



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 113410627 B

(45) 授权公告日 2022.06.14

(21) 申请号 202110514560.9

H01Q 1/50 (2006.01)

(22) 申请日 2021.05.11

H01Q 1/48 (2006.01)

(65) 同一申请的已公布的文献号

H01Q 15/00 (2006.01)

申请公布号 CN 113410627 A

H01Q 13/10 (2006.01)

(43) 申请公布日 2021.09.17

(56) 对比文件

(73) 专利权人 华南理工大学

CN 107134654 A, 2017.09.05

地址 510640 广东省广州市天河区五山路
381号

CN 109888480 A, 2019.06.14

CN 110492250 A, 2019.11.22

CN 109524788 A, 2019.03.26

CN 112086754 A, 2020.12.15

(72) 发明人 杨琬琛 李靖豪 车文荃 薛泉
刘旭夫

Tarron S. Teeslink等.Reconfigurable

(74) 专利代理机构 广州市华学知识产权代理有
限公司 44245

Bowtie Antenna Using Metal-Insulator
Transition in Vanadium Dioxide.《IEEE
ANTENNAS AND WIRELESS PROPAGATION
LETTERS》.2015,1381-1384页.

专利代理师 王东东

审查员 张莹

(51) Int. Cl.

权利要求书1页 说明书6页 附图12页

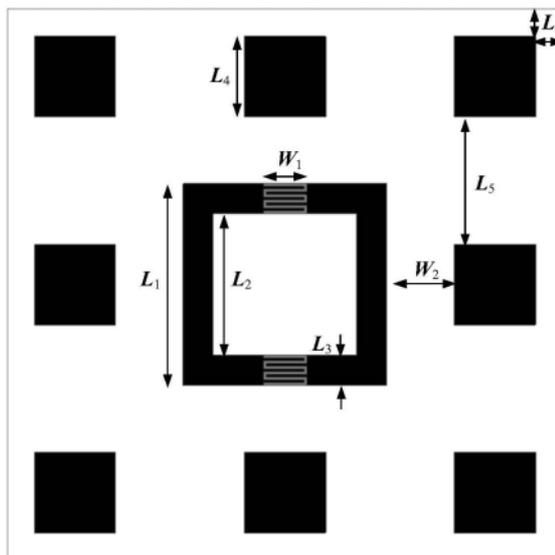
H01Q 1/38 (2006.01)

(54) 发明名称

基于二氧化钒薄膜的三频可重构超表面天线及通信设备

(57) 摘要

本发明公开了一种基于二氧化钒薄膜的三频可重构超表面天线及通信设备,包括介质基板、金属地板及超表面结构,所述金属地板设置在介质基板的下表面,超表面结构设置在介质基板的上表面,所述超表面结构包括N*M个呈阵列排布的超表面单元,每个超表面单元包括一个嵌有二氧化钒薄膜的方环及八个矩形贴片,所述八个矩形贴片设置在方环周围。本发明提出的基于二氧化钒薄膜的频率可调谐超表面天线,当方环中的二氧化钒薄膜的电阻率改变时,可实现从21.5GHz到28GHz的频率调谐,并且通过四周的矩形贴片引入40GHz的频点,实现三频可调谐的功能。



1. 一种基于二氧化钒薄膜的三频可重构超表面天线,包括介质基板、金属地板及超表面结构,所述金属地板设置在介质基板的下表面,超表面结构设置在介质基板上表面,其特征在于,所述超表面结构包括 $N*M$ 个呈阵列排布的超表面单元,每个超表面单元包括一个嵌有二氧化钒薄膜的方环及八个矩形贴片,所述八个矩形贴片设置在方环周围;

所述方环位于超表面单元的中心位置,且在上、下边对称位置刻蚀缝隙用于嵌入二氧化钒薄膜,所述缝隙是由交指型结构的间隔形成;

当二氧化钒薄膜为导体时,超表面单元中加载二氧化钒薄膜的方环看作是一个完整的方环,在第一频率发生谐振,而矩形贴片在第三频率发生谐振;当二氧化钒薄膜为绝缘体时,加载二氧化钒薄膜的方环看作是开口环,在第二频率发生谐振,矩形贴片同样在第三频率发生谐振。

2. 根据权利要求1所述的三频可重构超表面天线,其特征在于, $N*M$ 个超表面单元内的方环通过微带分支相互连接,形成连通回路。

3. 根据权利要求2所述的三频可重构超表面天线,其特征在于,所述超表面结构的两端分别设置一个金属偏置电路,所述金属偏置电路包括一对金属扇形贴片及金属矩形贴片,所述金属矩形贴片通过一对金属扇形贴片与超表面结构连接。

4. 根据权利要求1-3任一项所述的三频可重构超表面天线,其特征在于,所述金属地板上刻蚀组合缝隙,所述组合缝隙包括一条环形缝隙、一条骨头缝隙及两条U型寄生缝隙,所述骨头缝隙位于环形缝隙的中心位置,两条U型寄生缝隙对称位于环形缝隙的两侧。

5. 根据权利要求4所述的三频可重构超表面天线,其特征在于,还包括加载金属双脊结构的阶梯波导,所述金属地板与阶梯波导连接。

6. 根据权利要求4所述的三频可重构超表面天线,其特征在于,环形缝隙及骨头缝隙的两端均设凸出部分,用于增大电流路径;

环形缝隙、骨头缝隙及U型寄生缝隙的长度均为工作频率的半波长。

7. 根据权利要求1所述的三频可重构超表面天线,其特征在于,嵌入二氧化钒薄膜的宽度 W_1 为 $0.005\lambda\sim 0.1\lambda$,长度 L_2 为 $0.003\lambda\sim 0.1\lambda$ 。

8. 根据权利要求4所述的三频可重构超表面天线,其特征在于,所述超表面单元为 $2*2$ 个,组合缝隙两个,对称分布在金属地板水平中线的两侧。

9. 一种通信设备,其特征在于,包括如权利要求1-8任一项所述的三频可重构超表面天线。

基于二氧化钒薄膜的三频可重构超表面天线及通信设备

技术领域

[0001] 本发明涉及天线领域,具体涉及一种基于二氧化钒薄膜的三频可重构超表面天线及通信设备。

背景技术

[0002] 随着无线网络的发展,无线数据业务爆炸性地增长,为了满足无线通信应用场景的需求,未来的通信系统需要提供的更大的带宽以及更高的频谱效率。毫米波频段以其极宽的带宽,高传输质量等优点吸引了大众的目光。现代通信、雷达、制导及导航等系统的工作频率已逐步由微波频段扩展到毫米波频段,尤其是在军事应用方面,毫米波电路与系统以其结构小、重量轻、分辨力高、抗干扰能力强等特点,展现出巨大的优势。为实现通信、导航、制导、警戒、武器寻的等目的,飞机、舰船和卫星等载体往往需要搭载多个无线电设备,随着搭载的设备密度的不断提高,设备之间的电磁干扰变得非常严重,甚至导致设备无法正常工作。为减轻平台上所负载的天线重量、降低成本、减小平台的雷达散射截面积、实现良好的电磁兼容特性,希望实现一个多功能的系统,通过切换状态可以实现不同的功能。

[0003] 可重构技术的提出,给天线的设计提供了新的思路 and 方向,它使用机械或者电调控的方式,能在一个天线口径中实现多个天线的功能。这种天线主要具备以下几个方面的优势:

[0004] (1) 多天线共用一个口径,减小了系统的体积,使得结构更加简化和紧凑,有利于集成到当前的无线通信设备上。

[0005] (2) 使用机械或者电调控方式进行动态调节,使天线更加灵活可变。

[0006] (3) 减小了设备的电磁干扰,改善负载与天线之间的电磁兼容特性。

[0007] 可重构技术按照功能的不同可分为极化可重构,方向图可重构和频率可重构。可重构系统需要加载一个或者多个可控制器件来实现功能切换,传统的可控制器件大多是半导体开关,如PIN二极管、变容二极管等,但其适用频率较低,在毫米波频段插入损耗太大,40GHz时损耗已达5dB,无法在毫米波段正常使用。近年来,一些新的可控制器件不断被提出,例如,MEMS开关、相变材料等。MEMS开关转换速度慢,能耗大,且容易受到应力、潮湿、高温高压等外界因素影响,可靠性较低;碲化锗(GeTe)的性能和 VO_2 薄膜相近,但转换速度较慢,功耗较大;而石墨烯对制备工艺要求极高,目前还没有成熟的单层石墨烯薄膜制备方法,且其调控电压也要求较高。因此想要实现毫米波可重构系统,寻找一种可以应用于毫米波的开关器件至关重要。

发明内容

[0008] 为了克服现有技术存在的缺点与不足,本发明首要目的提供一种基于二氧化钒薄膜的三频可重构超表面天线,该天线能够在低剖面的情况下,实现高增益和大范围频率调谐。

[0009] 本发明的次要目的是提供一种通信设备。

[0010] 本发明首要目的是采用如下技术方案：

[0011] 一种基于二氧化钒薄膜的三频可重构超表面天线，包括介质基板、金属地板及超表面结构，所述金属地板设置在介质基板的下表面，超表面结构设置在介质基板上表面，所述超表面结构包括 $N \times M$ 个呈阵列排布的超表面单元，每个超表面单元包括一个嵌有二氧化钒薄膜的方环及八个矩形贴片，所述八个矩形贴片设置在方环周围。

[0012] 进一步，所述方环位于超表面单元的中心位置，且在上、下边对称位置刻蚀交指型缝隙用于嵌入二氧化钒薄膜。

[0013] 进一步， $N \times M$ 个超表面单元内的方环通过微带分支相互连接，形成连通回路。

[0014] 进一步，所述超表面结构的两端分别设置一个金属偏置电路，所述金属偏置电路包括一对金属扇形贴片及金属矩形贴片，所述金属矩形贴片通过一对金属扇形贴片与超表面结构连接。

[0015] 进一步，所述金属地板上刻蚀组合缝隙，所述组合缝隙包括一条环形缝隙、一条骨头缝隙及两条U型寄生缝隙，所述骨头缝隙位于环形缝隙的中心位置，两条U型寄生缝隙对称位于环形缝隙的两侧。

[0016] 进一步，还包括加载金属双脊结构的阶梯波导，所述金属地板与阶梯波导连接。

[0017] 进一步，环形缝隙及骨头缝隙的两端均设凸出部分，用于增大电流路径；

[0018] 环形缝隙、骨头缝隙及U型寄生缝隙的长度均为工作频率的半波长。

[0019] 进一步，嵌入二氧化钒薄膜的宽度 W_1 为 $0.005\lambda \sim 0.1\lambda$ ，长度 L_3 为 $0.003\lambda \sim 0.1\lambda$ 。

[0020] 进一步，所述超表面单元为 2×2 个，组合缝隙两个，对称分布在金属地板水平中线的两侧。

[0021] 本发明次要目的是采用如下技术方案：

[0022] 一种通信设备，包括所述的三频可重构超表面天线。

[0023] 本发明的有益效果：

[0024] (1) 本发明提出的基于二氧化钒薄膜的频率可调谐超表面天线，当方环中的二氧化钒薄膜的电阻率改变时，可实现从21.5GHz到28GHz的频率调谐，并且通过四周的矩形贴片引入40GHz的频点，实现三频可调谐的功能；

[0025] (2) 相比于一般可重构天线用到的半导体开关，MEMS开关和其他的相变材料，二氧化钒的损耗更小，开关速度更快，隔离度更高；

[0026] (3) 本发明提出的基于二氧化钒薄膜的频率可调谐超表面结构，具有低剖面特性，结构厚度仅为 0.1λ ；

[0027] (4) 本发明提出的基于二氧化钒薄膜的频率可调谐超表面，具有高增益的特性。当二氧化钒薄膜处于导体状态，天线在21.17~21.82GHz中最大增益为7.4dBi，在38.55~41.24GHz中最大增益为14.6dBi。当二氧化钒薄膜处于绝缘状态，天线在27.85~28.97GHz中最大增益为7.5dBi，在38.57~41.3GHz中最大增益为14.4dBi；

[0028] (5) 本发明提出的基于二氧化钒薄膜的频率可调谐超表面天线，控制电路简单，可控性强，而且两个频率之间的切换时间非常短。

附图说明

[0029] 图1是本发明基于二氧化钒薄膜的三频可重构超表面天线的单元结构俯视图；

- [0030] 图2是本发明基于二氧化钒薄膜的三频可重构超表面天线的三维图；
- [0031] 图3是本发明基于二氧化钒薄膜的三频可重构超表面天线的俯视图；
- [0032] 图4是本发明基于二氧化钒薄膜的三频可重构超表面天线的侧视图；
- [0033] 图5 (a) 及图5 (b) 分别是本发明基于二氧化钒薄膜的三频可重构超表面天线的耦合缝隙结构图；
- [0034] 图6 (a) 及图6 (b) 是本发明基于二氧化钒薄膜的三频可重构超表面天线在 VO_2 薄膜绝缘和导通两种状态下的特征阻抗 Z_0 图；
- [0035] 图7 (a) 是本发明基于二氧化钒薄膜的三频可重构超表面天线的耦合缝隙在 VO_2 薄膜导通时22GHz工作电场分布图；
- [0036] 图7 (b) 是耦合缝隙在 VO_2 薄膜导通时40GHz工作电场分布图；
- [0037] 图7 (c) 是耦合缝隙在 VO_2 薄膜断开时28GHz工作电场分布图；
- [0038] 图7 (d) 是耦合缝隙在 VO_2 薄膜断开时40GHz工作电场分布图；
- [0039] 图7 (e) 是图7 (a) ~图7 (d) 中的分布强弱示意图；
- [0040] 图8 (a) 为本发明 VO_2 薄膜导通时的反射系数曲线和增益曲线；
- [0041] 图8 (b) 为本发明 VO_2 薄膜导通时的方向图；
- [0042] 图8 (c) 为本发明 VO_2 薄膜绝缘时的反射系数曲线和增益曲线；
- [0043] 图8 (d) 为本发明 VO_2 薄膜绝缘时的方向图；
- [0044] 图8 (e) 为本发明 VO_2 薄膜处于导通状态时天线在21.5GHz和40GHz方向图；
- [0045] 图8 (f) 为本发明 VO_2 薄膜处于绝缘体状态时天线在28GHz和40GHz方向图。

具体实施方式

[0046] 下面结合实施例及附图,对本发明作进一步地详细说明,但本发明的实施方式不限于此。

[0047] 实施例1

[0048] 如图1-图4所示,一种基于二氧化钒薄膜的三频可重构超表面天线,包括介质基板2,所述介质基板的下表面设置金属地板3,超表面结构位于介质基板上表面的中央位置。本实施例中超表面结构由2*2组超表面单元1构成,超表面单元结构相同,每个超表面单元包括一个嵌有二氧化钒薄膜的方环及八个矩形贴片。

[0049] 进一步,方环为矩形方环,方环位于超表面单元的正中心,在矩形方环的上、下对边对称刻蚀出交指型的缝隙来嵌入二氧化钒薄膜,八个矩形贴片对称分布在方环周围,其中两个位于超表面单元的水平中线上,两个位于超表面单元的竖直中线上,其它四个分别位于超表面单元的两个对角线上,交指结构的二氧化钒薄膜相变前的电阻较低,在耗散功率一致的情况下,薄膜电路上的承载电压较低,不易击穿,更适用于多个薄膜串联的情况。当二氧化钒薄膜为导体时,超表面单元中加载二氧化钒薄膜的方环可以看作是一个完整的方环,在22GHz发生谐振,而矩形贴片在40GHz发生谐振;当二氧化钒薄膜为绝缘体时,加载二氧化钒薄膜的方环可以看作是开口环,在28GHz发生谐振,矩形贴片同样在40GHz发生谐振。

[0050] 为了进一步实现滤波功能,本实施例还包括金属偏置电路5,金属偏置电路位于整体金属超表面结构的两侧,分别通过微带分支与金属超表面结构连接,并在靠近金属矩形

贴片的分支处加载一对金属扇形贴片,实现滤波功能。本实施例将偏置电路设计在远离天线主体辐射的区域,可以有效地减少偏置电路对天线辐射性能的影响。相邻超表面单元间,通过微带分支将超表面单元1内的方环贴片连接起来,保证连通性,便于传输直流电,并在最上方和最下方分别通过微带分支与一个金属矩形贴片连接,并在靠近矩形贴片的分支处加载一对金属扇形贴片,构成带有滤波功能的偏置电路,扇形枝节可等效为电容,可以滤除射频信号。

[0051] 本发明提出的天线为三频天线,因此金属地板上刻蚀的缝隙要满足在三个频段都能将能量耦合到超表面结构上。本实施例中金属地板的上表面刻蚀组合缝隙8,所述组合缝隙8包括一条环型缝隙,一条骨头缝隙和U型寄生双缝,其中骨头缝隙位于环型缝隙中心,但不与环型缝隙接触,U型寄生双缝分别位于环型缝隙的两侧。其中骨头缝隙实现21.5GHz的谐振,环型缝隙实现28GHz的谐振,双U型寄生缝隙实现40GHz的谐振。而又由于只采用一组缝隙耦合能量的话,不能均匀有效地激励四个方环,所以采用两个组合缝隙上下对称放置,且每组缝隙下方都添加双脊结构,改善阻抗匹配。最后金属地板直接与阶梯状矩形波导相连,将标准矩形波导改成阶梯状的矩形波导的目的是改善阻抗匹配,加入双脊的目的是拓宽带宽并一定程度上也能改善阻抗匹配。

[0052] 本实施例中,金属地板与下方加载金属双脊结构7的阶梯波导6相连,通过缝隙从波导耦合能量到超表面结构上。加载金属双脊结构和将波导进行阶梯状处理可以改善馈电结构和天线之间的阻抗匹配,所述阶梯波导具体为阶梯矩形波导。

[0053] 本实施例中,骨头缝隙包括一条长条形缝隙,所述长条形缝隙的两端加载方形缝隙即凸起部分。

[0054] 进一步地,所述介质基板2的介电常数 ϵ_r 为2~20,长度为 $0.1\lambda\sim 5\lambda$,宽度为 $0.5\lambda\sim 10\lambda$,厚度为 $0.001\lambda\sim 0.5\lambda$,其中, λ 为中心频率对应的自由空间波长。

[0055] 进一步地,所述金属地板3长度为 $0.1\lambda\sim 5\lambda$,宽度为 $0.5\lambda\sim 10\lambda$ 其中, λ 为中心频率对应的自由空间波长。

[0056] 进一步地,如图1所示,所述的每组超表面单元1中方环的外环边长 L_1 为 $0.01\lambda\sim 3\lambda$,内环边长 L_2 为 $0.005\lambda\sim 2.5\lambda$, λ 为自由空间波长。交指型 VO_2 薄膜的宽度 W_1 为 $0.005\lambda\sim 0.1\lambda$,长度 L_3 为 $0.003\lambda\sim 0.1\lambda$,具体的长宽可根据调谐频率的需求而设定。矩形贴片的长和宽 L_4 都为 $0.05\lambda\sim \lambda$,相邻矩形贴片之间距离 L_5 为 $0.01\lambda\sim \lambda$ 且与方环的距离 W_2 为 $0.005\lambda\sim 0.5\lambda$, λ 为自由空间波长。位于方环斜对角的矩形贴片位置可以适当调整以更好的进行阻抗匹配。每组超表面单元之间的距离为 $2*L_6$, L_6 为 $0.005\lambda\sim 0.5\lambda$, λ 为自由空间波长。

[0057] 进一步地,如图3所示,所述偏置电路与每个方环边缘处相连,且微带分支的长度 L_7 , W_3 , L_8 分别为 $0.05\lambda\sim 3\lambda$, $0.06\lambda\sim 3\lambda$, $0.05\lambda\sim 1.3\lambda$,宽度均为 $0.0005\lambda\sim 0.05\lambda$, λ 为自由空间波长。扇形贴片的半径 R 为 $0.001\lambda\sim 0.1\lambda$,角度为 $30^\circ\sim 135^\circ$ 。直流电馈电处的矩形贴片长度和宽度 W_5 均为 $0.05\lambda\sim 0.5\lambda$, λ 为自由空间波长。为了改善阻抗匹配,调整了方环斜对角的矩形贴片位置,相邻贴片距离 W_4 为 $0.05\lambda\sim \lambda$, λ 为自由空间波长。

[0058] 进一步地,如图5(b)所示,所述缝隙采用的是组合缝隙8的形式,包括一条环型缝,一条骨头缝和U型寄生双缝,其中骨头缝隙位于环型缝中心,两侧凸出部分长度 L_{10} 为 $0.005\lambda\sim 0.1\lambda$,宽度 W_8 为 $0.005\lambda\sim 0.1\lambda$,中间细长条缝隙长度 L_{13} 为 $0.05\lambda\sim \lambda$,宽度 W_{10} 为 $0.002\lambda\sim 0.05\lambda$ 。环缝内侧长度 L_{14} 为 $0.05\lambda\sim 2\lambda$,宽度 W_7 为 $0.05\lambda\sim 2\lambda$, W_{13} 为 $0.003\lambda\sim 0.1\lambda$, λ 为自由空

间波长。环缝外侧长度 L_9 为 $0.02\lambda\sim\lambda$, L_{11} 为 $0.005\lambda\sim 0.5\lambda$, 宽度 W_6 为 $0.05\lambda\sim\lambda$, W_9 为 $0.005\lambda\sim 0.1\lambda$ 。环缝中心部分宽度 L_{12} 为 $0.001\lambda\sim 0.5\lambda$ 。U型寄生双缝分别位于环型缝的两侧, 长度 L_{15} 为 $0.05\lambda\sim 2\lambda$, L_{16} 为 $0.005\lambda\sim 0.2\lambda$, 宽度 W_{12} 为 $0.002\lambda\sim 0.05\lambda$, W_{14} 为 $0.001\lambda\sim 0.5\lambda$, 且双缝与环缝的距离 W_{11} 为 $0.001\lambda\sim 0.1\lambda$, λ 为自由空间波长。

[0059] 进一步地, 如图7(a)、7(b)及图7(e)所示, 当 VO_2 薄膜导通, 天线工作在22GHz时工作缝隙为外部环缝, 电场在环缝处最强。40GHz时工作缝隙为两侧U型缝隙, 电场在U型缝隙处最强; 如图7(c)和图7(d)所示, 当 VO_2 薄膜绝缘, 天线工作在28GHz时工作缝隙为内部骨头缝, 电场在骨头缝处最强。40GHz时工作缝隙为两侧U型缝隙, 电场在U型缝隙处最强。

[0060] 进一步地, 如图2和图4所示, 阶梯状矩形波导下半部分的宽度为 $0.3\lambda\sim 3\lambda$, 长度为 $0.5\lambda\sim 5\lambda$, 高度为 $0.02\lambda\sim 2\lambda$; 上半部分的宽度为 $0.1\lambda\sim\lambda$, 长度为 $0.5\lambda\sim 5\lambda$, 高度为 $0.02\lambda\sim 2\lambda$, 其中, λ 为中心频率对应的自由空间波长。

[0061] 进一步地, 如图2和图4所示, 金属双脊下半部分的长度为 $0.02\lambda\sim\lambda$, 宽度为 $0.01\lambda\sim\lambda$, 高度为 $0.01\lambda\sim 2\lambda$, 上半部分的长度为 $0.01\lambda\sim\lambda$, 宽度为 $0.01\lambda\sim\lambda$, 高度为 $0.01\lambda\sim 2\lambda$, 其中, λ 为中心频率对应的自由空间波长。

[0062] 本实施例中的具体尺寸如下:

[0063] 所述介质基板材料为蓝宝石(Al_2O_3), 介电常数 ϵ_r 为10, 厚度为0.5mm, 约为 $0.11\lambda_0$ (其中 λ_0 为中心频率21.5GHz处的自由空间波长); 所述介质基板、金属地板为矩形, 长度为17mm, 宽度为10mm。

[0064] 所述的每组超表面单元中方环的外环边长 L_1 为1.5mm, 内环边长 L_2 为1.06mm。交指型 VO_2 薄膜的宽度 W_1 为0.32mm, 长度 L_3 为0.22mm, 具体的长宽可根据调谐频率的需求而设定。矩形贴片的长和宽 L_4 都为0.6mm, 相邻矩形贴片之间距离 L_5 为0.75mm, 且与方环的距离 W_2 为0.25mm。每组超表面单元之间的距离为 $2*L_6$, L_6 为0.2mm。

[0065] 所述偏置电路与每个方环边缘处相连, 且微带分支的长度 L_7, W_3, L_8 分别为2mm, 2.3mm, 2mm, 宽度均为0.1mm。扇形贴片的半径 R 为0.6mm, 角度为 90° 。直流电馈电处的矩形贴片长度和宽度 W_5 均为1mm。为了改善阻抗匹配, 调整了方环斜对角的矩形贴片位置, 相邻贴片距离 W_4 为0.7mm。

[0066] 所述缝隙采用的是组合缝隙的形式, 包括一条环型缝, 一条骨头缝和U型寄生双缝, 其中骨头缝位于环型缝中心, 两侧凸出部分长度 L_{10} 为0.15mm, 宽度 W_8 为0.223mm, 中间细长条缝隙长度 L_{13} 为1.389mm, 宽度 W_{10} 为0.075mm。环缝内侧长度 L_{14} 为0.8mm, 宽度 W_7 为0.6mm, W_{13} 为0.11mm。环缝外侧长度 L_9 为0.45mm, L_{11} 为0.1mm, 宽度 W_6 为0.8mm, W_9 为0.21mm。环缝中心部分宽度 L_{12} 为0.05mm。U型寄生双缝分别位于环型缝的两侧, 长度 L_{15} 为0.77mm, L_{16} 为0.1mm, 宽度 W_{12} 为0.073mm, W_{14} 为0.042mm, 且双缝与环缝的距离 W_{11} 为0.0435mm。

[0067] 所述阶梯矩形波导下半部分的宽度为3.4mm, 长度为7.32mm, 高度为2.8mm; 上半部分的宽度为1.6mm, 长度为7.32mm, 高度为5.28mm。

[0068] 所述金属双脊结构下半部分的长度为1.829mm, 宽度为0.975mm, 高度为2.8mm, 上半部分的长度为0.77mm, 宽度为0.42mm, 高度为2.54mm。

[0069] 结合图6(a)及图6(b)所示, 当 VO_2 薄膜为导体时, 超表面的特征阻抗 Z_0 在22GHz和40GHz的实部达到最大值, 虚部为0, 表明在这两个频点发生谐振; 当 VO_2 薄膜为绝缘体时, 超表面的特征阻抗 Z_0 在28GHz和40GHz的实部达到最大值, 虚部为0, 表明在这两个频点发生谐

振,谐振频率的调谐比约为1:1.27:1.82。表明在低剖面的条件下,该超表面结构的工作频率会根据 VO_2 薄膜的导电率变化而发生变化,实现频率调谐。

[0070] 图8(a)~图8(f)展示了基于 VO_2 薄膜的三频可重构超表面天线在两种状态下的工作带宽,增益以及方向图。图8(a)为 VO_2 薄膜处于导体状态时,天线的反射系数和增益曲线,可以看出,反射系数低于-10dB的工作带宽为21.04~21.73GHz和38.53~40.8GHz,相对带宽分别为3.2%和5.7%,最大增益可达5.6dBi和11.9dBi;图8(d)为 VO_2 薄膜处于绝缘体状态时,天线的反射系数和增益曲线,可以看出,反射系数低于-10dB的工作带宽为27.44~28.76GHz和38.63~40.82GHz,相对带宽分别为4.7%和5.5%,最大增益可达6.45dBi和11.7dBi;图8(b)、图8(c)和图8(e)、图8(f)分别为 VO_2 薄膜处于导体状态时天线在21.5GHz和40GHz方向图以及 VO_2 薄膜处于绝缘体状态时天线在28GHz和40GHz方向图,可以看出本实施例的超表面天线交叉极化和前后比良好,且方向图十分对称。

[0071] 具体而言,本实施例的基于二氧化钒薄膜的三频可重构超表面天线,通过将 VO_2 薄膜应用于超表面结构,分析 VO_2 薄膜相变前后对单元谐振频率的影响,设计出一种可实现范围三频可重构的超表面结构;最后将该结构用于毫米波天线中,设计出一种对辐射特性影响最小的偏置电路来提供直流电,实现大范围三频可重构的高增益天线,适用于5G毫米波可重构天线设计。

[0072] 实施例2

[0073] 一种通信设备,包括实施例1所述的基于二氧化钒薄膜的三频可重构超表面天线。

[0074] 上述实施例为本发明较佳的实施方式,但本发明的实施方式并不受所述实施例的限制,其他的任何未背离本发明的精神实质与原理下所作的改变、修饰、替代、组合、简化,均应为等效的置换方式,都包含在本发明的保护范围之内。

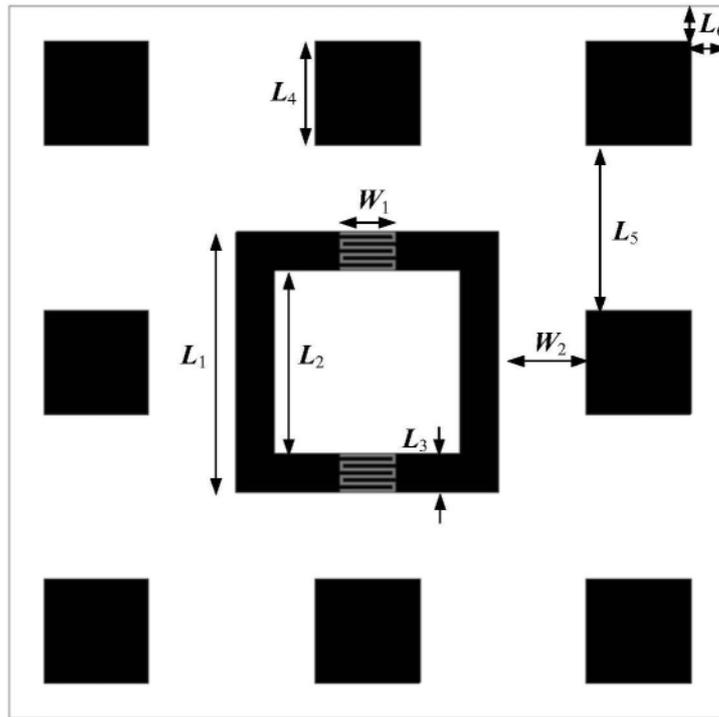


图1

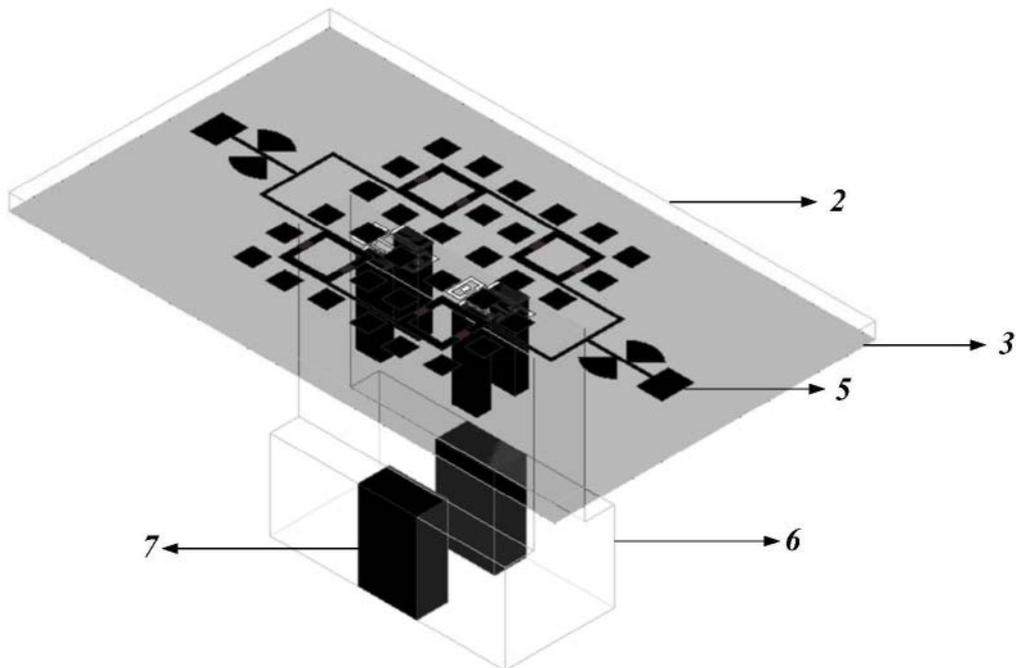


图2

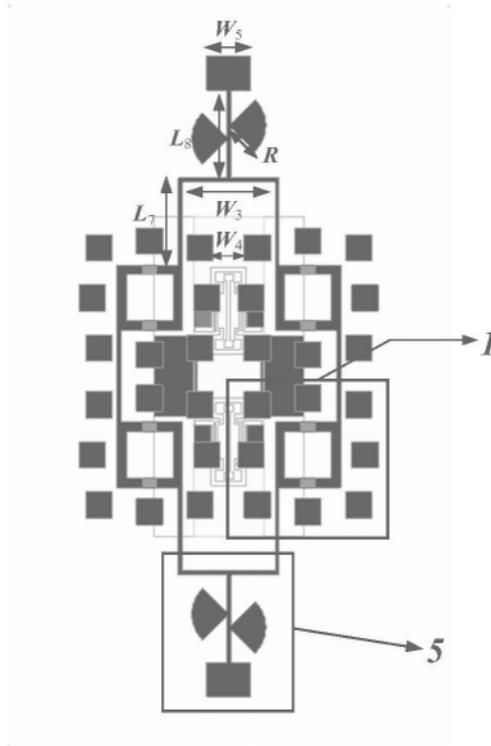


图3

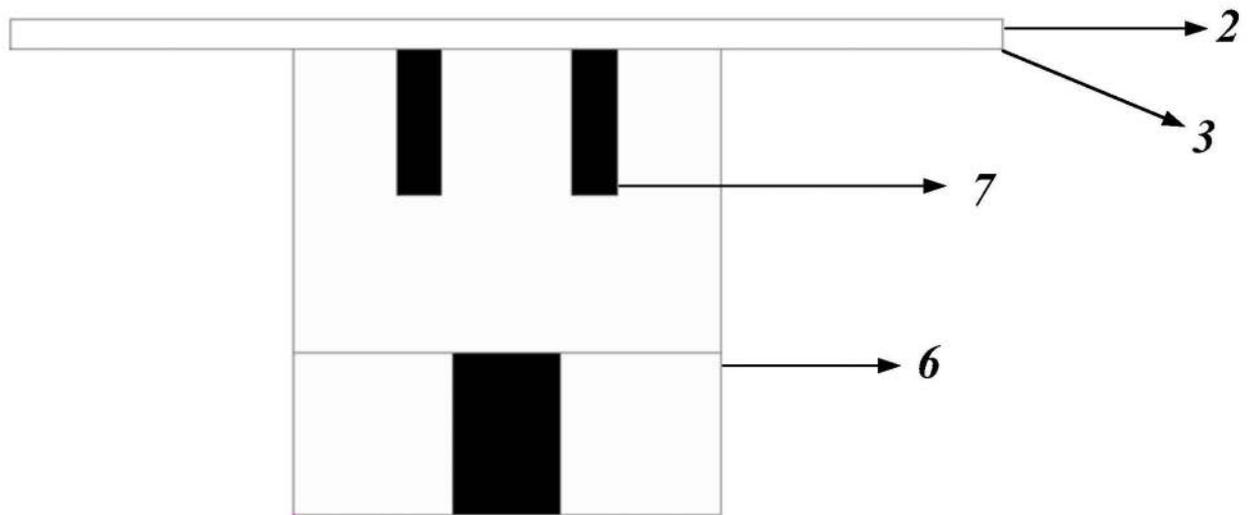


图4

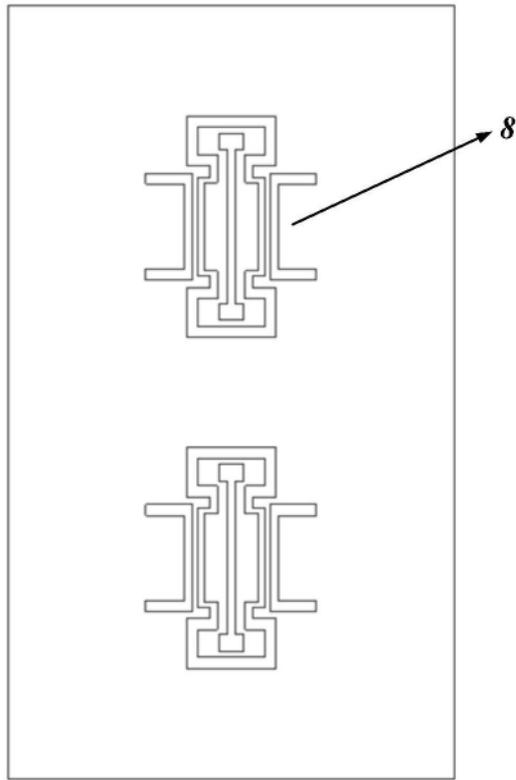


图5(a)

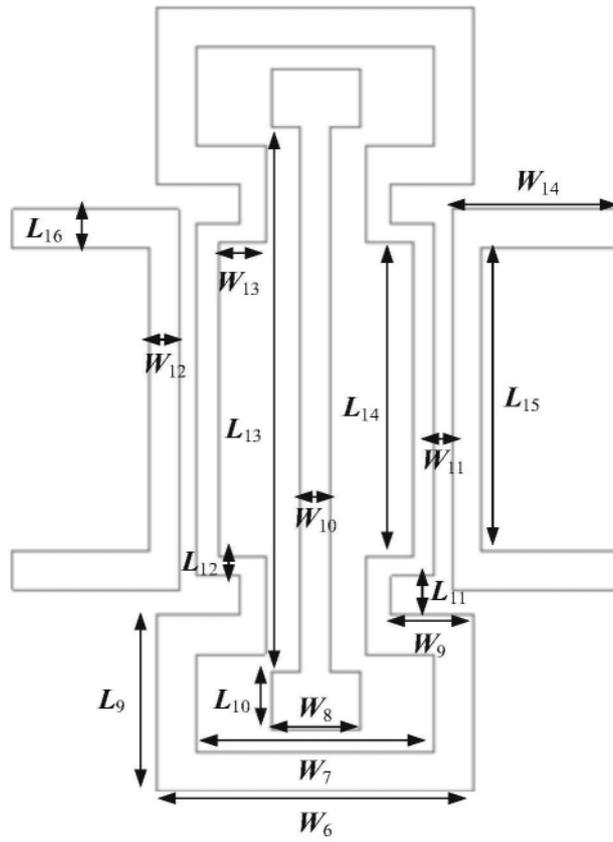


图5 (b)

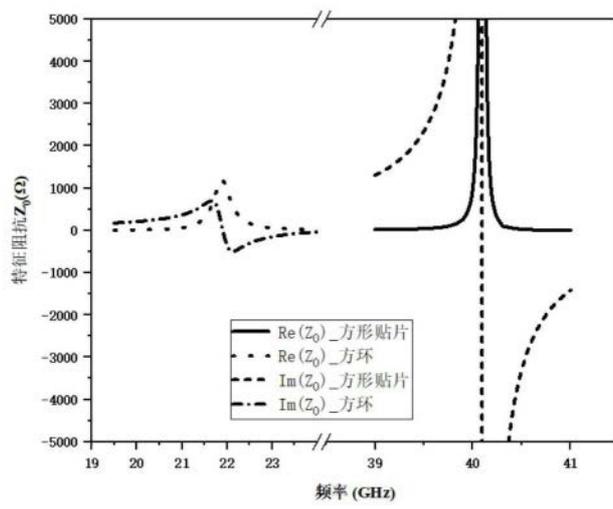


图6 (a)

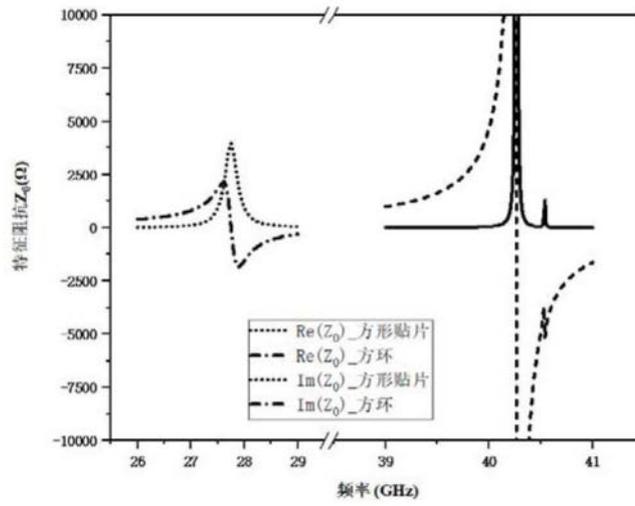
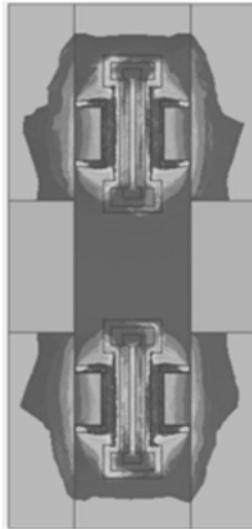


图6 (b)



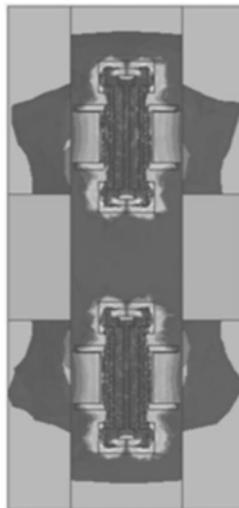
VO₂导通时22GHz电场分布

图7 (a)



VO₂导通时40GHz电场分布

图7 (b)



VO₂断开时28GHz电场分布

图7 (c)



VO₂断开时40GHz电场分布

图7 (d)

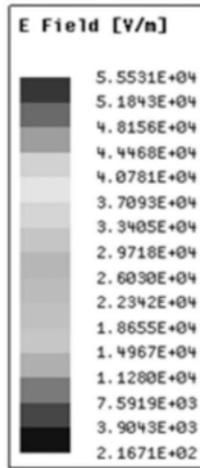


图7 (e)

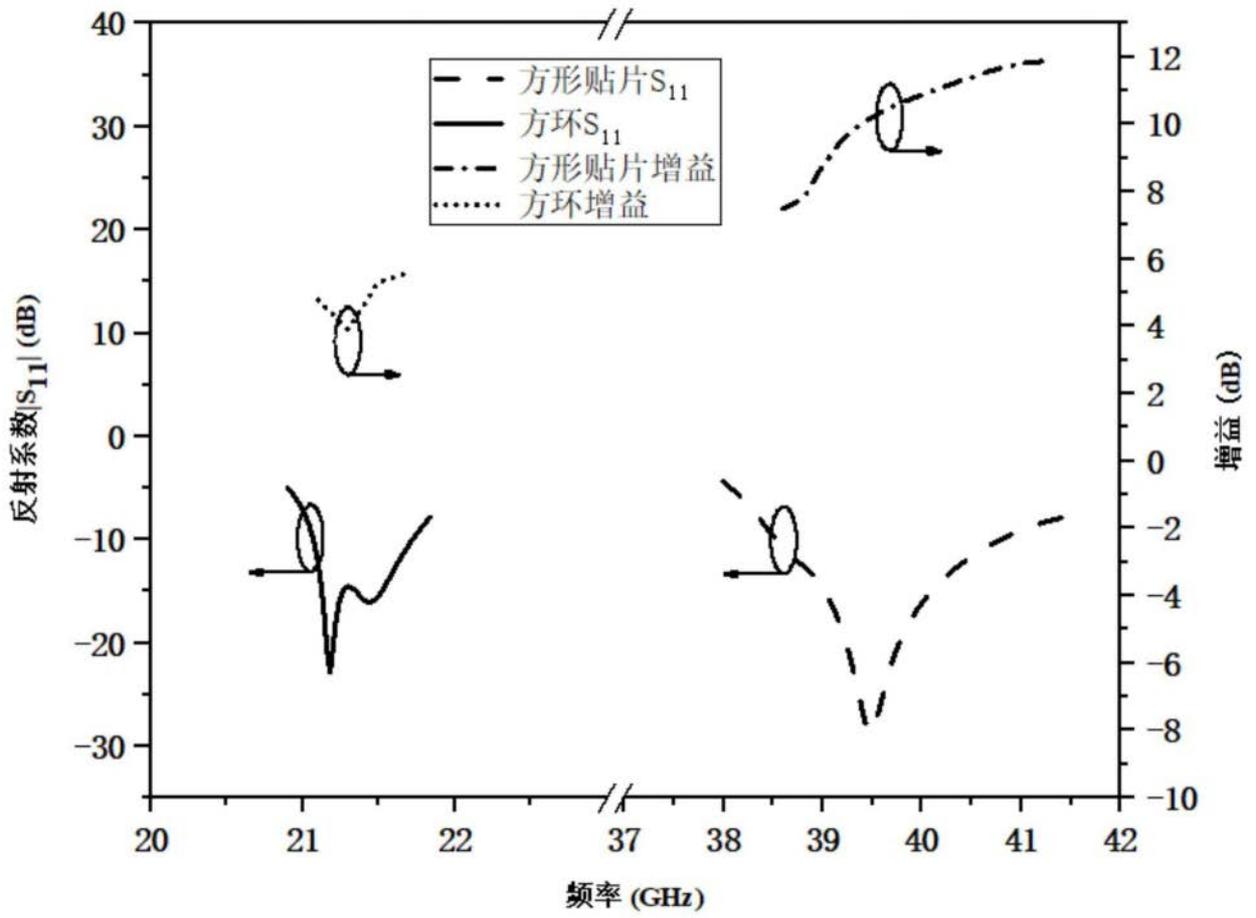


图8 (a)

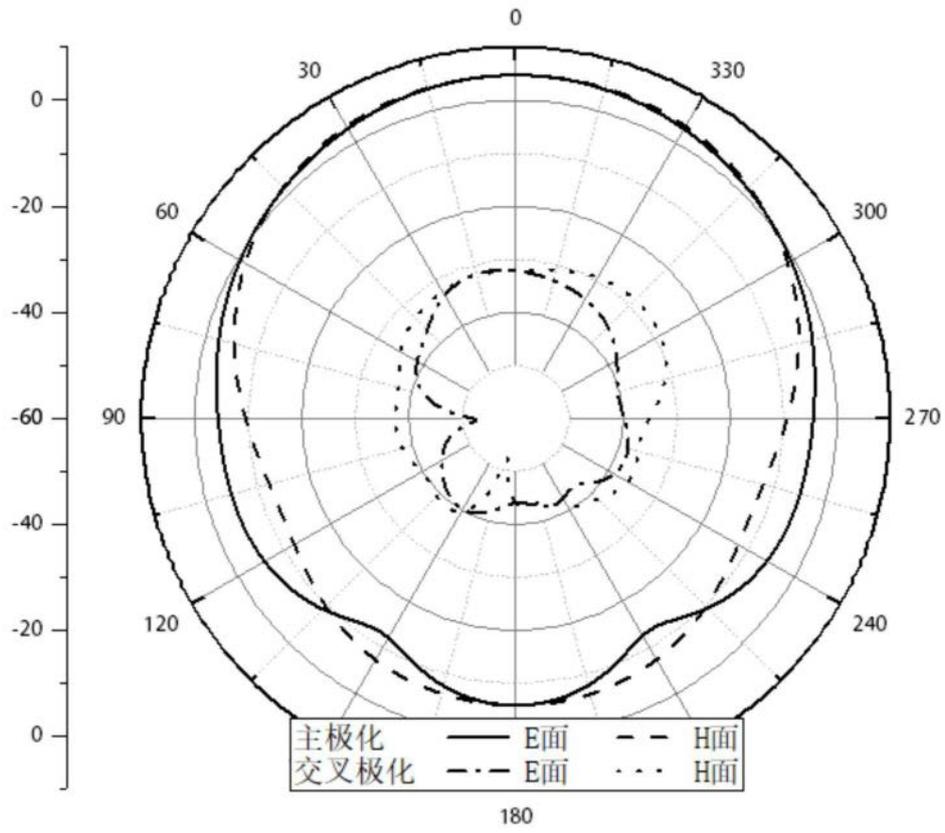


图8 (b)

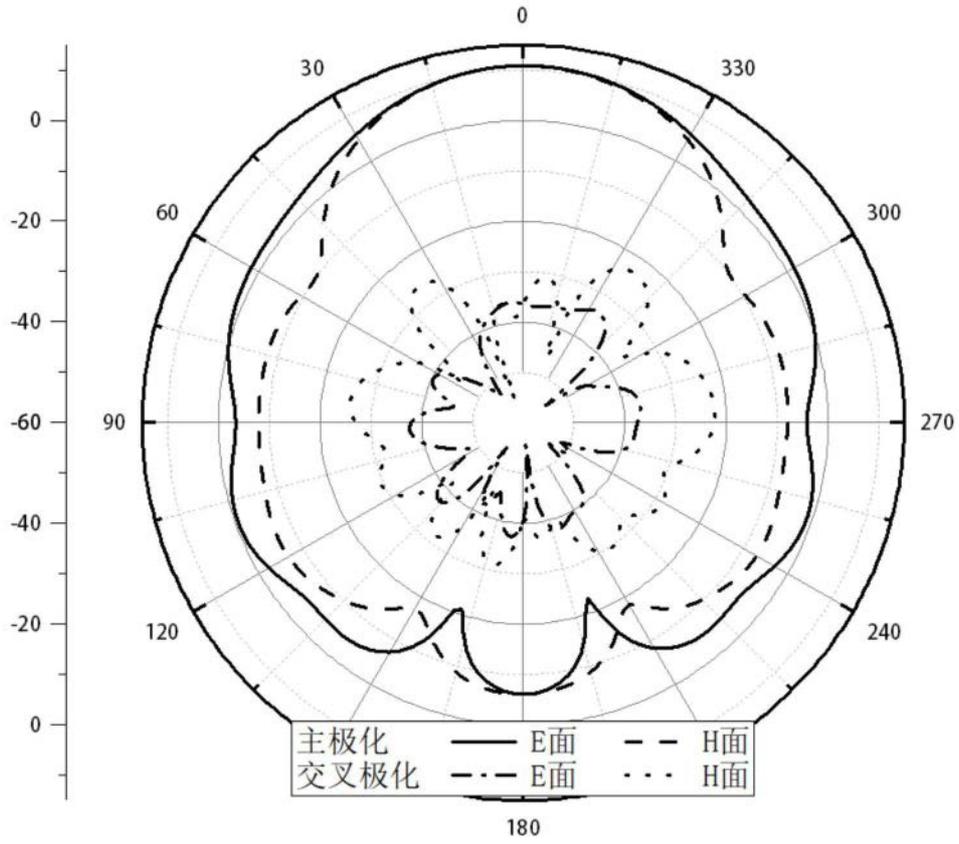


图8(c)

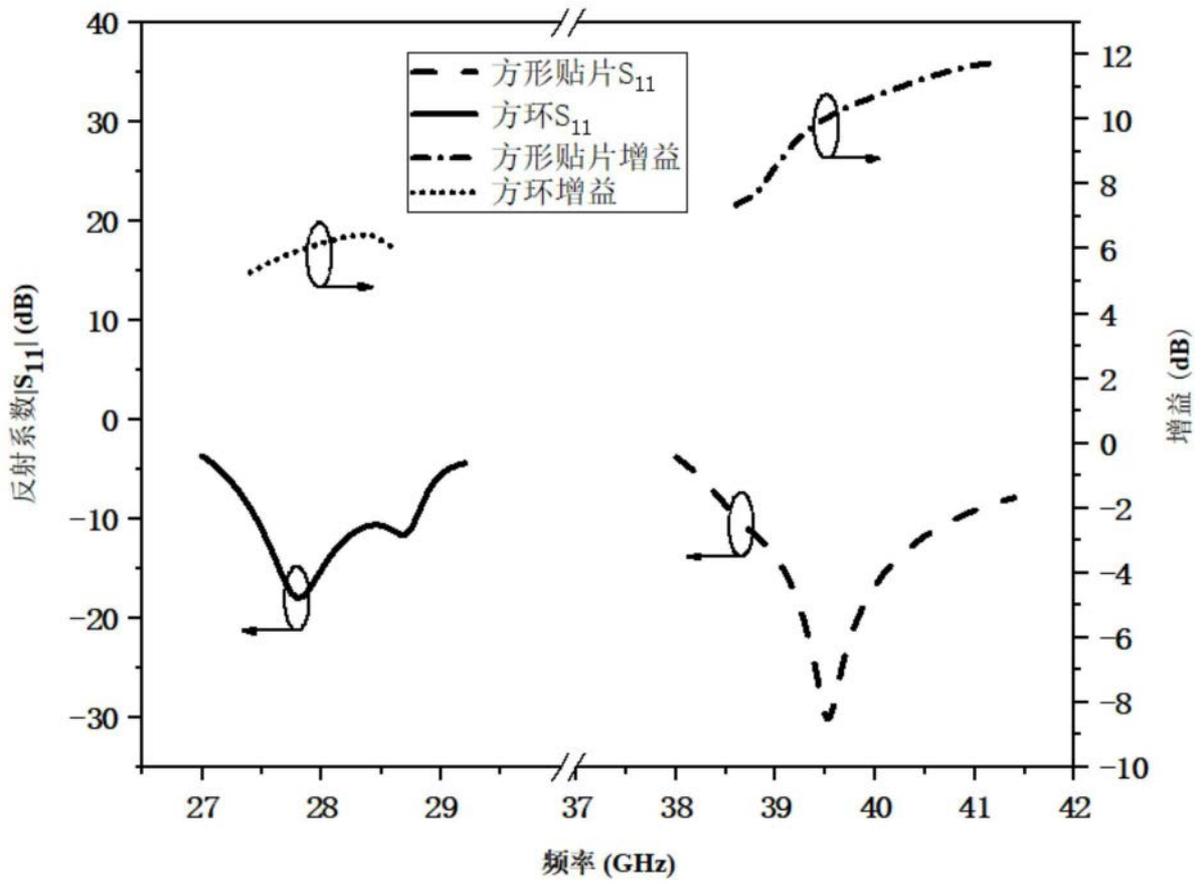


图8 (d)

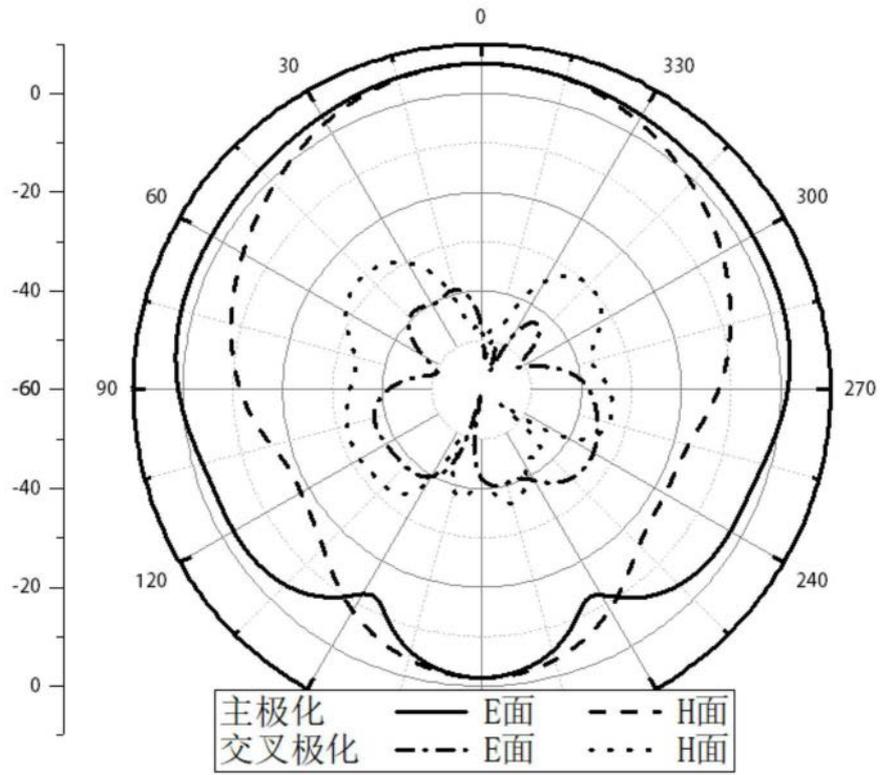


图8(e)

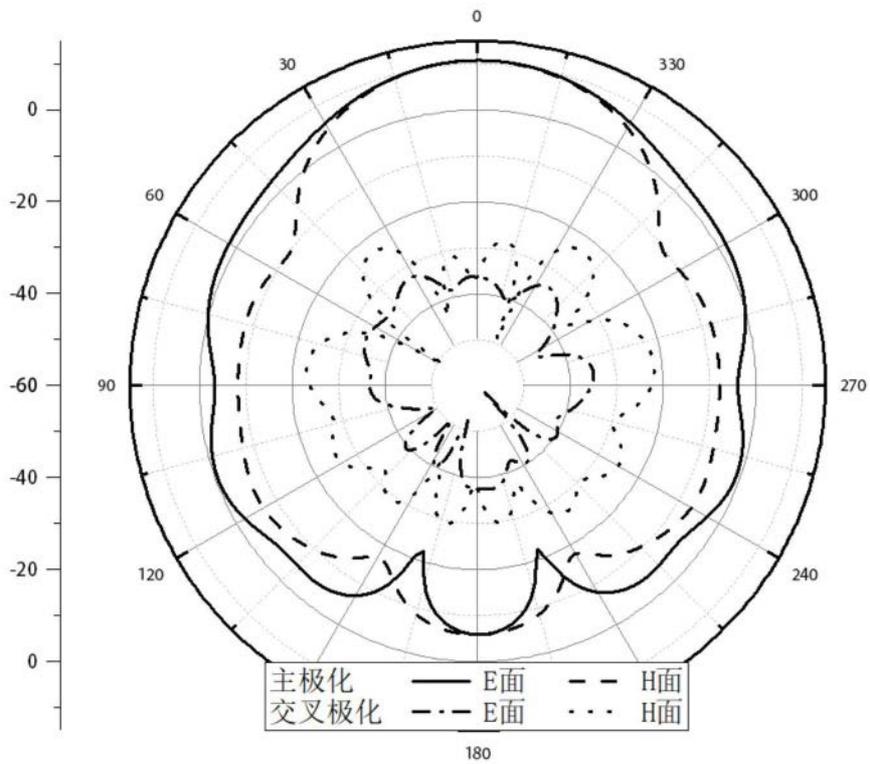


图8(f)