



(12)发明专利申请

(10)申请公布号 CN 107579344 A

(43)申请公布日 2018.01.12

(21)申请号 201710708494.2

(22)申请日 2017.08.17

(71)申请人 电子科技大学

地址 611731 四川省成都市高新区(西区)  
西源大道2006号

(72)发明人 程钰间 寇鹏飞 王俊

(74)专利代理机构 成都点睛专利代理事务所  
(普通合伙) 51232

代理人 敖欢 葛启函

(51) Int. Cl.

H01Q 1/38(2006.01)

H01Q 21/00(2006.01)

H01Q 21/06(2006.01)

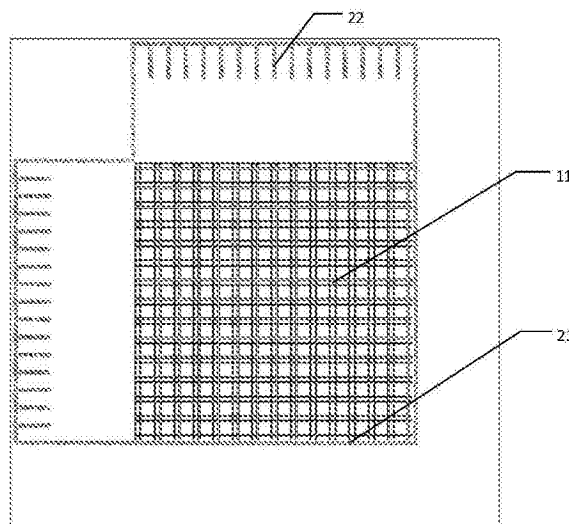
权利要求书1页 说明书5页 附图5页

(54)发明名称

毫米波基片集成波导双圆极化低副瓣共口径阵列天线

(57)摘要

本发明提供一种毫米波基片集成波导双圆极化低副瓣共口径阵列天线,从上往下依次层叠:第一金属覆铜层、第一介质层、第二金属覆铜层、第二介质层、第三金属覆铜层;本发明将基于基片集成波导的90°耦合器和共口径平行板长缝阵列天线产生的两个空间正交,相位相差90°的线极化波,分别通过基片集成波导不等功分馈电网络对其各线极化自方向图的进行一维H面低副瓣赋形,由圆极化方向图合成原理,实现双圆极化方向图的两个正交面内的低副瓣,使用一维赋形技术在实现双圆极化的两个正交平面低副瓣的同时,简化馈电网络实现难度,本天线采用基片集成波导平行板长缝隙阵形式实现低副瓣双圆极化共口径生成,具有易加工、低剖面和高集成度的特点。



1. 一种毫米波基片集成波导双圆极化低副瓣共口径阵列天线,其特征在于:从上往下依次层叠:第一金属覆铜层(1)、第一介质层(2)、第二金属覆铜层(3)、第二介质层(4)、第三金属覆铜层(5);

第一金属覆铜层(1)上纵横方向各刻蚀14-16个尺寸相同的双长缝单元(11),构成共口径缝隙天线阵列;第一介质层(2)边缘四周设置的贯穿金属化孔(21)与第一金属覆铜层(1)、第二金属覆铜层(3)一起构成两方向上的基片集成波导平行板波导;第二金属覆铜层(3)的纵横方向边缘上各刻蚀的16个耦合缝隙(31)与第一介质层内部纵横各15列相距为2.1mm的贯穿金属化孔(22)、第一金属覆铜层(1)、第二金属覆铜层(3)一起构成基片集成波导层间耦合结构;第二介质层(4)的贯穿金属化孔(41)与第二金属覆铜层(3)、第三金属覆铜层(5)一起构成两个相同的1分16的不等功率分配网络与一个90°耦合器;第三层金属覆铜层(5)边缘处刻蚀两个耦合口径(51、52),被标准矩形波导的WR-10用作馈电窗口;该耦合器包括4个端口,分别为输入端口、隔离端口、耦合端口和定向端口,耦合器结构完全中心对称,耦合端口与定向端口分别连接两个正交放置的1分16不等功率分配网络,其中耦合端口与定向端口输出幅度相等,并且耦合端口输出相位滞后90°。

2. 根据权利要求1所述的毫米波基片集成波导双圆极化低副瓣共口径阵列天线,其特征在于:选用的基板为Taconic TLY-5,厚度为0.508mm,介质层上铜箔厚度为0.018mm,共口径阵列上的相邻天线单元相距2.31mm,一个天线单元由长33mm、宽0.15mm、相距0.63mm的两根长缝隙组成。

3. 根据权利要求1所述的毫米波基片集成波导双圆极化低副瓣共口径阵列天线,其特征在于:第二金属覆铜层(3)上的耦合缝隙(31)的尺寸均为1.4mm×0.5mm,位置据末端金属通孔中心为1.45mm。

4. 根据权利要求1所述的毫米波基片集成波导双圆极化低副瓣共口径阵列天线,其特征在于:不等功率分配网络左右对称,第二级不等功率分配器枝节(42)的枝节宽度w1为1.64mm,w2为1.45mm,中心调谐孔偏置为0.15mm;第三级不等功率分配器枝节(43、44)的枝节宽度w1分别为1.86mm、1.85mm,w2分别为1.68mm、1.68mm,中心调谐孔偏置分别为0.21mm、0.21mm;第四级不等功率分配器枝节(45-48)的枝节宽度w1分别为1.85mm、1.64mm、1.54mm、1.54mm,w2分别为1.68mm、1.3mm、1.4mm、1.46mm,中心调谐孔偏置分别为0.3mm、0.3mm、0.3mm、0mm。

## 毫米波基片集成波导双圆极化低副瓣共口径阵列天线

### 技术领域

[0001] 本发明属于动目标通信天线技术领域,更具体的,涉及毫米波基片集成波导双圆极化低副瓣共口径阵列天线。

### 背景技术

[0002] 新一代天线要满足小型化,低剖面的特点,并需具有抗干扰能力强,高信道容量等特性。较于金属波导,基片集成波导具有高集成度、低剖面、低损耗和易加工的特点,在毫米波频段进行平面电路和阵列天线的设计,基片集成波导是一个很好的选择。

[0003] 一方面,圆极化天线因具有抗干扰能力强、能接受任意极化状态下的电磁波等诸多优点在卫星通信、舰载、机载、弹载等动目标通信领域中得到了广泛应用。另一方面,天线接收到的噪声功率大部分是来自天线方向图的副瓣区域,低副瓣电平的天线在无线通信应用中起着至关重要的作用。因此同时具有圆极化特性又具有低副瓣特性的天线,将会极大的提高天线的抗干扰能力以及接收信号的信噪比,对通信系统的后续信号处理的质量有至关重要的影响。目前,圆极化低副瓣阵列天线的设计一般有两种方式:一是通过在线极化低副瓣天线基础上外加一个圆极化器,这种设计方法会增大天线的尺寸,而且不能同时实现左旋圆极化和右旋圆极化特性;二是设计满足低副瓣特性的正交馈电网络,例如传统的缝隙阵列或者贴片阵列天线,但目前多是实现圆极化在某一个面的低副瓣,文献 A.B.Smolders and H.J.Visser, "Low side-lobe circularly-polarized phased arrays using a random sequential rotation technique," IEEE Trans.Antennas Propag., vol.62,no.12,pp.6476-6481,Dec.2014. 采用随机序列旋转技术通过微带贴片实现圆极化方向图两个正交平面的低副瓣,但要实现双圆极化非常困难。这是因为毫米波波长较短,它的二维馈电网络会更加极其复杂。

### 发明内容

[0004] 鉴于以上所述现有技术的缺点,本发明的目的在于提供一种毫米波基片集成波导双圆极化低副瓣共口径阵列天线。

[0005] 为实现上述发明目的,本发明技术方案如下:

[0006] 一种毫米波基片集成波导双圆极化低副瓣共口径阵列天线,从上往下依次层叠:第一金属覆铜层、第一介质层、第二金属覆铜层、第二介质层、第三金属覆铜层;

[0007] 第一金属覆铜层上纵横方向各刻蚀14-16个尺寸相同的双长缝单元,构成共口径缝隙天线阵列;第一介质层边缘四周设置的贯穿金属化孔与第一金属覆铜层、第二金属覆铜层一起构成两方向上的基片集成波导平行板波导;第二金属覆铜层的纵横方向边缘上各刻蚀的16个耦合缝隙与第一介质层内部纵横各15列相距为2.1mm的贯穿金属化孔、第一金属覆铜层、第二金属覆铜层一起构成基片集成波导层间耦合结构;第二介质层的贯穿金属化孔与第二金属覆铜层、第三金属覆铜层一起构成两个相同的1分16的不等功率分配网络与一个90°耦合器;第三层金属覆铜层边缘处刻蚀两个耦合口径,被标准矩形波导的WR-10

用作馈电窗口；该耦合器包括4个端口，分别为输入端口、隔离端口、耦合端口和定向端口，耦合器结构完全中心对称，耦合端口与定向端口分别连接两个正交放置的1分16不等功率分配网络，其中耦合端口与定向端口输出幅度相等，并且耦合端口输出相位滞后 $90^\circ$ 。

[0008] 本发明为克服双圆极化低副瓣天线设计的困难，首先提出了一种极化正交的基片集成波导共口径双线极化阵列天线，同时在馈电网络中使用 $90^\circ$ 耦合器，以产生左旋圆极化波(LHCP)和右旋圆极化波(RHCP)。为了避免使用复杂的二维赋形方法，采用了一种特殊一维赋形方法，可以在圆极化阵列天线的两个正交平面上均实现副瓣电平抑制。

[0009] 作为优选方式，选用的基板为Taconic TLY-5，厚度为0.508mm，介质层上铜箔厚度为0.018mm，共口径阵列上的相邻天线单元相距2.31mm，一个天线单元由长33mm、宽0.15mm、相距0.63mm的两根长缝隙组成。

[0010] 作为优选方式，第二金属覆铜层上的耦合缝隙的尺寸均为 $1.4\text{mm} \times 0.5\text{mm}$ ，位置据末端金属通孔中心为1.45mm。

[0011] 作为优选方式，不等功率分配网络左右对称，第二级不等功率分配器枝节的枝节宽度 $w_1$ 为1.64mm， $w_2$ 为1.45mm，中心调谐孔偏置为0.15mm；第三级不等功率分配器枝节的枝节宽度 $w_1$ 分别为1.86mm、1.85mm， $w_2$ 分别为1.68mm、1.68mm，中心调谐孔偏置分别为0.21mm、0.21mm；第四级不等功率分配器枝节的枝节宽度 $w_1$ 分别为1.85mm、1.64mm、1.54mm、1.54mm， $w_2$ 分别为1.68mm、1.3mm、1.4mm、1.46mm，中心调谐孔偏置分别为0.3mm、0.3mm、0.3mm、0mm。

[0012] 本发明的有益效果为：本发明的技术方案是将基于基片集成波导的 $90^\circ$ 耦合器和共口径平行板长缝阵列天线产生的两个空间正交，相位相差 $90^\circ$ 的线极化波，分别通过基片集成波导不等功分馈电网络对其各线极化自方向图的进行一维H面低副瓣赋形，由圆极化方向图合成原理，进而实现双圆极化方向图的两个正交面内的低副瓣。使用一维赋形技术在实现双圆极化的两个正交平面低副瓣的同时，大大简化馈电网络实现难度。本天线采用基片集成波导平行板长缝隙阵形式实现低副瓣双圆极化共口径生成，具有易加工、低剖面和高集成度的特点。

[0013]

## 附图说明

[0014] 图1是毫米波基片集成波导双圆极化低副瓣共口径阵列天线整体示意图。

[0015] 图2是毫米波基片集成波导平行板波导双圆极化低副瓣共口径天线阵列结构图。

[0016] 图3是毫米波基片集成波导平行板波导双圆极化低副瓣共口径天线的馈电网络。

[0017] 图4是理想的圆极化低副瓣共口径点源阵列模型。

[0018] 图5是树状不等功分网络局部放大图。

[0019] 图6是94GHz左旋圆极化右旋圆极化低副瓣仿真和测试结果，其中图6(a)是左旋圆极化，图6(b)是右旋圆极化。

[0020] 图7是左旋圆极化右旋圆极化轴比仿真和测试结果，其中图7(a)是左旋圆极化，图7(b)是右旋圆极化。

[0021] 其中，1为第一金属覆铜层，2为第一介质层，3为第二金属覆铜层，4为第二介质层，5为第三金属覆铜层，11为双长缝单元，21为第一介质层边缘四周设置的贯穿金属化孔，22

为第一介质层内部的贯穿金属化孔,31为耦合缝隙,41为第二介质层的贯穿金属化孔;42是第二级不等功率分配器枝节,43和44是第三级不等功率分配器枝节,45-48是第四级不等功率分配器枝节,51为第一耦合口径,52为第二耦合口径。

### 具体实施方式

[0022] 以下通过特定的具体实例说明本发明的实施方式,本领域技术人员可由本说明书所揭露的内容轻易地了解本发明的其他优点与功效。本发明还可以通过另外不同的具体实施方式加以实施或应用,本说明书中的各项细节也可以基于不同观点与应用,在没有背离本发明的精神下进行各种修饰或改变。

[0023] 如图1所示,一种毫米波基片集成波导双圆极化低副瓣共口径阵列天线,从上往下依次层叠:第一金属覆铜层1、第一介质层2、第二金属覆铜层3、第二介质层4、第三金属覆铜层5;

[0024] 第一金属覆铜层1上纵横方向各刻蚀14-16个尺寸相同的双长缝单元11,如图2所示,本实施例中第一金属覆铜层1上蚀刻有相互垂直的 $15 \times 15$ 长缝单元天线,构成共口径缝隙天线阵列;为了增加辐射能力,每个单元由两根长缝构成。第一介质层2边缘四周设置的贯穿金属化孔21与第一金属覆铜层1、第二金属覆铜层3一起构成两方向上的基片集成波导平行板波导;第二金属覆铜层3的纵横方向边缘上各刻蚀的16个耦合缝隙31与第一介质层内部纵横各15列相距为2.1mm的贯穿金属化孔22、第一金属覆铜层1、第二金属覆铜层3一起构成基片集成波导层间耦合结构;第二介质层4的贯穿金属化孔41与第二金属覆铜层3、第三金属覆铜层5一起构成两个相同的1分16的不等功率分配网络与一个 $90^\circ$ 耦合器;第三金属覆铜层5边缘处刻蚀两个耦合口径51、52,被标准矩形波导的WR-10用作馈电窗口;该耦合器包括4个端口,分别为输入端口、隔离端口、耦合端口和定向端口,耦合器结构完全中心对称,耦合端口与定向端口分别连接两个正交放置的1分16不等功率分配网络,其中耦合端口与定向端口输出幅度相等,并且耦合端口输出相位滞后 $90^\circ$ 。

[0025] 本发明为克服双圆极化低副瓣天线设计的困难,首先提出了一种极化正交的基片集成波导共口径双线极化阵列天线,同时在馈电网络中使用 $90^\circ$ 耦合器,以产生左旋圆极化波(LHCP)和右旋圆极化波(RHCP)。为了避免使用复杂的二维赋形方法,采用了一种特殊一维赋形方法,可以在圆极化阵列天线的两个正交平面上均实现副瓣电平抑制。

[0026] 具体的,不等功率分配网络左右对称,第二级不等功率分配器枝节42的枝节宽度 $w_1$ 为1.64mm, $w_2$ 为1.45mm,中心调谐孔偏置为0.15mm;第三级不等功率分配器枝节43、44的枝节宽度 $w_1$ 分别为1.86mm、1.85mm, $w_2$ 分别为1.68mm、1.68mm,中心调谐孔偏置分别为0.21mm、0.21mm;第四级不等功率分配器枝节45-48的枝节宽度 $w_1$ 分别为1.85mm、1.64mm、1.54mm、1.54mm, $w_2$ 分别为1.68mm、1.3mm、1.4mm、1.46mm,中心调谐孔偏置分别为0.3mm、0.3mm、0.3mm、0mm。

[0027] 图3中,激励信号从耦合口径51或者52其中一个端口馈入(分别对应右旋圆极化和左旋圆极化波),同时另一个端口接匹配负载,经过金属波导到基片集成波导的过渡结构将能量耦合到基片集成波导中;然后通过一个 $90^\circ$ 耦合电桥将信号分为二路幅度相等且相位相差 $90^\circ$ 的信号,这两路信号同时馈入空间正交的1分16的相位平衡不等功分网络;然后通过蚀刻在第二金属覆铜层3的耦合缝隙将第二介质层4中的能量馈入第一介质层2中;这时

在第一介质层2中将有水平的16路TE<sub>10</sub>波和垂直的16路TE<sub>10</sub>波,通过模式合成,将TE<sub>10</sub>波合成两路相互正交的在平行板波导中传输的准TEM波;最后这两路正交的幅度相等且相位相差90°的准TEM波给极化共口径的平板长缝天线馈电,最后形成圆极化波。

[0028] 圆极化低副瓣原理:如图4所示,阵列大小为N×N的理想点源天线阵列来说明圆极化低副瓣共口径阵列天线的设计过程。阵列1#和2#分别为水平线极化和垂直线极化阵列天线,阵列1#中的各列和阵列2#中的各行可认为是平板阵列天线中的一个长缝单元,阵列3#为1#和2#极化共口径阵列天线。设阵列1#的归一化电场方向图为 $F_1(\theta, \phi)$ ,阵列2#的归一化电场方向图为 $F_2(\theta, \phi)$ 。其中阵列1#在yoz平面内方向图 $F_1(\theta, 90^\circ)$ 具有低副瓣特性,在xoz平面内方向图 $F_1(\theta, 0^\circ)$ 不具有低副瓣特性;阵列2#在xoz平面内方向图 $F_2(\theta, 0^\circ)$ 具有低副瓣特性,在yoz平面内方向图 $F_2(\theta, 90^\circ)$ 不具有低副瓣特性。这与平板缝隙天线的特性一致,阵列1#~3#的功率方向图函数可以写成(1)~(3)所示。

$$[0029] \quad D_1(\theta, \phi) = \frac{4\pi\varepsilon_1^2 F_1^2(\theta, \phi)}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi \varepsilon_1^2 F_1^2(\theta, \phi) \sin\theta d\theta d\phi} \quad (1)$$

$$[0030] \quad D_2(\theta, \phi) = \frac{4\pi\varepsilon_2^2 F_2^2(\theta, \phi)}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi \varepsilon_2^2 F_2^2(\theta, \phi) \sin\theta d\theta d\phi} \quad (2)$$

$$[0031] \quad D_3(\theta, \phi) = \frac{4\pi[\varepsilon_1^2 F_1^2(\theta, \phi) + \varepsilon_2^2 F_2^2(\theta, \phi)]}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi [\varepsilon_1^2 F_1^2(\theta, \phi) + \varepsilon_2^2 F_2^2(\theta, \phi)] \sin\theta d\theta d\phi} \quad (3)$$

[0032] 从(3)式可知,圆极化阵列3#的方向图函数由阵列1#和2#组成,因此合理的设计阵列1#和2#的形状可以得到所需的圆极化方向图形状。例如,在水平面,即 $\phi=0$ 的平面,令 $\varepsilon_1 = \varepsilon_2$ ,由于阵列1#在x方向的电流幅度为均匀口径分布,那么 $D_1(\theta, 0^\circ)$ 不具有低副瓣特性,阵列2#在x方向的电流幅度通过设计不等功分网络,使得 $D_2(\theta, 0^\circ)$ 具有低副瓣特性,那么由两者合成的圆极化 $D_3(\theta, 0^\circ)$ 具有一定的低副瓣效果。同样的在 $\phi=90^\circ$ 的平面也可以通过该方法实现低副瓣特性。因此只需对线极化阵列的一个面低副瓣设计即可以实现圆极化天线在所有平面上的低副瓣特性。

[0033] 本实施例的工作频率94GHz,选用的基板为Taconic TLY-5,厚度为0.508mm,介质上铜箔厚度为0.018mm。共口径阵列上的相邻天线单元相距2.31mm,一个天线单元由长33mm,宽0.15mm,相距0.63mm的两根长缝隙组成。基片集成波导不等功分网络如图5所示,通过调节每个功分阶段的枝节宽度和中心调谐孔的位置实现端口A~P同相不等幅度输出,设计参数值参考表1,最终实现端口A~P电流归一化幅度为0.25,0.35,0.4,0.5,0.56,0.67,0.91,1,1,0.91,0.67,0.56,0.5,0.4,0.35和0.25的-25dB泰勒分布。为实现层间良好匹配,金属第二金属覆铜层3上的耦合缝隙31的尺寸均为1.45mm×0.5mm,位置据末端金属通孔中心为1.45mm。最终结合90°耦合电桥,从而最终解决了传统双圆极化两个正交面低副瓣实现困难的问题。

[0034] 表一

[0035] 各级不等功分器设计参数

[0036] (单位:MM)

	阶级 编号	$lc$	$w_1$	$w_2$
[0037]	42	0.15	1.64	1.45
	43	0.21	1.86	1.68
	44	0.21	1.85	1.68
	45	0.3	1.85	1.68
[0038]	46	0.3	1.64	1.3
	47	0.3	1.54	1.4
	48	0	1.54	1.46

[0039] 上述实施例仅例示性说明本发明的原理及其功效,而非用于限制本发明。任何熟悉此技术的人士皆可在不违背本发明的精神及范畴下,对上述实施例进行修饰或改变。因此,凡所属技术领域中具有通常知识者在未脱离本发明所揭示的精神与技术思想下所完成的一切等效修饰或改变,仍应由本发明的权利要求所涵盖。

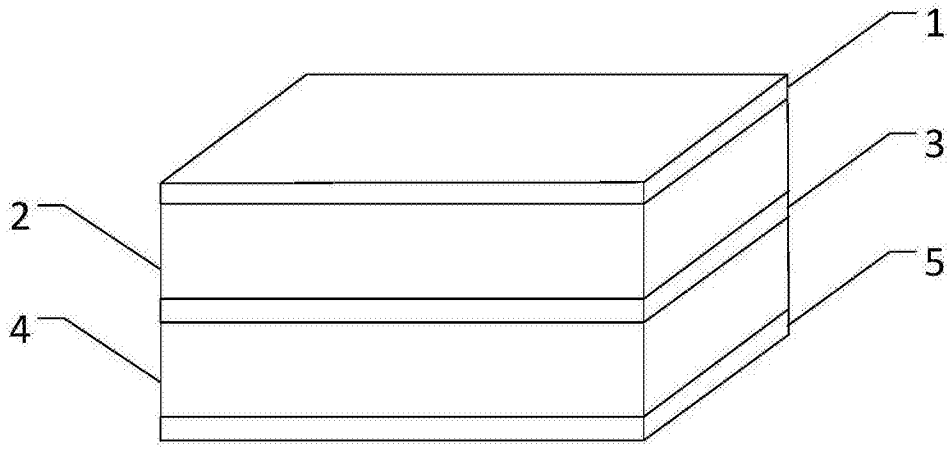


图1

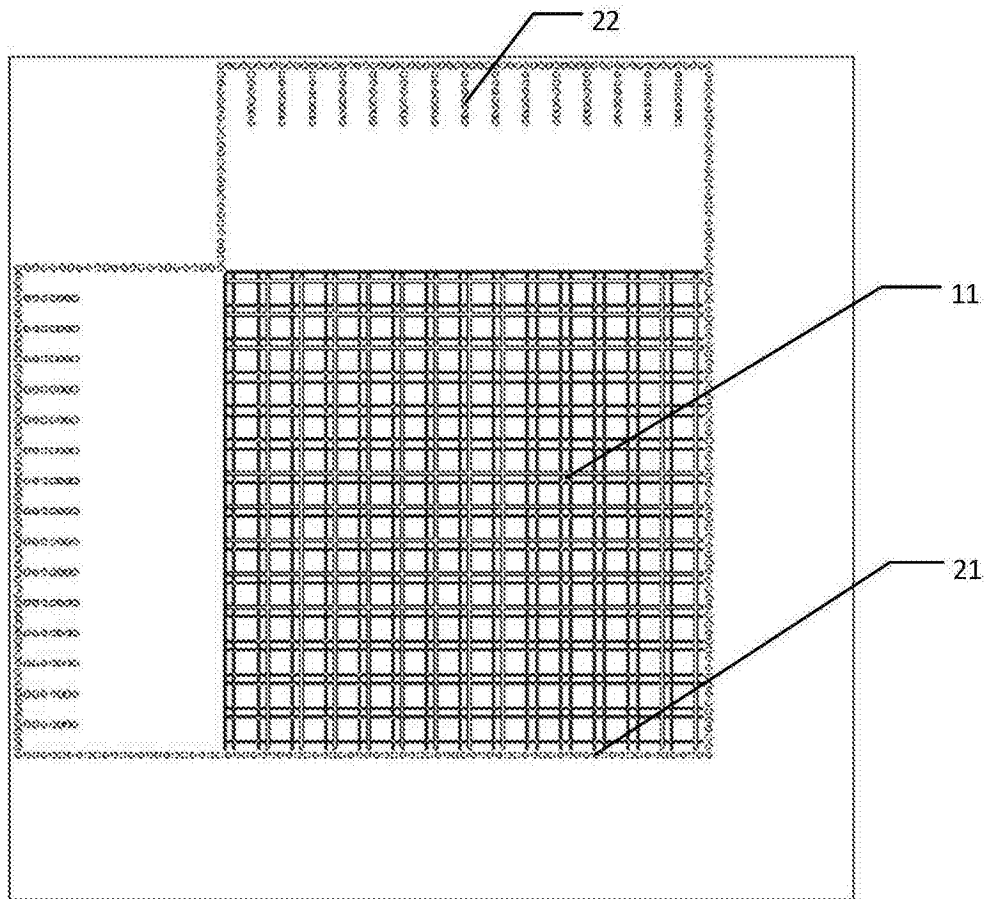


图2



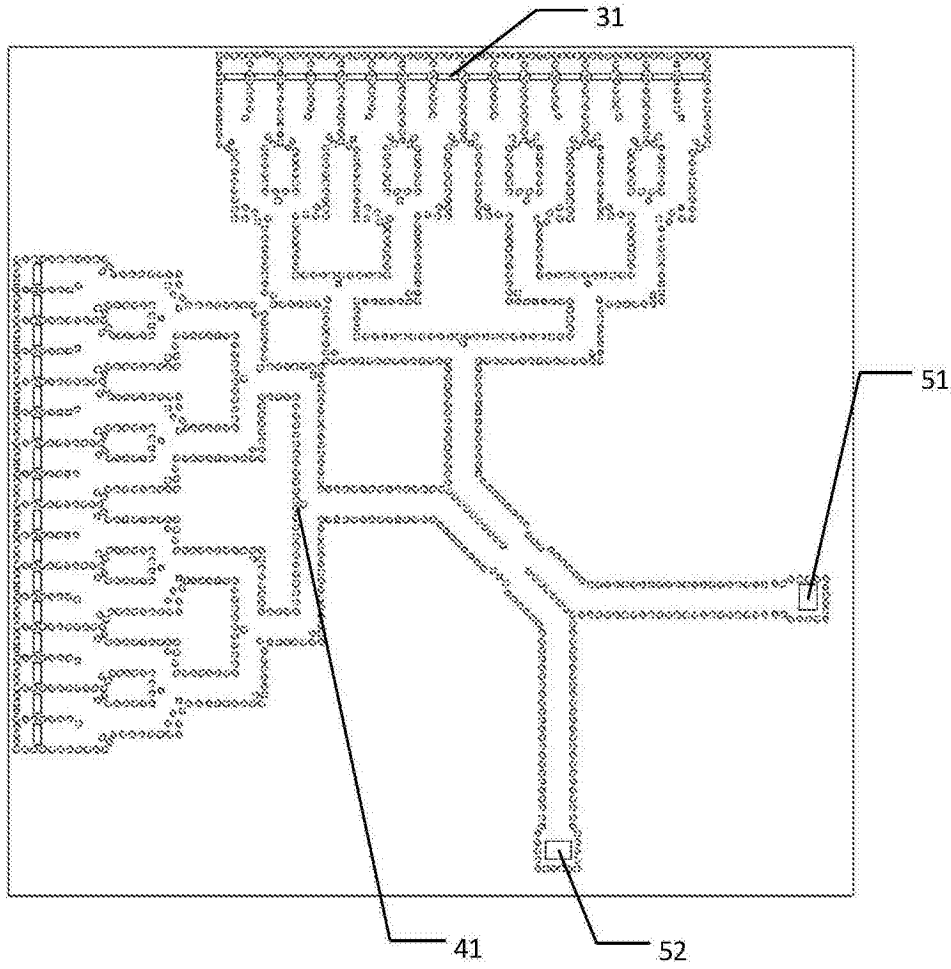


图3

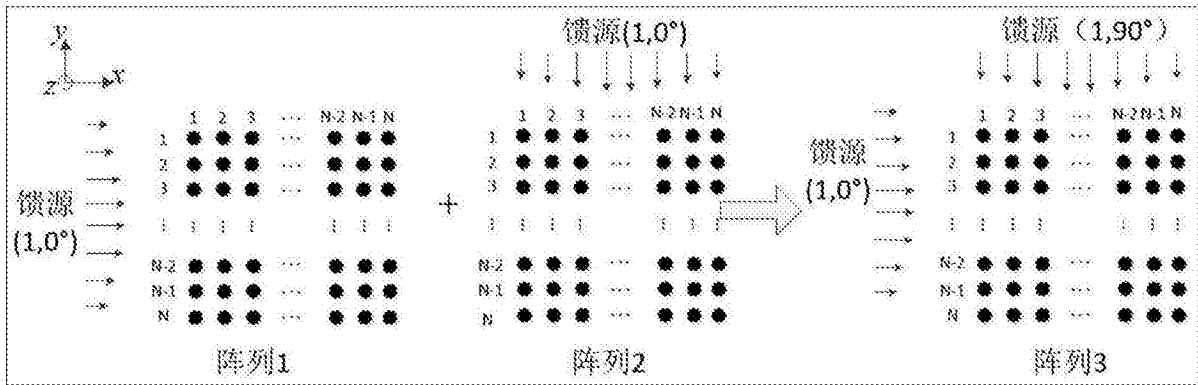


图4

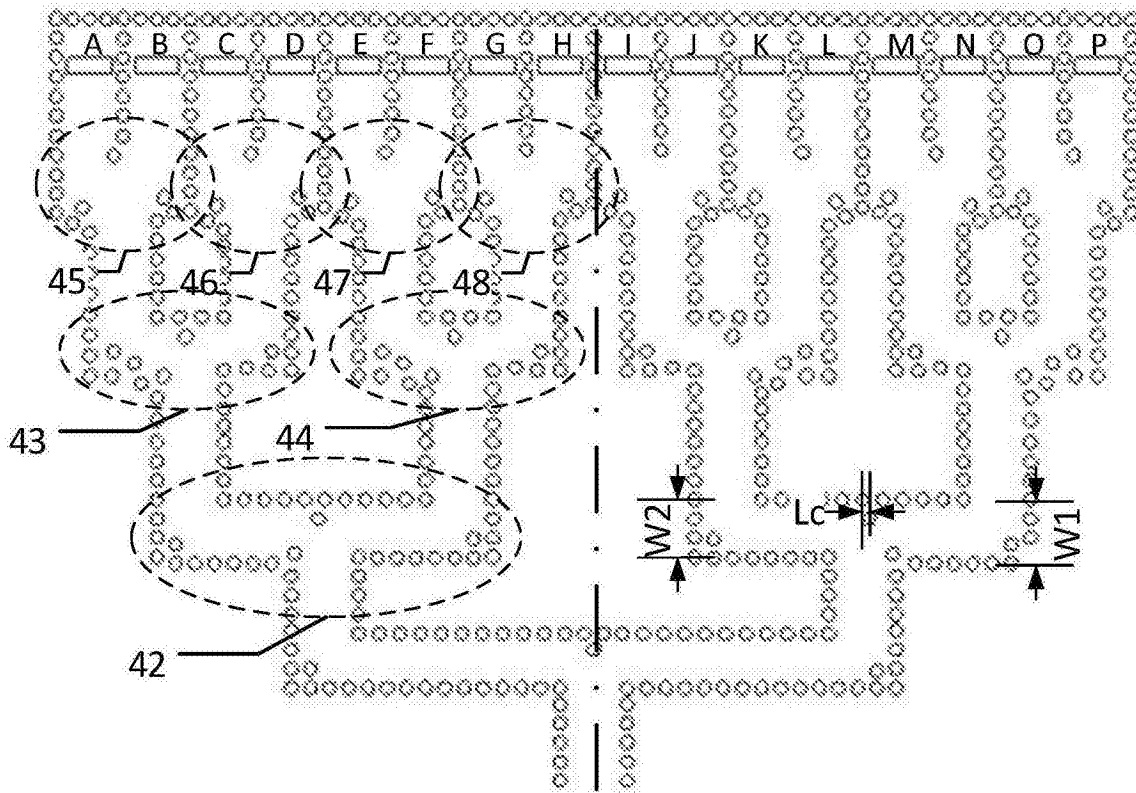


图5

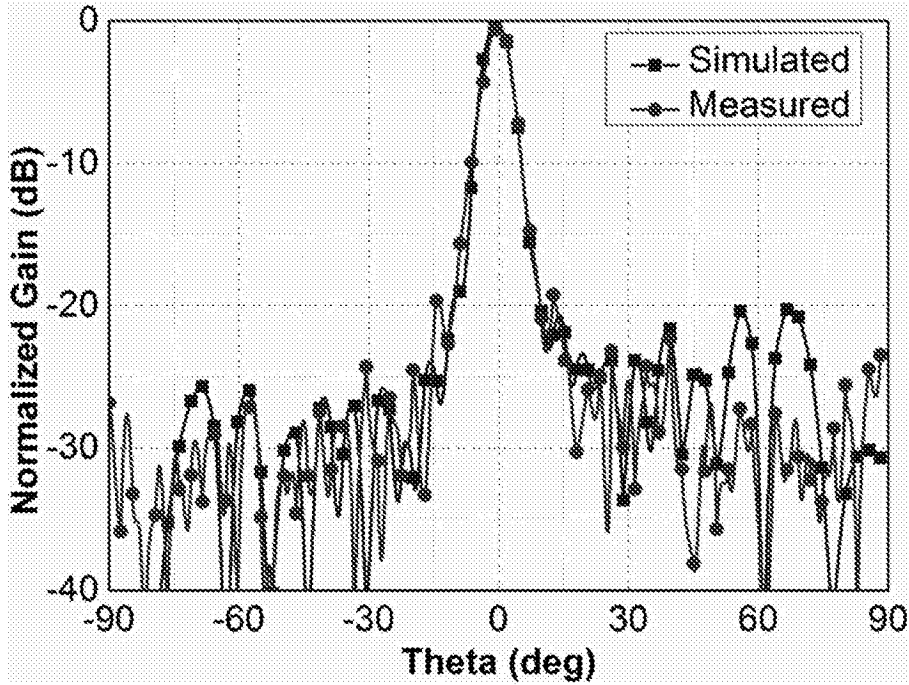


图6 (a)

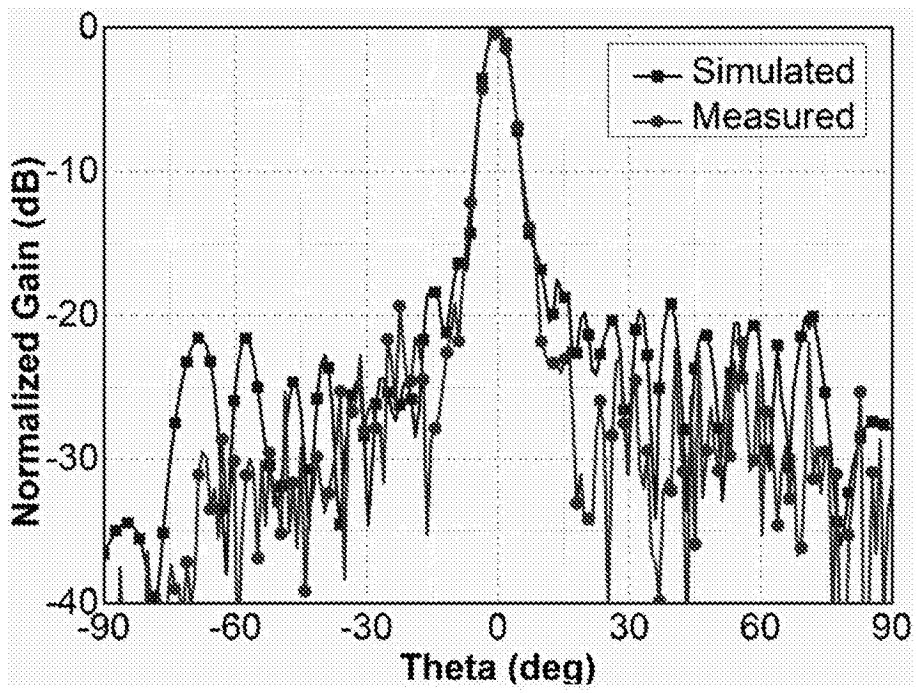


图6 (b)

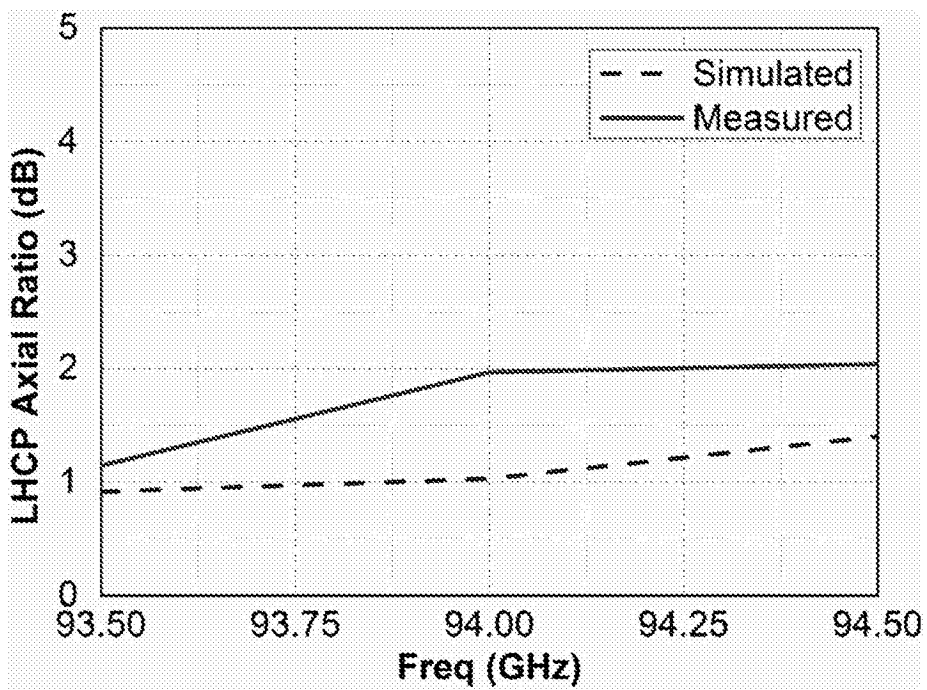


图7 (a)

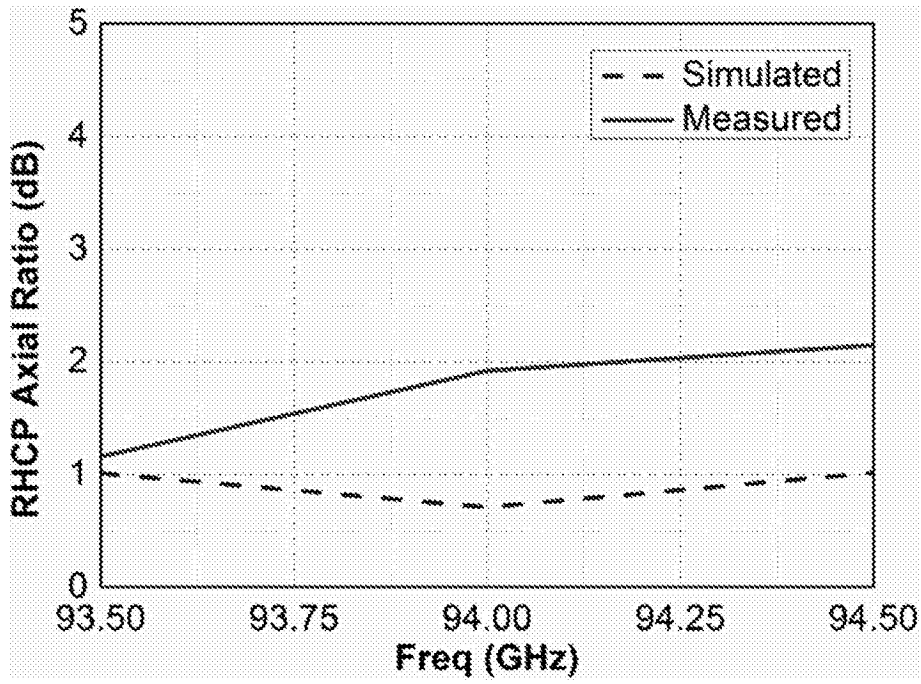


图7 (b)