

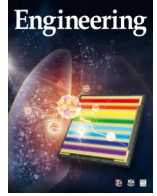


ELSEVIER

Contents lists available at ScienceDirect

Engineering

journal homepage: www.elsevier.com/locate/eng



Research
Metamaterials—Article

基于信息超表面设计理念的一种平面4比特可重构天线阵列

汪正兴^{a,b}, 杨汉卿^{a,b}, 邵睿文^{a,b}, 武军伟^{a,b}, 刘国标^{a,b}, 翟峰^{a,b}, 程强^{a,b,*}, 崔铁军^{a,b,*}

^a State Key Laboratory of Millimeter Waves, School of Information Science and Engineering, Southeast University, Nanjing 210096, China

^b The Institute of Electromagnetic Space, Southeast University, Nanjing 210096, China

ARTICLE INFO

Article history:

Received 11 October 2021

Revised 17 February 2022

Accepted 20 March 2022

Available online 16 July 2022

关键词

4比特可重构天线阵列

信息超表面

数字编码方法

低副瓣

低剖面

摘要

受信息超表面设计理念即数字编码概念的启发,一种具有 $0.15\lambda_0$ (λ_0 为波长)低剖面的平面4比特可重构天线阵列被提出。这个阵列是基于由1比特磁电偶极子和小型化反射式移相器组成的数字编码辐射单元组成。通过对两个对称馈电端口单独馈电,所提出的1比特磁电偶极子能够在宽带范围内提供“0”和“1”两种数字状态。所涉及的反射式移相器可以提供 173° 的相对相移。通过在 157.5° 的相位范围内进行数字量化,可以进一步得到相移间隔 22.5° 的8种数字状态。为了实现低副瓣水平,一个基于泰勒线源方法的1:16功分器被用来给阵列馈电。我们加工并测试了所提出的4比特天线阵列样机,实验结果与仿真结果吻合很好。阵列能够实现 $\pm 45^\circ$ 的扫角,12 GHz的最大增益为13.4 dBi,副瓣和交叉极化水平分别低于 -14.3 dB和 -23 dB。另外,波束指向误差在 0.8° ,法向波束的3 dB增益带宽为25%。由于阵列卓越的性能,它在雷达和通信系统中将有重要的应用前景。

©2022 THE AUTHORS. Published by Elsevier LTD on behalf of Chinese Academy of Engineering and Higher Education Press Limited Company. This is an open access article under the CC BY-NC-ND license (<http://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/4.0/>).

1. 绪论

电子波束扫描阵列因其高增益和低副瓣特性在雷达、测量、通信等方面被广泛应用[1]。传统相控阵由于在电子速度、无惯性扫描和多目标跟踪等方面的优势,被认为是这些应用领域的有力竞争者[2]。但传统相控阵的单元阵列通常使用固态收发模块,此外还采用复杂的馈电方式和波束形成结构[1],复杂程度高、成本高昂、体积庞大等缺点在一定程度上限制其广泛应用。

包括“数字编码超材料”和“可编程超材料”在内的信息超表面技术自2014年被首次提出,取得了很大进展[3–16]。信息超表面的设计理念是将数字编码概念应用到

其配置中[3–4]。例如,1比特信息编码超材料是由“0”编码单元和“1”编码单元组成,分别对应 0° 和 180° 的相位响应[5]。随后,通过对 360° 相位多级离散化,将该概念从1位编码扩展到多位编码[6]。超表面的数字化表示具有简化设计和优化程序的优点[7],在物理和数字世界搭建起桥梁[3–4],这也使得从信息科学的角度重新审视超表面成为可能。由于信息超表面取得了革命性的进展,它们有望在无线通信系统中被广泛应用[13–16]。

受信息超表面设计理念(即数字编码概念)的启发,为了降低设计的成本和复杂性,提出了利用数字化实现波束扫描的可重构比特阵列[17–26]。可重构比特反射阵列[17–18]和透射阵列[19–21]因其高增益和高灵敏度被广泛

* Corresponding authors.

E-mail addresses: qiangcheng@seu.edu.cn (Q. Cheng), tjcui@seu.edu.cn (T.J. Cui).

应用。但与大多数的信息超材料相同[3–16]，由于馈源和支撑的原因，它们实际上是三维（3D）结构，这一点限制了它们在空间有限的场景下应用。为了满足外形更小、结构更简单的需求，提出了平面可重构阵列[22–26]。参考文献[22–24]中设计了平面1比特阵列，但它们只能控制两个既不正交也不独立的扫描波束，这使得它们在雷达和通信系统中很难被应用。之后，参考文献[25–26]又提出了平面2比特阵列，包括可重构行波天线阵列和圆极化波束转向天线阵列。这两种阵列都可以控制单一的扫描波束。虽然采用数字编码方法简化了可重构比特阵列的波束扫描方案，但是辐射性能也明显恶化[27–28]。因此，平面2比特阵列不可避免地会产生波束指向误差和量化波瓣[25–26]。为了减少量化误差，一种有效的方法是增加量化比特数。此外，上述可重构比特阵列大多带宽较窄[18, 20, 24–26]，这阻碍了其在工程上的实际应用。

本文提出了一种平面4比特可重构天线阵列。我们首先设计了一种结合1比特磁电偶极子和小型化反射型移相器（RTPS）的数字编码辐射单元。磁电偶极子具有辐射模式对称、宽带宽和低副瓣的优点[29–30]。采用两个对称可切换的馈电 π 形探针激发偶极子，当端口被单独激励时，由于相对的空间位置，可以得到 180° 的本征相移[31]，利用的原理类似于宽带圆极化阵列中常用的顺序旋转（SR）技术[31–35]。空间相移的引入能够带来两个好处：一种是在宽带上稳定的相位差（ 180° ）；另一种是与 180° 相位延迟线相比，结构相对紧凑[24]。除了1比特磁电偶极子外，本文还设计了一个小型化RTPS [36–37]，来提供额外的8个离散相位状态。所形成的数字编码辐射单元，能够以 22.5° 的步长实现 337.5° 相移。在此基础上，基于数字编码辐射单元设计了一种沿H平面的4比特可重构天线阵列。为了实现较低的副瓣电平，利用泰勒线源方法计算出1:16的功率分压器来馈电阵列[2]。本文所提出的4比特阵列天线具有平面可重构，阵列重量轻、成本低、外形小的优点。此外，仿真和实际测量结果都验证了其优良的扫描性能、高增益、低副瓣和宽频带特性。

2. 数字编码辐射元件

2.1. 1比特ME偶极子

1比特磁电偶极子的几何结构和参数如图1所示。偶极子由辐射层和馈电层组成，辐射层的基底由厚1.524 mm的Rogers RO4350B和厚0.254 mm的RO4450F混压组成。馈电层的基底是厚0.254 mm的Rogers RO4350B。辐射层和馈电层通过金属接地相连，并通过厚0.2 mm的

RO4450F连接在一起。在图1（a）和（b）中，偶极子由4个方形贴片、4个金属通孔和一个 π 形探针组成。4个方形贴片位于金属地上方 $\lambda_g/4$ 处（ λ_g 是12 GHz处的介质波长），它们的边长为 l_1 ，并作为沿x轴的两个平面电偶极子。每个方形贴片都通过一个半径为 R_1 的通孔，连接到金属接地面。这4个金属通孔与金属接地可以等效为磁偶极子。它们形成回路电流并沿y轴通过金属片之间的两个孔辐射。用 π 形探针为磁电偶极子馈电，该偶极子由两个半径为 R_2 的对称可切换探针和尺寸为 $l_2 \times w_2$ 的矩形贴片组成。图1（c）显示了金属接地面，被挖空部分的半径为 R_3 。为了在两个馈电探头之间切换， π 形探针连接到馈电层上的单刀双掷（SPDT）开关，其详细布局如图1（d）所示。SPDT开关具有两个可切换端口，通过将两个pin二极管（MADP-000907-14020W）[38]集成到宽度为 w_3 的微带线上，当向pin二极管提供正或负直流（DC）电压时，两个端口可以分别接通。

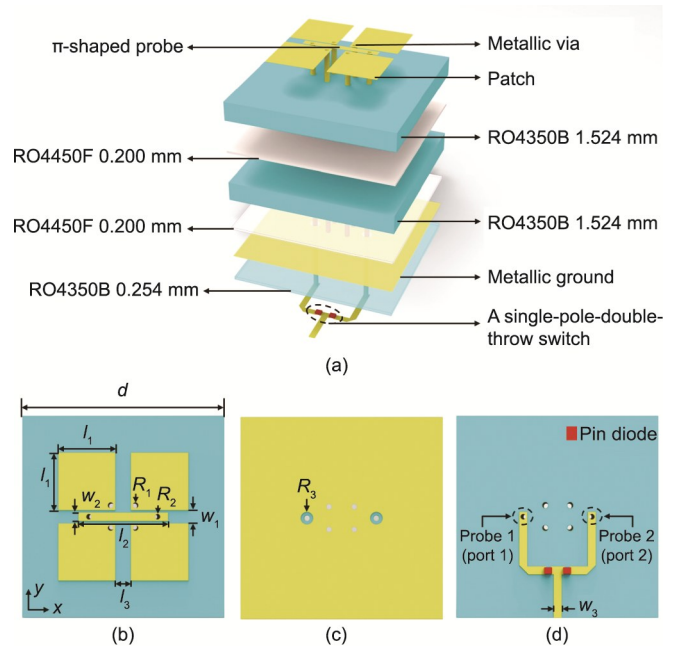


图1. 提出的1比特ME偶极子的几何构型。(a) 三维视图；(b) 顶视图；(c) 金属地；(d) 底视图。 $d = 13$ mm, $l_1 = 3.7$ mm, $w_1 = 0.85$ mm, $l_2 = 5.8$ mm, $w_2 = 0.55$ mm, $l_3 = 1$ mm, $w_3 = 0.52$ mm, $R_1 = R_2 = 0.2$ mm, $R_3 = 0.4$ mm。

在CST公司进行了ME偶极子的严格建模并进行仿真[39]。在仿真中，pin二极管被设置为集总电路元件，等效电路在ON和OFF状态下的并联电阻（ R ）-电感（ L ）-电容（ C ）（RLC）参数分别为 $R = 15 \Omega$, $L = 1187$ nH, $C = 1.29$ pF和 $R = 4000 \Omega$, $L = 2250$ nH, $C = 0.028$ pF。在此简要介绍pin二极管电路参数值的提取方法。首先用测试仪器测量二极管开关状态下的振幅和相位。其次利用

由电阻 R 、电感 L 和电容 C 组成的等效电路模型来表征pin二极管。最后将等效电路模型的幅值和相位结果拟合到ADS电路仿真软件中，并获得相关的电路参数值。由于ADS中的等效电路模型优化是在较宽的频带内进行的，因此可以在相应的频带内保证模型的准确性。1比特ME偶极子有两种不同的工作状态。当端口1关闭而端口2打开时，定义为“0”状态，而“1”状态则相反。两种状态的仿真结果 $|S_{11}|$ 如图2(a)所示，由于结构具有对称性，两种状态的 $|S_{11}|$ 完全相同。此外两种状态下都可以获得36.2%的宽阻抗带宽（9.5~13.7 GHz, $|S_{11}| < -10$ dB）。

为了研究仿真中两种状态之间的相位差，在偶极子的远场区域放置一个 x 方向的探针来观察其电场。如图2(b)所示，能够得到 180° 相位差。此外由于使用了空间相移，相位差在宽频带内是稳定的。图2(c)和(d)显示了12 GHz时两种状态偶极上的表面电流分布。可以看出“0”和“1”状态的电流方向在同一时刻($t=0$)正好相反，这进一步证明了两种状态之间存在 180° 的相位差。图3(a)和(b)显示了磁电偶极子在“0”状态下工作时12 GHz的辐射图。对于E面和H面，侧面辐射图是对

称的，3 dB波束宽度分别为 86° 和 94° 。仿真实现的增益高达5.5 dBi，交叉极化电平小于 -30 dB。从图3(c)可以看出，增益在10~13 GHz范围内是稳定的，变化小于1 dB。在工作频带的主要部分，前后比大于15 dB。在高频带附近，该比率下降到13 dB。图3(c)中前后比的变化是由两个原因引起的，一个是馈电网络的反射，另一个是如图1(c)所示的有凹槽的地面，导致辐射向后向区域泄漏。常用封装的微带线馈电网络的方法[40]来解决这一问题。虽然前后比随着频率变化，但在整个频带内值仍然足够大，即辐射到后向区域的功率非常小。因此增益结果没有显著变化。如图3(d)所示，在12 GHz时1比特ME偶极子的辐射效率为0.8。

2.2. 小型RTPS

除了1比特ME偶极子外，本次还设计了一个小型化RTPS，为4位数字编码辐射元件提供需要的相移。与其他两种类型的无源移相器——负载传输线和交换网络相比，RTPS在插入损耗和相位变化范围之间表现出良好的折中[37]。图4(a)显示了小型化RTPS，该RTPS由改进

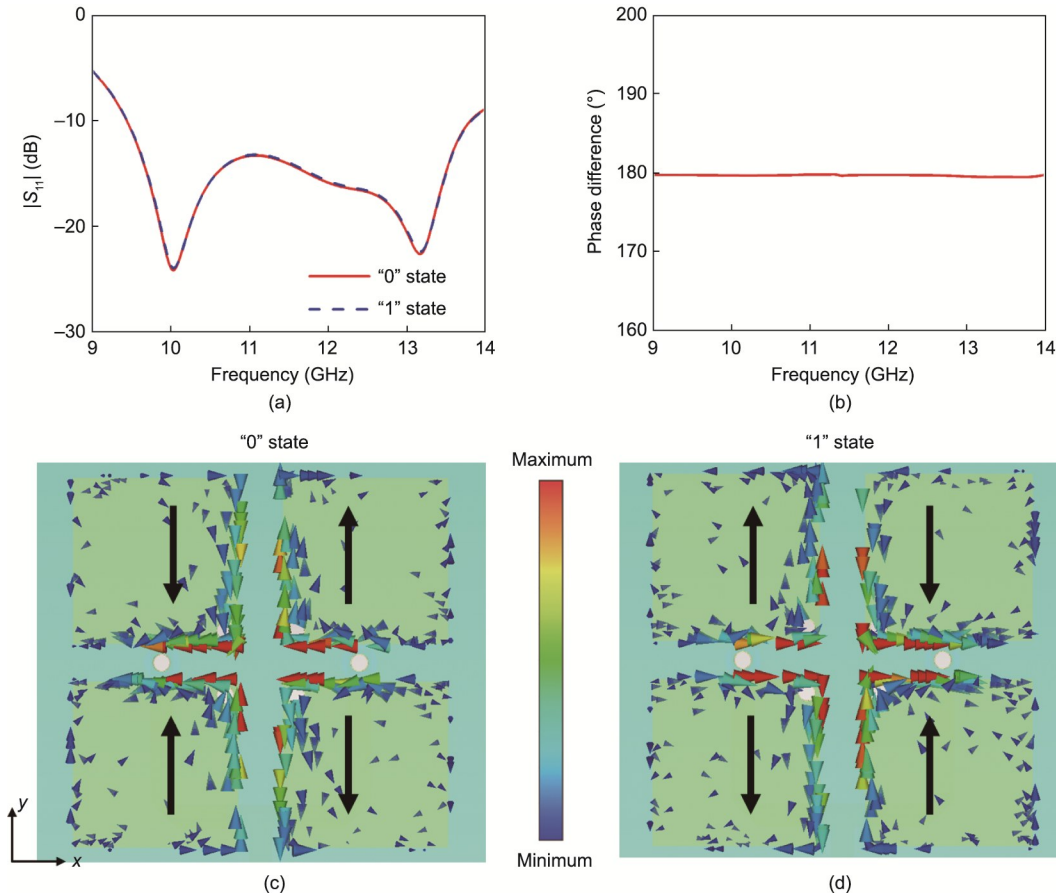


图2. 1比特ME偶极子的仿真性能。(a) 两种状态下的仿真 $|S_{11}|$ ；(b) “0”和“1”两种状态下的相位差；(c) 12 GHz时“0”状态下的仿真表面电流分布；(d) 12 GHz时“1”状态下的仿真表面电流。

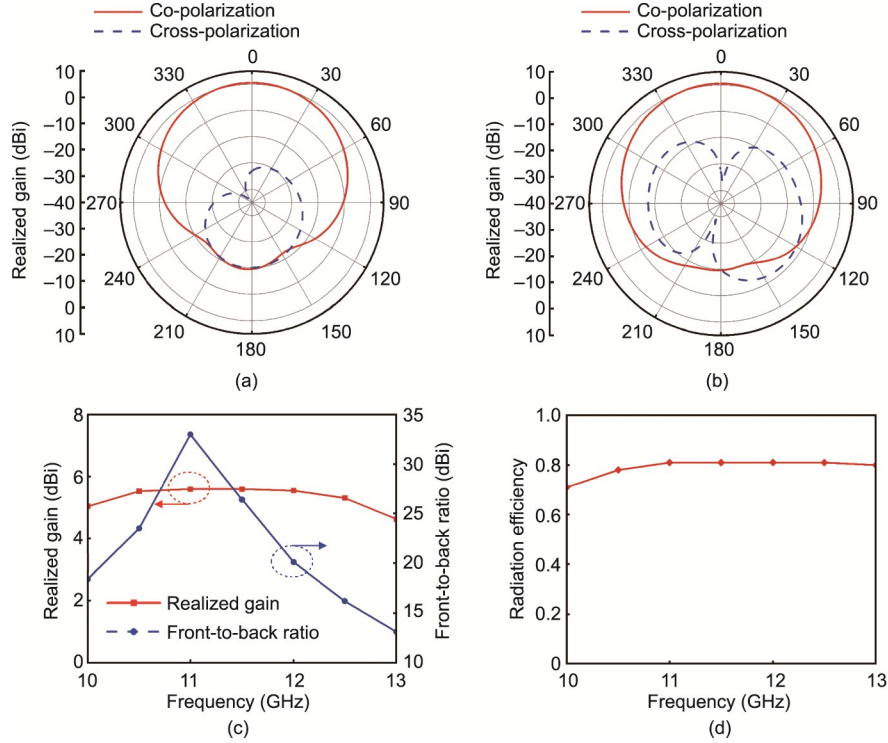


图3. 1比特ME偶极子仿真辐射性能。(a) 12 GHz时E面方向图；(b) 12 GHz时H面方向图；(c) 增益和前后比；(d) 辐射效率。

的3-dB支线耦合器组成，该耦合器在其直通端口和耦合端口处连接有两个相同的负载。由于紧凑性对移相器至关重要，RTPS的两条四分之一波长传输线采用弯折线来实现小型化。因此RTPS的尺寸可以减小到 $0.18\lambda_0 \times 0.21\lambda_0$ ，其中， λ_0 是12 GHz处的自由空间波长。RTPS的每个负载由两个并联的变容二极管（MAVR-011020-1411）[41]和一根对地短路的传输线组成。线路的特性阻抗和电长度为 Z_1 和 θ_1 。在仿真中变容二极管等效为电容 C 与电阻 R 串联，电阻 R 是RTPS损耗的主要原因。设计的RTPS是一个双端口网络，其散射矩阵具有以下形式[42]：

$$S = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} i & -1 \\ -1 & i \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \Gamma & 0 \\ 0 & \Gamma \end{pmatrix} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} i & -1 \\ -1 & i \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & -i\Gamma \\ -i\Gamma & 0 \end{pmatrix} \quad (1)$$

式中， Γ 是加载端口处的反射系数。因此RTPS的 S_{21} 等于 $-i\Gamma$ ，然后通过以下公式获得插入损耗：

$$|S_{21}| = -20 \log |\Gamma| \quad (2)$$

RTPS的相移 $\Delta\varphi$ 的计算公式如下：

$$\Delta\varphi = \angle S_{21}|_{C_{\min}} - \angle S_{21}|_{C_{\max}} \quad (3)$$

和

$$\angle S_{21} = -90^\circ + \angle \Gamma \quad (4)$$

Γ 的详细推导可在参考文献[36]的附录中找到。根据文献，插入损耗是 R 的函数，当 R 值不大时，插入损耗随

着 R 的减小而减小。因此两个变容二极管分别并联使用以减少总寄生电阻，从而减少RTPS的插入损耗。此外，已经确定相移 $\Delta\varphi$ 是 θ_1 、 z_1 和 C 的函数[36]。如果负载中传输线的参数固定，相移则由 C 的范围确定。

在CST仿真软件中优化了RTPS的结构参数，最终的设计几何结构如图4所示。在仿真中变容二极管的等效电阻 R 设置为 6Ω ，电容 C 在 $0.048\text{--}0.190 \text{ pF}$ 的范围内变化。如图4(b)所示，当电容从最小值 0.048 pF (15 V)变化到最大值 0.190 pF (0 V)时，12 GHz下RTPS的仿真相移为 173° 。仿真中，反射系数 C_{\min} 和 C_{\max} 如图4(c)所示，其重叠阻抗带宽为13.3%， $|S_{11}|$ 小于 -10 dB （从11.1 GHz到12.7 GHz）。从图4(d)中可以看出 C_{\min} 和 C_{\max} 分别为 0.85 dB 和 1.6 dB 。此外，插入损耗随着频率的增加而增加。

对于4位可重构阵列，每个数字编码辐射单元的量化相位数为16。 0° 和 180° 的两个相位状态由1比特ME偶极子提供；因此，RTPS只需要提供另外8个相位状态。RTPS的仿真和实测相移在 $0^\circ\text{--}180^\circ$ 范围内归一化，然后数字量化为8个相态。每个相邻状态的相位差约为 22.5° ，如图5(a)所示。相应的仿真和实测的插入损耗如图5(b)所示。可以看出，这两个结果基本一致，但实测结果表明插入损耗较高。这可能是由于实验中变容二极管等效器件的偏差以及印刷电路板（PCB）原型和焊接引起的寄生效应。测得的最小和最大插入损耗分别为 1.0 dB 和 2.4 dB ，

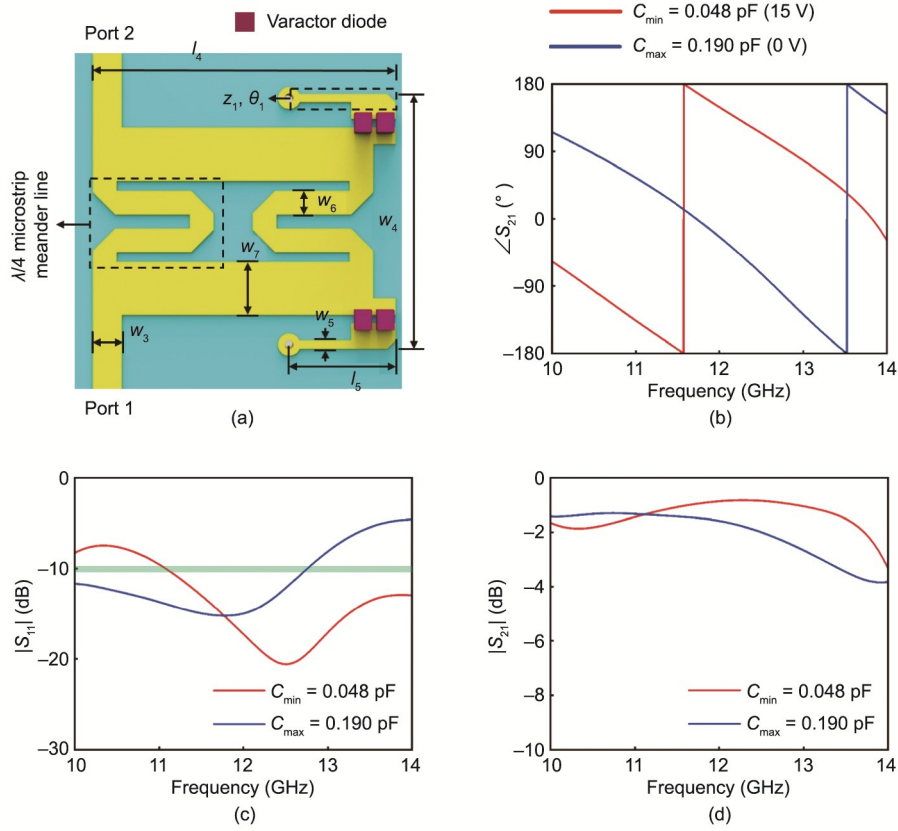


图 4. 所提出 RTPS 的几何构型和性能。(a) 顶视图；(b) 对于 C_{\min} 和 C_{\max} 的 $\angle S_{21}$ ；(c) 对于 C_{\min} 和 C_{\max} 的 $|S_{11}|$ ；(d) 对于 C_{\min} 和 C_{\max} 的 $|S_{21}|$ 。 $w_3 = 0.52$ mm, $w_4 = 4.5$ mm, $w_5 = 0.15$ mm, $w_6 = 0.43$ mm, $w_7 = 0.95$ mm, $l_4 = 5.4$ mm, $l_5 = 1.9$ mm, $z_1 = 97$ Ω , $\theta_1 = 44^\circ$ 。

这对于实际移相器设计是可以接受的。基于 ME 偶极子和 RTPS，数字编码辐射单元的 16 个量化相位状态列于表 1 中。

3. 平面 4 比特可重构天线阵列

基于上述的数字编码辐射单元，如图 6 所示，设计了一个平面 4 比特可重构天线阵列。我们提出了一个 1:16 功率分配器为阵列馈电。如图 6 (a) 所示，功率分配器为并联馈电配置，设计基于接地共面波导 (GCPW)。与微

带线相比，GCPW 传输线具有几个优点，包括低辐射损耗、低表面波损耗和高机械强度。为了与微波连接器 (SMA) 和辐射元件的阻抗匹配，在功率分配器的输入和输出端口，引入 GCPW 到微带的过渡。考虑到输出端口之间的隔离和结构的紧凑性，功率分配器的输入级使用威尔金森功率分配器，其他级使用 T 结分配器。为了实现阵列的低副瓣电平，1:16 功率分配器采用不相等的功率分配，从而在阵列上从中心到末端产生锥形振幅分布。振幅分布计算采用泰勒线源法，目标旁瓣电平和均匀旁瓣数分别为 -25 dB 和 4 dB。表 2 提供了 12 GHz 功率分配器的计

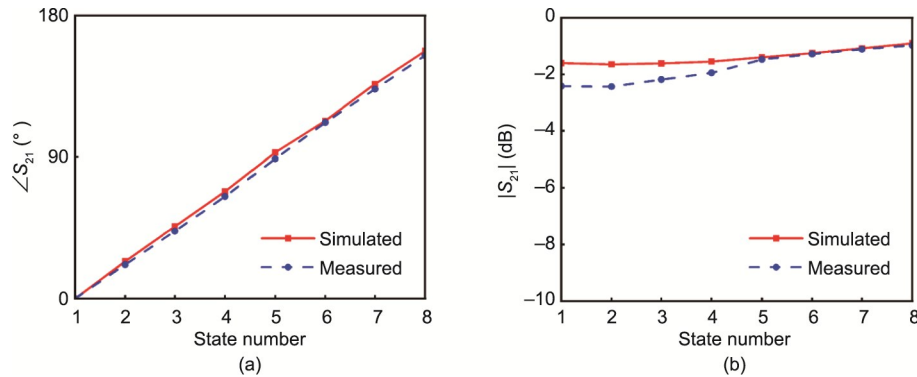


图 5. 在 12 GHz 时 8 种状态的仿真和测试性能。(a) 仿真和测试 $\angle S_{21}$ ；(b) 仿真和测试 $|S_{21}|$ 。

表1 16种相位状态的数字编码辐射单元

Radiation element	1-bit ME dipole	RTPS	Phase	Radiation element	1-bit ME dipole	RTPS	Phase
State 0	"0" state	1	0°	State 8	"1" state	1	180.0°
State 1	"0" state	2	22.5°	State 9	"1" state	2	202.5°
State 2	"0" state	3	45.0°	State 10	"1" state	3	225.0°
State 3	"0" state	4	67.5°	State 11	"1" state	4	247.5°
State 4	"0" state	5	90.0°	State 12	"1" state	5	270.0°
State 5	"0" state	6	112.5°	State 13	"1" state	6	292.5°
State 6	"0" state	7	135.0°	State 14	"1" state	7	315.0°
State 7	"0" state	8	157.5°	State 15	"1" state	8	337.5°

算、仿真和测量振幅分布。由于结构的对称性，仅给出了一半端口的结果。从表中可以看出，这三组数据非常一致。图6(c)显示了功率分配器的仿真和测量反射系数。结果表明，这两个结果通常相互匹配，但由于制造和焊接中的误差，测量值在11.1 GHz和12.0 GHz左右增加。此外，12 GHz下8个端口之间的仿真和测量相位差分别为6°和17°。由于测量的相位误差部分是由SMA连接器的焊接引起的，因此当功率分配器直接用于阵列中时，相位误差可能较小。

如图6(a)和(b)所示，在阵列的每一行中，并联使用两个1比特ME偶极子，并由双向等分功率分配器馈电。在每行中使用平行ME偶极子的目的是增加阵列的增益。微型化RTPS与并行ME偶极子集成，从而构成数字

编码辐射单元。16个数字编码辐射单元沿H平面(y-o-z平面)排列，将所提出的1:16功率分配器级联到它们，从而形成完整的4位阵列。为了激活pin和变容二极管，在每个辐射单元中引入两组直流偏置电路，其中偏置电路(如图中红色虚线圆圈所示)向1-bit tME偶极子提供直流电压，另一组(如蓝色虚线圆圈中所示)用于RTPS。为了隔离直流和射频(RF)信号，每个单元中使用了6个100 pF芯片电容器。利用CST仿真软件对直流偏置电路的几何结构和芯片电容器的位置进行了很好的优化，以确保它们对阵列性能的影响很小。

为了将主波束引导到指定方向，应计算4比特阵列上的量化相位分布。假设阵列被扫描到一个角度 θ ，那么阵列上第 n 个单元所需的相位可以表示如下：

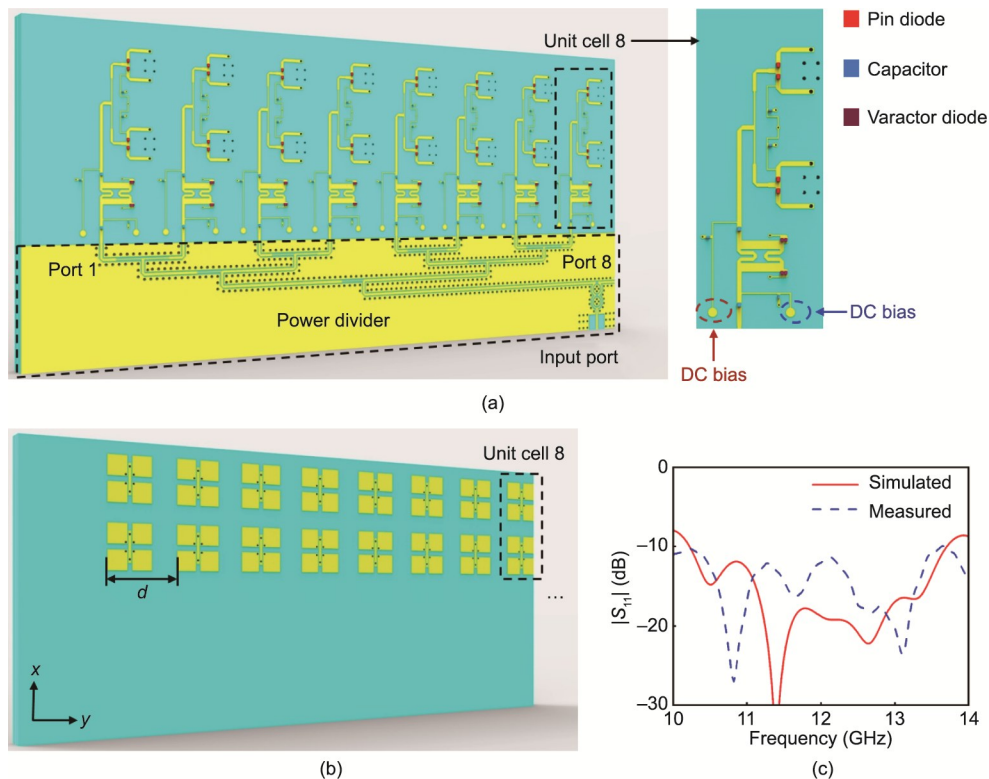


图6. 所提出的4比特阵列图(只有一半被展示)以及1分16功率分配器的 $|S_{11}|$ 。(a)底视图；(b)顶视图；(c)功率分配器的仿真和测试 $|S_{11}|$ 。

表2 12 GHz时功率分配器的计算、仿真及测量幅度分布

Port	Amplitude distributions		
	Calculated	Simulated	Measured
1	0.38	0.37	0.41
2	0.43	0.44	0.44
3	0.52	0.55	0.55
4	0.65	0.69	0.66
5	0.78	0.78	0.81
6	0.89	0.91	0.91
7	0.96	0.97	0.99
8	1.00	1.00	1.00

$$\varphi_n = -k_0 d \cdot \sin\theta \cdot n, \quad n = 1, 2, \dots, 16 \quad (5)$$

$$\text{Code}_n = \begin{cases} 0, & 0^\circ \leq \varphi_n \leq 22.5^\circ \\ 1, & 22.5^\circ \leq \varphi_n \leq 45^\circ \\ \vdots & \vdots \\ 14, & 315^\circ \leq \varphi_n \leq 337.5^\circ \\ 15, & 337.5^\circ \leq \varphi_n \leq 360^\circ \end{cases} \quad (6)$$

因此第 n 个单元电池的计算如下:

$$\varphi_{n,\text{qua}} = \frac{360^\circ}{2^4} \cdot \text{Code}_n, \quad n = 1, 2, \dots, 6 \quad (7)$$

尽管上述数字编码方法为可重构波束控制提供了简化方案,但仍会引入量化误差。此外,单元间存在耦合效应,这也会影响阵列的辐射性能。因此,需要进一步优化阵列的编码序列。采用粒子群优化算法对编码序列进行优

化。将由等式(6)计算的代码作为初始输入值 θ 被设置为优化目标。表3给出了不同扫描角度下阵列的最终优化编码序列。为简单起见,此处仅显示了阵列从 0° 扫描到 45° 的情况,由于阵列辐射层的对称性,忽略了扫描到负角度的情况。图7(a)绘制了12 GHz下H平面中扫描光束的模拟辐射图案。宽边方向的实现增益为15.7 dBi, 45° 光束的扫描增益损失为2.6 dB。在 20° 扫描角下,最高副瓣电平为 -16.4 dB,后瓣电平低于 -29 dB。图7(b)示出了模拟的交叉极化(y极化)电平,其保持低于 -23 dB。

4. 实验验证

为了验证拟议设计的性能,采用标准PCB技术做出了实物。该实物尺寸为 $9.70 \lambda_0 \times 2.00 \lambda_0 \times 0.15 \lambda_0$,其中, λ_0 是12 GHz处的自由空间波长。阵列实物的照片和放大视图如图8(a)和(b)所示。在消声室中对制作的阵列进行测量;详细的实验配置如图8(c)所示。该阵列用4个M2尼龙螺钉安装在丙烯酸支架上,该支架固定在测试转台上。通过使用杜邦线,向阵列提供直流偏置电压,以独立控制pin和变容二极管的状态。如图8(c)中的插图所示,直流电压源是一个三输出直流电源(IT6302型,ITECH),其中两个通道连接到一个试验板,该试验板利用双列直插式封装(DIP)开关控制pin二极管的状态。

表3 12 GHz时不同扫描角度下阵列的编码序列

Scan angle	Unit 1	Unit 2	Unit 3	Unit 4	Unit 5	Unit 6	Unit 7	Unit 8	Unit 9	Unit 10	Unit 11	Unit 12	Unit 13	Unit 14	Unit 15	Unit 16
0°	7	7	7	7	7	7	7	7	7	7	7	7	7	7	7	7
10°	15	14	12	11	9	8	6	5	4	2	0	15	13	12	10	9
20°	11	6	4	1	14	11	8	5	2	15	12	9	6	3	0	13
30°	0	12	8	4	15	11	7	3	15	10	6	2	14	10	6	1
45°	6	0	9	3	13	7	1	11	5	15	9	3	13	7	2	12

Note: To be compact, the state "0" is abbreviated as 0, and so on.

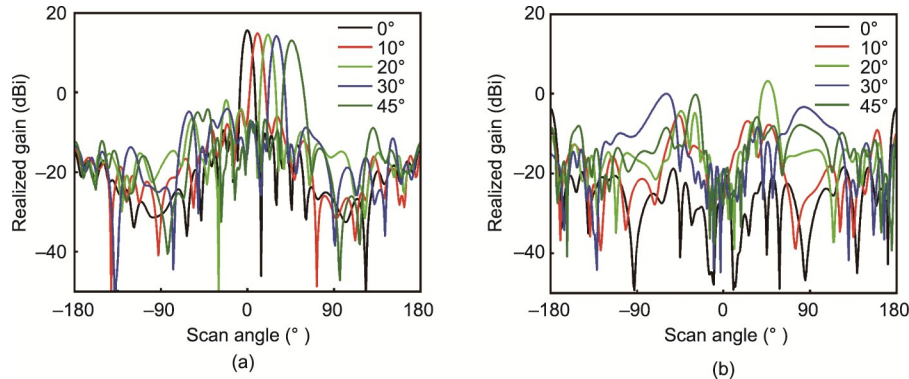


图7. 12 GHz时H面扫描波束的仿真辐射方向图。(a) 仿真共极化辐射方向图; (b) 仿真交叉极化辐射方向图。

剩余的通道连接到一个PCB，该PCB使用变阻器控制变容二极管的状态。因此，阵列中每个辐射单元的数字状态可以单独调整。如图8(c)中的插图所示，工作频率为9.8~15 GHz的喇叭用作接收天线。

图8(d)显示了仿真和测量结果在10~14 GHz的 0° 扫描角度下阵列的 $|S_{11}|$ 。在频带的主要部分中 $|S_{11}|$ 低于-10 dB，在11.1 GHz左右略微恶化。宽边光束的仿真和测量的共极化结果显示在图8(e)中，由结果可以看出它们是一致的。可以看出仿真和测量的3 dB波束宽度分别为 7.5° 和 6.7° 。测量的实现增益为13.4 dBi，比仿真增益低2.3 dB。从 0° 到 45° 的测量辐射方向图如图9所示，结果验

证了阵列的良好扫描性能。旁瓣电平低于-14.3 dB，该值略低于图7(a)中的仿真结果，这主要是两个原因：RTPS的插入损耗变化以及1:16功率分配器的相位误差。此外，测得的交叉极化和后瓣电平分别优于-23 dB和-25 dB。图10中绘制了感兴趣的频带内正出射波束的增益和效率。可以确定测量的3 dB增益带宽范围为10~13 GHz (25%)。此外，12 GHz下的仿真效率和测量效率分别为41.7%和24.5%。

应该指出的是，测量的增益和效率值在11.1 GHz左右下降，这是由天线 $|S_{11}|$ 恶化引起的。如前所述，与仿真辐射效率相比，测量值的降低可归因于测量中的额外损

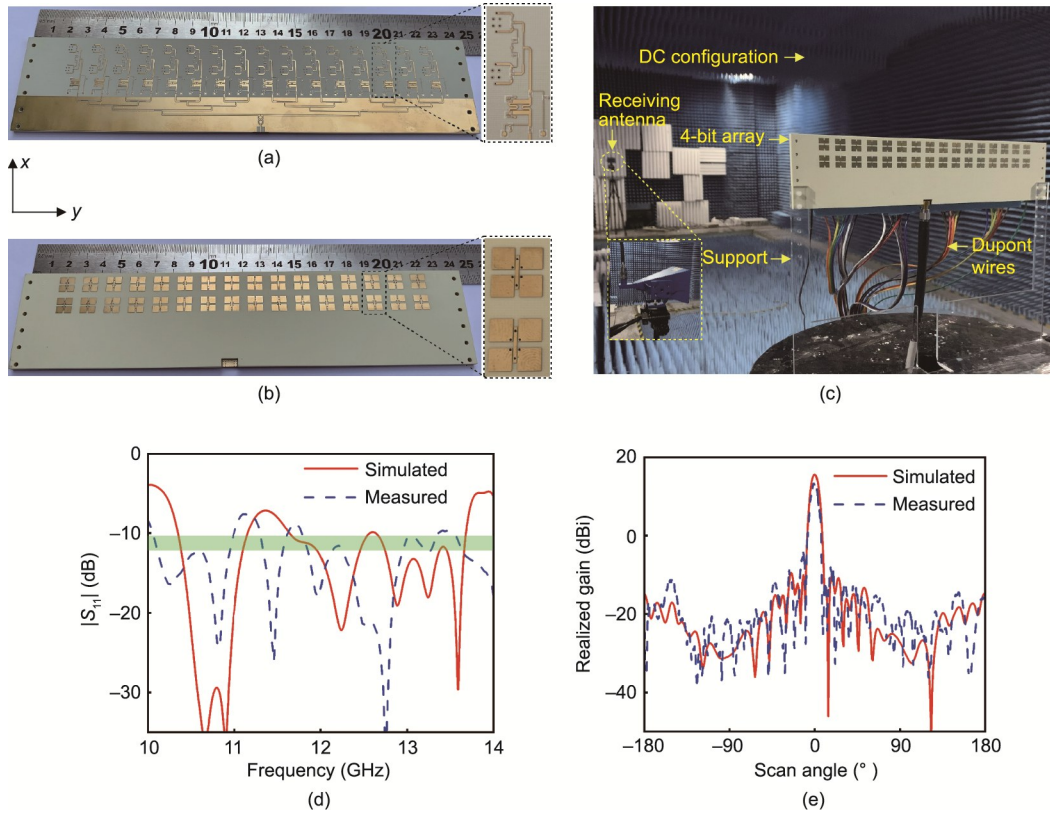


图8. (a) 制作阵列样品的底视图；(b) 顶视图；(c) 在微波暗室的实验场景；(d) 主波束的仿真和测试 $|S_{11}|$ ；(e) 主波束的仿真以及测量共极化辐射方向图。

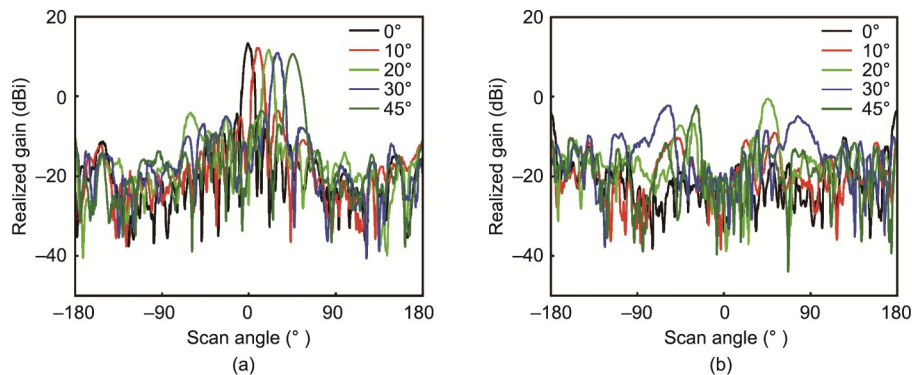


图9. 12 GHz时H面测试的扫描波束辐射方向图。(a) 测试共极化辐射方向图；(b) 测试交叉极化辐射方向图。

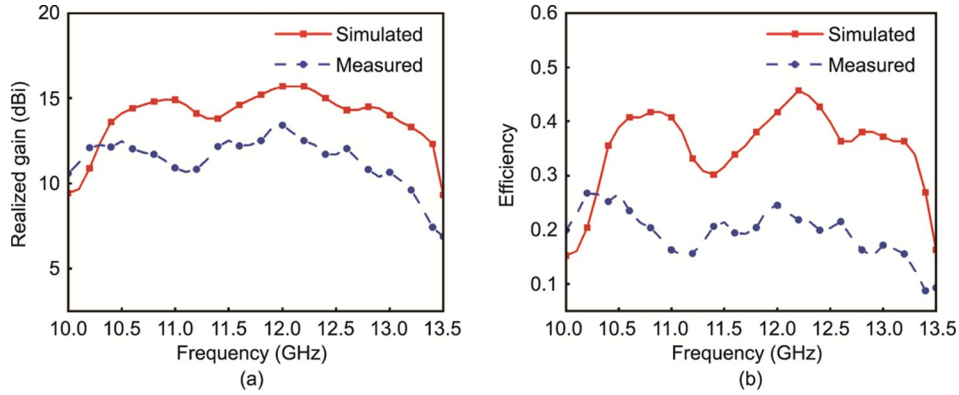


图10. (a) 在感兴趣频带内正出射波束仿真和测量增益；(b) 在感兴趣频带内正出射波束仿真和测量辐射效率。

失，这与图8(e)中的结果一致。表4提供了12 GHz正出射波束的增益损耗分析；可以确定差异是由以下因素引起的。首先，在测量中存在SMA连接器的损耗，这在仿真中不存在，损耗值约为0.5 dB；其次，在仿真中实际pin和变容二极管由简单的RLC电路建模，导致仿真损耗与1位ME偶极子和RTPS的测量损耗之间存在差异；再次，功率分配器的仿真和测量结果之间存在0.8 dB的差异，这是由工艺误差引起的；最后，介电常数的漂移及喇叭与天线阵列之间的错位也会导致损耗差异。因此，通过采用更精确的pin和变容二极管模型，利用更精细的工艺技术，并优化未来的实验装置，可以改善效率偏差。此外，为了提高测量效率，可以使用更好的pin和变容二极管，应用串联馈电而不是并联馈电也有助于提高效率，但这将牺牲阵列的带宽。

表4 12 GHz时主波束的增益损耗分析

Results	Factors caused gain loss					
	Ideal directivity (dBi)	Realized gain (dBi)	Loss of RTPS (dB)	Loss of power divider (dB)	Loss of SMA connector (dB)	Loss of 1-bit ME dipole (dB)
Simulated	19.5	15.7	0.85	1.75	—	1.20
Measured	19.5	13.4	1.00	2.55	0.5	2.05 ^a

^a It contains the loss of 1-bit ME dipole and the loss due to the manufacturing and experimental errors.

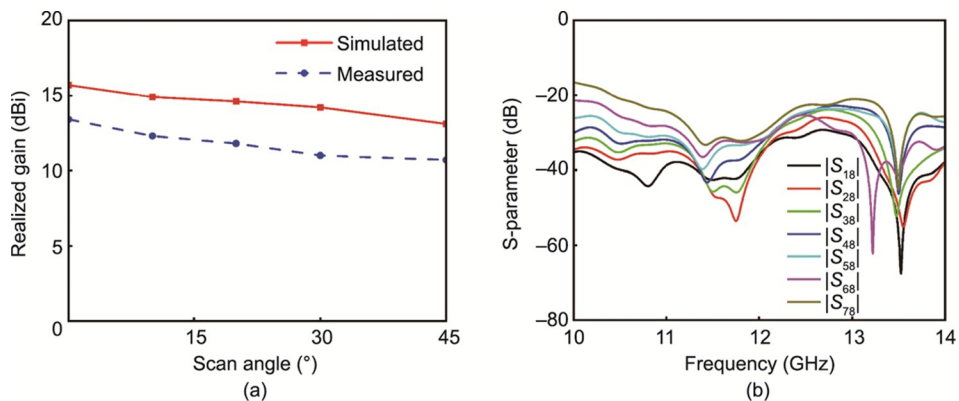


图11. (a) 不同扫描角度下的仿真和测量增益；(b) 天线阵列之间的耦合（端口信息和图6是一致的）。

图11(a)比较了45°扫描范围内12 GHz下的仿真和测量增益。测量增益随着扫描角度的增大而减小，H平面45°光束的扫描增益损失为2.7 dB。天线之间的耦合对阵列非常重要，因为它会影响辐射性能，如增益、旁瓣电平 and 扫描角范围。为了研究天线阵列的耦合，移除了图6所示阵列的功率分配器；然后，只有端口8被激活。单元之间的耦合结果绘制在图11(b)中。结果表明，在感兴趣的频带内，天线之间的耦合很小，在12 GHz下该值低于-30 dB。如前所述，功率分配器由GCPW组成，不同端口之间的串扰较小。因此，整个阵列的耦合很小。表5总结了12 GHz下阵列扫描波束的信息。从表中可以看出，波束指向误差在0.8°以内。总之，所提出的平面4位可重构天线阵列具有良好的性能，包括出色的扫描能力、高增益、低旁瓣和宽带宽。

表5 12 GHz时H面阵列扫描角度的信息

Scan angle	Realized gain (dBi)		Sidelobe level (dB)		3 dB beamwidth (°)		Angle error (°)
	Simulated	Measured	Simulated	Measured	Simulated	Measured	Measured
0°	15.7	13.4	-25.2	-17.8	7.5	6.7	0.8
10°	14.9	12.3	-19.1	-15.8	7.8	6.7	0.4
20°	14.6	11.8	-16.4	-16.1	8.1	6.7	0.5
30°	14.2	11.0	-18.3	-15.1	8.5	8.5	0
45°	13.1	10.7	-17.3	-14.3	10.8	10.5	0.5

5. 结论

信息超表面的标志性特征是使用数字状态，如“0”和“1”来表示不同的电磁响应，如相位响应。基于这种设计思想，本文提出了一种由数字编码辐射单元组成的平面4位可重构天线阵列。设计的数字编码辐射元件由1比特ME偶极子和微型RTPS组成，可为阵列提供16个22.5°间隔的数字状态。此外，利用基于泰勒孔径分布的1:16功率分配器为阵列馈电。制作了阵列实物并进行了测试，测试结果与仿真结果吻合良好。H平面主瓣的扫描范围为±45°，波束指向误差小于0.8°。测量的最大实现增益为13.4 dBi，在12 GHz下相应的辐射效率为24.5%。此外，45°光束的扫描增益损失为2.7 dB，获得了良好的旁瓣和交叉极化水平，其值分别低于-14.3 dB和-23 dB。由于使用了ME偶极子，阵列天线的后瓣电平大于-25 dB，测得的正出射宽边波束3 dB增益带宽为25%。该阵列天线具有良好的扫描和辐射特性、重量轻、成本低、剖面小等突出特点，有望在雷达和无线通信系统中获得重要应用。

致谢

本工作由国家重点研发计划项目（2017YFA0700201, 2017YFA0700202, 2017YFA0700203）、国家自然科学基金项目（61631007, 61571117, 61138001, 61371035, 61722106, 61731010, 11227904, 62171124）、111工程(111-2-05)、东南大学优秀博士论文培育基金项目（YB-YP2119）支持。

Compliance with ethics guidelines

Zheng Xing Wang, Hanqing Yang, Ruiwen Shao, Jun Wei Wu, Guobiao Liu, Feng Zhai, Qiang Cheng, and Tie Jun Cui declare that they have no conflict of interest or financial conflicts to disclose.

References

- [1] Mailloux RJ. Phased array antenna handbook. 3rd ed. Norwood: Artech House; 2018.
- [2] Stutzman WL, Thiele GA. Antenna theory and design. 3rd ed. Hoboken: John Wiley & Sons, Inc.; 2013.
- [3] Ma Q, Cui TJ. Information metamaterials: bridging the physical world and digital world. *PhotonX* 2020;1(1):1.
- [4] Cui TJ, Li L, Liu S, Ma Q, Zhang L, Wan X, et al. Information metamaterial systems. *iScience* 2020;23(8):101403.
- [5] Cui TJ, Qi MQ, Wan X, Zhao J, Cheng Q. Coding metamaterials, digital metamaterials and programmable metamaterials. *Light Sci Appl* 2014;3(10):e218.
- [6] Wang ZX, Wu JW, Wu LW, Gou Y, Ma HF, Cheng Q, et al. High efficiency polarization-encoded holograms with ultrathin bilayer spin-decoupled information metasurfaces. *Adv Opt Mater* 2021;9(5):2001609.
- [7] Zhang L, Chen XQ, Liu S, Zhang Q, Zhao J, Dai JY, et al. Space-time-coding digital metasurfaces. *Nat Commun* 2018;9(1):4334.
- [8] Dai JY, Zhao J, Cheng Q, Cui TJ. Independent control of harmonic amplitudes and phases via a time-domain digital coding metasurface. *Light Sci Appl* 2018; 7(1):90.
- [9] Ma Q, Bai GD, Jing HB, Yang C, Li L, Cui TJ. Smart metasurface with selfadaptively reprogrammable functions. *Light Sci Appl* 2019;8(1):98.
- [10] Li L, Cui TJ, Ji W, Liu S, Ding J, Wan X, et al. Electromagnetic reprogrammable coding-metasurface holograms. *Nat Commun* 2017;8(1):197.
- [11] Li L, Ruan H, Liu C, Li Y, Shuang Y, Alù A, et al. Machine-learning reprogrammable metasurface imager. *Nat Commun* 2019;10(1):1082.
- [12] Wu JB, Shen Z, Ge SJ, Chen BW, Shen ZX, Wang TF, et al. Liquid crystal programmable metasurface for terahertz beam steering. *Appl Phys Lett* 2020; 116(13):131104.
- [13] Zhao J, Yang X, Dai JY, Cheng Q, Li X, Qi NH, et al. Programmable time-domain digital-coding metasurface for non-linear harmonic manipulation and new wireless communication systems. *Natl Sci Rev* 2019;6(2):231–8.
- [14] Cui TJ, Liu S, Bai GD, Ma Q. Direct transmission of digital message via programmable coding metasurface. *Research* 2019;2019:2584509.
- [15] Zhang L, Chen MZ, Tang W, Dai JY, Miao L, Zhou XY, et al. A wireless communication scheme based on space- and frequency-division multiplexing using digital metasurfaces. *Nat Electron* 2021;4(3):218–27.
- [16] Chen MZ, Tang WK, Dai JY, Ke JC, Zhang L, Zhang C, et al. Accurate and broadband manipulations of harmonic amplitudes and phases to reach 256 QAM millimeter-wave wireless communications by time-domain digital coding metasurface. *Natl Sci Rev* 2022;9(1):nwab134.
- [17] Yang HH, Yang F, Xu SH, Mao YL, Li MK, Cao XY, et al. A 1-bit 10 × 10 reconfigurable reflectarray antenna: design, optimization, and experiment. *IEEE Trans Antenn Propag* 2016;64(6):2246–54.
- [18] Yang HH, Yang F, Cao XY, Xu SH, Gao J, Chen XB, et al. A 1600-element dual-frequency electronically reconfigurable reflectarray at X/Ku-band. *IEEE Trans Antenn Propag* 2017;65(6):3024–32.
- [19] Di Palma L, Clemente A, Dussopt L, Sauleau R, Potier P, Pouliguen P. Circularly polarized reconfigurable transmitarray in Ka-band with beam scanning and polarization switching capabilities. *IEEE Trans Antenn Propag* 2017;65(2):529–40.
- [20] Wang M, Xu SH, Yang F, Li MK. Design and measurement of a 1-bit reconfigurable transmitarray with subwavelength H-shaped coupling slot elements. *IEEE Trans Antenn Propag* 2019;67(5):3500–4.
- [21] Wang Y, Xu SH, Yang F, Li MK. A novel 1 bit wide-angle beam scanning reconfigurable transmitarray antenna using an equivalent magnetic dipole

- element. *IEEE Trans Antenn Propag* 2020;68(7):5691–5.
- [22] Hu J, Hao ZC, Wang Y. A wideband array antenna with 1-bit digitalcontrollable radiation beams. *IEEE Access* 2018;6:10858–66.
- [23] Wang Q, Tian HW, Jiang WX, Chen MZ, Zhang XG, Cui TJ. An ultrawideband and dual-beam scanning array antenna characterized by coding method. *IEEE Antennas Wirel Propag Lett* 2020;19(12):2211–5.
- [24] Zhang XG, Jiang WX, Tian HW, Wang ZX, Wang Q, Cui TJ. Pattern-reconfigurable planar array antenna characterized by digital coding method. *IEEE Trans Antenn Propag* 2020;68(2):1170–5.
- [25] Chang L, Li Y, Zhang ZJ, Feng ZH. Reconfigurable 2-bit fixed-frequency beam steering array based on microstrip line. *IEEE Trans Antenn Propag* 2018;66(2):683–91.
- [26] Liu PQ, Li Y, Zhang ZJ. Circularly polarized 2 bit reconfigurable beam-steering antenna array. *IEEE Trans Antenn Propag* 2020;68(3):2416–21.
- [27] Smith M, Guo Y. A comparison of methods for randomizing phase quantization errors in phased arrays. *IEEE Trans Antenn Propag* 1983;31(6):821–8.
- [28] Jiang W, Guo YC, Liu TH, Shen WF, Cao W. Comparison of random phasing methods for reducing beam pointing errors in phased array. *IEEE Trans Antenn Propag* 2003;51(4):782–7.
- [29] Luk KM, Wong H. A new wideband unidirectional antenna element. *Int J Microw Opt Technol* 2006;1(1):35–44.
- [30] Luk KM, Wu BQ. The magnetoelectric dipole—a wideband antenna for base stations in mobile communications. *Proc IEEE* 2012;100(7):2297–307.
- [31] Balanis CA, editor. *Modern antenna handbook*. Hoboken: John Wiley & Sons, Inc.; 2008
- [32] Huang J. A technique for an array to generate circular polarization with linearly polarized elements. *IEEE Trans Antenn Propag* 1986;34 (9):1113–24.
- [33] Hall PS, Dachele JS, James JR. Design principles of sequentially fed, wide bandwidth, circularly polarized microstrip antennas. *IEE Proc H* 1989;136(5):381–9.
- [34] Hu J, Hao ZC. A compact polarization-reconfigurable and 2-D beam-switchable antenna using the spatial phase shift technique. *IEEE Trans Antenn Propag* 2018;66(10):4986–95.
- [35] Balthasar Mueller JP, Rubin NA, Devlin RC, Groever B, Capasso F. Metasurface polarization optics: independent phase control of arbitrary orthogonal states of polarization. *Phys Rev Lett* 2017;118(11):113901.
- [36] Burdin F, Iskandar Z, Podevin F, Ferrari P. Design of compact reflection-type phase shifters with high figure-of-merit. *IEEE Trans Microw Theory Tech* 2015;63(6):1883–93.
- [37] Singh A, Mandal MK. Electronically tunable reflection type phase shifters. *IEEE Trans Circuits Syst II* 2020;67(3):425–9.
- [38] MADP-000907-14020W [Internet]. Lowell: MACOM Company; [cited 2021 Jul 9]. Available from: <https://www.macom.com/products/product-detail/MADP-000907-14020W>.
- [39] Discover Simulia [Internet]. Paris: Dassault Systèmes; [cited 2021 Jul 9]. Available from: <https://www.cst.com/products/cstmws>.
- [40] Sun J, Li A, Luk KM. A high-gain millimeter-wave magnetoelectric dipole array with packaged microstrip line feed network. *IEEE Antennas Wirel Propag Lett* 2020;19(10):1669–73.
- [41] MAVR-011020-1411 [Internet]. Lowell: MACOM Company; [cited 2021 Jul 9]. Available from: <https://www.macom.com/products/product-detail/MAVR-011020-1411>.
- [42] Pozar DM. *Microwave engineering*. 4th ed. Hoboken: John Wiley & Sons, Inc.; 2012.