用于无线通信的基于可调相天线的多功能阵列系统

Guangwei Yang，*IEEE*会员，Qiao Cheng，*IEEE*会员，Jianying Li，*IEEE*会员，Shuai Zhang，*IEEE*高级会员，Steven Gao，*IEEE*会士，以及Xiaodong Chen，*IEEE*会士

摘要—本文研究了一种创新方法，通过调整输入相位来控制辐射贴片的电流分布，从而实现多功能的方向图和极化可重构特性。设计了一款紧凑型低剖面天线，设有四个馈电端口，用于实现所提出的方法；该天线在 4.0 至 5.0 吉赫兹的工作频带内，可在不同波束方向上实现线极化、右旋圆极化（RHCP）和左旋圆极化（LHCP）。此外，基于该天线单元设计并制作了一个四乘四无源平面阵列，可实现 ±70° 的双极化覆盖范围扫描，同时具有较低的增益波动和旁瓣。该阵列还可在右旋圆极化和左旋圆极化状态下实现高达 ±60° 的宽角扫描能力，并保持较低的旁瓣。更重要的是，所提出的阵列能够产生方向各异的双波束和三波束。测量结果与仿真结果吻合良好。因此，凭借结构简单、多功能和波束赋形能力，所提出的天线是无线通信系统的理想解决方案。

索引词— **可调天线、波束赋形、相控阵、双极化、波束扫描、多波束。**

I. Introduction

随着无线通信系统技术迅速且持续发展，作为现代无线通信的关键组件，天线需要满足越来越高的性能要求，以适应多径效应、极化失配等复杂通信环境。因此，设计多功能智能阵列天线至关重要。作为解决方案之一，可重构天线凭借其灵活性和多功能性，已被用于实现这一目标。

近年来，可重构天线受到广泛关注和研究，并取得了丰硕成果。可重构天线主要分为四种类型：方向图[1], 极化 [2], 频率 [3], 以及混合（包括极化与方向图 [4], 极化与频率 [5], 方向图与频率[6]，以及三者兼具 [7]）可重构特性。上述可重构天线通常通过二极管、电容器等电子开关，以及液态金属、旋转结构、注水等机械操作来实现。然而，一些可重构天线仍面临若干设计瓶颈，包括紧凑性、简洁性和效率。此外，大多数可重构天线不适用于阵列应用 .

对于阵列天线，采用方向图可重构技术来增强波束扫描能力或实现多波束，从而提高系统的信噪比。设计了一种微带八木可重构天线单元，并将其应用于阵列以扩大扫描范围 [8]。基于带有 PIN二极管的 O形槽贴片单元，设计了一种具有多波束的 4×4阵列 [9]。将可重构一分四功分器用于阵列，以实现圆极化多波束 [10]。此外，其他方向图可重构技术，例如带有 PIN二极管的寄生天线单元[11]，射频微机电系统开关移相器[12], 和数字编码特性[13] 也应用于阵列以提升其性能。此外，频率可重构技术，例如采用 16 个 PIN二极管的频率可重构槽环天线 [14] 以及紧凑型可重构天线单元 [15] 也应用于阵列，实现双频波束扫描能力。这些设计通过在阵列中实现可重构特性，拓展了阵列天线的应用范围，但设计复杂性和阵列的辐射效率都会受到有源器件增加的影响。在[16], 结合介质谐振器天线（DRA）和贴片天线的基础上，设计了一种相位控制方向图可重构天线，并将其用于实现宽角扫描能力；该天线无需任何有源器件即可实现无源方向图可重构特性。 此外，通过改变天线的可重构辐射模式来调整其相位中心，从而改变阵列方向图 [17][18]。四臂螺旋天线被用于具有大倾角波束切换能力的相控阵[19]。设计了一种由四个单元构成的多模偶极子阵列，以实现波束扫描能力[20]。然而，这些设计要么牺牲工作带宽、剖面等其他性能，要么存在一些应用缺陷。提出了一种双端口相位天线 [21] ，以实现多波束能力并提升扫描能力。然而，面对复杂通信场景时，上述设计难以满足需求。

为应对这些问题，本文研究了一种基于调节输入相位的方法，以实现方向图和极化可重构特性，并将其应用于多功能阵列天线的设计。本文的主要贡献包括：

a) 设计了一种宽带（22.2%）、低剖面（0.11λ）天线，采用一种新的无源技术实现两种可重构特性。与上述工作 [1]-[7], 不同，该天线不仅效率高，而且适用于阵列应用。

b) 该天线可实现方向图和极化可重构特性：*i)* 可实现方向图可重构，包括宽波束、双波束，以及每种线极化下具有宽波束宽度和窄波束宽度的±50°波束；*ii)* 可分别将方向图定向至不同方向，实现右旋圆极化和左旋圆极化。

c) 对于阵列应用，所提出的设计可实现极化可重构特性，包括双线极化、右旋圆极化和左旋圆极化，并具备宽角扫描能力。在双极化状态下，阵列的扫描覆盖范围可达±70°。此外，方向图可重构性拓展了宽角扫描能力，并降低了扫描波束的旁瓣。

d) 基于所提出方法的阵列还具备多波束能力，可实现对称/非对称双波束、三波束等。

稿件收到日期：2022年8月。 本研究得到英国英国皇家学会牛顿国际奖学金资助，资助编号为 NIF/R1/191365。

Guangwei Yang 和 Xiaodong Chen 任职于英国伦敦玛丽女王大学电子工程与计算机科学学院，伦敦 E1 4NS。（gwyang086@gmail.com）

Jianying Li 任职于中国西北工业大学（NWPU）电气与信息学院，西安 710129。

Qiao Cheng 任职于英国伦敦布鲁内尔大学工程、设计与物理科学学院电子与电气工程系，阿克斯布里奇 UB8 3PH。

Shuai Zhang 任职于丹麦奥尔堡大学电子系统系。Steven Gao 任职于中国香港中文大学电子工程系。

II. Guidelines For Antenna Design 与 Principle

A. 原理与天线设计

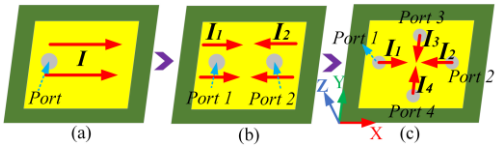


图 1. 设计原理示意图：(a) 单端口；(b) 双端口；以及 (c) 四端口。

为简单说明设计机理，如图所示，其中电流密度为J，这是贴片天线的经典辐射场。为了控制贴片的电流分布，天线采用两个端口在贴片上产生两组激励电流，如图 1(b) 所示；通过改变输入相位，可以控制天线的电流分布。因此，贴片的电流密度表示为

$$J_L = J_1 + J_2 \tag{1}$$

如果所提天线每个端口的电流密度幅度相同、相位不同，则可以表示为

$$J_L = J_1 + J_2 = J(1 - e^{-j\Delta}) \tag{2}$$

其中，Δ 是天线两个输入端口之间的相位差。因此，所提出的辐射场是输入相位差（Δ）的函数。辐射方向图表示为：[22]

$$F_L = F_L(\theta, \Delta) \tag{3}$$

可通过输入相位差（Δ）进行改变。此外，如图 1(c) 所示，所提出的方法也可用于圆极化天线，其中设置四个端口来激励贴片天线。为实现圆极化方向图，端口 1(2) 与端口 3(4) 之间的相位差应为 β（β=约为 ±90°）。因此，每个端口的电流密度为 J_i（i=1，2、3 和 4），天线的电流表示为

$$J_C = J_1 + J_2 + J_3 + J_4 = J_x(1 - e^{-j\Delta}) + J_y e^{-j\beta}(1 - e^{-j\Delta}) \tag{4}$$

因此，圆极化方向图为

$$F_C = F_C(\theta, \beta, \Delta) \tag{5}$$

并且极化与 β 有关。因此，通过该方法可实现圆极化天线的方向图可重构特性。更重要的是，该方法还可应用于阵列天线，以提升极化可重构阵列的波束扫描性能和多波束辐射能力。

然而，要实现上述机制，需要设计一款高质量天线，其不仅应具有四端口，还应保证各端口之间具有良好的隔离度。更重要的是，还应考虑宽波束能力。如图2所示，给出了所提出的天线设计过程。该天线由具有宽波束能力但阻抗匹配较差的贴片天线发展而来 [22] 。因此，在图2（b）中采用了耦合馈电方式。在图2（c）中，设计了双端口方式，但如图3所示，由于增加了端口，天线的阻抗性能变差。随后，如图2（d）所示，采用缝隙来改善阻抗匹配。因此，如图2（e）所示，设计并优化了四端口贴片天线。

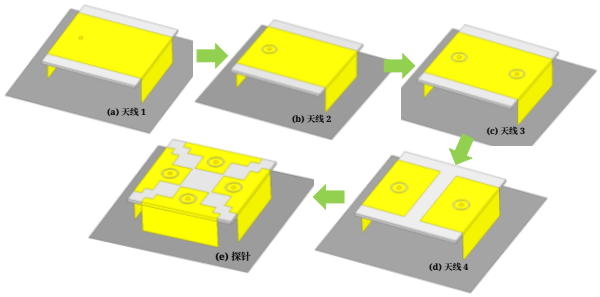


图2：天线设计演进过程。

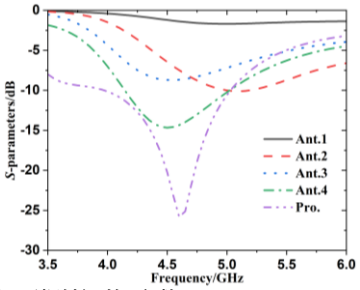


图3：天线（天线1至探针）的S参数。

B. 方向图可重构双极化天线

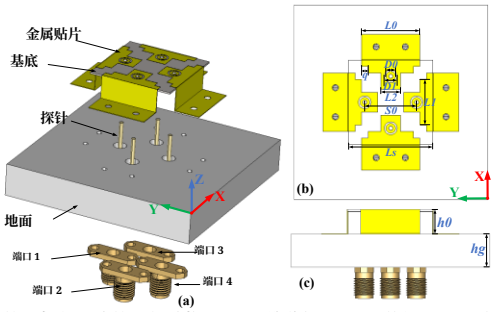


图4. 所提出的双极化天线的几何结构：(a) 三维分解图；(b) 俯视图；(c) 侧视图；$L0$=18，$L1$=14，$L2$=6，Ls=26，$S0$=16，$D0$=1.5, $D1$=2，q=2，$h0$=7.5，（单位：mm）。

表 I 双极化可重构天线工作模式

No.	Δ	方向图模式	HPBW
a	0°	双波束	/
b	45°	定向至 -50°，且波束较窄	85°
c	90°	直射至-50°	96°
d	135°	使用宽光束直射至-45°	94°
e	180°	宽光束	228°
f	225°	使用宽光束直射至45°	95°
g	270°	直射至50°	96°
h	315°	使用窄波束直射至50°	86°

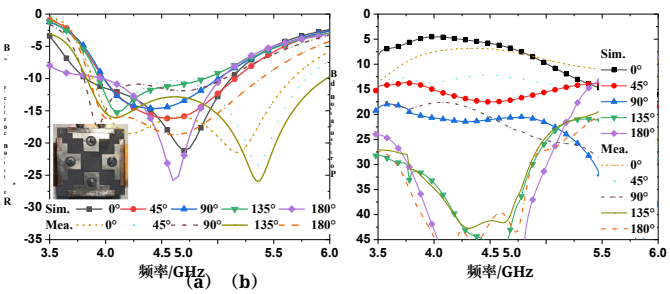


图 5. 所提出的双极化方向图可重构天线的S参数：(a) 反射系数；(b) 端口隔离度。

如图所示，所提出的天线由四块特殊弯曲金属板（SBMP）、一块厚度为 0.762 mm、介电常数（ε）为 2.2 的基底以及接地平面组成。每块 SBMP 的一部分印制在基底上，另一部分弯折后与接地平面相连。如图4（a）所示，四块 SBMP 分别由四根铜探针馈电。所提出的可重构天线的关键设计参数和堆叠示意图见图4（b）和（c）。基于上述原理，所提出的双极化天线的馈电机制如图所示。输入功率经功分器等分后，馈入所提出天线的两个独立端口（端口1和端口2）。端口2接入一个移相器，使两个端口之间产生相位差（Δ）。其他端口（端口3和端口4）连接至匹配负载。结合公式（2）可知，相位差 Δ 决定了天线的相位分布，

天线由此辐射出不同的辐射方向图。因此，方向图可重构模式与相位差之间的关系如表 I 所示。相位变化范围为 0 至 360°。同样，所提出的天线在另一平面内通过另一种极化也实现了方向图可重构特性。

如图 5 所示，给出了所提出双极化天线的工作频带。需要注意的是，随着输入相位变化，不同工作模式的频带仍存在一些差异。不过，它们共同的工作频带为 4.0 至 5.15 吉赫兹（25.1%）。由于馈电网络中的干扰导致谐振阻抗范围变宽，测量结果覆盖了这一工作频带，且带宽比仿真频带更宽。此外，测量时使用了移相器和功分器，而仿真时则使用传输线来实现相位差和功分网络。图 5 还绘出了仿真和测得的端口隔离度。需要注意的是，天线的端口隔离度受两个端口之间相位差的影响：两个端口同相时隔离度较差，而相位差增大时隔离度逐渐改善。为探究该天线如何实现这一方法，图 6 展示了不同相位差（Δ）下的电流分布。显然，两个端口之间输入相位差不同，天线的电流分布也不同。从图 6 (a) 到 (d)，天线可分别产生单极子型方向图、宽波束方向图以及不同的定向方向图。因此，所提出辐射结构的电流分布由两个激励端口的输入相位控制，从而实现可重构的辐射性能。此外，各端口的输入幅度也会影响辐射特性，但影响较小；若端口输入严重不平衡，则可能使交叉极化恶化。

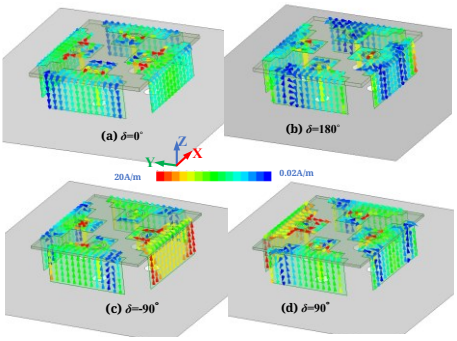


图 6. 双极化方向图可重构天线在 4.5吉赫下的电流分布：(a) Δ=0°；(b) Δ=180°；(c) Δ=-90°（270°）；(d) Δ=90°。

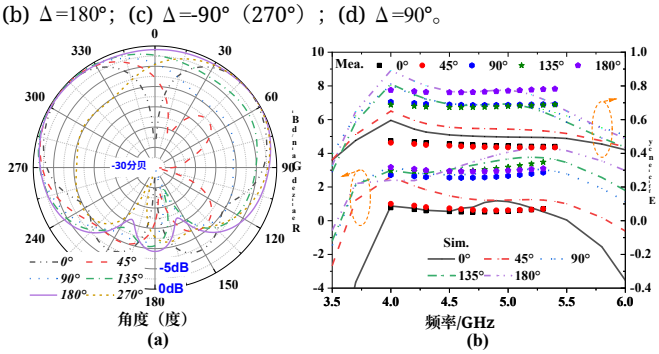


图 7. (a) 所提出的双极化方向图可重构天线的归一化辐射方向图；(b) 实现增益和效率。

Fig图 7(a) 展示了该双极化天线的辐射方向图。根据不同的相位差，天线方向图可定向至不同方向，并具有不同的波束宽度。相位差变化时的详细可重构模式见表 I。同样，在*xoz*平面内，所提出的天线也能在另一种极化下实现相同的方向图重构模式。相位差变化时测得的辐射方向图如图 8 所示。值得注意的是，仿真结果与测试结果非常吻合。此外，交叉极化

方向图的交叉极化低于 -10 分贝，尤其是宽波束方向图，其交叉极化低于 -30 分贝。图 7(b) 展示了所提出的双极化天线在不同输入相位下的实现增益和效率。需要注意的是，由于波束较宽，增益并不高，约为 3 dBi。并且，当波束定向至较大角度时，天线增益会降低。同时，在工作频带内效率约为 75%，且当波束定向至较大角度时，效率会下降。

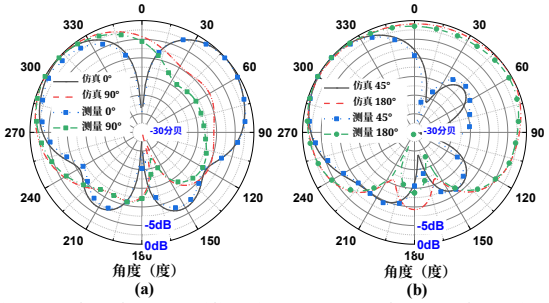


图 8. 所提出的双极化方向图可重构天线的归一化辐射方向图仿真结果与测量结果对比。

C. 可重构圆极化天线

类似地，根据设计理论，通过激励四个端口实现了方向图可重构圆极化天线。输入功率经功分器等分后馈入所提出天线的四个独立端口。在端口 2、3 和 4 处加入移相器，从而使四个端口之间产生相位差。为确保天线具有所提出的圆极化特性，相位差（β）约为 ±90°，并且

相位差（Δ）可调，以实现表 II 所示的方向图重构。图 9 给出了所提出的圆极化天线在不同模式下的 *S* 参数；在极化和方向图可重构模式下，该天线仍可在 4 至 5.0 吉赫兹的带宽内工作。由图 9(a) 可见，左旋圆极化特性与右旋圆极化特性相似，因此为简洁起见，仅给出图 9(b) 所示的天线右旋圆极化轴比（AR）。可以看出，在所提出的工作频带内，天线的轴比满足圆极化天线的要求。

表 II 圆极化可重构天线工作状态

β	Δ	方向图模式	半功率波束宽度/轴比半功率波束宽度
90°	0°	右旋圆极化宽边宽波束	155°/114°
	45°	右旋圆极化定向至 -30°（右旋模式）	138°/110°
	-45°	右旋圆极化定向至 30°（左旋模式）	130°/102°
-90°	0°	左旋圆极化的宽边宽波束	156°/116°
	45°	左旋圆极化（右旋模式）定向至 -30°	138°/108°
	-45°	左旋圆极化（左旋模式）定向至 30°	134°/102°

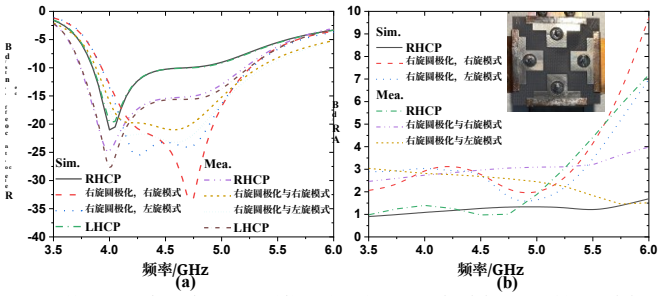


图 9. 所提出的圆极化方向图可重构天线的实测和仿真（a）反射系数及（b）轴比。

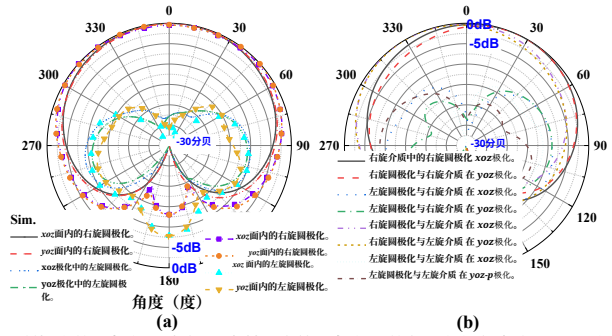


图10. 所提出的圆极化天线在4.5吉赫下右旋圆极化时的归一化辐射方向图：(a) 辐射方向图；(b) 不同模式。

如图10(a)给出了所提出天线在右旋圆极化时的辐射方向图。根据电流分布，该天线能够产生宽波束方向图，其3分贝波束宽度为155°，轴比方向图的3分贝波束宽度也很宽，达118°。此外，交叉极化很低。同时还给出了测量结果，且测量结果与仿真相符。宽波束和低交叉极化特性得到了验证。在工作频带内，测得的实现增益约为2.2 dBi，效率约为75%。表 II所示的不同可重构方向图如图10(b)所示，其指向可调至约±30°。尽管辐射方向图指向其他方向，其交叉极化不受影响，仍保持较好水平。同样，也实现了良好的左旋圆极化辐射特性。

III. PLANAR 阵列

如 II-A节所述，所提出的方法可用于阵列天线，以实现极化可重构宽角扫描能力和多波束方向图。因此，基于上述天线单元，我们构建了一个四乘四平面阵列，用于这些应用。得益于单元尺寸紧凑，阵列的单元间距为 30 mm（在 5.0 吉赫兹时为 0.5λ_0 ）。为探究所提出阵列的极化可重构波束扫描能力，本节对该平面阵列进行了简单分析。众所周知，理想的阵列方向图计算如下

$$F_{total}(\theta) = \sum_{m=0}^{M-1}\sum_{n=0}^{N-1} F_{mn}(\theta)e^{-ja_{mn}}e^{jk(md_x cos\varphi + nd_y sin\varphi)sin\theta} = \sum_{m=0}^{M-1}\sum_{n=0}^{N-1} F_{mn}(\theta)e^{-j(ma_x+na_y)}e^{jk(md_x cos\varphi + nd_y sin\varphi)sin\theta} \quad (6)$$

其中，阵列单元的输入相位差为 ，通常可决定波束指向。然而，扫描增益波动高达 。这可等效为

$$F_{mn}(\theta)$$

$$F_{total}(\theta) = F(\theta)\cdot AF(\theta) \quad (7)$$

其中 是 的阵列因子。需要注意的是，阵列的波束指向取决于阵列因子中的相位差，但可根据不同的扫描方向，通过相位差（Δ）优化阵列方向图。同时，阵列的极化由相位 β ( )决定。因此，在该阵列中，我们将天线单元辐射性能的控制与相控阵相结合，以优化阵列的极化可重构波束扫描能力。

$$\beta = \pm 90°$$

A. 双极化平面阵列

受测试条件限制，对于两种极化状态中的每一种，都有两种不同的馈电方式可用。为进行演示，如图11 (a)所示，我们制作了一个四乘四平面阵列，并将其连接到八个一分四馈电网络、八个机械移相器和一个一分八功率驱动器。该无源平面阵列系统已搭建完成，并在电波暗室中进行了测试，以验证其波束扫描能力。为清楚展示阵列的激励方式，图11中使用了八种不同颜色的线，其余端口均连接匹配负载。同样，我们也测量了另一种极化状态下的扫描能力。图12展示了所提出阵列在不同扫描角下测得的S参数。该阵列在大多数扫描角范围内的工作带宽为4至5.1吉赫兹。但扫描角约为70°时，阵列的阻抗匹配变差。这是因为较大的输入相位会导致阵列单元之间产生更强的感应电流，从而使阵列单元的阻抗匹配变差。总体而言，在所提出的带宽内，扫描角高达70°时的反射系数低于-6分贝，而其他扫描角下的反射系数低于-10分贝。此外，文中还给出了阵列中的端口隔离度和互耦，二者分别低于-18分贝和-15分贝，从而确保良好的扫描性能。为展示相位差（Δ）对阵列辐射方向图性能的影响，具有和不具有优化相位差的阵列方向图

（Δ）波束扫描至 60° 时的结果如图12(b)所示。对比这些方向图可知，在大角度扫描时，所提方法的增益显著提高（最高可达 3 分贝），旁瓣电平也显著改善（低于 -11 分贝）。这是因为可以通过改变阵列中天线单元的辐射方向图来优化扫描方向图，从而获得更好的扫描方向图。

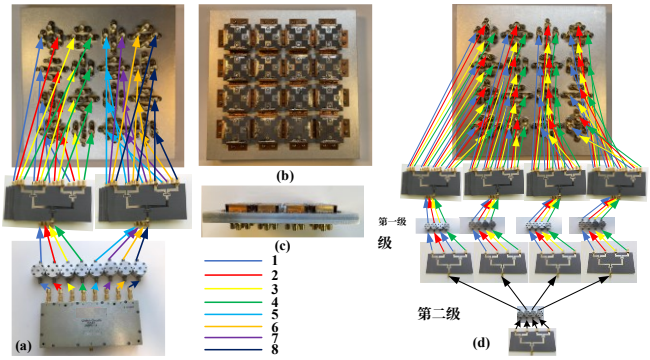


图11. 所提出的阵列及测量照片：(a) 无源阵列系统和线极化激励；(b) 阵列俯视图；(c) 阵列侧视图；(d) 圆极化阵列激励。

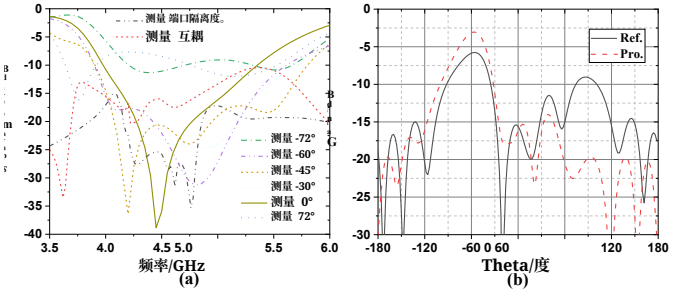
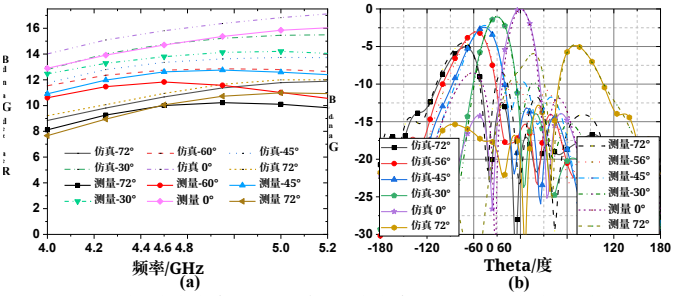


图12. (a) 所提出的双极化天线在不同扫描角下测得的S参数；(b) 在定向至-60°时，有无优化相位差（Δ）的归一化辐射方向图。



F图13. 阵列天线的扫描性能：(a) 带宽内的扫描能力；(b) 4.5吉赫下的扫描归一化方向图。

测量和仿真的扫描特性如图 13 所示。值得注意的是，所提出的设计可实现 -70° 至 70° 的扫描能力，并且在所提出的带宽内，扫描范围为 -60° 至 60° 时增益下降小于 3 分贝。为验证扫描性能，图 13(b)仅展示了中心频率处的方向图。结果表明，所提出的阵列具有良好的扫描能力、较低的旁瓣电平以及宽角扫描范围。文中还给出了测量结果，整体上与仿真结果一致。

B. 圆极化平面阵列

基于第 II-C 节中的圆极化天线单元激励方式，如图11(d)所示，四个一分四馈电网络连接到阵列中的一列天线单元，同时，这些网络还连接到第一级移相器，分别确保圆极化特性以及阵列单元辐射方向图的偏转。因此，搭建了无源圆极化阵列系统，并在电波暗室中进行了测量。

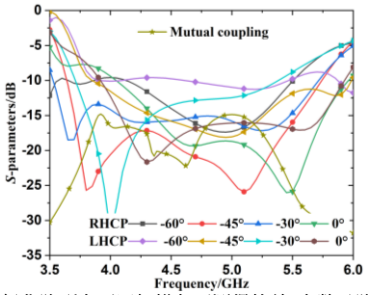


图 14. 所提出的圆极化阵列在不同扫描角下测得的总S参数及阵列中的互耦。

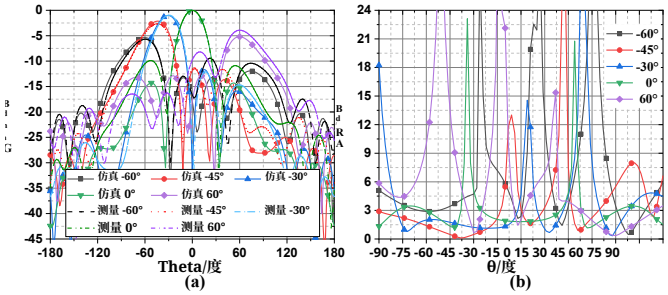


图 15. (a) 不同扫描角下右旋圆极化的归一化辐射方向图的实测与仿真结果；(b) 轴比方向图。

在图14,. 所提出的圆极化阵列在不同扫描角下测得的S参数如图所示。该阵列的工作频率范围为 4 至 5.1 吉赫兹，扫描范围内阵列相邻单元之间的互耦低于 -15 分贝。 我们还给出了S参数的左旋圆极化结果，表明在极化可重构模式下，阻抗匹配仍然有效。类似地，为简洁起见，通过右旋圆极化验证了阵列的远场特性。右旋圆极化的辐射方向图和轴比方向图的测量结果与仿真结果如图 15 所示。请注意，在其工作频率范围内，该阵列仍可实现±60°的波束扫描能力

频带。在60°处旁瓣电平低于-7.5分贝之外，波束的旁瓣电平均低于-10分贝。此外，可以看出，测试结果总体上与仿真结果一致。无论扫描角如何变化，波束的轴比均小于3分贝；特别是，当扫描至约-30°时，扫描波束的轴比更优。这是因为对阵列单元内相位差的优化，使其在该方向上具有出色的轴比性能。同样，由于扫描至较大角度时方向图可重构性能不佳，轴比相比在较小角度下的波束更差，但仍小于3分贝。图16给出了阵列在该频带内的轴比和实现增益，其结果已报告。需要注意的是，所提出的阵列天线具有良好的远场特性，其在该频带内的轴比小于3分贝，并且波束增益随着扫描角的增大而逐渐降低。

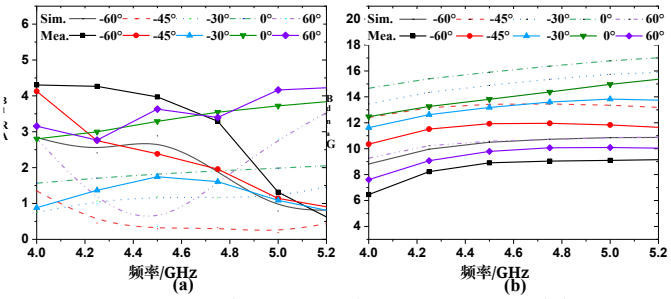


图 16. 所提出阵列的远场性能：(a) 右旋圆极化的轴比；(b) 随频率变化的实现增益。

C. 多波束能力

为探究所提出阵列的多波束能力，本节对该平面阵列进行简单分析。众所周知，理想阵列场方向图可按式 (6) 计算。根据式 (5)，我们可以发现，通过调节相位差 (Δ) 可以倾斜天线单元的方向图，如表 I 所示，该表包含多种模型 ( )。因此，为增强阵列的波束扫描能力，可以根据波束扫描方向，通过相位差 (Δ) 调整单元的方向图，这为提升扫描能力提供了一个新的维度。然而，在无限阵列天线中，由于阵列单元的方向图趋于一致，所提出的方法会逐渐失效，因此仅适用于小型阵列。

$F_{mn}(\theta) \in (F_a, F_e)$

此外，不受阵列尺寸限制，且可在阵列中实现，因此 $F_a(\theta)$，$F_e(\theta)$ 我们可以使用优化算法 [23] 来 优化式 ($F_{mn}(\theta) \in (F_a, F_e)$

6) 以获得多波束辐射。

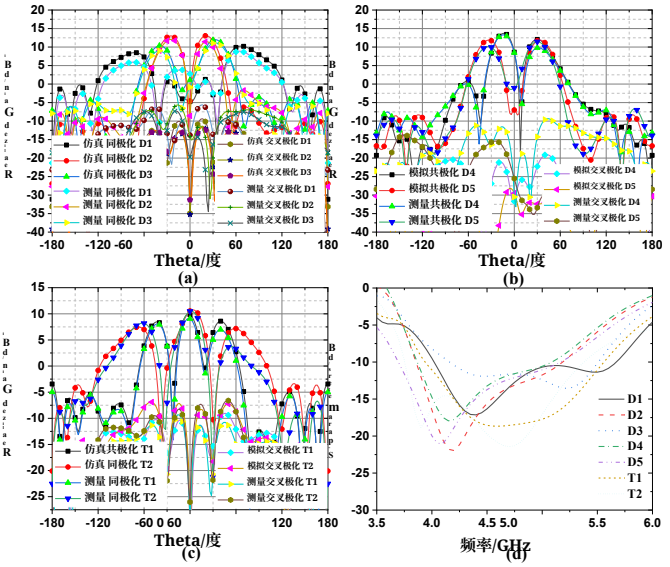


图17. 所提出的阵列的多波束能力远场性能：(a) 双波束方向图（D1、2、3）；(b) 双波束方向图（D4、5）；(c) 三波束方向图（T1、2）；(d) 实测S参数。

Then, the 部分icle 粒子群优化imization (PSO) [24] algorithm i

用于计算最优解。我们可以得到不同波束辐射对应的阵元模型或相位激励编码矩阵，如表III所示。对于双波束，如图 17(a)所示，所提方法可获得对称双波束方向图，并可根据不同的波束指向得到不同的阵元模型编码矩阵。此外，H 面上的双波束方向图和非对称双波束方向图

如图 17(b)所示。三波束方向图如图 17(c)所示。方向图的不同波束指向取决于不同的阵元模型编码矩阵。因此，如果所提出的阵列尺寸足够大，所提设计便可实现任意波束。图17中还绘出了测量结果；值得注意的是，它们与仿真结果相似，且工作带宽始终为 4 至 5.1 吉赫兹。仿真的三维双波束和三波束方向图如图18所示；值得注意的是，所提出的阵列具有良好的多波束能力。

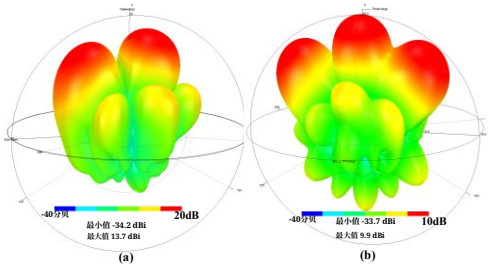


图18. 具备多波束能力的阵列的三维远场性能：(a) 双波束非对称方向图（D4）；(b)三波束方向图（T1）。表III

所提出的阵列的多波束特性

Type	波束指向	编码矩阵
D1	-70° 和 70°	$[F_a, -F_a, F_a, -F_a,]$
D2	-25°和25°	$[F_a, F_a, -F_a, -F_a,]$
D3	-34°和34°	$[F_a, -F_a, -F_a, F_a,]$
D4	-15°和30°	$[F_a, -F_a, -F_a, F_a,]$ 角度为 150°
D5	-30° 和 30°	$[F_a, -F_a, -F_a, F_a,]^T$
T1	-45°、0°、45°	$[-F_a, F_c, F_c, F_a,]$
T2	-65°、0°、65°	$[F_c, -F_a, F_c, -F_a,]$

IV. 结论ONCLUSION

本文提出了一种创新方法，通过调整输入相位来控制辐射贴片的电流分布，从而实现天线和多功能阵列的方向图可重构与极化可重构特性。为实现该方法，设计了一款紧凑型低剖面四端口天线，其工作带宽为4.0至5.0吉赫兹，可实现方向图和极化可重构特性。对于双极化状态，该天线可实现方向图重构能力，包括宽波束、双波束以及每种极化下的±50°波束。对于圆极化状态，波束可分别以宽波束指向不同方向，实现右旋圆极化和左旋圆极化。一个四乘四无源平面阵列可实现极化可重构特性及波束扫描能力，其中双极化状态下的波束扫描范围为±70°，圆极化状态下为±60°。特别是，所提出的方法可用于实现多波束能力。

REFERENCES

[1] G. Yang, J. Li, D. Wei, S. Zhou and R. Xu, “用于无线通信的多方向波束方向图可重构微带天线，” *IEEE* 天线与传播汇刊，第67卷，第3期，第1910–1915页，2019年3月。[2] Q. Chen, J. Li, G. Yang, B. Cao and Z. Zhang, “一种极化可重构高增益微带天线，” *IEEE* 天线与传播汇刊，第67卷，第5期，第3461–3466页，2019年5月。[3] S. -C. Tang, X. -Y. Wang and J. -X. Chen, “基于新型变容二极管加载方案的低剖面频率可重构介质贴片天线及阵列，” *IEEE* 天线与传播汇刊，在线优先发表。[4] G. Yang, J. Li, B. Cao, D. Wei, S. Zhou and J. Deng, “一种具有多方向波束和多极化的紧凑型可重构微带天线，” IEEE 天线与传播汇刊，第67卷，第2期，第1358–1363页，2019年2月。[5] P. Qin, Y. J. Guo, Y. Cai, E. Dutkiewicz and C. Liang, “一种具备频率与极化捷变能力的可重构天线，” IEEE 天线与无线传播快报，第10卷，第1373–1376页，2011年12月。[6] V. T. Bharambe, J. Ma, M. D. Dickey and J. J. Adams, “RESHAPE：一种基于液态金属、可重塑孔径的天线，可实现频率、方向图和极化的复合重构，” IEEE 天线与传播汇刊，第69卷，第5期，第2581–2594页，2021年5月。[7] L. Ge, Y. Li, J. Wang and C.-Y. D. Sim, “一种具有频率、极化和辐射方向图捷变能力的低剖面腔体背射缝隙天线”，IEEE 天线与传播汇刊，第65卷，第5期，第2182–2189页，2017年5月。[8] S. Xiao, C. Zheng, M. Li, J. Xiong and B. Wang, “用于宽角扫描且增益波动低的变容二极管加载方向图可重构阵列，” IEEE 天线与传播汇刊，第63卷，第5期，第2364–2369页，2015年5月。[9] M. Wang, S. Xu, N. Hu, W. Xie, F. Yang, Z. Chen, and M. Li, “采用16个带PIN二极管的O形槽贴片单元的Ku波段方向图可重构阵列天线设计与测量，” IEEE 天线与无线传播快报，第19卷，第12期，第2373–2377页，2020年12月。[10] M. Shirazi, J. Huang, T. Li and X. Gong, “用于设计可重构阵列的可切换频率缝隙环天线单元，” IEEE 天线与无线传播快报，第17卷，第2期，第229–233页，2018年2月。[11] X. Cai, A. Wang, N. Ma and W. Leng, “一种新型平面寄生阵列天线及其可重构方位角方向图，” IEEE 天线与无线传播快报，第11卷，第1186–1189页，2012年9月。[12] N. Kingsley, G. E. Ponchak and J. Papapolymerou, “集成于液晶聚合物（LCP）系统级封装中的可重构射频MEMS相控阵天线，” IEEE 天线与传播汇刊，第56卷，第1期，第108–118页，2008年1月。[13] X. G. Zhang, W. X. Jiang, H. W. Tian, Z. X. Wang, Q. Wang and T. J. Cui, “基于数字编码方法的方向图可重构平面阵列天线，” IEEE 天线与传播汇刊，第68卷，第2期，第1170–1175页，2020年2月。[14] M. Shirazi, J. Huang, T. Li and X. Gong, “用于设计可重构阵列的可切换频率缝隙环天线单元，” IEEE 天线与无线传播快报，第17卷，第2期，第229–233页，2018年2月。[15] N. Haider, A. G. Yarovoy and A. G. Roederer, “具有宽角扫描能力的L/S波段频率可重构多尺度相控阵天线，” IEEE 天线与传播汇刊，第65卷，第9期，第4519–4528页，2017年9月。[16] Z. Chen, Z. Song, H. Liu, X. Liu, J. Yu and X. Chen, “一种用于无源宽角波束扫描的紧凑型相位控制方向图可重构介质谐振器天线，” IEEE 天线与传播汇刊，第69卷，第5期，第2981–2986页，2021年5月。[17] S. Sharma, L. Shafai, B. Balaji, A. Damini, and G. Haslam, “对可提供多相位中心的多模微带贴片天线及相控阵的研究”，载于 IEEE APS-URSI 会议论文集，第1A卷，美国华盛顿特区，2005年7月。[18] T. Mitha and M. Pour, “线性阵列天线中自适应单元间距的原理”，《Nature Scientific Reports》，第11卷，第1期，第1–11页，2021年。[19] H. Zhou 等，“由高增益、大倾角圆极化四臂卷曲单元构成、用于近地平线扫描卫星应用的可重构相控阵天线，” IEEE 天线与无线传播快报，第17卷，第12期，第2324–2328页，2018年12月。[20] N. R. Labadie, S. K. Sharma and G. M. Rebeiz, “一种利用由多种独特辐射模态构成的阵列实现波束赋形的新方法，” IEEE 天线与传播汇刊，第63卷，第7期，第2932–2945页，2015年7月。[21] E. Liu, J. Geng, K. Wang 等，“基于相位天线单元的方向图乘积广义原理”，2020年 IEEE 天线与传播国际研讨会暨北美无线电科学会议，2020年，第353–354页。[22] G. Yang, J. Li, J. Yang and S. Zhou, “一种宽波束宽度宽带磁电偶极子天线，” IEEE 天线与传播汇刊，第66卷，第12期，第6724–6733页，2018年12月。[23] C. Feng, X. Li, Y. Zhang, X. Wang, L. Chang, F. Wang 等，“RFlens：面向物联网通信与感[illegible]
议论[illegible]
H. W[illegible]比较，” IEEE 天线与[illegible]304年3月。