

DOI:10.19651/j.cnki.emt.2210150

基于 PIN 二极管设计的一种进行波束扫描的超表面天线*

李伟 李祺 高杨

(北方工业大学信息学院 北京 100144)

摘要: 本文设计了一种基于 PIN 二极管进行波束扫描的 10×10 超表面反射天线阵列。该天线阵列的天线单元表面由一个圆形金属贴片和四个寄生元件组成,通过控制寄生元件的工作状态改变天线单元上的电流,使天线单元在不同状态下理论上形成 180° 的相位差。本文采用 CST 软件对天线进行了仿真分析,天线的工作频率在 15 GHz,在基于离散幅度加权的波束扫描计算原理中加入了参考相位,进行了方向图重构的优化,并通过对仿真结果的分析找到了最能还原方向图的参考相位,提升了天线的波束扫描能力。由于传统相控阵单元需要加装移相器,而该天线单元只需要二极管,所以它的结构较为简单,制作成本低廉,适合构成大型阵列。CST 仿真结果表明,超表面天线在 ZOY 平面上 $\pm 50^\circ$ 范围内有着良好的波束扫描结果。

关键词: 超表面;波束扫描;PIN 二极管

中图分类号: TN820 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.1050

Metasurface antenna design based on PIN diodes for beam scanning

Li Wei Li Qi Gao Yang

(School of Information Science and Technology, North China University of Technology, Beijing 100144, China)

Abstract: In this paper, a 10×10 metasurface reflector antenna array based on PIN diodes for beam scanning is designed. The surface of the antenna element of the antenna array is composed of a circular metal patch and four parasitic elements. The current on the antenna element is changed by controlling the working state of the parasitic element, so that the antenna unit theoretically form a phase difference of 180° in different states. In this paper, CST software is used to simulate and analyze the antenna. The operating frequency of the antenna is 15 GHz. The reference phase is added to the beam scanning calculation principle based on discrete amplitude weighting, and the optimization of the pattern reconstruction is carried out. Through the analysis of the simulation results The reference phase that can best restore the pattern is found, which improves the beam scanning capability of the antenna. Since the traditional phased array unit needs to be equipped with a phase shifter, and the antenna unit only needs a diode, its structure is relatively simple, the manufacturing cost is low, and it is suitable for forming a large-scale array. The CST simulation results show that the metasurface antenna has good beam scanning results in the range of $\pm 50^\circ$ on the ZOY plane.

Keywords: super-surface; beam scanning; PIN diode

0 引言

近年来,无线通信网络技术取得了飞跃性的进步的同时,超表面^[1]技术的研究越来越受到行业内的重视,成为人们研究的热门话题。一个传统的波束扫描天线由许多带有移相器的元件阵列和一个馈电天线组成。但这样的结构过于笨重,昂贵和复杂,所以更加低廉的超表面天线随之诞

生。超表面天线单元通常情况下会搭载一些常见的可调谐元件,比如变容二极管,电子开关等器件。它们能够代替相对昂贵的移相器或者其他工作模块,在简化单元馈电结构的同时又能实现电子波束扫描。因此,与传统的相控阵相比,超表面天线具有低剖面,低成本,馈电电路简单和重量较轻等优点。它们在各种应用中有着逐步替代传统相控阵的趋势。

收稿日期:2022-05-29

* 基金项目:北京市自然科学基金(4202019)项目资助

超表面天线的波束扫描有多种方式来实现。在天线单元上加载寄生元件是最常见的思路之一。寄生元件可以用来切换天线单元本身的工作状态,从而完成波束扫描。正-本征-负(positive intrinsic-negative, PIN)二极管就可以用来设计方向图可重构天线的超表面单元^[2-10],而通过加载变容二极管,可以实现将近 360°的相位变化^[11]。当使用变容二极管作为寄生元件时,可以获得连续而非离散的可控相位^[11-14]。液晶材料也能被用于设计超表面单元并实现波束扫描^[15-17],但液晶材料的缺陷在于调节速度较慢,结构比较复杂。

本文综合前者们的设计思路和设计经验,以馈电简单为原则,使用离散幅度加权的波束扫描算法,选择基于 PIN 二极管而非变容二极管来设计了一种超表面反射单元。将 4 个 PIN 二极管和一片圆形金属贴片放置在天线单元表面,通过控制加装在天线单元上的 PIN 二极管的状态来影响反射相位,从而实现波束扫描。本文对最终得到的离散开关阵列所对应的 10×10 反射阵列模型在 CST 软件中进行了仿真。从 CST 仿真结果可以知道,超表面反射阵列可以精准地实现在 XOZ 平面上±50°范围内的波束扫描。

1 天线结构的设计

本文所介绍的超表面天线单元的几何结构如图 1(a)所示,通过加装和使用可调谐谐振器的方式来完成波束扫描。整个天线单元表面的正中央放置着一个圆形金属贴片,其中 R 是金属圆形贴片的半径长度, L 是天线单元的边长,圆形贴片周围设置了 4 根金属柱。

当激励信号照射反射阵列时,每一个天线单元都会将信号反射出去,天线阵列则因此发出信号。图 1(a)中的左右两个 PIN 二极管通过金属柱连接到金属地面,当激励信号入射时,圆形微带贴片会反射入射波。同时,连接到圆形贴片与金属地面的 PIN 二极管会改变谐振特性,进而形成 180°的相位差。图 1(a)中的上下两个二极管则是偏置结构的一部分,不直接与金属地面相连,而是连接到天线单元的最底部,如图 1(b)所示。天线单元模型的整体结构如图 1(c)所示。

该天线单元的重要设计参数如下,其中微带金属贴片半径 $R=2\text{ mm}$,介质基板材料选用的是 TaconicTLX-8,最底层材料选用的是 FR-4。

TaconicTLX-8 的厚度为 1.58 mm,FR-4 的厚度为 0.5 mm。天线单元的工作频率设在 14.85~15.15 GHz,选择的中心频率为 15 GHz。考虑到天线单元间距对天线辐射特性的影响,当单元间距比 1/2 波长的长度更大时,根据阵列天线理论可知,天线波束会产生栅瓣而导致增益下降。所以,减小单元间距可以更准确地实现方向图重构。但是,单元间距过于小也容易引起剧烈的互藕效应,这也会导致天线方向图的恶化。

所以,本文中的天线单元的单元间距选择为 8 mm,小于

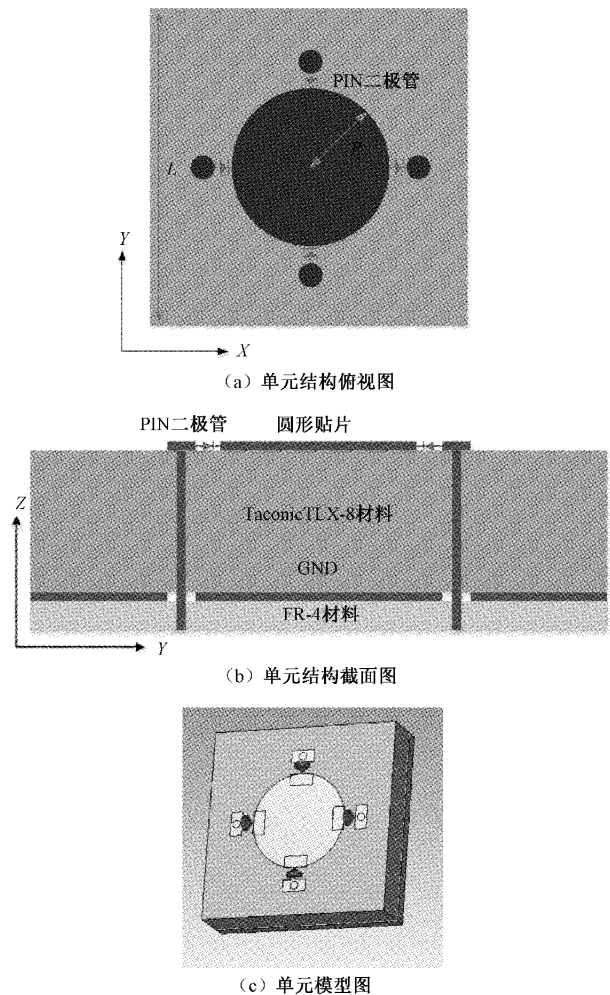


图 1 单元几何结构图

半波长 10 mm,以避免光栅瓣。本文通过对电阻,电容和电感的组合来模拟 PIN 二极管的 ON 或 OFF 这两种工作状态。“ON”状态下,电感大小为 30 pH,电阻设置为 7.8 Ω。“OFF”状态下,电感大小为 30 pH,电容大小为 0.025 pF。

当在对单个反射天线单元在 CST 上进行模拟仿真时,得到的相位图如图 2 所示,可以看到在工作频率为 15 GHz,当 PIN 二极管处于工作或关闭状态时,两种天线单元相位差为 180°左右,误差不超过±15°。

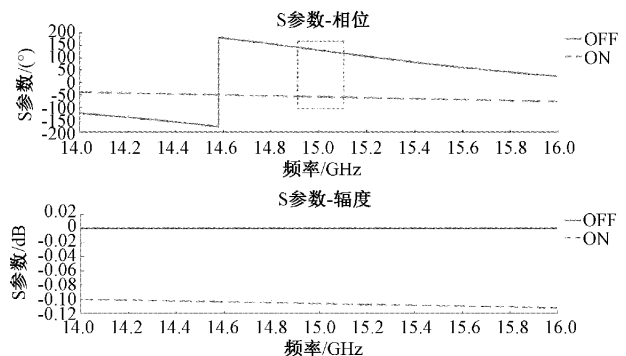


图 2 天线单元的仿真结果

天线单元处于 OFF 状态或 ON 状态时,元件的损耗都在 0.1 dB 左右,这样的单元损耗适合构建大型的阵列。

2 理论分析与方法

2.1 波束控制原理

超表面可重构天线波束扫描方法借鉴了相控阵波束控制的方法。如图 3 所示,当偏离垂直方向的入射信号照射到天线阵列时,信号抵达 1 号天线单元和 2 号天线单元的路程存在差异,信号会先传递到 2 号天线的位置,再到 1 号天线的位置,从而信号抵达每个相邻天线时都形成了固定的路程差。

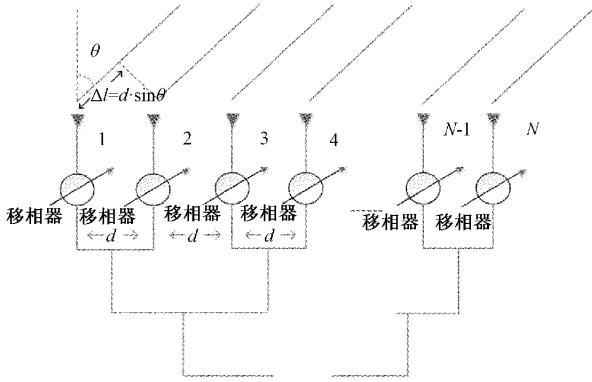


图 3 相控阵波束控制方法示意图

其中, Δl 为入射信号抵达每一个相邻天线单元时产生的固定路程差, Δl 是可以通过图中公式计算得出的, θ 为法线和入射信号方向的夹角。

之后通过信号的路程差就能得到信号的相位差。信号相位差的式(1)如下:

$$\Delta\Phi = k_0 \cdot \Delta l = k_0 \cdot d \cdot \sin\theta \quad (1)$$

$$k_0 = 2\pi/\lambda = 2\pi f_0/c \quad (2)$$

其中, f_0 是天线单元的工作频率, c 为光速, λ 为信号波长。

每相邻两个天线单元之间的信号相位差均为 $\Delta\Phi$, 每个单元的相位都比其右边单元相差 $\Delta\Phi$ 。可以将初始相移值假设为 0° , 就能直接得到每一个入射信号在天线单元的相移值。

同理, 通过期望波束指向的角度, 也能计算出反射天线产生期望波束指向时各个天线单元所需要的相移值。将入射信号照射在天线单元上产生的相移值和最终需要产生的相移值作差, 通过相控阵上加装的移相器进行相位补偿, 最终得到近似的天线方向图。然而, 传统的相控阵天线因为加装了移相器, 所以馈电结构复杂, 价格较为昂贵。但是超表面可重构天线不使用移相器来进行相位补偿, 而是基于一种特别的幅度加权的方法。这种方法通过调控每个天线单元的辐射能力来尽量还原天线方向图。

以一维天线波束控制为例, 如图 4 所示, 该方法的基本思想是, 当 1 号单元的相移值与目标相移值相差较大时, 就

认为此单元对期望波束指向的形成不利, 让此单元辐射较少的能量; 相反, 当 1 号单元的相移值与目标相移值相差较小时, 就认为此单元对期望波束指向的形成有利, 让此单元辐射较多的能量。

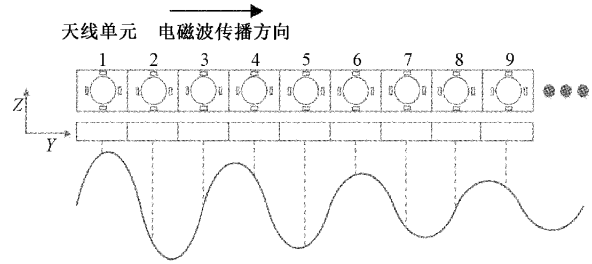


图 4 幅度加权一维天线波束控制示意图

这种通过调控激励幅度的波束方向控制方法可以用以下的激励幅度函数表示, 如式(3)所示。

$$m(x_N, \theta_0) = \frac{\cos[(k_r x_N - k_0(\theta_0)x_N)] + 1}{2} \quad (3)$$

$$k_r x_N = \varphi_r(x_N) = \frac{2\pi N d \sqrt{\epsilon_r}}{\lambda} \quad (4)$$

其中, x_N 是天线单元的位置信息, θ_0 是期望波束指向, ϵ_r 是天线介质参数。其中式(3)所求的激励幅度值可以用来判断一维天线阵列上的天线单元的工作状态, 式(4)的结果为单元的相移值, 代入式(3)中与目标相移值作差从而求得激励幅度。

当以二维天线波束控制为例时, 如图 5 所示。在本文设计的方向图可重构天线中, 没有使用直接馈电的方式, 而是使用喇叭当做馈源进行辐射。在一般的反射天线阵列中, 反射天线单元经常处于馈源的远场区域, 如图 3 所示。此时, 天线单元上的激励信号会形成局部平面波, 相位延迟与信号路程差存在着关系。但是为了提高天线的效率, 馈源位置可以更加靠近天线单元, 所以改为如图 5 所示。考虑到近场效应, 馈源中心的位置信息为 $(0, 0, 100)$, 单位为 mm。

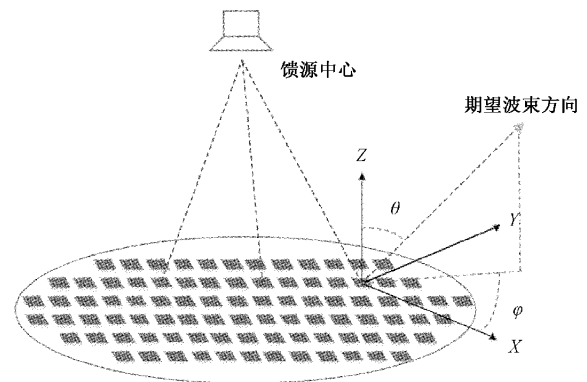


图 5 二维可重构天线波束控制示意图

在本文设计的超表面反射天线中, 喇叭辐射的球面波会照射到天线的反射平面上。由于电磁波到达各个单元的

路径长度各不相同,所以每个单元的入射相位也都不一样。当根据期望波束指向计算出期望激励相位后,就能根据入射相位和期望激励相位的差值得到每一个单元的激励幅度,从而决定每一个单元辐射能量的多少。故而,计算得到每个单元的入射相位和期望激励相位就是得到单元激励幅度值的关键。

1) 入射相位

和相控阵得到单元入射相位的过程类似,想要得到每个单元的入射相位,就要先确定馈源到每个天线单元之间的距离。

每一个天线单元到馈源的距离式(5)如下:

$$d_f = \sqrt{(x_f - x_i)^2 + (y_f - y_i)^2 + (z_f)^2} \quad (5)$$

$$(x_i, y_i) = (N \frac{d}{2}, M \frac{d}{2}) \quad (6)$$

其中, d_f 是馈源到每一个天线单元距离。 (x_f, y_f, z_f) 是馈源中心的位置信息。 (x_i, y_i) 是单元的位置信息, d 是单元间距。将式(5)中所得到的距离代入式(7)就能得到入射相位 ϕ_f 。

$$\phi_f = k_0 d_f \quad (7)$$

2) 期望激励相位

期望激励相位需要从期望波束指向的角度来获得,计算原理如图 6 所示。

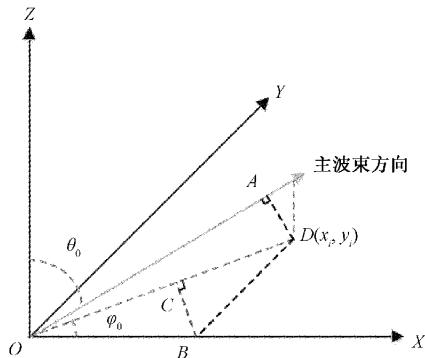


图 6 期望激励相位计算原理示意图

其中, OA 射线方向为主波束方向, D 为任意天线单元。当天线阵列 XOY 面接受馈源辐射的球面波后,经过天线单元的调节形成平行波。线段 OA 表示平行波之间的距离差,根据这段距离差可以计算出相位差,也就是期望激励相位。根据期望主波束的方向,可以计算出 OA 线段长度,结果如表 1 所示。

表 1 距离表达式

距离	距离表达式
OC	$x_i \cdot \cos(\varphi_0)$
CD	$y_i \cdot \sin(\varphi_0)$
OD	$y_i \cdot \sin(\varphi_0) + x_i \cdot \cos(\varphi_0)$
OA	$\sin(\theta_0) \cdot [y_i \cdot \sin(\varphi_0) + x_i \cdot \cos(\varphi_0)]$

所以,期望激励相位 ϕ_0 的表示式如下:

$$\phi_0 = k_0 \cdot (\sin\theta_0 \cdot (x_i \cdot \cos\varphi_0 + y_i \cdot \sin\varphi_0)) \quad (8)$$

其中, φ_0 和 θ_0 为期望波束指向的方位角和俯仰角。已知入射相位和期望激励相位,就能得到每一个天线单元入射相位和期望激励相位的差值,从而计算出激励幅度值。式(9)为每一个天线单元入射相位和期望相位的差值,由式(10)得到此差值就是激励幅度值。

$$\Phi(x_i, y_i) = k_0 d_f - \phi_0 \quad (9)$$

$$n = \Phi(x_i, y_i) \quad (10)$$

综上所述,计算出单元激励幅度值所需的参数如表 2 所示。

表 2 计算单元激励幅度值所需参数

参数名称	参数符号	参数值
单元间距	d	8 mm
工作频率	f_0	15 GHz
光速	c	3×10^8 m/s
介质参数	ϵ_r	2.55
馈源位置	(x_f, y_f, z_f)	(0, 0, 100 mm)
X 方向单元标号	N	1, 2, 3, ..., 10
Y 方向单元标号	M	1, 2, 3, ..., 10
俯仰角	θ_0	$[-50^\circ, 50^\circ]$
方位角	φ_0	$[-50^\circ, 50^\circ]$

在得到激励幅度值后,根据激励幅度值就能判断每个天线单元能量辐射的多少和具体的工作状态。

2.2 离散幅度加权和开关阵列的设计

根据激励幅度值来设置天线单元的工作状态来获得近似的期望波束指向比传统相控阵使用移相器来进行相位补偿更为简单。但是,如果单元激励幅度值是固定范围内连续变化的值,则需要天线单元同样有连续变化的多种工作状态。如果单元具备多种工作状态就会使天线结构变得进一步复杂,这有悖于最初避免复杂结构设计宗旨。

为此,本文设计的天线单元选择加装了 PIN 二极管,引入一种天线编码构成的开关阵列,将整个天线阵列的激励幅度值转变为“1”或“0”编码阵列。

当天线单元入射相位和期望激励相位的差值不足 180° , 将该单元激励幅度值设置为“0”;当差值 $\geq 180^\circ$ 时,将该单元的激励幅度值设置为“1”。

最终,就能够根据不同期望波束指向得到对应方向角度下的每一个天线单元的开关编码,使用这些编码构成方向图可重构天线的开关阵列,再根据所需要的期望波束指向选择对应的开关阵列从而实现超表面天线的波束扫描。如图 7 所示,是在天线工作频率为 15 GHz 的前提下,在 ZOX 平面上具有代表性的天线波束指向通过上述算式在 Matlab 中获得的相对应的开关阵列。其中图 7(a)的期望波束指向为 -30° , 图 7(b)的期望波束指向为 -40° , 图 7(c)

的期望波束指向为 -50° ,图 7(d)的期望波束指向为 -20° 。其中,红色区域为表示该天线单元将处于工作状态,黄色区域表示此天线单元不进行工作。

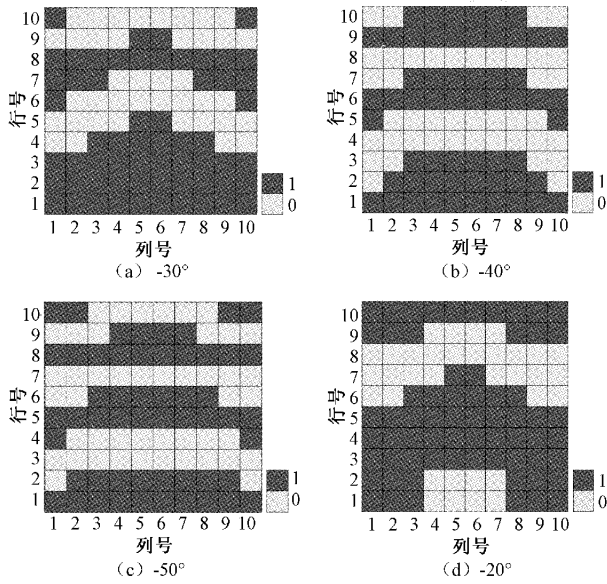


图 7 在不同期望波束指向下得到的开关阵列

3 天线仿真

3.1 参考相位的优化

根据计算得到开关阵列后,就可以根据开关阵列在 CST 中进行仿真。根据之前的天线单元结构数据所构建的 CST 天线模型如图 8 所示。

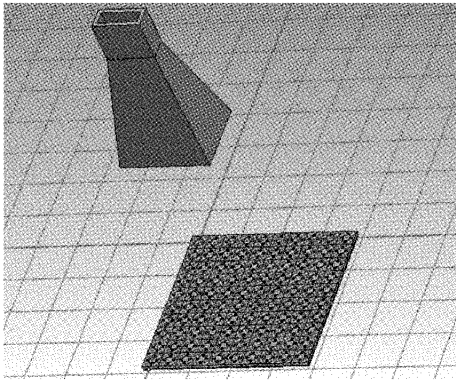


图 8 CST 天线模型

在实际仿真过程中,在计算入射相位和期望相位差值时,使用式(11),此公式在原本公式的基础上引入了 $\Delta\phi$ 。

对于反射天线上的每一个天线单元 (x_i, y_i) 的入射相位和期望激励相位的差值 $\Delta\Phi_0(x_i, y_i)$ 由式(11)计算得出。

$$\Phi_0(x_i, y_i) = \Phi(x_i, y_i) + \Delta\phi \quad (11)$$

新引入的 $\Delta\phi$ 是一个可变化的参考相位,可以通过修改它的数值来获得更加优异的波束仿真结果。为了说明参考相位对波束扫描仿真结果的影响,分别将参考相位 $\Delta\phi$

取 $80^\circ, 128^\circ$ 以及 198° ,在同一工作频率 15 GHz 的条件下,设置为 ZOX 平面上的 -40° ,在 ZOX 平面上通过计算得到在 $\Delta\phi$ 不同时的开关阵列,计算结果分别如图 9 所示。

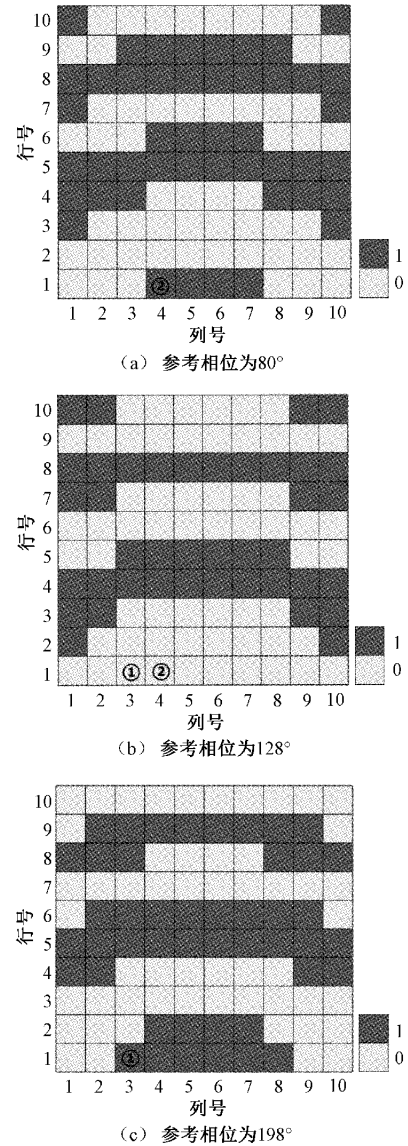
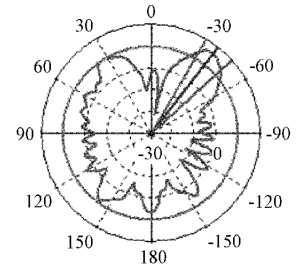


图 9 -40° 的开关阵列

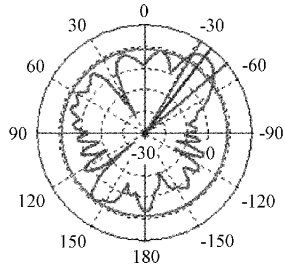
根据图 9 可知,设置的参考相位不同,同一位置上的天线单元的入射相位和期望相位的差值也会明显不同,故而开关阵列每一个天线单元工作状态都有可能随着参考相位的改变而发生变化。如图 9(b)、(c)中的单元①,图 9(a)、(c)中的单元②就得出产生了相反的工作状态,再根据此进行仿真,天线的辐射特性也会相对地发生改变。

3 种开关阵列在 CST 中的仿真结果如图 10 所示。当参考相位取 80° 时的天线增益为 16.2 dBi,仿真期望波束角度为 -38.0° ,当参考相位取 128° 时的增益为 14.9 dBi,仿真期望波束角度 -38.0° 。当参考相位取 198° 时的增益为 17 dBi,仿真期望波束角度为 -39.0° 。通过对仿真结果进行比较可知,经过优化参考相位的开关阵列,仿真得到的天

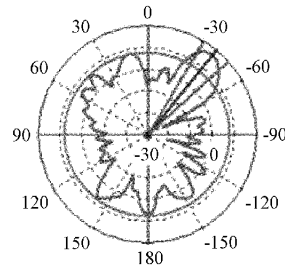
线增益更强,方向图还原的更为精准。引入参考相位就按需调节控制天线单元的相位,得到更好的结果。



(a) 参考相位为80°时, 天线增益图



(b) 参考相位为128°时, 天线增益图



(c) 参考相位为198°时, 天线增益图

图 10 同期望角度两种开关阵列在 CST 中的仿真结果

3.2 优化后的天线仿真结果

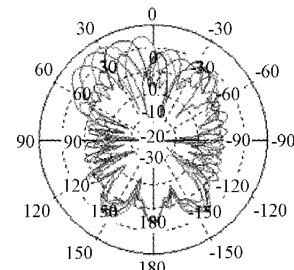
为了避免发射机的能量浪费和探测距离的缩短,提升空间分辨能力,在不要求覆盖信号效果好的情况下,选择参考相位所得角度越窄越好,旁瓣越小越适宜。这样得到的信号指向性更强。

如表 3 所示,是在工作频率设置为 15 GHz 的情况下,在 ZOY 面上具有代表性的期望波束指向所得到的仿真结果,为了改进每一个扫描角度下得到的方向图质量,对参数相位都进行了一定的优化和筛选。扫描角度,参考相位,角度误差和角度宽度都在表中列出。

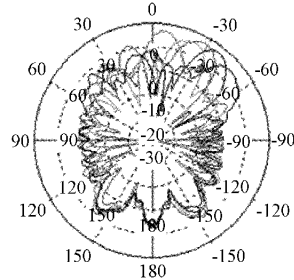
根据表 3 分析可知,在针对参考相位进行了优化后,本文设计的天线单元构成的阵列在 15 GHz 的工作频率下,扫描角度 $\pm 50^\circ$ 的范围内,得到仿真结果误差均控制在 $\pm 3^\circ$ 以内,角度宽度控制在 20.1° 以下。根据表 3 条件得出的仿真 2D 结果如图 11 所示,每相隔 10° 进行一次仿真,其对应仿真的三维结果图如图 12 所示,天线波束方向上有着很好的仿真结果。

表 3 不同扫描角度和优化参考相位得到的仿真结果

扫描角度	$\Delta\phi$	角度误差	角度宽度
50°	248°	2°	15.2°
40°	36°	3°	17°
30°	80°	-1°	16.1°
20°	248°	0°	18.6°
10°	160°	3°	12.1°
-10°	248°	-3°	13.4°
-20°	80°	3°	18.6°
-30°	160°	-1°	17.1°
-40°	198°	-3°	15.8°
-50°	248°	-1°	20.1°

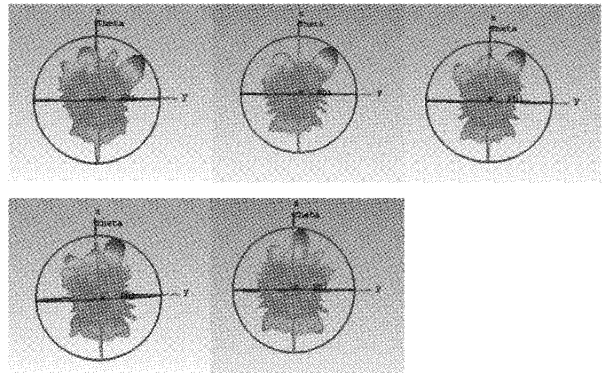


(a) $50^\circ \sim 10^\circ$ 时, 天线增益图



(b) $-10^\circ \sim -50^\circ$ 时, 天线增益图

图 11 工作频率 15 GHz, 在 ZOY 面上的仿真结果



(1) $50^\circ \sim 10^\circ$ 时, 三维仿真结果

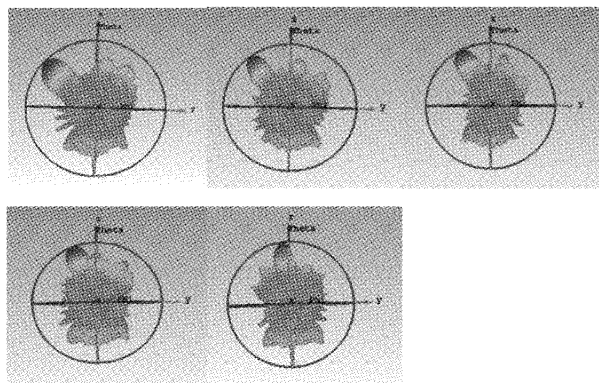
(2) $-10^{\circ}\sim-50^{\circ}$ 时, 三维仿真结果

图 12 工作频率 15 GHz, 在 XOZ 面上的 3D 仿真结果

4 结 论

本文设计超表面天线单元通过调整 PIN 二极管的导通和截止来实现天线方向图的可重构。天线阵列以喇叭作为馈源, 利用提出的天线单元得到一种 10×10 超表面反射阵列。本文给出了天线单元的结构设计参数以及其辐射图结果。为了提升波束扫描的能力, 在算法中引入了参考相位, 并在 ZOY 平面上的 $\pm 50^{\circ}$ 的范围内对参考相位分别在 $36^{\circ}, 80^{\circ}, 160^{\circ}, 198^{\circ}, 248^{\circ}$ 情况下进行了仿真。结果证明, 可以通过调整参考相位获得更优秀的波束扫描结果, 这对天线性能提升有重大意义。同时, 天线单元在 15 GHz 的工作频率时能够很好的实现的控制, 该超表面天线阵列在 ZOY 平面上波束扫描角度误差均在 $\pm 3^{\circ}$ 左右, 误差小。主波束扫描方向可以在 $\pm 50^{\circ}$ 之间改变, 扫描范围广。天线增益在波束扫描过程中始终保持在 15 dBi 以上。

参考文献

- [1] 黎会鹏, 黄璞, 严保康. 基于超表面的低插损频率选择吸波体的仿真设计[J]. 电子测量技术, 2021, 44(19): 40-44.
- [2] CARRASCO E, BARBA M, ENICNAR J A. X-band reflectarray antenna with switching-beam using PIN diodes and gathered elements[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2012, 60(12): 5700-5708.
- [3] YANG H, YANG F, XU SH H, et al. A 1-Bit 10×10 reconfigurable reflectarray antenna: Design, optimization, and experiment[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2016, 64(6): 2246-2254.
- [4] YANG H, YANG F, CAO X, et al. A 1600-element dual-frequency electronically reconfigurable reflectarray at X/Ku-band[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2017, 65(6): 3024-3032.
- [5] YANG X, XU S. H, YANG F, et al. A novel 2-bit reconfigurable reflectarray element for both linear and circular polarizations [C]. 2017 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting, 2017: 2083-2084.
- [6] CHEN X, GE Y. A 14×14 electronically reconfigurable reflectarray using 1-bit reflective element [C]. 2018 IEEE MTT-S International Wireless Symposium (IWS), 2018, DOI:10.1109/IWS.2018.8400890.
- [7] CLEMENTE A, DUSSOPT L, SAULEAU R, et al. Wideband 400-element electronically reconfigurable transmitarray in X band [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2013, 61(10): 5017-5027.
- [8] WANG M, XU SH H, YANG F, et al. Design of a Ku-band 1-bit reconfigurable transmitarray with 16×16 slot coupled elements [C]. 2017 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting, 2017: 1991-1992.
- [9] PALMA L D, CLEMENTE A, DUSSOPT L, et al. Circularly-polarized reconfigurable transmitarray in Ka-band with beam scanning and polarization switching capabilities [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2017, 65(2): 529-540.
- [10] HUM S V, OKONIEWSKI M, DAVIES R J. Modeling and design of electronically tunable reflectarrays [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2007, 55(8): 2200-2210.
- [11] PAN W, HUANG C, MA X, et al. An amplifying tunable transmitarray element [J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2014, 13(3): 702-705.
- [12] BOCCIA L, VENNERI F, AMENDOLA G, et al. Application of varactor diodes for reflectarray phase control [C]. IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, 2002: 132-135.
- [13] BOCCIA L, AMENDOLA G, DI MASSA G. Performance improvement for a varactor-loaded reflectarray element [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2010, 58(2): 585-589.
- [14] KAMODA H, IWASAKI T, TSUMOCCHI J, et al. 60-GHz electronically reconfigurable large reflectarray using single-bit phase shifters [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2011, 59(7): 2524-2531.
- [15] PEREZ-PALOMINO G, ENICNAR J A, BARBA M, et al. Design and evaluation of multi-resonant unit cells based on liquid crystals for reconfigurable reflectarrays [J]. IET Microw. Antennas Propag, 2012, 6(3): 348-354.

- [16] PEREZ-PALOMINO G, BAINE P, DICKIE R, et al. Design and experimental validation of liquid crystal-based reconfigurable reflectarray elements with improved bandwidth in F-band[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2013, 61(4):1704-1713.
- [17] PEREZ-PALOMINO G, FLORENCIO R, ENCINAR J A, et al. Accurate and efficient modeling to calculate the voltage dependence of liquid crystal-based reflectarray cells [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2014, 62(5):2659-2668.

作者简介

李伟,工学博士,副研究员,主要研究方向为雷达系统及信号处理。

E-mail:lwsar@ncut.edu.cn

李祺,硕士研究生,主要研究方向为超表面天线的波束扫描控制和方向图的重构。

E-mail:1310135983@qq.com

高杨,硕士研究生,主要研究方向为雷达成像处理和深度学习。

E-mail:gary_young228@163.com