5所述的一种纯金属各向异性全息阻抗超表面天线设计方法,其特征在于,所述阻抗分量根据阻抗单元上单极子天线的表面电流场和单极子天线的电场获得。

7. 根据权利要求5所述的一种纯金属各向异性全息阻抗超表面天线设计方法,其特征在于,阻抗张量Z的分量还包括 Z_{yx} ,根据能量守恒定律和所提出单元的对称性特征,阻抗张量Z为纯虚矩阵, $Z_{xy} = Z_{yx}$ 。

8. 根据权利要求4所述的一种纯金属各向异性全息阻抗超表面天线设计方法,其特征在于,根据等效标量阻抗和表面波爬行方向的关系绘制椭圆曲线具体为:

对于不同位置的阻抗单元,获取各向异性表面阻抗的等效各向同性阻抗值随着表面波不同爬行角度 θ_k 的变化曲线,表面波在张量阻抗表面不同传播方向上等效标量阻抗值的变化呈现椭圆曲线形式。

9. 根据权利要求4所述的一种纯金属各向异性全息阻抗超表面天线设计方法,其特征

在于,根据椭圆曲线获取等效标量阻抗的最大值具体为:

椭圆曲线所在的长轴对应着等效标量阻抗的最大值。

10.根据权利要求4所述的一种纯金属各向异性全息阻抗超表面天线设计方法,其特征在于,上层金属板与透射阵列水平面之间的夹角为椭圆曲线的长轴与X轴的夹角加上90度。

一种纯金属各向异性全息阻抗超表面天线及设计方法

技术领域

[0001] 本发明属于超表面天线技术领域,具体为一种纯金属各向异性全息阻抗超表面天线及设计方法。

背景技术

[0002] 由周期性和非周期性亚波长元单元组成的超表面是源自三维空间结构电磁材料的二维平面结构,即超材料。这些超材料实现了自然界不存在的非凡电磁介质参数,扩大了电磁调制的自由度。此外,从调制功能上看,超材料可分为极化调制、频率调制、振幅调制和相位调制,成功应用于电磁波吸收、频率选择表面辐射器、隐身材料等领域,克服了传统天线受结构设计限制而功能有限的问题。根据电磁波调制机制的不同,超表面可分为表面波调制超表面和空间波调制超表面。在空间波调制超表面中,应用最普遍的是梯度相位曲面,通过广义斯涅尔定律可以产生突然的相位变化。然后,由梯度相位面组成的空间波调制超表面可以利用射线跟踪法开发出透射阵列和反射阵列。与发射阵列相比,反射阵列会增加出射波的屏蔽,因为其馈源与反射波处于同一空间,这限制了其应用场合。

[0003] 专利号为CN117199822A,发明名称为“基于各向异性全息阻抗超表面的圆极化无衍射电磁波天线”的发明专利,公开了一种基于各向异性全息阻抗超表面的圆极化无衍射电磁波天线,解决了现有天线无法产生兼具圆极化和高聚束特性电磁波的问题。然而,单层介质板的存在会在其他恶劣环境(如极冷和极热)中产生漏洞,从而破坏基板介电常数的稳定性并改变介质的强度,导致阵列变形,影响天线的整体性能。此外,没有介质层的发射阵列不仅能减少介质损耗,还能作为透镜承受高功率微波辐照。这种双重功能在军事领域有着广阔的应用前景。人们提出了纯金属反射阵列和透射阵列,其配置包括四级级联平面金属层、三级级联平面金属层、双层级联平面金属层和单层金属,大大提高了系统的环境适应性和性能稳定性。

[0004] 相对于空间波调制超表面不可或缺的外部空馈结构所造成的系统高调,表面波调制超表面中的馈送结构可以与其表面融为一体,大大提高了系统的集成性能。在表面波调制超表面中,最具代表性的结构是全息阻抗面,根据单元的结构特征,可分为各向同性全息阻抗和各向异性全息阻抗面。同样,为了克服恶劣环境的不利影响,保持天线的性能指标,提出了基于增材制造的纯金属调制元面天线的全息阻抗面,在一定程度上拓展了天线的适应性和调节能力。然而,单元的纵向不均匀生长结构增加了加工复杂度,同时降低了系统的平面集成性能。

[0005] 现有的设计方法只能应用于带有介质基板的金属贴片的结构,当整体采用纯金属结构时,传统的设计方法在计算单元尺寸时不再适用,并且纯金属结构需要额外考虑金属结构之间的连接关系。

发明内容

[0006] 本发明的提供了一种无人机用冗余舵机减速装置,解决了传统的设计方法在计算

单元尺寸时不再适用,并且纯金属结构需要额外考虑金属结构之间的连接关系的问题。

[0007] 为实现上述目的,本发明提供如下技术方案:

[0008] 一种纯金属各向异性全息阻抗超表面天线,包括透射阵列,所述透射阵列中心处设置有单极子天线,所述透射阵列包括多个阵列排布的阻抗单元,所述阻抗单元包括下层金属地板和上层镂空金属板,两层金属板之间设置有空气层;

[0009] 每个单元的上层金属板由圆形镂空和穿过镂空中心的长方形金属结构构成,所述上层金属板与透射阵列水平面之间有夹角。

[0010] 优选地,所述透射阵列包括 49×49 个阻抗单元。

[0011] 优选地,所述上层金属板厚度和下层金属板厚度相同,所述空气层的厚度为上层金属板厚度的2倍。

[0012] 一种纯金属各向异性全息阻抗超表面天线设计方法,包括:

[0013] 确定波束的照射方向,根据波束照射方向获取各阻抗单元阻抗张量的分量;

[0014] 根据各阻抗单元阻抗张量的分量获取等效标量阻抗和表面波爬行方向的关系;

[0015] 根据等效标量阻抗和表面波爬行方向的关系绘制椭圆曲线;

[0016] 根据椭圆曲线获取等效标量阻抗的最大值和上层金属板与透射阵列水平面之间的夹角;

[0017] 根据等效标量阻抗的最大值获取圆形镂空的半径。

[0018] 优选地,确定波束的照射方向,根据波束照射方向获取各阻抗单元阻抗张量的分量的步骤具体为:

$$\begin{aligned}
 k_z/k_0 = & [-j(Z_0^2 - Z_{xy}^2 + Z_{xx}Z_{yy}) \\
 & \pm \{-(Z_0^2 - Z_{xy}^2 + Z_{xx}Z_{yy})^2 + 4Z_0^2 \\
 [0019] & \times (Z_{yy} \cos^2 \theta_k - Z_{xy} \sin 2\theta_k + Z_{xx} \sin^2 \theta_k) \\
 & \times (Z_{xx} \cos^2 \theta_k + Z_{xy} \sin 2\theta_k + Z_{yy} \sin^2 \theta_k)\}^{1/2}] \\
 & \times [2Z_0(Z_{yy} \cos^2 \theta_k - Z_{xy} \sin 2\theta_k + Z_{xx} \sin^2 \theta_k)]^{-1},
 \end{aligned}$$

[0020] 其中 k_z 表示Z轴方向上的波数, k_0 表示自由空间中的波数, $\frac{k_z}{k_0}$ 是归一化的等效标量

阻抗, Z_{xx} , Z_{xy} , Z_{yy} 分别为阻抗张量Z的三个分量。

[0021] 优选地,所述阻抗分量根据阻抗单元上单极子天线的表面电流场和单极子天线的电场获得。

[0022] 优选地,阻抗张量Z的分量还包括 Z_{yx} ,根据能量守恒定律和所提出单元的对称性特征,阻抗张量Z为纯虚矩阵, $Z_{xy} = Z_{yx}$ 。

[0023] 优选地,根据等效标量阻抗和表面波爬行方向的关系绘制椭圆曲线具体为:

[0024] 对于不同位置的阻抗单元,获取各向异性表面阻抗的等效各向同性阻抗值随着表面波不同爬行角度 θ_k 的变化曲线,表面波在张量阻抗表面不同传播方向上等效标量阻抗值的变化呈现椭圆曲线形式。

[0025] 优选地,根据椭圆曲线获取等效标量阻抗的最大值具体为:

[0026] 椭圆曲线所在的长轴对应着等效标量阻抗的最大值。

[0027] 优选地,上层金属板与透射阵列水平面之间的夹角为椭圆曲线的长轴与X轴的夹

角加上90度。

[0028] 与现有技术相比,本发明具有以下有益效果:本发明提供了一种纯金属各向异性全息阻抗超表面天线,其特征在于,包括透射阵列,所述透射阵列中心处设置有单极子天线,所述透射阵列包括多个阵列排布的阻抗单元,所述阻抗单元包括下层金属地板和上层镂空金属板,两层金属板之间设置有空气层,每个单元的上层金属板由圆形镂空和穿过镂空中心的长方形金属结构构成,所述上层金属板与透射阵列水平面之间有夹角,采用纯金属扁平结构将表面波转化为漏波,该各向异性全息阻抗面具有制造简单、超薄型和易于集成的独特特性。

[0029] 本发明还提供了一种纯金属各向异性全息阻抗超表面天线设计方法,由于纯金属结构与带有介质基板的贴片结构存在结构上互补的特性,根据巴比涅原理,只需要将原先长轴对应角度增加90度变为短轴对应角度作为旋转角度即可被用于设计纯金属结构单元。结合全息原理,漏波理论以及巴比涅原理,直接计算出纯金属结构的单元其张量阻抗与单元几何参数之间的映射关系,建立了纯金属各向异性阻抗全息超表面模型。与采用增材制造工艺实现的非扁平纯金属调制张量阻抗超表面以及纯金属空间波调制发射阵列和反射阵列相比,这种纯金属各向异性阻抗全息超表面具有制造简单、外形超小、易于集成等独特优势。

附图说明

[0030] 图1为本发明实施例的天线部分整体结构示意图,包括了单极子天线和全息阻抗调制表面两个部分。

[0031] 图2为所张量阻抗单元结构示意图。

[0032] 图3为在窄金属长方体宽度 $g_s = 2\text{mm}$ 、半径 $R_s = 5\text{mm}$ 、旋转角 $\theta_s = 60^\circ$ 的单元上,表面波传播角 θ_k 对应的等效标量阻抗。

[0033] 图4为最大等效标量阻抗与不同圆柱空心半径 R_s 的关系。

[0034] 图5为所发明的各向异性全息阻抗面在7.5GHz单波束工作时参数 R_s 的分布。

[0035] 图6为所发明的各向异性全息阻抗面在7.5GHz单波束工作时参数 θ_s 的分布。

[0036] 图7为所发明的各向异性全息阻抗面在7.5GHz双波束工作时参数 R_s 的分布。

[0037] 图8为所发明的各向异性全息阻抗面在7.5GHz双波束工作时参数 θ_s 的分布。

[0038] 图9(a)为单波束各向异性全息阻抗表面在7.5GHz仿真得到的3D远场辐射方向图,

图9(b)为双波束各向异性全息阻抗表面在7.5GHz仿真得到的3D远场辐射方向图。

[0039] 图10为所发明的单波束各向异性全息阻抗面在7.5GHz的仿真和实测远场辐射方向图。

[0040] 图11为所发明的双波束各向异性全息阻抗面在7.5GHz的仿真和实测远场辐射方向图。

[0041] 图12为所发明的单波束各向异性全息阻抗表面工作时的S11。

[0042] 图13为所发明的双波束各向异性全息阻抗表面工作时的S11。

[0043] 图中,1-上层镂空金属板,2-单极子天线,3-金属地板

具体实施方式

[0044] 为使本发明实施例的目的、技术方案和优点更加清楚,下面将结合本发明实施例中的附图,对本发明实施例中的技术方案进行清楚、完整地描述,显然,所描述的实施例是本发明一部分实施例,而不是全部的实施例。通常在此处附图中描述和示出的本发明实施例的组件可以以各种不同的配置来布置和设计。

[0045] 因此,以下对在附图中提供的本发明的实施例的详细描述并非旨在限制要求保护的本发明的范围,而是仅仅表示本发明的选定实施例。基于本发明中的实施例,本领域普通技术人员在没有作出创造性劳动前提下所获得的所有其他实施例,都属于本发明保护的范围。

[0046] 应注意到:相似的标号和字母在下面的附图中表示类似项,因此,一旦某一项在一个附图中被定义,则在随后的附图中不需要对其进行进一步定义和解释。

[0047] 在本发明实施例的描述中,需要说明的是,若出现术语“上”、“下”、“水平”、“内”等指示的方位或位置关系为基于附图所示的方位或位置关系,或者是该发明产品使用时惯常摆放的方位或位置关系,仅是为了便于描述本发明和简化描述,而不是指示或暗示所指的装置或元件必须具有特定的方位、以特定的方位构造和操作,因此不能理解为对本发明的限制。此外,术语“第一”、“第二”等仅用于区分描述,而不能理解为指示或暗示相对重要性。

[0048] 此外,若出现术语“水平”,并不表示要求部件绝对水平,而是可以稍微倾斜。如“水平”仅仅是指其方向相对“竖直”而言更加水平,并不是表示该结构一定要完全水平,而是可以稍微倾斜。

[0049] 在本发明实施例的描述中,还需要说明的是,除非另有明确的规定和限定,若出现术语“设置”、“安装”、“相连”、“连接”应做广义理解,例如,可以是固定连接,也可以是可拆卸连接,或一体地连接;可以是机械连接,也可以是电连接;可以是直接相连,也可以通过中间媒介间接相连,可以是两个元件内部的连通。对于本领域的普通技术人员而言,可以根据具体情况理解上述术语在本发明中的具体含义。

[0050] 为了使本领域的技术人员更好地理解本发明的技术方案,下面将结合附图对本发明作进一步的详细介绍。

[0051] 本发明首次提出了一种低成本的超薄纯金属各向异性阻抗全息超表面,并在C波段射频范围内进行了探索。为了更好地适应极冷和极热的恶劣条件,并有可能实现高功率微波的辐射调制,本发明摒弃了传统印刷电路板(PCB)工艺中基于基板的超表面,采用纯金属平面结构将表面波转化为漏波。

[0052] 如图1所示,本发明提供了一种纯金属各向异性全息阻抗超表面天线,包括透射阵列,所述透射阵列中心处设置有单极子天线,所述透射阵列包括多个阵列排布的阻抗单元,所述阻抗单元包括下层金属地板和上层镂空金属板,两层金属板之间设置有空气层;

[0053] 每个单元的上层金属板由圆形镂空和穿过镂空中心的长方形金属结构构成,所述上层金属板与透射阵列水平面之间有夹角。

[0054] 每个单元的上层金属板由一个半径为 R_s 的圆形镂空和穿过镂空中心的可旋转的旋转角度为 θ_s 的窄长方形金属结构构成。不同阻抗单元上层圆形镂空大小和窄长方形旋转角度不同。

[0055] 如图2所示的几何结构显示周期为 $P=16\text{mm}$,两块金属板厚度为 1mm ,中间空气层高

度为2mm

[0056] 本设计中采用了工作频率为7.5GHz的四分之一波长的单极天线来激发,由下式给出的单极子天线表面电流场,公式一:

$$[0057] \quad \mathbf{J}_{ref} = \frac{(x_{mn}, y_{mn}, 0)}{|\vec{r}_{mn}|} \exp(-jk_0 n_e |\vec{r}_{mn}|),$$

[0058] 其中, \vec{r}_{mn} 表示各项异性全息阻抗超表面上处于第m行、第n列超表面单元的中心几何位置的位置矢量; $(x_{mn}, y_{mn}, 0)$ 表示超表面上第m行、第n列超表面单元的位置坐标, n_e 是该调制各向异性全息阻抗面的等效折射率。

[0059] 当单极子天线作为馈源被放置在XOY平面的原点,其电场由下式给出公式二:

$$[0060] \quad \mathbf{E}_{obj} = (1, 0, 0) \sum_{i=1}^N \exp(-j\vec{k}_i \cdot \vec{r}_{mn}),$$

[0061] 其中 $(1, 0, 0)$ 表示辐射波偏振方向沿x轴, \vec{k}_i 是i空间光束的波矢量。

[0062] 同时满足能量守恒定律和互易性定理的张量阻抗表达式公式三:

$$[0063] \quad \mathbf{Z} = j \begin{pmatrix} Z_{xx} & Z_{xy} \\ Z_{yx} & Z_{yy} \end{pmatrix} = j \begin{pmatrix} X & 0 \\ 0 & X \end{pmatrix} + j \frac{M}{2} \text{Im}(\mathbf{E}_{obj} \otimes \mathbf{J}_{ref}^* - \mathbf{E}_{obj}^* \otimes \mathbf{J}_{ref}),$$

[0064] 其中X表示平均调制阻抗, M表示平均调制深度,由最大等效标量阻抗和最小等效标量阻抗决定。这里, \otimes 表示向量外积, *表示共轭转置。

[0065] 将公式一和公式二带入公式三,在确定设计波束照射方向 (θ_i, φ_i) 后,对于超表面上第m行、第n列超表面单元,阻抗张量Z的三个分量 Z_{xx}, Z_{xy}, Z_{yy} 可以通过下式给出:

$$[0066] \quad \begin{cases} Z_{xx} = j \left[X + \frac{M}{|\vec{r}_{mn}|} x_{mn} \sum_{i=1}^N \sin(k_0 n_e |\vec{r}_{mn}| - k_0 x_{mn} \sin \theta_i \cos \varphi_i - k_0 y_{mn} \sin \theta_i \sin \varphi_i) \right] \\ Z_{xy} = j \left[\frac{M}{2|\vec{r}_{mn}|} y_{mn} \sum_{i=1}^N \sin(k_0 n_e |\vec{r}_{mn}| - k_0 x_{mn} \sin \theta_i \cos \varphi_i - k_0 y_{mn} \sin \theta_i \sin \varphi_i) \right] \\ Z_{yy} = jX. \end{cases}$$

[0067] 考虑到能量守恒定律和所提出单元的对称性特征,非厄米特矩阵Z必须满足互易理论,要求Z是纯虚矩阵,使分量 $Z_{xy} = Z_{yx}$ 。

[0068] 为了简化单元阻抗张量与其自身几何参数之间关系的计算,并进一步阐明表面波在对称张量阻抗表面单元上的传播规律,对于给定张量阻抗Z和表面波传播方向 θ_k ,我们可以得到公式四:

$$\begin{aligned}
k_z/k_0 = & [-j(Z_0^2 - Z_{xy}^2 + Z_{xx}Z_{yy}) \\
& \pm \{(Z_0^2 - Z_{xy}^2 + Z_{xx}Z_{yy})^2 + 4Z_0^2 \\
[0069] \quad & \times (Z_{yy} \cos^2 \theta_k - Z_{xy} \sin 2\theta_k + Z_{xx} \sin^2 \theta_k) \\
& \times (Z_{xx} \cos^2 \theta_k + Z_{xy} \sin 2\theta_k + Z_{yy} \sin^2 \theta_k)\}^{1/2}] \\
& \times [2Z_0(Z_{yy} \cos^2 \theta_k - Z_{xy} \sin 2\theta_k + Z_{xx} \sin^2 \theta_k)]^{-1},
\end{aligned}$$

[0070] 其中 k_z 表示Z轴方向上的波数, k_0 表示自由空间中的波数, $\frac{k_z}{k_0}$ 是归一化的等效标量阻抗。至此,根据公式四,我们可以通过具体的张量阻抗分量 $Z_{xx}, Z_{xy}, Z_{yx}, Z_{yy}$,来确定等效标量阻抗 $Z_e = Z_0 \frac{k_z}{k_0}$ 和表面波爬行方向 θ_k 的关系。

[0071] 如图3所示,对于不同位置的单元,我们可以获取各向异性表面阻抗的等效各向同性阻抗值随着表面波不同爬行角度 θ_k 的变化曲线。表面波在张量阻抗表面不同传播方向上等效标量阻抗值的变化呈现椭圆曲线形式。

[0072] 在传统的基于基底的非纯金属超表面单元中,椭圆阻抗曲线所在的长轴对应着等效标量阻抗的最大值 $Z_{e\max}$,长轴与x轴的夹角等于设计单元的槽角 θ_s 。然而,但是在本设计中,矩形金属板的角度 θ_s 与等效标量阻抗椭圆曲线的长轴角之间额外存在90度的差值。这种差异主要归因于这种纯平面金属张量单元与传统的基于基底的矩形槽设计之间的具有互补的结构特征,这可以用巴比涅原理来解释。

[0073] 至此,我们获得了所设计超表面各位置单元所对应的等效标量阻抗的最大值。而等效标量阻抗的最大值 $Z_{e\max}$ 仅由圆柱空心半径 R_s 决定,对于不同圆柱空心半径 R_s 的单元,其性能可以通过CST仿真软件进行仿真可以获取,如图4所示,建立了阻抗张量与所设计单元的几何参数之间的简单映射关系。

[0074] 综上,确定馈源和设计波束照射方向 (θ_i, φ_i) 后,即可得到阵列上不同位置处阻抗张量Z的三个分量 Z_{xx}, Z_{xy}, Z_{yy} 。随后我们可以得到等效标量阻抗 $Z_e = Z_0 \frac{k_z}{k_0}$ 和表面波爬行方向 θ_k 的关系,所成图像的长轴对应着等效标量阻抗的最大值 $Z_{e\max}$,长轴与x轴的夹角加上90度等于设计单元的槽角 θ_s 。最后通过对比不同空心圆柱半径下单元仿真的结果,找到最大等效标量阻抗对应的圆柱空心半径 R_s 。即可获得不同位置处单元矩形金属结构旋转角度 θ_s 和圆柱空心结构的半径 R_s 。

[0075] 本发明中设计了两种各向异性全息阻抗超表面天线:一种是宽边单光束 $(\theta_1 = 0^\circ, \varphi_1 = 0^\circ)$,另一种是双光束,其中笔形光束#1指向 $(\theta_1 = 30^\circ, \varphi_1 = 0^\circ)$,铅笔光束#2指向 $(\theta_1 = 30^\circ, \varphi_1 = 180^\circ)$ 。整个超表面由 49×49 个单元组成,孔径尺寸为 $784\text{mm} \times 784\text{mm}$ 。由上下两层金属板构成,下层为纯金属地板,厚度为 1mm ,上层为切割有图案的金属板,厚度为 1mm ,两层之间的空气间隔厚度为 2mm 。根据上式,可以计算出工作在 7.5GHz 频率下的两个调制各向异性全息阻抗面上不同位置分布的 E_{obj} 和 J_{ref} ,继而计算出张量阻抗分量Z。此外,考虑等效标量方程以及最大等效标量阻抗与圆柱空心半径之间的映射关系,可以得到几何参数 R_s 和 θ_s ,如图5,6,7,8所示。

[0076] 另一方面,单极子馈源天线的具体参数如下。单极子馈源天线可以采用柱形金属单极子天线。本发明采用的单极子天线长度为10mm,直径1.8mm,穿过超表面中间半径为5mm圆柱孔洞对整个天线进行馈电;

[0077] 以下结合电磁仿真软件HFSS对上述案例进行仿真。

[0078] 仿真1,对本发明实施例中单波束纯金属各向异性阻抗全息超表面的2D远场方向图进行仿真,其结果如图10所示。

[0079] 仿真2,对本发明实施例中单波束纯金属各向异性阻抗全息超表面的2D远场方向图进行仿真,其结果如图11所示。

[0080] 仿真3,对本发明实施例中单波束纯金属各向异性阻抗全息超表面的S11参数进行仿真,其结果如图12所示。

[0081] 仿真4,对本发明实施例中单波束纯金属各向异性阻抗全息超表面的S11参数进行仿真,其结果如图13所示。

[0082] 仿真与测试结果分析

[0083] 如图9(a),图9(b),图10和11所示。从辐射方向图可以看出,在7.5GHz下工作时,主要辐射方向与期望辐射角($\theta_1 = 0^\circ, \varphi_1 = 0^\circ$)具有很好的一致性。此外,双光束的对应指向方向为($\theta_1 = 30^\circ, \varphi_1 = 0^\circ$)和($\theta_1 = 30^\circ, \varphi_1 = 180^\circ$)与设计基本一致。

[0084] 由于导体的电导率有限,测得的远场辐射增益分别比7.5GHz频率下的模拟增益小1.5dB。

[0085] 图12和13为各向异性全息阻抗超表面的反射系数S11随不同工作频率变化曲线。从图中可以看出,当工作频率处于6.6GHz-8.0GHz频段,天线反射系数均小于-10dB,表明带宽在6.6GHz-8.0GHz频段内实现良好的阻抗匹配。

[0086] 尽管以上结合附图对本发明的实施方案进行了描述,但是本发明并不局限于上述的具体实施方案和应用领域,上述的具体实施方案仅仅是示意性的、指导性的,而不是限制性的。本领域的普通技术人员在说明书的启示下,在不脱离本发明权利要求所保护的范围的情况下,还可以做出很多种的形式,这些均属于本发明保护之列。

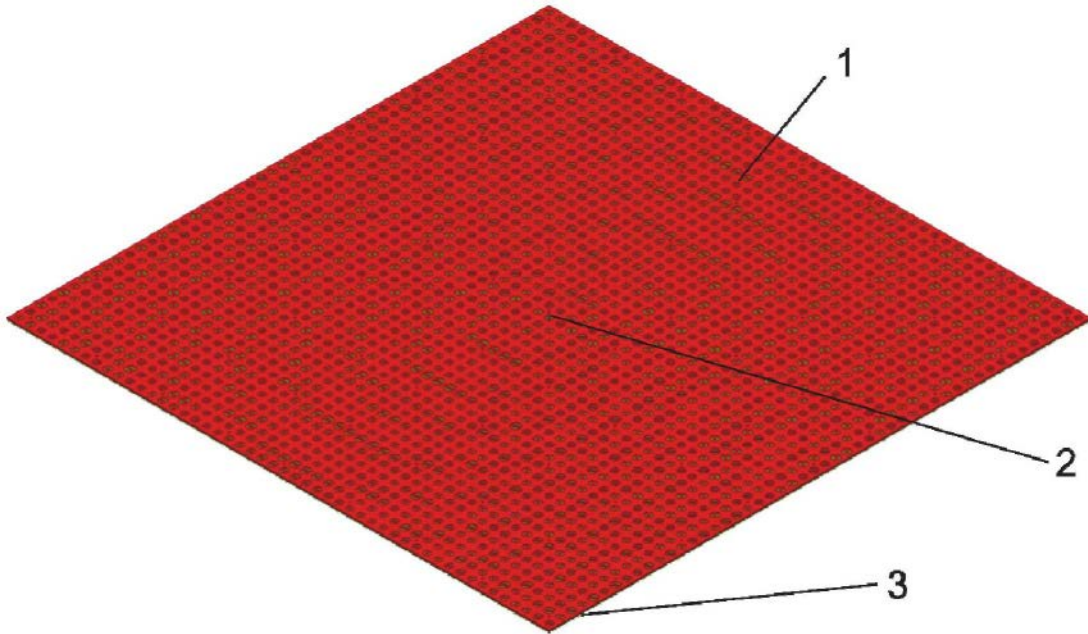


图1

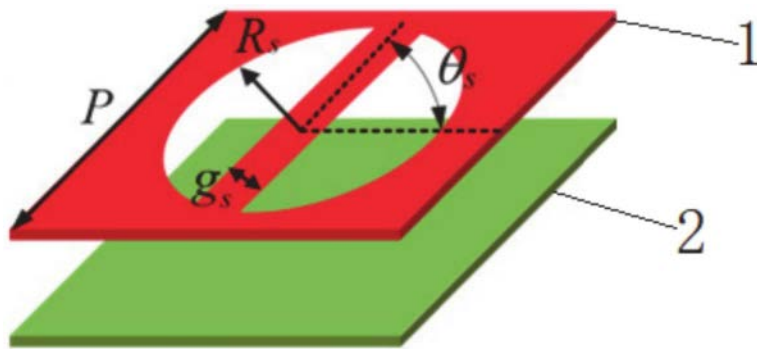


图2

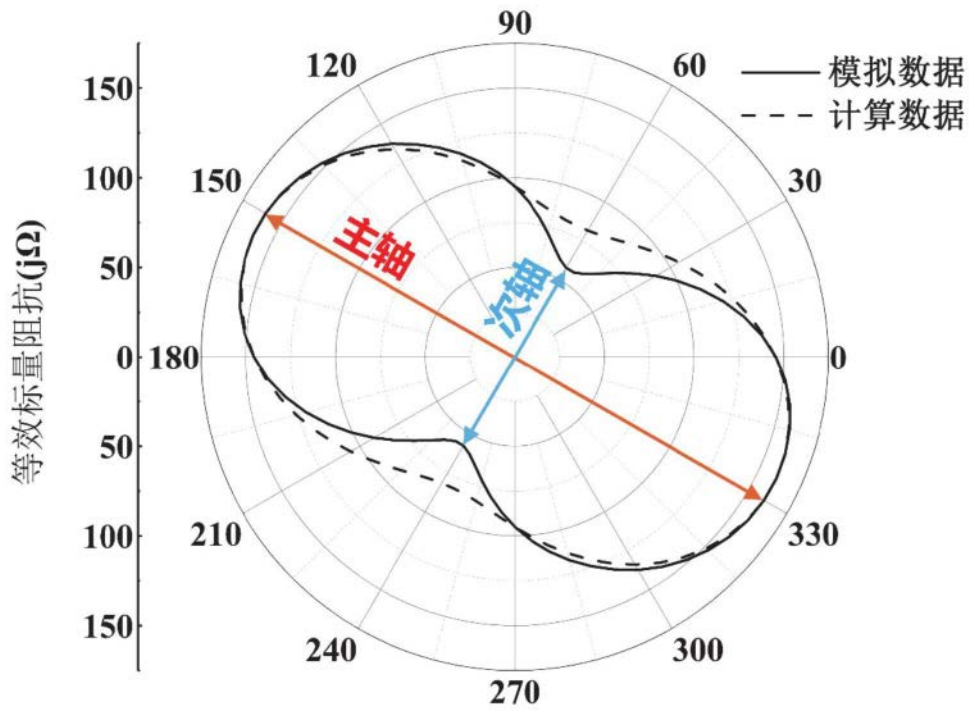


图3

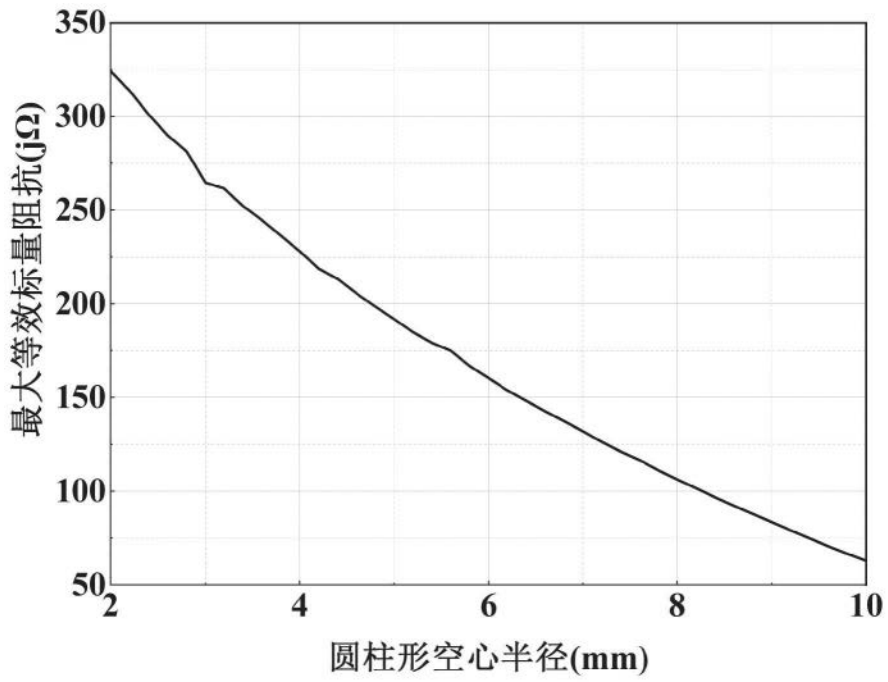


图4

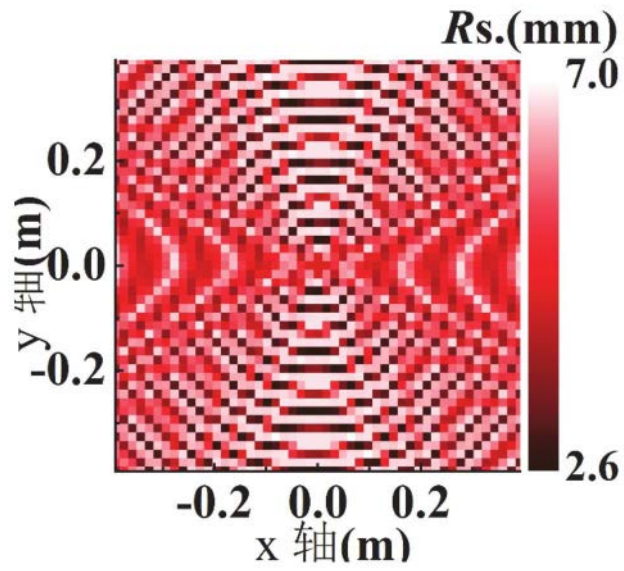


图5

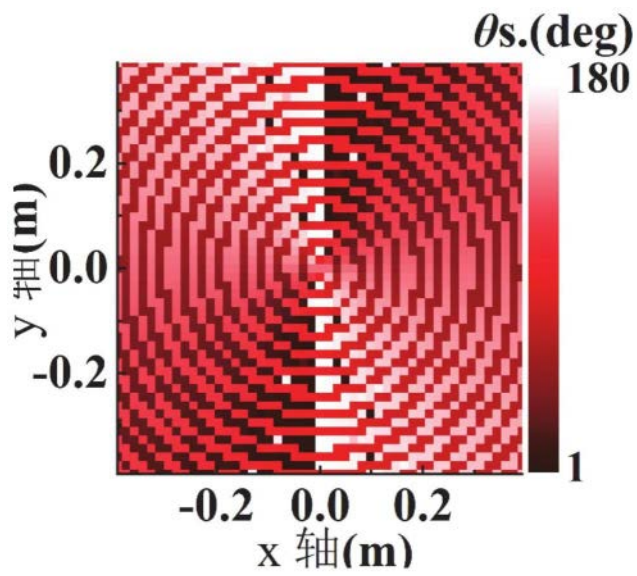


图6

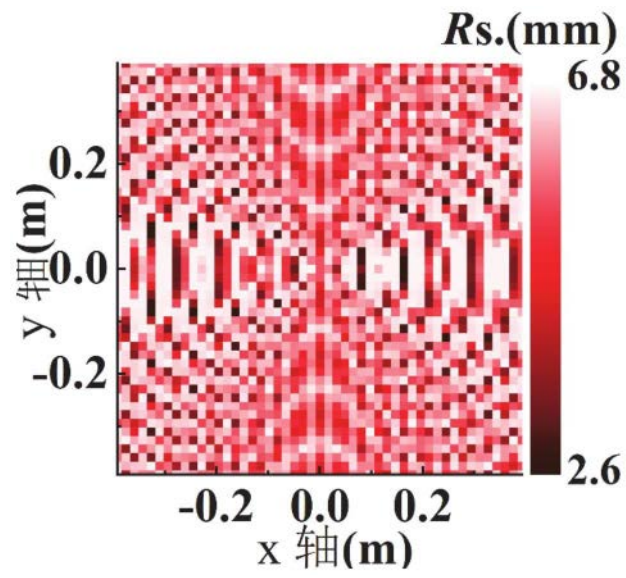


图7

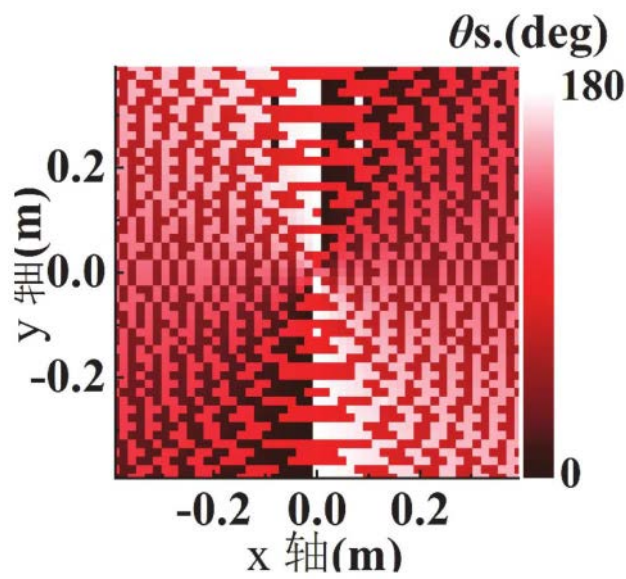


图8

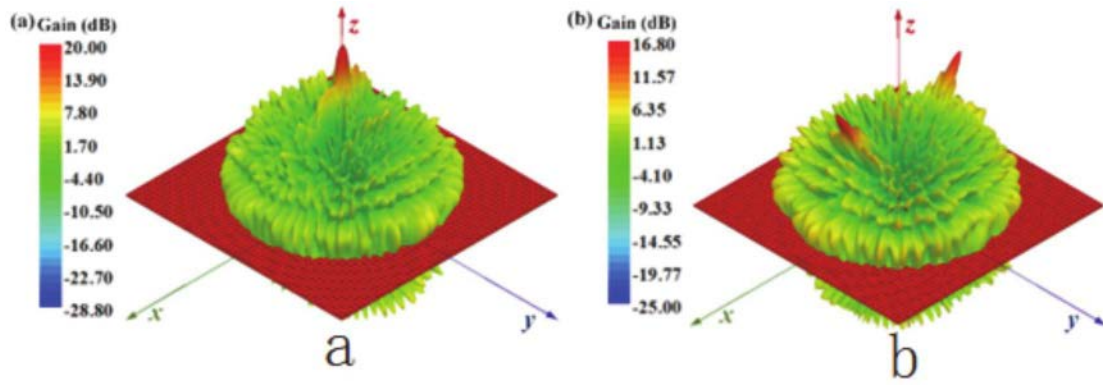


图9

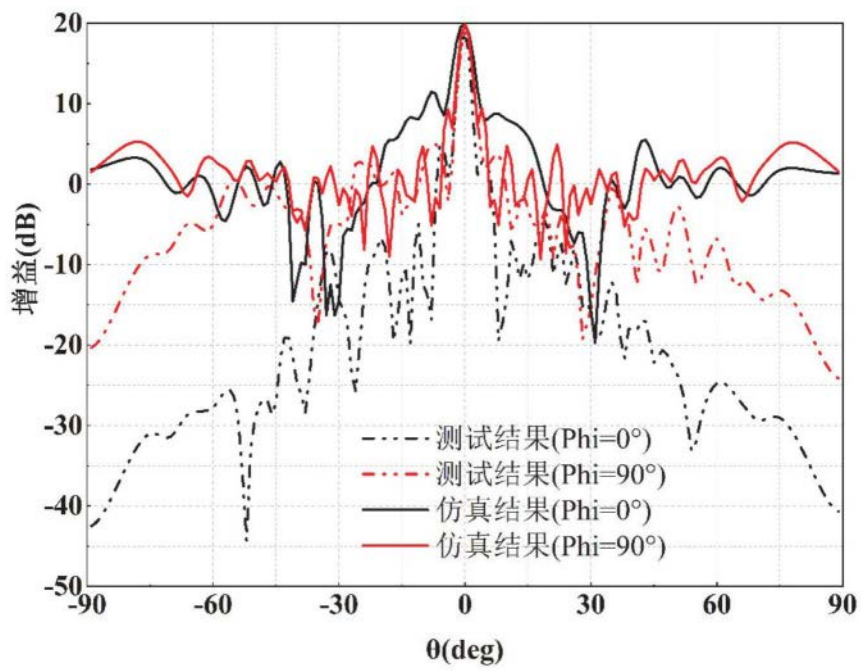


图10

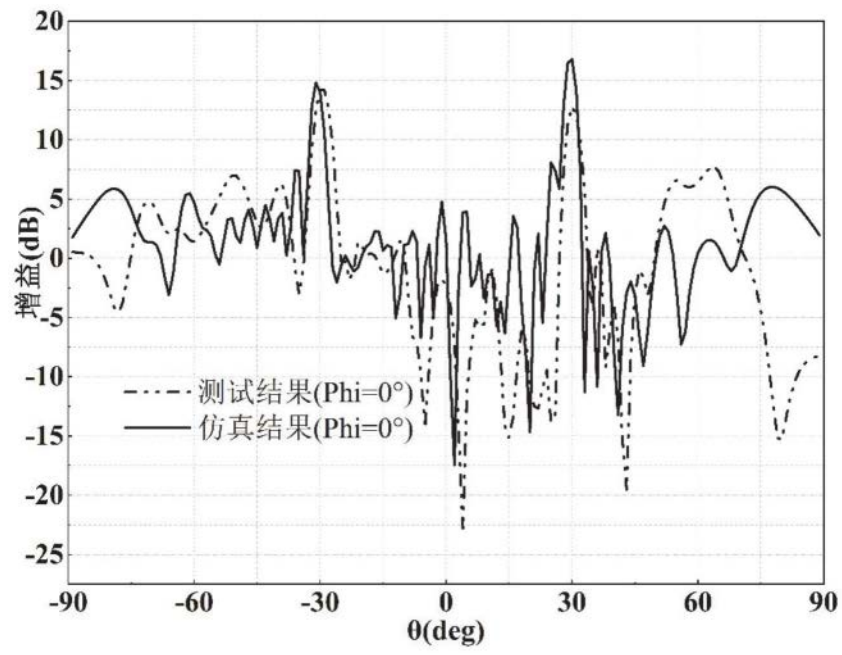


图11

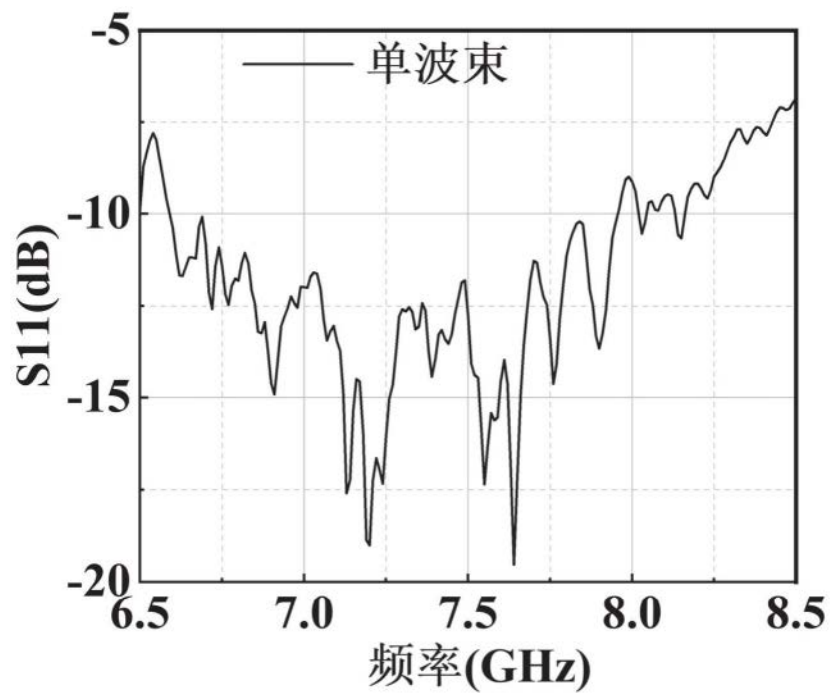


图12

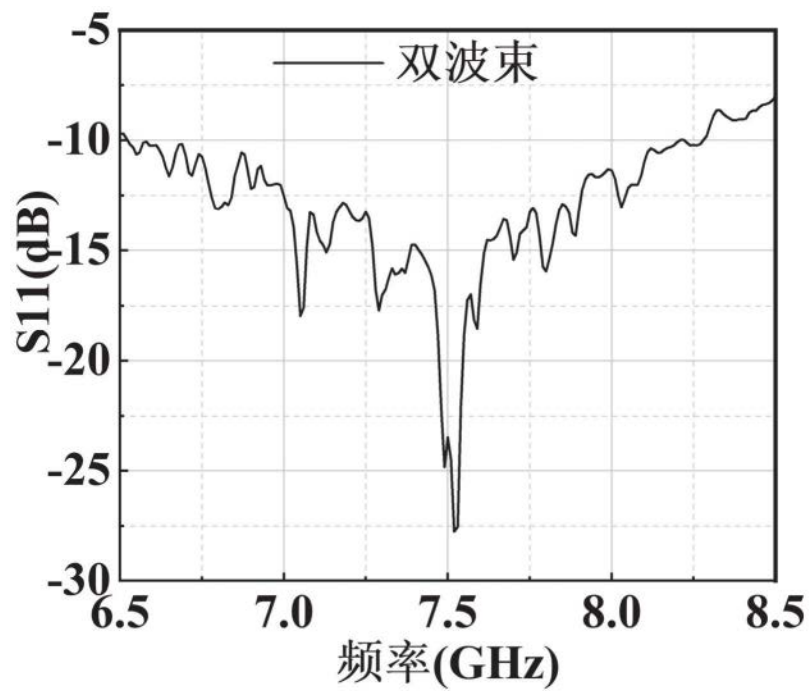


图13