

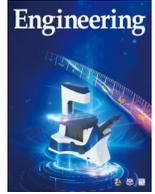


ELSEVIER

Contents lists available at ScienceDirect

Engineering

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



Research
Reconfigurable Antennas—Article

极化可编程阵列天线

陈定昭^{a,c}, 刘颜回^{b,c,*}, 李明^{c,d}, 郭攀^b, 曾卓^a, 胡俊^b, Y. Jay Guo^{d,*}

^a Institute of Electromagnetics and Acoustics, Xiamen University, Xiamen 361000, China

^b School of Electronic Science and Engineering, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 611731, China

^c Yangtze Delta Region Institute (Quzhou), University of Electronic Science and Technology of China, Quzhou 324000, China

^d Global Big Data Technologies Centre, University of Technology Sydney (UTS), NSW 2007, Australia

ARTICLE INFO

Article history:

Received 3 September 2021

Revised 6 January 2022

Accepted 27 March 2022

Available online 6 May 2022

关键词

阵列天线

极化可编程天线

可重构天线

摘要

可重构天线技术是未来无线通信和传感系统中的一项重要技术。众所周知,采用线极化(LP)可重构天线作为通信单元,可以从一组LP状态中选择更优的极化状态,从而提高通信链路的质量。本文提出了极化可编程的可重构天线阵列新概念,该阵列由多个具有有限极化数目的可重构天线单元组成。通过对所有的阵列单元的极化状态进行编程并采用一个新的优化策略对极化状态进行优化,证明了该阵列可以在矢量方向图中实现任意期望的LP,同时精确控制副瓣和交叉极化电平(XPL),从而完美匹配所需的通信信号的极化。为了证明该新概念,本文提供了数值和实验结果,这些结果彼此吻合得很好。

© 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. 引言

传统天线通常是给根据给定系统的规范设计的,包括波束方向图、天线增益、旁瓣电平(SLL)和极化。为了满足各种先进通信系统和多功能平台的需求,近年来可重构天线技术得到了越来越多的关注并迅速发展[1–2]。通过采用开关、调谐设备和先进材料等,可重构天线可实现实时地改变天线特性以满足系统要求。可重构天线可分为方向图可重构天线、频率可重构天线和极化可重构天线[3–5]。迄今为止,大多数公开报道的可重构天线是单元天线的形式。

对于接收系统而言,采用具有多极化功能的可重构天

线可以有效减少极化失配损失。在参考文献[6–15]中介绍了许多具有两个正交圆极化(CP)和两个正交线极化(LP)可重构能力的天线。然而,当这些天线用于接收任意LP信号时,它们仍可能遭受高达50%的极化失配损失。因此,为了提高接收任意LP波时的信号质量,在参考文献[16–25]中,研究人员提出了各种多线极化可重构(MLPR)天线。一般来说,MLPR天线可以细分为两类:辐射器可重构天线[16–20]和馈电网络可重构天线[21–25]。通过将射频(RF)开关,比如正极-本征层-负极(PIN)二极管,加载到可重构结构中,就可以通过配置开关的通断状态来控制天线的极化。

在大多数实际系统中,通常需要较高的天线增益和一

* Corresponding authors.

E-mail addresses: yhliu@uestc.edu.cn (Y. Liu), Jay.Guo@uts.edu.au (Y.J. Guo).

2095-8099/© 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 license (<http://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>).

英文原文: Engineering 2022, 16(9): 100–114

引用本文: Dingzhao Chen, Yanhui Liu, Ming Li, Pan Guo, Zhuo Zeng, Jun Hu, Y. Jay Guo. A Polarization Programmable Antenna Array. *Engineering*, <https://doi.org/10.1016/j.eng.2022.03.015>

定程度的波束控制，因此常使用天线阵列。据了解，只有少数文章报道了关于多极化天线阵列的研究[26–32]。在文献[26]中，作者提出了一种具有可旋转天线单元和移相器的阵列，该阵列可以改变辐射波的极化椭圆率。在参考文献中[27]中，作者设计了一个均匀排布的交叉偶极子天线阵列，用于接收两个正交分量的射频信号。该天线阵列可用于估计入射波的到达方向和极化。然而，参考文献[26–27]中报道的技术均需要复杂的幅度和相位控制网络。此外，这些天线阵列只是从理论上进行设计的，并没有经过实际阵列的验证。在参考文献[28]中，作者设计了两个具有三个单元的极化捷变有源微带贴片天线阵列。该阵列采用的单元天线通过加载晶体管，实现了圆极化状态和LP状态。然而，该阵列的交叉极化电平（XPL）常常高于-12 dB。在参考文献[31]中，作者报道了一个 1×4 的可重构孔径馈电的贴片天线阵列。通过在交叉孔径上加载可控的射频开关，该阵列可实现 $\pm 45^\circ$ LP可重构。然而，该阵列的XPL为-10 dB。此外，SLL是天线阵列的重要品质因数。降低阵列方向图的SLL可以增强天线阵列的抗干扰能力。许多文章已报道了采取各种方法来优化阵列单元的幅度、相位和位置以降低阵列SLL的研究[33–36]。例如，遗传算法（GA）[33]、粒子群优化（PSO）[34]、快速傅里叶变换（FFT）[35]以及凸优化（CVX）技术[36]。然而，这些研究提出的阵列通常需要采用不等分的功率分配器馈电，增加了阵列设计的复杂性和难度。之后，在参考文献[37]中，作者提出了通过优化阵列中偶极子天线单元的朝向，可以在约束XPL的情况下降低SLL。使用这种技术，可以在不使用不等分功率分配器的情况下降低阵列的SLL。在参考文献[38]中，该技术得到进一步发展，作者通过从一组离散角度中适当地选择单元朝向成功地降低了SLL。在参考文献[39–41]中，单元天线的极化方向被开发成为阵列波束控制的优化变量。然而，这些研究仅关注通过单极化天线单元的旋转来形成某个固定极化下的波束。上述研究提出的阵列缺乏在实现极化可重构功能的同时降低SLL的能力。

本文提出了一种采用多线极化单元的极化可编程阵列天线的概念。该阵列由许多具有有限极化状态数量的极化可重构天线单元组成。通过采用一种新的优化策略并对所有阵列单元的极化状态进行编程，证明了该阵列可以在矢量辐射方向图中实现任何期望的LP，并精确控制SLL和XPL，从而完美地实现期望的极化以匹配通信信号，且该阵列仅需采用等分功率分配器馈电。为了验证所提出的概念，本研究设计并加工了一个由16个天线单元组成的阵列原型，其每个天线单元可实现8种极化状态。该可重

构阵列由现场可编程逻辑门阵列（FPGA）控制以实现实时操作。对于不同的期望LP，该阵列实现了低于-16 dB的SLL和XPL，验证了所提出的技术和方法。该阵列在不同状态下共同覆盖的阻抗带宽为8.6%，覆盖4.77~5.20 GHz，阵列在优化的极化状态配置下的最大增益为17.34~17.53 dBi。据了解，这种阵列天线是首次被报道。

2. 阵列天线系统模型和优化策略

在本节中，首先介绍提出的阵列天线模型，然后阐述极化状态优化策略。后者包括优化单元极化状态和使用二进制遗传算法（BGA）在任何期望的LP下来实现具有期望的SLL和XPL的方向图。

2.1. 多线极化可重构天线阵列

考虑一个由 N 个MLPR天线单元组成的线性阵列，每一个单元天线可独立地在 M 个极化状态之间切换，如图1所示。那么这个阵列总共有 M^N 个可能的极化状态。天线单元沿 x 轴均匀排列，单元间距为 d 。阵列单元由等幅度的功率分配器馈电，每个天线单元的极化状态都由FPGA控制。对于阵列中的第 n 单元，用一个二进制数 $P_{n,m}$ 来表示其第 m 个极化状态的通断情况。若 $P_{n,m} = 1$ ，则表示第 n 单元的第 m 个极化状态被导通， $P_{n,m} = 0$ 则表示该状态被关闭。显然，当第 n 单元的第 m 个极化状态被导通时，该单元的所有其他极化状态都将被关闭。换句话说，每个单元有且仅有一个极化状态被导通。因此，该阵列的方向图在考虑互耦效应下可以被描述为：

$$F(\theta, \phi) = \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M P_{n,m} \cdot \mathbf{E}_n(\theta, \phi; m) \cdot e^{j\beta x_n \cos\phi \sin\theta}$$

$$P_{n,m} = \begin{cases} 1 & \text{如果第}n\text{单元处于第}m\text{个极化状态} \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (1)$$

$$\sum_{m=1}^M P_{n,m} = 1 \quad \text{其中 } n = 1, 2, \dots, N$$

式中， $j = \sqrt{-1}$ 为虚数基本单位； θ 是以 z 轴正方向为基准的俯仰角； ϕ 是以 x 轴正方向为基准的方位角； β 是自由空间中的波数； x_n 是第 n 单元的位置； $\mathbf{E}_n(\theta, \phi; m)$ 是第 n 单元在其第 m 个极化状态下的矢量有源单元方向图（VAEP）。一旦阵列的极化状态配置被选择，就可以获得阵列的方向图。阵列的极化状态配置可以用向量 $\mathbf{S}_{1 \times N} = [s_1, \dots, s_n, \dots, s_N]$ 表示，其中 $s_n = \sum_{m=1}^M P_{n,m} \cdot m$ 定义为第 n 单元的极化状态值。因此，对于具有 $\mathbf{S}_{1 \times N}$ 极化状态配置的阵列，其矢量辐射方向图可以写为：

$$\mathbf{F}(\theta, \phi; \mathbf{S}_{1 \times N}) = \sum_{n=1}^N \mathbf{E}_n(\theta, \phi; \mathbf{S}_{1 \times N}) \cdot e^{j\beta x_n \cos\phi \sin\theta} \quad (2)$$

式中, $\mathbf{E}_n(\theta, \phi; \mathbf{S}_{1 \times N})$ 是在 $\mathbf{S}_{1 \times N}$ 极化状态配置下获得的第 n 单元的VAEP。

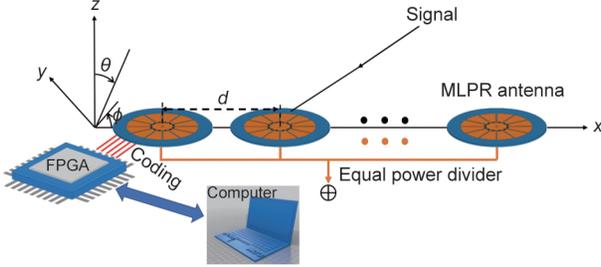


图1. 极化可编程阵列天线模型示意图。 θ : 以 z 轴正方向为基准的俯仰角; ϕ : 以 x 轴正方向为基准的方位角; d : 单元间距。

已知第 n 单元的VAEP可由单位向量 \mathbf{e}_θ 和 \mathbf{e}_ϕ 分解:

$$\mathbf{E}_n(\theta, \phi; \mathbf{S}_{1 \times N}) = E_{n,\theta}(\theta, \phi; \mathbf{S}_{1 \times N}) \cdot \mathbf{e}_\theta + E_{n,\phi}(\theta, \phi; \mathbf{S}_{1 \times N}) \cdot \mathbf{e}_\phi \quad (3)$$

这样, 可以得到:

$$\begin{cases} \mathbf{F}_\theta(\theta, \phi; \mathbf{S}_{1 \times N}) = \sum_{n=1}^N E_{n,\theta}(\theta, \phi; \mathbf{S}_{1 \times N}) \cdot e^{j\beta x_n \cos\phi \sin\theta} \\ \mathbf{F}_\phi(\theta, \phi; \mathbf{S}_{1 \times N}) = \sum_{n=1}^N E_{n,\phi}(\theta, \phi; \mathbf{S}_{1 \times N}) \cdot e^{j\beta x_n \cos\phi \sin\theta} \end{cases} \quad (4)$$

对于该MLPR天线阵列, 希望它能够在任意期望的LP \mathbf{P}_d 上产生辐射, 同时控制SLL和XPL。然而, 一个问题是 \mathbf{P}_d 通常是一个固定的表示方向的单位向量, 由 (ϑ_d, φ_d) 表示, 其中 ϑ_d 和 φ_d 分别表示它的俯仰角和方位角。对于位于 xy 平面上的阵列, 这里只考虑 \mathbf{P}_d 平行于 xy 平面的情况—— $\vartheta_d = 90^\circ$ 。如图2所示, 发射天线位于直角坐标系的原点, φ_d 表示 \mathbf{P}_d 与 \mathbf{e}_x 的夹角。探头天线的初始位置在 $\theta = 0^\circ$ 。为了测量发射天线的主极化 (CoP) 方向图, 探头天线先绕其轴旋转, 以使它的极化平行于期望的极化方向。然后探头天线再围绕发射天线移动。需要注意的是, 当探头天线移动时, 它相对它的轴保持固定并始终指向坐标原点。因此, 探头天线与单位矢量 \mathbf{e}_θ 和 \mathbf{e}_ϕ 的相对方向保持固定。那么, 探头天线的极化 (\mathbf{P}_a) 可以写为:

$$\mathbf{P}_a(\theta, \phi) = \mathbf{e}_\theta \cos(\varphi_d - \phi) + \mathbf{e}_\phi \sin(\varphi_d - \phi) \quad (5)$$

于是, 实际实现或测量的CoP方向图如下:

$$\begin{aligned} \mathbf{F}_{\text{co}}(\theta, \phi; \mathbf{S}_{1 \times N}) &= (\mathbf{F}(\theta, \phi; \mathbf{S}_{1 \times N}) \cdot \mathbf{P}_a(\theta, \phi)) \cdot \mathbf{P}_a(\theta, \phi) = \\ &= \mathbf{F}_\theta(\theta, \phi; \mathbf{S}_{1 \times N}) \cdot \cos(\varphi_d - \phi) + \mathbf{F}_\phi(\theta, \phi; \mathbf{S}_{1 \times N}) \cdot \sin(\varphi_d - \phi) \end{aligned} \quad (6)$$

在测试交叉极化 (XP) 方向图时, 探头天线在 $\theta = 0^\circ$ 处的极化与 \mathbf{P}_d 正交。然后, 可通过如下公式获得XP方向图:

$$\begin{aligned} \mathbf{F}_X(\theta, \phi; \mathbf{S}_{1 \times N}) &= -\mathbf{F}_\theta(\theta, \phi; \mathbf{S}_{1 \times N}) \cdot \sin(\varphi_d - \phi) + \\ &= \mathbf{F}_\phi(\theta, \phi; \mathbf{S}_{1 \times N}) \cdot \cos(\varphi_d - \phi) \end{aligned} \quad (7)$$

在参考文献[42]中已提出上述关于CoP和XP的定义, 该定义被称为Ludwig关于极化的第三定义。有了这个定义, 一旦得到了阵列矢量方向图的 \mathbf{e}_θ 和 \mathbf{e}_ϕ 分量, 就可以计算出在期望极化为 \mathbf{P}_d 时的阵列CoP和XP方向图。

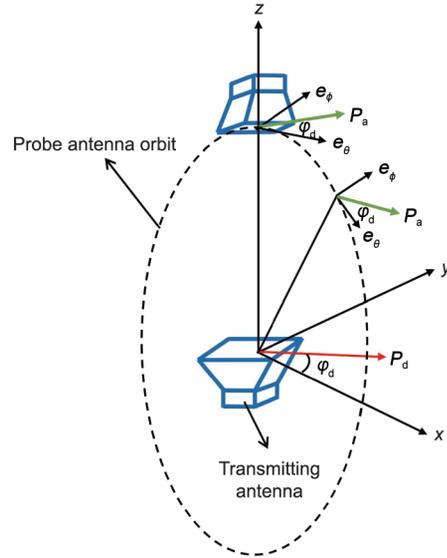


图2. 测量天线CoP方向图的示意图。 φ_d : \mathbf{P}_d 的方位角; \mathbf{P}_a : 探头天线的极化。

本文的主要关注点在于通过优化阵列的极化状态配置 $\mathbf{S}_{1 \times N} = [s_1, \dots, s_n, \dots, s_N]$ 来产生任何期望的LP辐射。从方程(6)和方程(7)可知, 当所有单元极化状态 s_n 都满足 $\varphi_n = \varphi_d, n = 1, 2, \dots, N$ 时, 其中 φ_n 是 s_n 的方位角, MLPR天线阵列可以产生期望极化上的辐射。然而, 通过这种方式, 阵列只能产生几个离散极化, 并且通常会有-13.5 dB的SLL。

为了在任意期望LP上产生降低SLL的辐射, 可以优化阵列极化状态配置 $\mathbf{S}_{1 \times N}$ 达到这个目的。为此, 需要在优化过程中采用合适的适应度函数。假设期望的SLL和XPL分别为 Γ_{SLL} 和 Γ_{XPL} 。则适应度函数可有如下定义:

$$f = \frac{W_1}{A} \sum_{a=1}^A \frac{1}{2} (X_a + |X_a|)^2 + \frac{W_2}{B} \sum_{b=1}^B \frac{1}{2} (Y_b + |Y_b|)^2 \quad (8)$$

式中

$$\begin{cases} X_a = |F_{\text{co}}(\theta_a, \phi; \mathbf{S}_{1 \times N})|^2 - \Gamma_{\text{SLL}}; \theta_a \in \text{SLL区域} \\ Y_b = |F_X(\theta_b, \phi; \mathbf{S}_{1 \times N})|^2 - \Gamma_{\text{XPL}}; \theta_b \in \text{XPL区域} \end{cases} \quad (9)$$

式中, W_1 和 W_2 是用户定义的加权因子。这里的 θ_a 是副瓣区域的采样角度, 其中 $a = 1, 2, \dots, A$; θ_b 是需要控制XPL的区域的采样角度, 其中 $b = 1, 2, \dots, B$ 。需要让方程(8)

中的适应度函数尽可能地最小化，这样就可以获得期望LP上的方向图，同时约束SLL和XPL。

为了能够计算含耦合的阵列辐射方向图，需要获得每个单元的VAEP。理论上，VAEP可以通过全波电磁仿真获得。然而，由于相互耦合效应，单元天线的VAEP不仅与其自身的极化状态有关，而且在阵列环境中还会受到其相邻单元极化状态的影响。因此，为了能够使用极化状态选择的方法来获得所需的阵列方向图，需要获取每个单元在各种阵列极化状态配置下的各个极化状态的VAEP。那么总共需要获取 M^N 个耦合单元方向图。比如说，如果阵列有16个单元，并且每个单元有8个极化状态（即 $N=16$ 和 $M=8$ ），则总共需要获取 8^{16} 个VAEP。这是不符合实际情况的。因此，为了能够优化MLPR天线阵列的单元极化状态，必须采取一个良好的近似方法来获得不同极化状态配置下的单元天线的VAEP。

2.2. MLPR天线阵列的方向图近似方法

为了获得阵列单元的VAEP用于优化，假设由于单元极化状态的变化引起的相互耦合变化对VAEP的影响不大。如果在阵列极化状态优化的过程中单元极化状态变化很小，那么这个假设通常是成立的。于是，单元的方向图主要受其自身极化状态变化的影响。在这种情况下，如果选择的MLPR天线单元是旋转对称结构，则天线单元从一个极化状态切换到另一个极化状态可被视作天线的旋转。于是，可以数学地旋转在某个极化状态下获得的单元的VAEP来获取该单元在其他极化状态下的VAEP。假设阵列极化状态配置为 $\mathbf{S}_{1 \times N}^{(0)}$ 时，通过全波仿真得到了阵列的第 n 单元的VAEP。那么，当该阵列配置在另一个极化状态 $\mathbf{S}_{1 \times N}^{(1)}$ 时，第 n 单元的VAEP可以由下式近似获得：

$$\mathbf{E}_n(\theta, \phi; \mathbf{S}_{1 \times N}^{(1)}) \approx E_{n,\theta}(\theta, \phi + \varphi_n^{(0)} - \varphi_n^{(1)}; \mathbf{S}_{1 \times N}^{(0)}) \cdot \mathbf{e}_\theta + E_{n,\phi}(\theta, \phi + \varphi_n^{(0)} - \varphi_n^{(1)}; \mathbf{S}_{1 \times N}^{(0)}) \cdot \mathbf{e}_\phi \quad (10)$$

式中， $\varphi_n^{(0)}$ 和 $\varphi_n^{(1)}$ 分别是第 n 单元在阵列极化状态配置为 $\mathbf{S}_{1 \times N}^{(0)}$ 和 $\mathbf{S}_{1 \times N}^{(1)}$ 时的极化方位角。 $E_{n,\theta}(\theta, \phi + \varphi_n^{(0)} - \varphi_n^{(1)}; \mathbf{S}_{1 \times N}^{(0)})$ 和 $E_{n,\phi}(\theta, \phi + \varphi_n^{(0)} - \varphi_n^{(1)}; \mathbf{S}_{1 \times N}^{(0)})$ 分别是第 n 单元在阵列极化状态配置为 $\mathbf{S}_{1 \times N}^{(0)}$ 时获得的VAEP的 \mathbf{e}_θ 和 \mathbf{e}_ϕ 分量。事实上，方程(10)表示第 n 单元在 $\mathbf{S}_{1 \times N}^{(1)}$ 极化状态配置下的VAEP，可由该单元在 $\mathbf{S}_{1 \times N}^{(0)}$ 极化状态配置下的VAEP以 $(\varphi_n^{(0)} - \varphi_n^{(1)})$ 的角度旋转后近似获得。在 xz 平面上，单元在 $\mathbf{S}_{1 \times N}^{(1)}$ 极化状态配置下的方向图可近似如下：

$$\mathbf{E}_n(\theta, 0^\circ; \mathbf{S}_{1 \times N}^{(1)}) \approx E_{n,\theta}(\theta, \varphi_n^{(0)} - \varphi_n^{(1)}; \mathbf{S}_{1 \times N}^{(0)}) \cdot \mathbf{e}_\theta + E_{n,\phi}(\theta, \varphi_n^{(0)} - \varphi_n^{(1)}; \mathbf{S}_{1 \times N}^{(0)}) \cdot \mathbf{e}_\phi \quad (11)$$

于是，通过将方程(11)代入方程(4)，工作在 $\mathbf{S}_{1 \times N}^{(1)}$ 极化状态配置下的阵列在 xz 平面的方向图可近似计算如下：

$$\left\{ \begin{aligned} \mathbf{F}_\theta(\theta, 0^\circ; \mathbf{S}_{1 \times N}^{(1)}) &= \sum_{n=1}^N \mathbf{E}_{n,\theta}(\theta, 0^\circ; \mathbf{S}_{1 \times N}^{(1)}) \cdot e^{j\beta x_n \sin\theta} \approx \\ &\sum_{n=1}^N \mathbf{E}_{n,\theta}(\theta, \varphi_n^{(0)} - \varphi_n^{(1)}; \mathbf{S}_{1 \times N}^{(0)}) \cdot e^{j\beta x_n \sin\theta} \\ \mathbf{F}_\phi(\theta, 0^\circ; \mathbf{S}_{1 \times N}^{(1)}) &= \sum_{n=1}^N \mathbf{E}_{n,\phi}(\theta, 0^\circ; \mathbf{S}_{1 \times N}^{(1)}) \cdot e^{j\beta x_n \sin\theta} \approx \\ &\sum_{n=1}^N \mathbf{E}_{n,\phi}(\theta, \varphi_n^{(0)} - \varphi_n^{(1)}; \mathbf{S}_{1 \times N}^{(0)}) \cdot e^{j\beta x_n \sin\theta} \end{aligned} \right. \quad (12)$$

根据方程(6)和方程(7)，阵列在 $\mathbf{S}_{1 \times N}^{(1)}$ 极化状态配置下的CoP和XP方向图可计算如下：

$$\left\{ \begin{aligned} \mathbf{F}_{\text{co}}(\theta, 0^\circ; \mathbf{S}_{1 \times N}^{(1)}) &= \mathbf{F}_\theta(\theta, 0^\circ; \mathbf{S}_{1 \times N}^{(1)}) \cdot \cos(\varphi_d) + \\ &\mathbf{F}_\phi(\theta, 0^\circ; \mathbf{S}_{1 \times N}^{(1)}) \cdot \sin(\varphi_d) \\ \mathbf{F}_{\text{x}}(\theta, 0^\circ; \mathbf{S}_{1 \times N}^{(1)}) &= \mathbf{F}_\theta(\theta, 0^\circ; \mathbf{S}_{1 \times N}^{(1)}) \cdot \cos(\varphi_d) - \\ &\mathbf{F}_\phi(\theta, 0^\circ; \mathbf{S}_{1 \times N}^{(1)}) \cdot \sin(\varphi_d) \end{aligned} \right. \quad (13)$$

通过对 $\mathbf{S}_{1 \times N}^{(0)}$ 极化状态配置下的MLPR天线阵列进行一次全波仿真，可以获得每一个单元在 $\mathbf{S}_{1 \times N}^{(0)}$ 配置下的精确的VAEP。然后，其他极化状态配置下的单元的所有的VAEP，如 $\mathbf{S}_{1 \times N}^{(1)}$ 配置，可以通过方程(10)近似获得。对于不同的极化状态配置，这些近似的VAEP可用于评估适应度函数方程(8)。然而，该近似过程会在方向图优化过程中引入误差，尤其是当阵列极化状态配置与获取精确VAEP的极化状态配置之间发生明显改变的时候。为了解决这一问题，提出了极化状态精炼优化策略，并在下一小节中进行详细阐述。

2.3. 极化状态精炼优化策略

由于采用的阵列单元的VAEP是通过方程(10)和方程(11)描述的近似方法获得的，因此方程(13)描述的阵列CoP和XP方向图会存在近似误差。一般来说，方程(12)和方程(13)中的阵列方向图的准确性取决于 $\mathbf{S}_{1 \times N}^{(0)}$ 和 $\mathbf{S}_{1 \times N}^{(1)}$ 极化状态配置之间的差异——该差异越大，近似精度越差。为了减小这一差异，采取了如下极化状态优化策略。

在该策略的初始步骤中，所有 N 个单元的极化状态都设置为满足最小化 $|\varphi_n - \varphi_d|$ 的情况，其中 $n=1, 2, \dots, N$ ， φ_n 表示第 n 单元的极化方位角， φ_d 表示期望极化 \mathbf{P}_d 的极化方位角。在这种极化状态配置下，阵列只能实现几个离散的极化。为了在阵列级实现任意的LP辐射，按如下方式优化单元的极化状态。首先，在初始极化状态配置

($\mathbf{S}_{1 \times N}^{(0)}$) 下的全波仿真阵列, 再通过方程 (10) 和方程 (11) 中给出的近似方法获得单元的近似 VAEP。接下来, 通过 GA 和 PSO 等优化算法, 在适应度函数方程 (8) 指导下, 使该阵列在期望极化方向上产生辐射, 同时约束 SLL 和 XPL, 并且获得此时的阵列极化状态配置, 记作 $\mathbf{S}_{1 \times N}^{(1)}$ 。然而, 这样综合的方向图 (使用近似的 VAEP) 与真实的方向图 (使用所选极化状态配置下的真实 VAEP) 之间存在差异。然后, 对 $\mathbf{S}_{1 \times N}^{(1)}$ 极化配置下的天线阵列进行全波仿真, 并更新每个单元的 VAEP。这样, 可以对单元极化状态再优化, 且在这次优化时, 将可选的极化状态配置限制在 $\mathbf{S}_{1 \times N}^{(1)}$ 极化状态配置附近。

第 n 单元的可选极化状态范围可以描述为 $s_n^{(2)} \in [s_n^{(1)} - m_2, s_n^{(1)} + m_2]$, 其中 m_2 是用户定义的整数用于再优化 (第二次优化)。再优化后获得的极化状态配置可以表示为 $\mathbf{S}_{1 \times N}^{(2)}$ 。这种极化状态配置的精炼优化可以多次执行, 直到阵列产生的在期望极化上的辐射方向图满足用户的要求。可以假设 MLPR 天线阵列的极化状态配置在初始步骤 ($k = 0$) 为 $\mathbf{S}_{1 \times N}^{(0)}$, 在第 k 优化步骤 ($k = 1, 2, \dots, K$) 为 $\mathbf{S}_{1 \times N}^{(k)}$ 。这样, 在第 k 优化步骤中阵列的 CoP 和 XP 方向图可由下式给出:

$$\begin{cases} \mathbf{F}_{\text{co}}(\theta, 0^\circ; \mathbf{S}_{1 \times N}^{(k)}) \approx \sum_{n=1}^N \mathbf{E}_{n,\text{co}}(\theta, \varphi_n^{(k-1)} - \varphi_n^{(k)}; \mathbf{S}_{1 \times N}^{(k-1)}) \cdot e^{j\beta x_n \sin\theta} \\ \mathbf{F}_{\text{x}}(\theta, 0^\circ; \mathbf{S}_{1 \times N}^{(k)}) \approx \sum_{n=1}^N \mathbf{E}_{n,\text{x}}(\theta, \varphi_n^{(k-1)} - \varphi_n^{(k)}; \mathbf{S}_{1 \times N}^{(k-1)}) \cdot e^{j\beta x_n \sin\theta} \end{cases} \quad (14)$$

在下面图表中给出的算法中详细介绍了提出的 MLPR 天线阵列的极化状态精炼优化策略的整个流程。在这个策略中, 离散的极化状态优化问题可以看成是一个非线性整数规划问题。一般来说, 随机优化算法, 如 BGA [33]、二进制 PSO (BPSO) [34] 和二进制差分演进 (BDE) [43]

适用于解决这个问题, 因为它们能够找到全局最优解。在本文中, 采用 BGA 作为优化算法, 详细过程整理在了下面的子程序中。BGA 是一种相对有效和实用的优化方法, 且已被用于解决阵列天线领域的许多优化问题[33]。利用 BGA 的优化机制, 阵列极化状态配置将在适应度函数方程 (8) 的引导下迭代地得到优化。

在实际应用中, 可以针对用户期望的 LP 优化阵列极化状态配置并将它们存储起来; 然后, 通过 FPGA 等控制设备, 就可以实现阵列极化的编程控制。这样, 通过使用 FPGA 控制阵列极化状态配置, 阵列就可以产生任何期望 LP 上的辐射, 同时约束其方向图的 SLL 和 XPL。

3. 极化可编程阵列天线的设计

在本节中, 设计了一款具有 8 个 LP 状态的 MLPR 贴片天线, 并将该天线用于构建 16 元极化可重编程阵列天线。然后, 为了实现不同极化下的方向图, 通过本文提出的策略优化天线阵列的极化状态配置, 从而验证极化可编程阵列天线的概念。

3.1. MLPR 单元天线设计及其仿真性能

开发了一款 8-LP 可重构天线作为阵列单元。该单元基于环形槽贴片结构, 可实现以 22.5° 为间隔的 360° 极化扫描[23]。如图 3 (a) 所示, 该天线单元由两层介质板组成, 它们之间有 3.7 mm 的空气间隙。介质板 1 和介质板 2 均使用介电常数 (ϵ_r) 为 4.4、损耗角正切 ($\tan\delta$) 为 0.009 的玻璃纤维环氧树脂覆铜层压板 (FR-4)。介质板 1 和介质板 2 的厚度分别为 0.6 mm 和 0.3 mm。天线的可重构辐射体印刷在介质板 1 的顶层, 如图 3 (b) 所示。该天线的可重构辐射体是一个被环形槽分割成两部分的圆形贴

Algorithm. The proposed refined polarization state optimization algorithm for the MLPR antenna array.

- 1: Initialize the number of elements N and the number of polarization states M of the element, and set the desired liner polarization (\mathbf{P}_d) and the desired maximum SLL (Γ_{SLL}) and XPL (Γ_{XPL});
 - 2: Set $k = 0$ and initialize the MLPR antenna array polarization state configuration ($\mathbf{S}_{1 \times N}^{(0)}$) by choosing one polarization state for each element in order to have a minimize value of $|\varphi_n - \varphi_d|$ for $n = 1, 2, \dots, N$;
 - 3: Set $k = k + 1$, and set the optional polarization state range $s_n^k \in [s_n^{(k-1)} - m_k, s_n^{(k-1)} + m_k]$ for $n = 1, 2, \dots, N$;
 - 4: Obtain the approximated VAEPs of each element for all the optional polarization states by using the approximation method in Eqs. (10) and (11);
 - 5: Perform the BGA-based polarization states optimization in the subprocedure below with the guidance of the fitness function (Eq. (8)) to find the best polarization state configuration $\mathbf{S}_{1 \times N}^{(k)}$ of the MLPR antenna array so as to generate a pattern with the desired polarization \mathbf{P}_d and constrained SLL and XPL;
 - 6: Full-wave simulate the actual antenna array whose elements are working at the optimized polarization state configuration $\mathbf{S}_{1 \times N}^{(k)}$ to obtain the actual array pattern, and update the VAEP of each element at the current polarization state configuration;
 - 7: Check whether the difference between the synthesized and actual array patterns meets the specified tolerance. If yes, then exit the whole procedure; otherwise, repeat Steps 3 to 7.
-

Subprocedure. The BGA-based polarization states selection procedure.

- 1: Initialize the population size N_p , individual length L , mutation probability P_m , crossover probability P_c , and maximum iteration number I_m . Note that L usually satisfies $2^{L-1} < M \leq 2^L$, where M is the number of polarization states for the adopted reconfigurable antenna element. Hence, an individual has a binary code of $N \cdot L$ bits, representing the polarization state configuration of the N -element MLPR antenna array;
- 2: Randomly generate S individuals to form an initial population and calculate the fitness score of each individual using Eq. (8). Set the iteration number $t = 0$;
- 3: Sort the individuals by their fitness score in ascending order. Random copy operations are performed on individuals according to their copy probability.

The copy probability is calculated as follows:

$$g_i = \frac{e(1-e)^{i-1}}{\sum_{i=1}^{N_p} e(1-e)^{i-1}}$$

where i is the rank order of the individual, $e \in (0, 1)$ is the copy coefficient given by the user, and g_i represents the copy probability of the individual whose fitness score is sorted at the i th place. The higher the fitness score, the greater the probability of survival;

- 4: According to the mutation probability P_m , some individuals are randomly selected for mutation. The mutation position is chosen randomly and independently for each selected individual. The selected bit will mutate to “1” if it was originally “0.” Otherwise, it mutates to “0” from “1;”
- 5: According to the crossover probability P_c , an even number of individuals are randomly selected from the population to cross over. The selected individuals are randomly paired, and each pair of chromosomes cross over at a random position;
- 6: Calculate the fitness score of each individual by means of Eq. (8), and record the current optimal individual and its fitness score;
- 7: Set $t = t + 1$ and repeat Steps 3 to 7 until $t > I_m$ or until the best fit solution remains unchanged for multiple iterations.

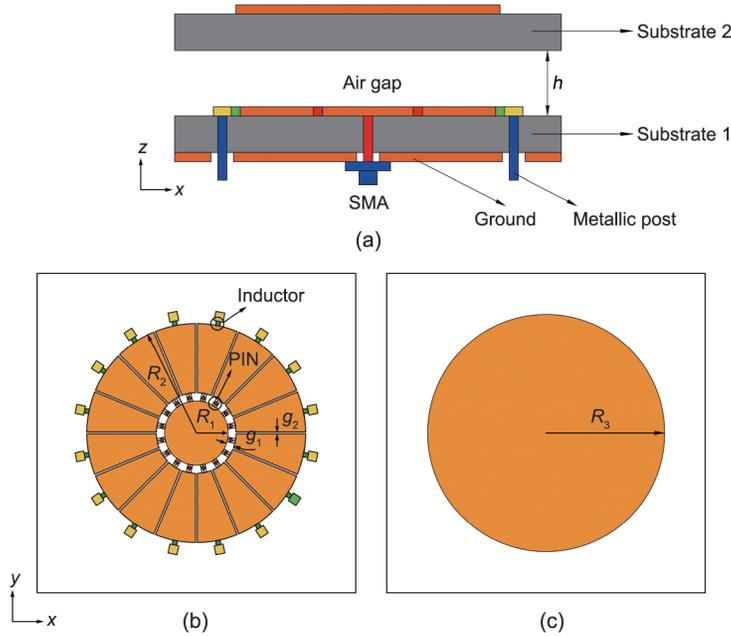


图3. 提出的8-LP可重构天线的几何结构图。(a)沿 x 轴的剖面视图；(b)介质板1的俯视图；(c)介质板2的俯视图。天线尺寸为：内圆形贴片半径(R_1)为3.6 mm，辐射体贴片半径(R_2)为8.65 mm，寄生贴片半径(R_3)为10.5 mm，环形槽宽度(g_1)为0.5 mm，分隔间隙宽度(g_2)为0.2 mm，空气间隙高度(h)为3.7 mm。SMA：超小型A型号。

片。环形槽外边的辐射体部分又被16个间隙均匀地分成16块，用以实现极化可重构。PIN二极管焊接在这16个贴片和环形槽内的圆形贴片之间，用作极化可重构的开关。在可重构辐射体外边均匀地印刷了16个焊盘，用于连接直流(DC)偏置。电感器桥接在这些直流焊盘和可重构辐射体之间，它们可以在导通直流的同时阻断射频信号。天线的接地平面印在了介质板1的底层。在介质板2的顶层有一个圆形贴片，如图3(c)所示。该圆形贴片

是天线的寄生贴片，用以提高天线性能。该单元天线由50 Ω 同轴电缆馈电，如图3(a)所示。同轴电缆的内导体和外导体分别连接到介质板1顶部的内圆形贴片和介质板1底部的接地平面。一些金属柱垂直地穿过介质板1，连接到其顶层的焊盘上，用作直流偏置线。在图3的图题中给出了该天线详细的尺寸参数。

这里采用的PIN二极管是Infineon公司生产的0603封装的Bar50-02V。该二极管在导通状态下等效于一个3 Ω

电阻与一个0.6 nH电感串联；而在断开状态下，它等效为一个5000 Ω 电阻与一个0.1 pF电容并联再串联一个0.6 nH的电感（有关其性能的详细信息，感兴趣的读者可以阅读参考文献[44]）。天线中采用的电感为0402封装的VHF100505HQ4N7ST，其电感值为4.7 nH，由广东风华高新科技股份有限公司生产。它可以有效地阻隔4.5~5.5 GHz的射频信号，同时导通直流[45]。本研究开发的天线处于工作状态时，需要有8个相邻的PIN二极管被同时导通。当PIN二极管导通时，其阴极通过内圆形贴片和同轴电缆的内导体连接到直流电源的负极，而二极管的阳极通过金属柱连接到直流电源的正极。如图4所示的天线工作状态示意图，其中红色的部分表示导通，蓝色的部分表示断开，这样，天线就工作在0°极化状态了。可见，将这样的PIN二极管通断配置按圆周方向旋转，该天线就能以22.5°为间隔产生8个不同的LP状态。

本研究采用高频结构仿真器（HFSS）仿真了开发的单元天线。由于该天线的结构具有旋转对称性，因此天线在不同极化状态下的性能几乎相同。为了简单起见，本文只展示天线工作在0°极化状态下的性能。由图5（a）可知，天线的仿真带宽为12.2%，覆盖了4.63~5.23 GHz [天线回波损耗 ($|S_{11}|$) 小于-10 dB]。天线在5 GHz的辐射方向图如图5（b）所示。可见，天线在5 GHz的仿真增益为7.2 dBi, $XPL \leq -25$ dB。为了探究PIN二极管的加载对该天线增益和效率的影响，在天线模型上加载两种不同的PIN二极管模型进行仿真：模型A，采用PIN二极管的等效电路模型，即在上一自然段中描述的模型；模型B，理想情况下二极管的模型，即二极管的通断状态被视为完美电导体（PEC）带状线的“连接”和“断开”。加载这两种模型的天线的仿真增益和辐射效率曲线如图6所示。可

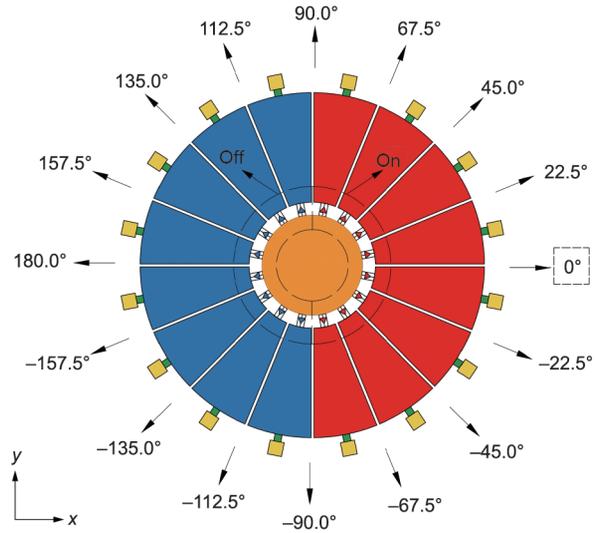


图4. 开发的MLPR天线的可实现极化状态。其中红色的二极管导通，蓝色的二极管断开。在这种配置下，天线实现了0°极化状态

见，与使用理想的PIN模型B的情况相比，使用PIN模型A的天线增益在4.63~5.23 GHz频段下降了0.5~1 dB，辐射效率下降了5%~10%。这些增益和效率损失主要是由PIN二极管的插入损耗引起的。从图6中可知，加载更真实的PIN模型A的天线在工作频段内实现的增益为5.83~7.48 dBi，辐射效率为59.69%~80.15%。

3.2. 单元方向图近似方法的验证与分析

采用上述MLPR单元天线构建了一个16单元均匀分布的线性MLPR天线阵列，单元间距为30 mm（5 GHz的半波长）。通常而言，不同单元之间的端口隔离度是阵列天线重要的性能指标之一。对于本文提出的MLPR天线阵列，不同的单元极化状态会影响端口隔离度。为了研究不同极化状态对端口隔离的影响，本研究检查了阵列的 $|S_{78}|$

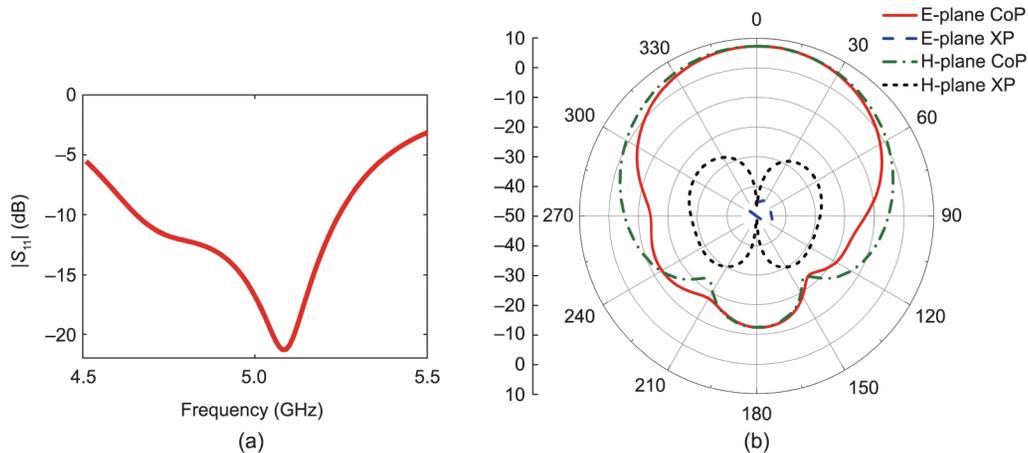


图5. 开发的MLPR天线在0°极化状态下的仿真性能。(a) $|S_{11}|$; (b) 5 GHz的E平面和H平面方向图。E平面：天线最大辐射方向和电场方向组成的平面；H平面：天线最大辐射方向和磁场方向组成的平面。

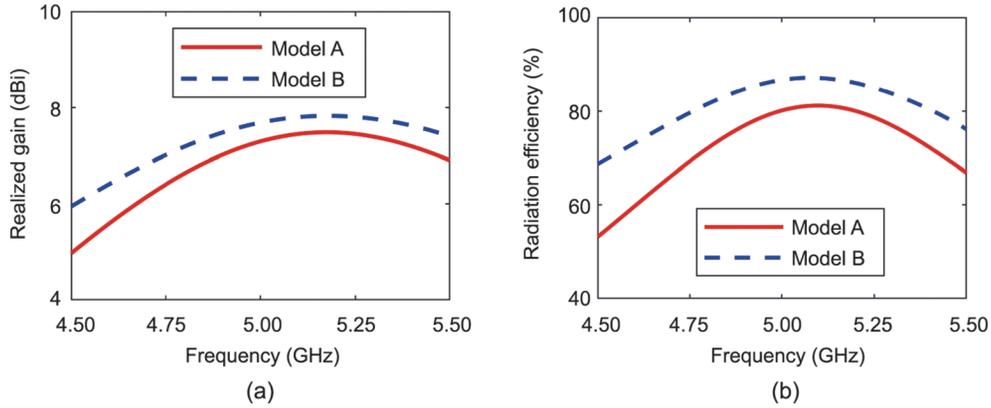


图6. 加载两种不同的PIN二极管模型实现的MLPR天线单元的增益曲线（仿真）(a)和辐射效率（仿真）(b)。模型A：等效电路模型；模型B：理想模型。

参数（第7和第8单元之间的端口隔离度）在第8单元的极化状态，以 22.5° 为间隔从 0° 状态变化到 90° 状态时的情况。在这一过程中，阵列中的其他单元都保持在 0° 极化状态。在第8单元处于不同极化状态时，通过全波仿真阵列获得的 $|S_{78}|$ 曲线展示在了图7中。可见，随着第7单元和第8单元之间的极化方向角的差异增大， $|S_{78}|$ 在频带（4.5~5.5 GHz）内的最大值从 -22 dB逐渐减小到了 -56 dB。这一点是符合一般认知的，因为都处于相同的主极化状态的两个单元之间的端口隔离度通常远高于处于正交极化状态的两个单元之间的端口隔离度。

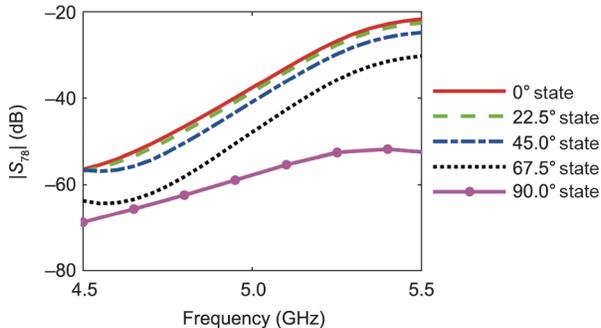


图7. 当第8单元的极化状态从 0° 状态切换到 90° 状态时，天线阵列仿真的 $|S_{78}|$ 参数。其他单元的极化状态保持在 0° 状态。

另一方面，由于单元间互耦的存在，在阵列环境中的各个单元的方向图也会不同。并且，对于本文提出的MLPR天线阵列，单元方向图形状可能还会受到单元极化状态分布的影响。因此，当采用方程（10）中的方法，数学旋转单元在某一个极化状态下的方向图，以获取该单元在其他极化状态下的方向图时，可能会存在一些近似误差。为了分析方程（10）中这种近似方法的性能，把第8单元的极化状态从 0° 状态切换到 $[22.5^\circ, 45.0^\circ, 67.5^\circ, 90.0^\circ]$ 状态，然后对比通过全波仿真获得的该单元的VAEP和通过

方程（10）中的近似方法获得的结果。本文将第8单元在 $[0^\circ, 22.5^\circ, 45.0^\circ, 67.5^\circ, 90.0^\circ]$ 极化状态下的VAEP分别记作 $E_8(\theta, \phi, S_{1 \times N}^{(0)})$ 、 $E_8(\theta, \phi, S_{1 \times N}^{(1)})$ 、 $E_8(\theta, \phi, S_{1 \times N}^{(2)})$ 、 $E_8(\theta, \phi, S_{1 \times N}^{(3)})$ 和 $E_8(\theta, \phi, S_{1 \times N}^{(4)})$ 。当观测面为 xz 平面（ $\phi=0^\circ$ ）时，第8单元近似的VAEP和仿真的VAEP对比情况如图8所示。从图8（a）中可以发现，通过数学旋转第8单元在 0° 状态下的VAEP，得到的 22.5° 状态下的近似VAEP与通过仿真获得的 22.5° 状态下的VAEP吻合良好。由图8（b）可知，第8单元在 45° 状态下的近似VAEP和仿真结果之间的差异是可接受的。然而，由图8（c）展示的结果可知，通过数学旋转 0° 状态下的VAEP获得的 67.5° 状态下的近似VAEP与通过仿真获得的 67.5° 状态下的VAEP之间的差异比较大。此外，由图8（d）可知，单元在 90° 状态下的近似VAEP与仿真VAEP存在显著的差异。这是因为单元间互耦会随着极化状态的切换而改变。一般来说，极化状态切换对应的数学旋转角度越大，单元间的互耦变化越大，近似误差也就越大。因此，为了使由单元极化状态优化方法获取的MLPR天线阵列方向图更加可靠，本研究采取了在2.3节中提出的精炼策略来减少由上述近似过程造成的误差。

3.3. 极化可编程阵列天线概念的验证

为了验证本文提出的极化可编程阵列天线的概念，本文针对几个不同的期望极化，采用提出的精炼策略对16单元阵列的极化状态配置进行优化。值得一提的是，尽管设计的极化可重构天线单元只能实现8个不同的LP状态，但实际上其VAEP在16个工作状态之间是不同的。例如，当一个单元天线工作在 0° 或 180° 的极化状态时，可以认为它是处于同一个极化状态，不过这两种状态下天线的VAEP是不相同的。因为在这两种状态下，单元辐射的电磁场矢量及单元与其相邻单元之间的互耦都是不同的。因

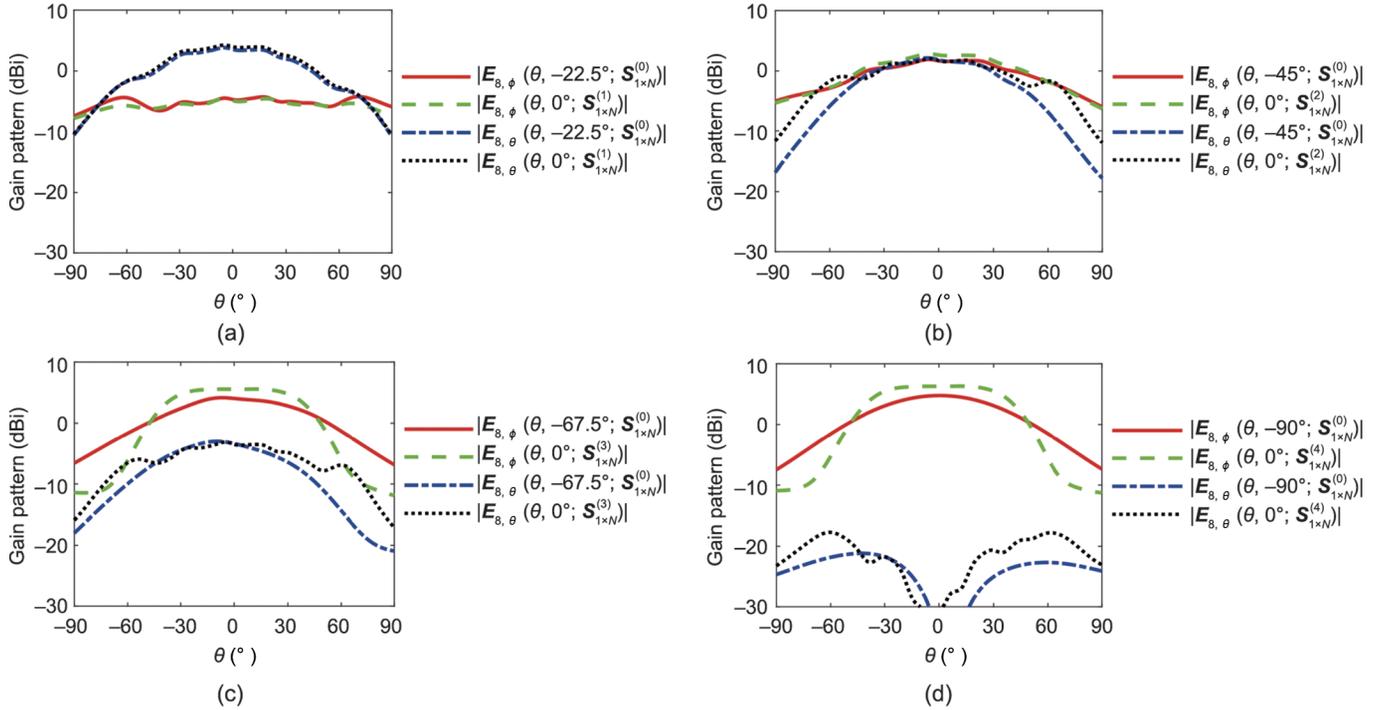


图8. 将第8单元在 0° 状态下的VAEP数学旋转得到的近似VAEP与第8单元在不同极化状态下全波仿真得到的实际VAEP进行比较。(a) 22.5° 状态；(b) 45° 状态；(c) 67.5° 状态；(d) 90° 状态。观测面为 xz 平面。

此，在阵列单元极化状态优化中，该单元天线被视作具有16种不同的极化状态。这16个极化状态的极化方位角分别为 $\{0^\circ, 22.5^\circ, 45.0^\circ, \dots, 315.0^\circ, 337.5^\circ\}$ ，其中间隔 $\Delta\phi = 22.5^\circ$ 。

下面展示第一个优化例子。当期望LP \mathbf{P}_d 为 $(90^\circ, 30^\circ)$ 时，采用提出的策略对阵列中的MLPR天线单元极化状态进行优化，以使阵列可在期望的极化上产生矢量辐射方向图。这一期望极化是单元天线本身无法单独实现的；不过，现在可以通过优化阵列的极化状态配置，使阵列可在期望极化上产生辐射，且同时约束SLL和XPL。将期望的SLL (Γ_{SLL})和期望的XPL (Γ_{XPL})设置为 -18.0 dB。在基于BGA的极化状态优化的子程序中，设置 $N_p = 200$ 为种群大小， $I_m = 400$ 为最大迭代次数， $P_c = P_m = 0.6$ 为个体交叉和变异概率， $W_1 = W_2 = 0.5$ 为适应度函数[方程(8)]中的加权因子。在初始步骤($k=0$)，所有单元都调整为在 22.5° 的极化状态下工作，这是最接近期望极化 $\mathbf{P}_d = (90^\circ, 30^\circ)$ 的极化状态。众所周知，这种均匀的极化状态配置通常会导致方向图出现约 -13.5 dB的SLL，此时阵列的方向图如图9(a)所示。然后，可以利用HFSS对该阵列进行全波仿真，得到这种极化状态配置下的阵列中所有单元的VAEP。再应用方程(10)和方程(11)中描述的近似方法，可以得到近似的VAEP。然后，可以通过运行BGA优化程序($k=1$)来优化阵列的极化状态配置。

本研究为了释放更多的自由度来提高阵列方向图的性能，没有将阵列的极化状态配置限制为对称。在第一次优化获得的极化状态配置下工作的阵列的CoP和XP方向图如图9(b)所示。可见SLL为 -17.88 dB，XPL为 -17.92 dB，两者都非常接近期望值。然而，由于单元间互耦的变化，阵列在第一次优化获得的极化状态配置下的全波仿真方向图仅得到 -14.96 dB的SLL和 -16.80 dB的XPL。为了降低综合的和仿真的阵列方向图之间的差异，采用几个精炼步骤来再优化单元极化状态，如在算法中展示的那样。且随着精炼优化步数的增加，可选的极化状态范围被限制为逐渐缩小。本研究在第二和第三优化步骤中设置 $m_2 = 2$ 和 $m_3 = 1$ （在第一个优化步骤中，每个单元可以选择所有的极化状态）。即将第 n 单元的可选偏振态范围设置为 $s_n^{(2)} \in [s_n^{(1)} - 2, s_n^{(1)} + 2]$ 和 $s_n^{(3)} \in [s_n^{(2)} - 1, s_n^{(2)} + 1]$ 。于是，在第二个优化步骤中($k=2$)，第 n 单元共有5个可选的极化状态：在第一优化步骤中获得的极化状态及与其邻近的4个极化状态。在第三优化步骤中($k=3$)，第 n 单元的可选极化状态包括在第二个优化步骤中获得的极化状态及与其邻近的两个极化状态。图9(c)、(d)分别展示了阵列在第二和第三个优化步骤（两个精炼优化步骤）中获得的极化状态配置下工作时的综合和仿真的方向图。可见，在第三个优化步骤中，综合的阵列方向图与仿真的非常接近。且阵列的仿真方向图的SLL和XPL分别降低到了 -17.61 dB

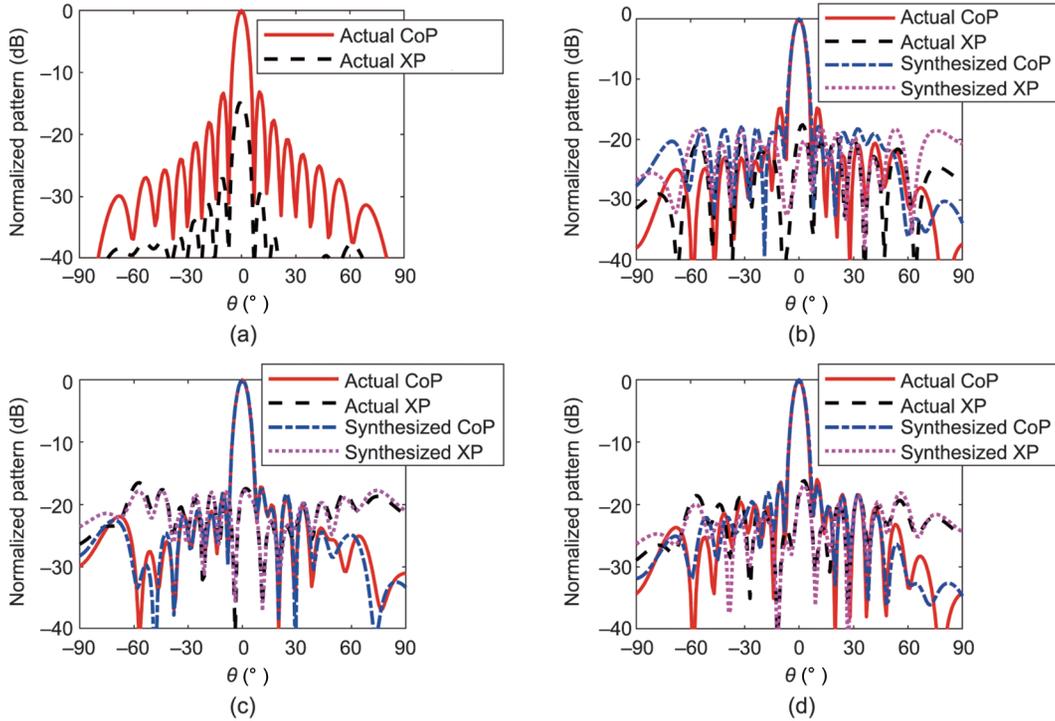


图9. 当期望极化为 $(90^\circ, 30^\circ)$ 时, MLPR 天线阵列在初始步骤和三个优化步骤的综合的方向图和由全波仿真得到的实际的方向图。(a) 初始极化状态配置下的实际方向图; (b) 第一优化步骤获得的方向图; (c) 第二优化步骤获得的方向图; (d) 第三优化步骤获得的方向图。

和 -17.26 dB。在第三个优化步骤中获得的优化的阵列极化状态配置与第二个优化步骤中的相比变化很小。在表1中展示了初始步骤和三个优化步骤中获得的阵列极化状态配置, 并将每个步骤中获得的方向图的相应的SLL和XPL列在了表2中以便对比。可以看出, 当 $k=1$ 时, 综合的方向图的SLL与仿真的方向图的SLL的差异为 2.92 dB。当 $k=3$ 时, 该差异减小到了 0.09 dB。仿真的方向图的SLL从 -14.96 dB降低到了 -17.61 dB。一般来说, 随着更多的精炼优化步骤的进行, 仿真的阵列方向图的SLL和XPL会逐渐降低, 并与综合的方向图的SLL和XPL越来越接近。在此例子中, 对16单元MLPR天线阵列的极化状态总共进行了三次基于BGA的优化, 并对该阵列天线进行了4次HFSS全波仿真。每次BGA优化平均需要 3.88 min, 每次全波仿真平均需要 83.64 min (在戴尔工作站上, 配备 2.30 GHz的IntelXeonE5-2697 CPU和 512 GB的RAM)。因此, 上述整个过程的耗时约为 346.20 min, 其中全波仿真耗时约 334.56 min。虽然通过全波仿真获得单元的VAEP相对耗时, 但该方法可以有效地在考虑互耦的情况下使MLPR天线阵列生成期望LP上的方向图。

类似地, 当期望的极化状态分别为 $(90^\circ, 0^\circ)$ 、 $(90^\circ, 45^\circ)$ 、 $(90^\circ, 60^\circ)$ 和 $(90^\circ, 90^\circ)$ 时, 使用提出的精炼优化策略获得了合适的极化状态配置。其中, 期望极化 $(90^\circ, 60^\circ)$ 是单元天线本身无法单独实现的。与上述期望极化为 $(90^\circ,$

$30^\circ)$ 的示例一样, 可以采用本文提出的方法在约束SLL和XPL的情况下使阵列产生期望极化上的辐射。当期望极化为 $(90^\circ, 0^\circ)$ 、 $(90^\circ, 45^\circ)$ 和 $(90^\circ, 90^\circ)$ 时, 阵列可以将所有的单元的工作状态切换到相应的极化状态上以产生期望极化方向上的辐射。然而, 这会导致阵列方向图具有约 -13.5 dB的SLL。由于阵列单元之间存在互耦, 真实情况的SLL甚至可能会更差。通过优化单元极化状态, 可以降低该阵列的SLL。将在这4个期望极化下, 通过提出的极化状态优化策略获得的综合的阵列方向图和仿真的阵列方向图展示在了图10(a)~(d)中, 优化获得的阵列极化状态配置展示在了表3中, 对应的SLL和XPL展示在了表4中。可见, 在4个不同的期望LP下获得的仿真的阵列方向图的SLL和XPL均优于 -16.5 dB。总的来说, 虽然在本文中总共只考虑了5个LP的情况, 但是可以得出结论, 采用提出的单元极化状态优化策略, 该MLPR天线阵列可以实现任意期望LP方向上的方向图, 同时降低SLL和约束XPL。此外, 由于提出的极化可编程阵列天线不涉及激励幅度和相位的优化, 因此波束形成网络被大大简化。

4. 实验结果

本研究对上述阵列天线进行了加工和测试, 以进一步验证极化可编程阵列天线的概念和提出的优化策略。加工

表1 当期望极化为(90°, 30°)时,提出的方法在初始步骤和三个优化步骤中获得的极化状态配置

k	16-element polarization state (°)															
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16
0	22.5	22.5	22.5	22.5	22.5	22.5	22.5	22.5	22.5	22.5	22.5	22.5	22.5	22.5	22.5	22.5
1	22.5	-45.0	67.5	22.5	45.0	22.5	22.5	22.5	22.5	22.5	45.0	22.5	45.0	0	67.5	22.5
2	45.0	-22.5	22.5	22.5	45.0	22.5	22.5	22.5	22.5	22.5	45.0	22.5	67.5	-45.0	90.0	22.5
3	45.0	-22.5	22.5	22.5	45.0	22.5	22.5	22.5	45.0	22.5	45.0	22.5	90.0	-45.0	90.0	0

表2 当期望极化为(90°, 30°)时,MLPR天线阵列在初始步骤和三个优化步骤中综合和实际的阵列方向图的最大SLL和XPL

k	Synthesized results (dB)		Simulated results (dB)	
	SLL	XPL	SLL	XPL
0	-	-	-13.39	-14.73
1	-17.88	-17.92	-14.96	-16.80
2	-17.42	-17.40	-16.57	-16.66
3	-17.70	-17.31	-17.61	-17.26

得到的阵列天线原型的顶视图和底部视图展示在了图11(a)、(b)中。为了实现大规模的PIN二极管的通断控制和阵列极化的可编程,本文设计并加工了如图11(c)、(d)所示的基于FPGA的直流控制电路。单元天线的极化状态被4位二进制代码编码为{0000, 0001, ..., 1111},对应于{0°, 22.5°, ..., 337.5°}极化状态。因此16单元天线阵列的极化状态配置就被编码为64位二进制代码。当期望

LP为(90°, 0°)、(90°, 30°)、(90°, 45°)、(90°, 60°)和(90°, 90°)时,将优化获得的阵列极化状态配置存储在表5中。当在不同期望极化下测试该MLPR天线阵列时,通过相应的二进制代码控制FPGA给直流电路供电,因此阵列的极化状态就可以实现切换。当阵列分别工作在上述5个极化状态配置下时,阵列在5GHz的仿真和测试的增益方向图如图12所示。需要注意的是,与图9和图10中的仿真方向图不同(阵列在HFSS仿真模型中是由16个同轴端口馈电的),图12中所展示的仿真方向图是全波仿真,由等分功率分配器馈电的阵列模型获得。因此,图12中的仿真方向图与图9、图10中的仿真方向图之间存在很小的差异。从图12的结果可以发现,对于这5个期望的LP,当阵列在优化后的极化状态配置下工作时,可以生成具有相对低的SLL的辐射方向图。将该MLPR天线阵列仿真和测试的SLL、XPL以及5GHz处的增益展示在表6中。可见,对于

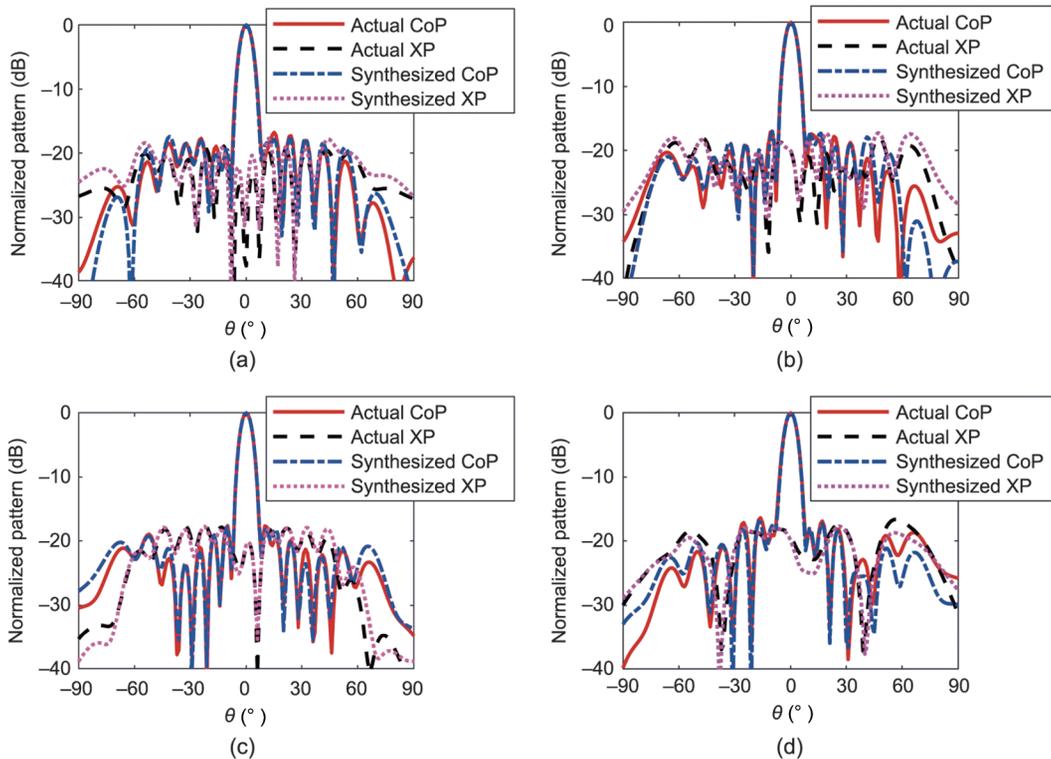


图10. MLPR天线阵列综合的CoP和XP方向图以及对应的由全波仿真获得的实际的方向图。(a)~(d)为在不同期望极化下获得的方向图:(a) (90°, 0°); (b) (90°, 45°); (c) (90°, 60°); (d) (90°, 90°)。

表3 当期望极化为(90°, 0°)、(90°, 45°)、(90°, 60°)和(90°, 90°)时,由提出的优化策略获得的MLPR天线阵列的极化状态配置

P_d	16-element polarization state (°)															
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16
(90°, 0°)	0	-45.0	0	0	22.5	0	0	0	0	0	0	-22.5	45.0	-90.0	90.0	0
(90°, 45°)	45.0	67.5	45.0	67.5	45.0	45.0	45.0	45.0	45.0	45.0	45	22.5	67.5	-22.5	135.0	45.0
(90°, 60°)	67.5	45.0	67.5	67.5	67.5	67.5	67.5	67.5	67.5	67.5	45	67.5	0	45.0	157.5	67.5
(90°, 90°)	135.0	0	90.0	-22.5	112.5	90.0	67.5	90.0	90.0	90.0	90	90.0	90.0	90.0	90.0	0

表4 当期望的极化为(90°, 0°)、(90°, 45°)、(90°, 60°)和(90°, 90°)时,由提出的精炼优化策略得到的MLPR天线阵列方向图的SLL和XPL

P_d	Synthesized results (dB)		Simulated results (dB)	
	SLL	XPL	SLL	XPL
(90°, 0°)	-17.53	-17.39	-17.30	-17.66
(90°, 45°)	-17.07	-17.90	-17.00	-17.81
(90°, 60°)	-17.59	-17.57	-17.53	-17.46
(90°, 90°)	-17.04	-17.52	-16.53	-16.76

这5个不同的期望LP,测试的SLL和XPL均优于-16.0 dB,测试的增益高于16.7 dBi;不过,由于非理想的测试环境和加工误差(比如焊接影响),测试的增益比仿真的低了0.5~1.0 dB。尽管存在不完美,但测试的CoP和XP方向图与仿真的结果基本是吻合的。

图13展示了阵列工作在上述5种优化的极化状态配置下的仿真和测试的反射系数、增益曲线以及辐射效率。非均匀的单元极化状态分布可能会影响阵列的增益和带宽,因此在图13中还展示当全部单元极化状态分别为0°状态、45°状态和90°状态时的阵列的性能用作对比。这几个均匀的极化状态配置在图中分别记作均匀(90°, 0°)状态、均匀(90°, 45°)状态和均匀(90°, 90°)状态。从图13(a)中可见,MLPR天线阵列的反射系数在不同的极化状态配置下略有不同。阵列在不同状态下重叠的带宽约为8.6%,覆盖了4.77~5.20 GHz。需要注意的是,由于阵列的馈电网络是一个具有较宽带宽的并行网络,因此该阵列的带宽

主要受使用的单元天线的限制。从图13(b)可知,与仿真的增益相比,阵列测试的增益降低了0.5~1 dB。在工作频段内,阵列在均匀(90°, 0°)状态、均匀(90°, 45°)状态和均匀(90°, 90°)状态下的实测增益范围为15.22~17.92 dBi,阵列在5个优化的极化状态配置下的实测增益范围为14.84~17.53 dBi。与均匀极化状态下的阵列增益相比,优化的极化状态配置下的阵列增益降低了0.4~0.7 dB。这是因为具有不同极化状态的单元天线辐射场之间会发生抵消,可能会对阵列的主极化增益产生负面影响。而MLPR天线阵列在均匀极化状态配置下将产生-13.5 dB的SLL。本文提出的方法为MLPR天线阵列提供了一种可选的极化状态配置,可用于降低其SLL。因此在实际应用中,如果可以接受少量的增益损失,那么可以采用优化的极化状态配置来降低阵列的SLL。如果-13.5 dB的SLL是可以接受的,则可以选择使用均匀的极化状态配置,以获取更高的增益。在工作频段内,阵列在优化的极化状态配置下的实测辐射效率为51.2%~62.64%,如图13(c)所示,这一指标略低于阵列处于均匀极化状态配置的情况。

值得注意的是,虽然本研究只提供了以上5种不同期望极化的例子,但所提出的极化状态精炼优化策略可以使MLPR天线阵列产生任何期望LP上的方向图。这与已报道的大多数极化可重构天线阵列是不同的。如表7所示,已报道的极化可重构天线阵列主要包括右旋圆极化

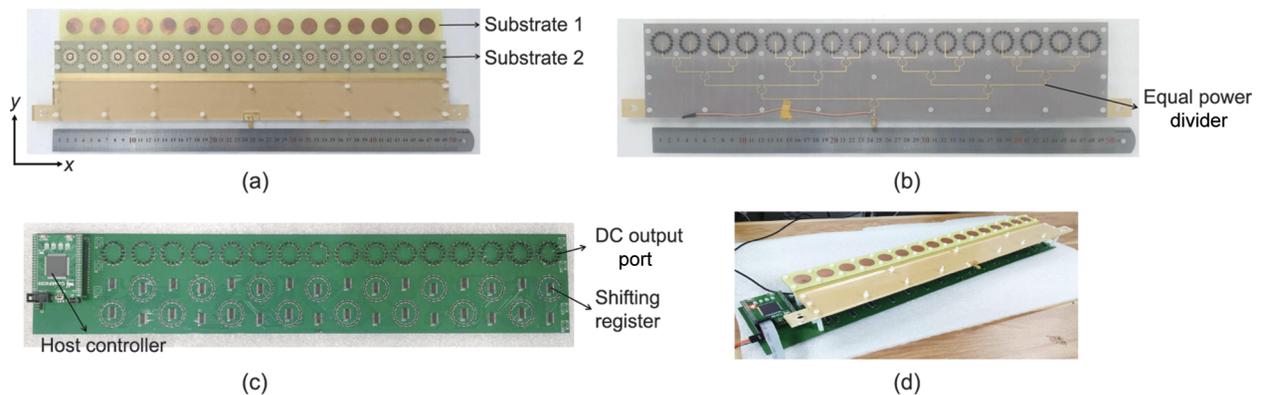


图11. 16单元MLPR天线阵列原型及其控制电路的照片。(a)阵列的俯视图(未完全组装);(b)阵列的底面视图;(c)阵列的FPGA控制板;(d)组装的极化可编程阵列。

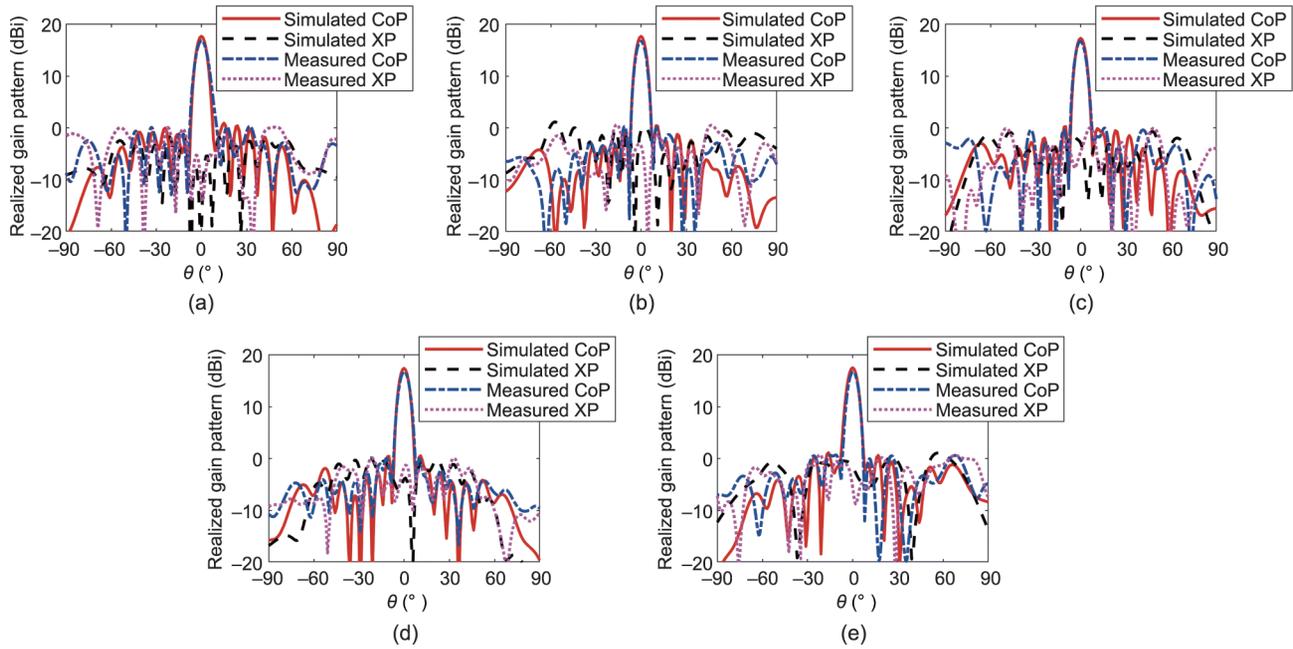


图 12. 不同期望极化下的 MLPR 天线阵列的测试和仿真的方向图。(a) $(90^\circ, 0^\circ)$; (b) $(90^\circ, 30^\circ)$; (c) $(90^\circ, 45^\circ)$; (d) $(90^\circ, 60^\circ)$; (e) $(90^\circ, 90^\circ)$ 。

表 5 当期望极化为 $(90^\circ, 0^\circ)$ 、 $(90^\circ, 30^\circ)$ 、 $(90^\circ, 45^\circ)$ 、 $(90^\circ, 60^\circ)$ 和 $(90^\circ, 90^\circ)$ 时, 得到的极化状态配置的二进制码

P_d	Polarization state configuration codes															
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16
$(90^\circ, 0^\circ)$	0000	1101	0000	0000	0001	0000	0000	0000	0000	0000	0000	1110	0010	1010	0101	0000
$(90^\circ, 30^\circ)$	0010	1110	0001	0001	0010	0001	0001	0001	0010	0001	0010	0001	0101	1101	0101	0001
$(90^\circ, 45^\circ)$	0010	0011	0010	0011	0010	0010	0010	0010	0010	0010	0010	0001	0011	1110	0111	0010
$(90^\circ, 60^\circ)$	0011	0010	0011	0011	0011	0011	0011	0011	0011	0011	0010	0011	0000	0010	0111	0011
$(90^\circ, 90^\circ)$	0111	0000	0101	1110	0110	0101	0011	0101	0101	0101	0101	0101	0101	0101	0101	0000

表 6 当期望极化为 $(90^\circ, 0^\circ)$ 、 $(90^\circ, 30^\circ)$ 、 $(90^\circ, 45^\circ)$ 、 $(90^\circ, 60^\circ)$ 和 $(90^\circ, 90^\circ)$ 时, MLPR 天线阵列在 5 GHz 的仿真和测试的 SLL、XPL 和增益

P_d	Simulated results			Measured results		
	SLL (dB)	XPL (dB)	Realized gain (dBi)	SLL (dB)	XPL (dB)	Realized gain (dBi)
$(90^\circ, 0^\circ)$	-16.80	-18.56	17.683	-16.58	-16.72	16.854
$(90^\circ, 30^\circ)$	-17.36	-16.59	17.671	-16.55	-16.15	16.737
$(90^\circ, 45^\circ)$	-17.07	-18.02	17.299	-16.78	-16.70	16.709
$(90^\circ, 60^\circ)$	-16.91	-17.34	17.425	-16.81	-16.72	16.782
$(90^\circ, 90^\circ)$	-16.43	-16.46	17.522	-16.09	-16.03	16.743

(RHCP) 和左旋圆极化 (LHCP) [32]、LP/CP [33–34] 和双 LP [35–36] 可重构天线阵列, 这些阵列只能实现少量的极化状态。据了解, 本文首次报道了仅需等分功率分配器馈电的任意 LP 可重构阵列天线技术。此外, 与参考文献 [32–35] 中报道的阵列相比, 本文提出的 MLPR 天线阵列可在没有激励幅度加权的情况下降低 3~4 dB 的 SLL。而且提出的 16 单元天线阵列的增益均高于表 7 中的文献报道的 16 单元阵列。本研究采用了 FPGA 存储不同期望 LP 下优化获得的极化状态配置, 因此, 该 MLPR 天线阵列可根据实际应用中对阵列极化的要求, 电控地切换到合适的极

化状态配置上。

5. 讨论

如第 2.1 节所述, 本研究提出的 MLPR 天线阵列有 M^N 个极化状态配置, 其中 M 是单元的极化状态数目, N 是阵列单元数目。因此, 单元的极化数目越多或单元数量越大, 阵列可能实现的极化状态配置就越多。这样, 阵列就更有可能通过优化单元极化状态的方式在期望极化方向上获得更好的方向图性能。为了研究使用不同的 N 和 M 对实

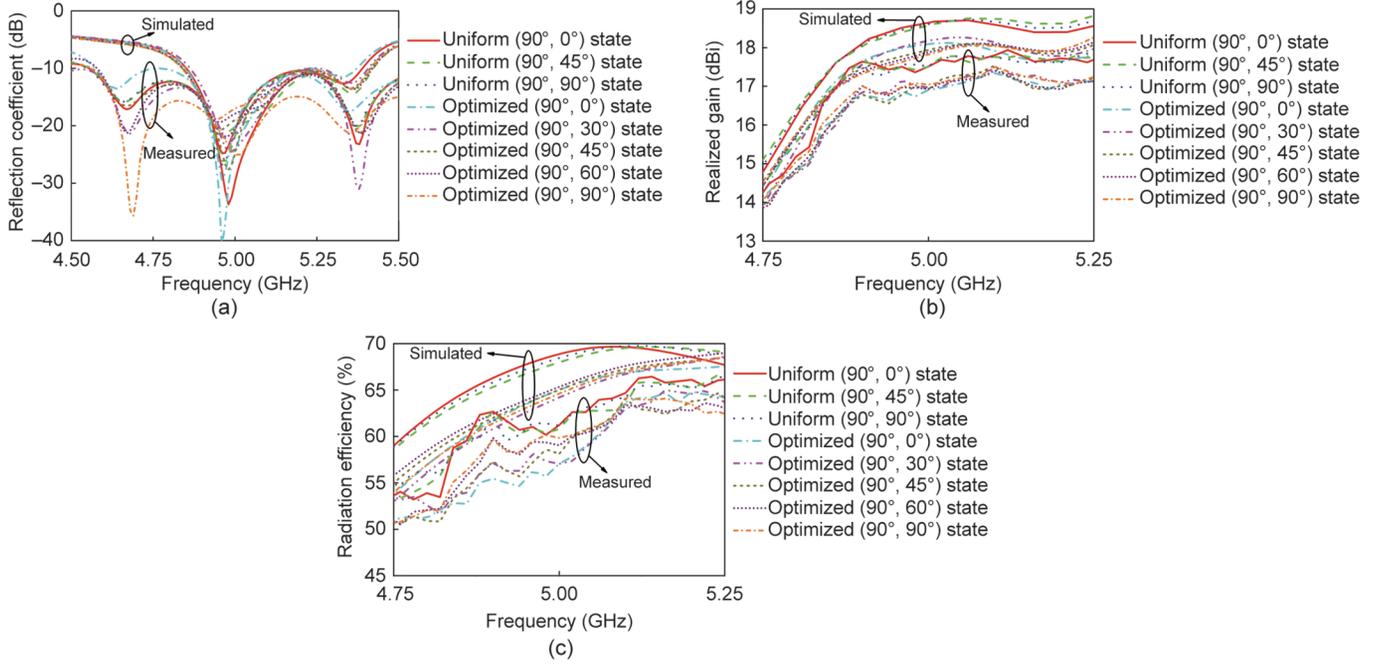


图 13. MLPR 天线阵列在 5 种优化极化状态配置和均匀(90°, 0°)状态、均匀(90°, 45°)状态和均匀(90°, 90°)状态下的测试和仿真的性能。(a) 反射系数；(b) 实际增益；(c) 辐射效率。

表 7 本文提出的阵列与已报道的极化可重构天线阵列之间的性能比较

Ref.	Element antenna type	Number of elements	Feed network	Polarization states	Peak gain (dBi)	Maximum SLL (dB)	Maximum XPL (dB)	Overlapped frequency band (GHz)
[32]	Polarization reconfigurable CP antenna	4 × 4	Single port	RHCP/LHCP	15.50	-11.20	-13.00	2.53–2.57
[33]	Ring slot substrate integrated waveguide cavity patch antenna	2 × 2	Power divider with 90° phase shifters	0° LP, 90° LP, LHCP, RHCP	10.30	-11.00	-20.00	5.30–6.10
[34]	Microstrip antenna	4 × 4	Butler matrix	0° LP, 90° LP, LHCP, RHCP	14.50	-12.00	-16.30	5.00–5.80
[35]	Reconfigurable aperture-fed patch antenna	1 × 4	Equal power divider	+45° LP, -45° LP	13.50	-12.50	-10.00	2.25–2.47
[36]	Dual-polarized slot-ring antenna	2 × 2	10 Ports with transmitter and receiver modules	Dual LP	2.40/3.10	-	-12.00	1.80–3.70/4.50–8.20
This work	MLPR antenna	1 × 16	Equal power divider	Arbitrary LP	17.34–17.53	-16.81	-16.03	4.77–5.20

现的 SLL 和 XPL 的范围的影响，本文考虑几种不同的 N 和 M 组合的情况。为简化讨论，这里不考虑互耦的影响。这样一来，如 2.2 节所述，阵元极化状态的切换就相当于将阵元绕其中心旋转一定角度。此外，本研究选择采用旋转理想偶极天线的方向图来模拟不同极化状态下的单元方向图。因此，对于在 $\mathcal{S}_{1 \times N}$ 极化状态配置下工作的阵列，可以很容易地推导出其第 n 单元的矢量方向图（模拟为旋转的理想偶极子）[46]，并由如下公式给出：

$$\begin{cases} \mathbf{E}_{n,\theta}(\theta, \phi) = \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \sin\theta \cos(\phi - \varphi_n)\right) \cos\theta \cos(\phi - \varphi_n)}{1 - \sin^2\theta \cos^2(\phi - \varphi_n)} \mathbf{e}_\theta \\ \mathbf{E}_{n,\phi}(\theta, \phi) = \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \sin\theta \cos(\phi - \varphi_n)\right) \sin(\phi - \varphi_n)}{1 - \sin^2\theta \cos^2(\phi - \varphi_n)} \mathbf{e}_\phi \end{cases} \quad (15)$$

式中， φ_n 表示第 n 单元的极化方位角。通过将方程 (15) 代入方程 (4)，该阵列的矢量方向图可以写成如下形式：

$$\begin{cases}
 F_{\theta}(\theta, \phi; \mathbf{S}_{1 \times N}) = \\
 \sum_{n=1}^N \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \sin \theta \cos(\phi - \varphi_n)\right) \cos \theta \cos(\phi - \varphi_n)}{1 - \sin^2 \theta \cos^2(\phi - \varphi_n)} e^{j\beta x_n \cos \phi \sin \theta} e_{\theta} \\
 F_{\phi}(\theta, \phi; \mathbf{S}_{1 \times N}) = \\
 \sum_{n=1}^N \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \sin \theta \cos(\phi - \varphi_n)\right) \sin(\phi - \varphi_n)}{1 - \sin^2 \theta \cos^2(\phi - \varphi_n)} e^{j\beta x_n \cos \phi \sin \theta} e_{\phi}
 \end{cases}
 \quad (16)$$

然后，使用方程 (8) 中的适应度函数和 BGA 来优化阵列的阵元极化状态配置。对于以下所有例子，设置期望的极化为 $(90^\circ, 30^\circ)$ ，优化目标为 SLL = -20 dB 和 XPL = -20 dB。为了避免随机优化算法的偶然性，本研究对每种 N 和 M 的组合执行 200 次 BGA 优化。在图 14 中给出了当 $M = 4, 6, 8$ 和 10 时，阵列在 200 次优化中实现的 SLL、XPL 和增益，其中单元数目固定为 $N = 16$ 。如图 14 (a) 所示，随着 M 从 4 变为 8，获得的 SLL 逐渐降低。但是，当

M 从 8 增加到 10 时，阵列的 SLL 并没有得到太大改善。如图 14 (b) 所示，阵列在 $M = 6$ 时获得的 XPL 比在 $M = 4$ 时低了约 0.8 dB。当单元极化状态的数量 M 从 6 增加到 8 或 10 时，阵列的 XPL 并没有太大改善。从图 14 (c) 可以看出，当 M 从 4 增加到 8 时，获得的增益提高了大约 0.5 dB。在这些例子中，阵列在 200 次优化中获得的最佳 SLL、XPL 和增益分别为： $M = 4$ 时为 -17.04 dB、-17.47 dB 和 14.37 dBi； $M = 6$ 时为 -17.81 dB、-18.46 dB 和 14.72 dBi； $M = 8$ 时为 -18.50 dB、-18.72 dB 和 14.80 dBi； $M = 10$ 时为 -18.43 dB、-18.62 dB 和 14.82 dBi。图 15 给出了在 $N = 8, 16$ 和 24 时，阵列在 200 次优化中实现的 SLL、XPL 和增益，其中单元极化状态数目固定为 $M = 8$ 。可以看出，当 N 从 8 增加到 24 时，阵列可以实现越来越好的 SLL 和 XPL。同时，阵列的增益也随着单元数目的增加而提高。阵列在 200 次优化中获得的最佳 SLL、XPL 和增益分别为： $N = 8$ 时为 -16.71 dB、-16.34 dB 和 11.80 dBi； $N = 16$ 时为 -18.34 dB、-18.59 dB 和 14.80 dBi； $N = 24$ 时为 -19.53 dB、-19.49 dB

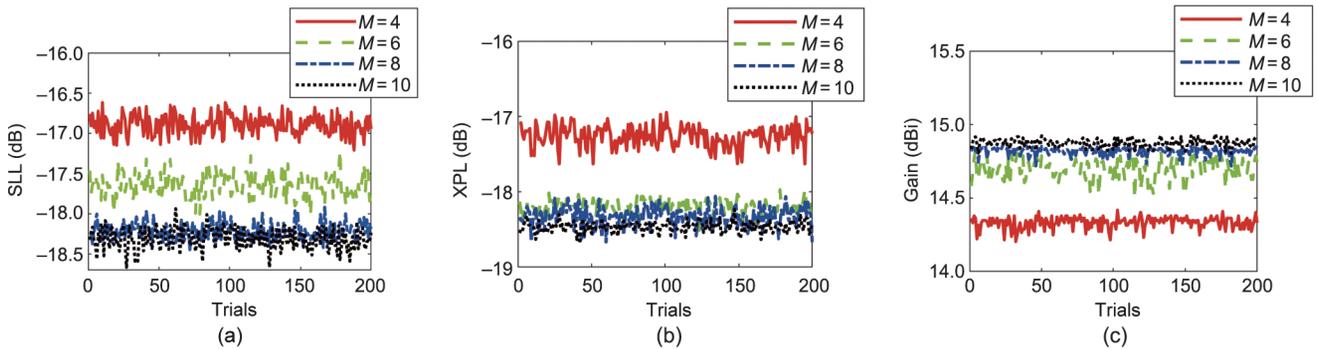


图 14. 当 $M = 4, 6, 8$ 和 10 时，获得的 SLL (a)、XPL (b) 和增益 (c)，其中单元数量固定为 $N = 16$ 。对于每个不同的 M ，都执行了 200 次 BGA 优化。

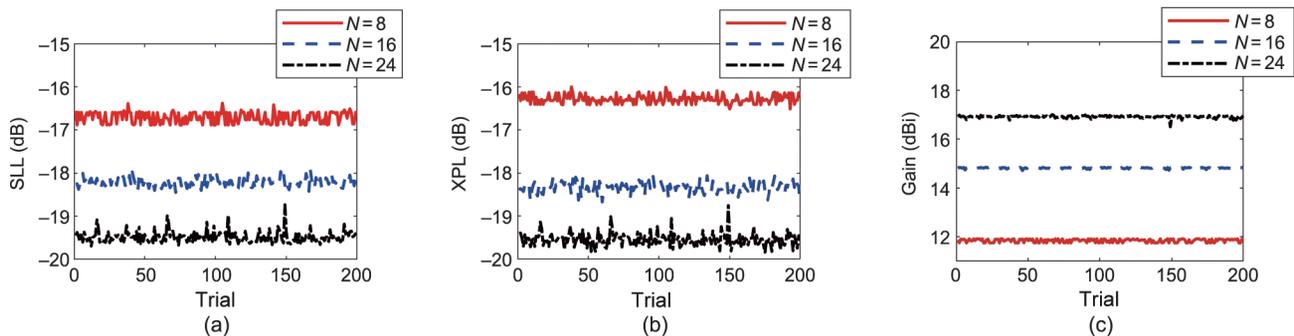


图 15. 当 $N = 8, 16$ 和 24 时，获得的 SLL (a)、XPL (b) 和增益 (c)，单元极化状态数目固定为 $M = 8$ 。对于每个不同的 N ，都执行了 200 次 BGA 优化。

表 8 在各种 (N, M) 组合下的 200 次 BGA 优化中获得的最佳 SLL、XPL 和增益

N	SLL (dB), XPL (dB), gain (dBi)			
	$M = 4$	$M = 6$	$M = 8$	$M = 10$
8	(-15.03, -16.45, 11.33)	(-16.45, -16.68, 11.81)	(-16.71, -16.34, 11.80)	(-16.54, -17.17, 11.79)
16	(-17.04, -17.47, 14.37)	(-17.81, -18.46, 14.72)	(-18.34, -18.59, 14.80)	(-18.43, -18.62, 14.82)
24	(-18.67, -18.70, 16.37)	(-19.33, -19.64, 16.78)	(-19.53, -19.49, 16.73)	(-19.71, -19.72, 16.75)

和 16.73 dBi。把在不同 N 和 M 组合下阵列在 200 次优化中获得的最佳 SLL、XPL 和增益汇总在表 8 中，其中 N 和 M 的范围分别为 [8, 16, 24] 和 [4, 6, 8, 10]。以上结果可作为读者在选用本文提出的方法时的一个参考。

6. 总结

本文提出了一款新颖的极化可编程阵列天线。该阵列由 16 个天线单元组成，每个天线单元具有 8 种可选的离散的极化状态，且由 FPGA 控制切换。通过有效的策略来获取近似天线的矢量方向图并用 BGA 优化单元极化状态配置，该阵列可以产生任何期望的 LP 上约束 SLL 和 XPL 的方向图。

致谢

本研究得到了国家自然科学基金(NSFC)项目的资助(61871338 和 61721001)。同时感谢编辑和审稿人对本文撰写提出的宝贵建议。

Compliance with ethics guidelines

Dingzhao Chen, Yanhui Liu, Ming Li, Pan Guo, Zhuo Zeng, Jun Hu, and Y. Jay Guo declare that they have no conflict of interest and financial conflicts to disclose.

References

- [1] Aghdam SA. Reconfigurable antenna with a diversity filtering band feature utilizing active devices for communication systems. *IEEE Trans Antennas Propag* 2013;61(10):5223–8.
- [2] Trinh LH, Ferrero F, Lizzi L, Staraj R, Ribero JM. Reconfigurable antenna for future spectrum reallocations in 5G communications. *IEEE Antennas Wireless Propag Lett* 2016;15:1297–300.
- [3] Ikram M, Abbas EA, Nguyen-Trong N, Sayidmarie KH, Abbosh A. Integrated frequency-reconfigurable slot antenna and connected slot antenna array for 4G and 5G mobile handsets. *IEEE Trans Antennas Propag* 2019;67(12):7225–33.
- [4] Yang X, Liu Y, Lei H, Jia Y, Zhu P, Zhou Z. A radiation pattern reconfigurable Fabry–Pérot antenna based on liquid metal. *IEEE Trans Antennas Propag* 2020;68(11):7658–63.
- [5] Zhang L, Sun Y, He Y, Wong SW, Mao C, Ge L, et al. A quad-polarization reconfigurable antenna with suppressed cross polarization based on characteristic mode theory. *IEEE Trans Antennas Propag* 2021;69(2):636–47.
- [6] Gao S, Sambell A, Zhong SS. Polarization-agile antennas. *IEEE Antennas Propag Mag* 2006;48(3):28–37.
- [7] Qin PY, Weily AR, Guo YJ, Liang CH. Polarization reconfigurable U-slot patch antenna. *IEEE Trans Antennas Propag* 2010;58(10):3383–8.
- [8] Row JS, Hou MJ. Design of polarization diversity patch antenna based on a compact reconfigurable feeding network. *IEEE Trans Antennas Propag* 2014;62(10):5349–52.
- [9] Tran HH, Nguyen-Trong N, Le TT, Park HC. Wideband and multipolarization reconfigurable crossed bowtie dipole antenna. *IEEE Trans Antennas Propag* 2017;65(12):6968–75.
- [10] Hu J, Hao ZC, Hong W. Design of a wideband quad-polarization reconfigurable patch antenna array using a stacked structure. *IEEE Trans Antennas Propag* 2017;65(6):3014–23.
- [11] Wu F, Luk KM. A reconfigurable magneto–electric dipole antenna using bent cross-dipole feed for polarization diversity. *IEEE Antennas Wireless Propag Lett* 2017;16:412–5.
- [12] Yang W, Che W, Jin H, Feng W, Xue Q. A polarization-reconfigurable dipole antenna using polarization rotation AMC structure. *IEEE Trans Antennas Propag* 2015;63(12):5305–15.
- [13] Cui Y, Qi C, Li R. A low-profile broadband quad-polarization reconfigurable omnidirectional antenna. *IEEE Trans Antennas Propag* 2019;67(6):4178–83.
- [14] Tran HH, Park HC. Wideband reconfigurable antenna with simple biasing circuit and tri-polarization diversity. *IEEE Antennas Wireless Propag Lett* 2019;18(10):2001–5.
- [15] Liu P, Jiang W, Sun S, Xi Y, Gong S. Broadband and low-profile pentapolarization reconfigurable metamaterial antenna. *IEEE Access* 2020;8:21823–31.
- [16] Tran HH, Nguyen-Trong N, Le TT, Abbosh AM, Park HC. Low-profile wideband high-gain reconfigurable antenna with quad-polarization diversity. *IEEE Trans Antennas Propag* 2018;66(7):3741–6.
- [17] Wong H, Lin W, Huitema L, Arnaud E. Multi-polarization reconfigurable antenna for wireless biomedical system. *IEEE Trans Biomed Circuits Syst* 2017;11(3):652–60.
- [18] Nguyen-Trong N, Piotrowski A, Hall L, Fumeaux C. A frequency- and polarization-reconfigurable circular cavity antenna. *IEEE Antennas Wireless Propag Lett* 2017;16:999–1002.
- [19] Chang LH, Lai WC, Cheng JC, Hsue CW. A symmetrical reconfigurable multipolarization circular patch antenna. *IEEE Antennas Wireless Propag Lett* 2014;13:87–90.
- [20] Yang Y, Zhu X. A wideband reconfigurable antenna with 360° beam steering for 802.11ac WLAN applications. *IEEE Trans Antennas Propag* 2018;66(2):600–8.
- [21] Gu H, Wang J, Ge L, Sim CYD. A new quadri-polarization reconfigurable circular patch antenna. *IEEE Access* 2016;4:4646–51.
- [22] Chen SL, Wei F, Qin PY, Guo YJ, Chen X. A multi-linear polarization reconfigurable unidirectional patch antenna. *IEEE Trans Antennas Propag* 2017;65(8):4299–304.
- [23] Lin W, Wong H. Multipolarization-reconfigurable circular patch antenna with L-shaped probes. *IEEE Antennas Wireless Propag Lett* 2017;16:1549–52.
- [24] Sano M, Higaki M. A linearly polarized patch antenna with a continuously reconfigurable polarization plane. *IEEE Trans Antennas Propag* 2019;67(8):5678–83.
- [25] Xu C, Wang Y, Wu J, Wang Z. Parasitic circular patch antenna with continuously tunable linear polarization using liquid metal alloy. *Microwave Opt Technol Lett* 2019;61(3):727–33.
- [26] Tanaka M. Polarization-changeable phased array. In: *Proceedings of IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*; 1999 Jul 11–16; Orlando, FL, USA. IEEE; 1999. p. 2322–5.
- [27] Li J, Compton RT. Angle and polarization estimation using ESPRIT with a polarization sensitive array. *IEEE Trans Antennas Propag* 1991;39(9):1376–83.
- [28] Haskins PM, Dahele JS. Polarisation agile active microstrip patch arrays. *Electron Lett* 1996;32(6):509–11.
- [29] Li W, Gao S, Cai Y, Luo Q, Sobhy M, Wei G, et al. Polarization-reconfigurable circularly polarized planar antenna using switchable polarizer. *IEEE Trans Antennas Propag* 2017;65(9):4470–7.
- [30] Hu J, Hao ZC, Hong W. Design of a wideband quad-polarization reconfigurable patch antenna array using a stacked structure. *IEEE Trans Antennas Propag* 2017;65(6):3014–23.
- [31] Slomian I, Wincza K, Gruszczynski S. Series-fed microstrip antenna lattice with switched polarization utilizing butler matrix. *IEEE Trans Antennas Propag* 2014;62(1):145–52.
- [32] Lin W, Wong H. Polarization reconfigurable aperture-fed patch antenna and array. *IEEE Access* 2016;4:1510–7.
- [33] Shirazi M, Li T, Huang J, Gong X. A reconfigurable dual-polarization slot-ring antenna element with wide bandwidth for array applications. *IEEE Trans Antennas Propag* 2018;66(11):5943–54.
- [34] Haupt RL, Werner DH. *Genetic algorithms in electromagnetics*. Hoboken: John Wiley & Sons; 2007.
- [35] Jin N, Rahmat-Samii Y. *Advances in particle swarm optimization for antenna designs: real-number, binary, single-objective and multiobjective implementations*. *IEEE Trans Antennas Propag* 2007;55(3):556–67.

- utilizing successive fast Fourier transforms of the array factor. *IEEE Trans Antennas Propag* 2007;55(3):715–22.
- [36] Lebre H, Boyd S. Antenna array pattern synthesis via convex optimization. *IEEE Trans Signal Process* 1997;45(3):526–32.
- [37] Haupt RL, Aten DW. Low sidelobe arrays via dipole rotation. *IEEE Trans Antennas Propag* 2009;57(5):1575–9.
- [38] Li M, Liu Y, Chen SL, Qin PY, Guo YJ. Low sidelobe synthesis of dipole arrays by element orientation selection using binary coded genetic algorithm. In: *Proceedings of 2017 11th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*; 2017 Mar 19–24; Paris, France. IEEE; 2017. p. 2838–40.
- [39] Echeveste JI, Rubio J, Aza MAGD, Craeye C. Pattern synthesis of coupled antenna arrays via element rotation. *IEEE Antennas Wireless Propag Lett* 2017; 16:1707–10.
- [40] Li M, Liu Y, Guo YJ. Shaped power pattern synthesis of a linear dipole array by element rotation and phase optimization using dynamic differential evolution. *IEEE Antennas Wireless Propag Lett* 2018;17(4):697–701.
- [41] Liu F, Liu Y, Xu KD, Ban YL, Liu QH, Guo YJ. Synthesizing uniform amplitude sparse dipole arrays with shaped patterns by joint optimization of element positions, rotations and phases. *IEEE Trans Antennas Propag* 2019; 67(9):6017–28.
- [42] Ludwig A. The definition of cross polarization. *IEEE Trans Antennas Propag* 1973;21(1):116–9.
- [43] Pampara G, Engelbrecht AP, Franken N. Binary differential evolution. In: *Proceedings of 2006 IEEE International Conference on Evolutionary Computation*; 2006 Jul 16–21; Vancouver, BC, Canada. IEEE; 2006. p. 1873–9.
- [44] infineon.com [Internet]. Munich: Infineon Technologies AG; c1999–2022. Available from: <https://www.infineon.com/>.
- [45] china-fenghua [Internet]. Zhaoqing: Guangdong Fenghua Advanced Technology Holding Co., Ltd. c2017. Available from: <http://www.china-fenghua.com/>.
- [46] Stutzman WL, Thiele GA. *Antenna theory and design*. 2nd ed. Hoboken: John Wiley & Sons; 1998.