

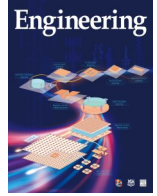


ELSEVIER

Contents lists available at ScienceDirect

Engineering

journal homepage: [www.elsevier.com/locate/eng](http://www.elsevier.com/locate/eng)



Research  
Advanced Antennas for Wireless Connectivity—Article

## 用于5G的毫米波宽角扫描天线

Raj Mittra<sup>a,b</sup>, Abdelkhalek Nasri<sup>a</sup>, Ravi Kumar Arya<sup>c,\*</sup>

<sup>a</sup> *Electrical and Computer Engineering, University of Central Florida, Orlando, FL 32816, USA*

<sup>b</sup> *Electrical and Computer Engineering Department, Faculty of Engineering, King Abdulaziz University, Jeddah 21589, Saudi Arabia*

<sup>c</sup> *Department of Electronics and Communication Engineering, National Institute of Technology Delhi, Delhi 110040, India*

### ARTICLE INFO

#### Article history:

Received 23 March 2021

Revised 3 September 2021

Accepted 11 October 2021

Available online 14 December 2021

#### 关键词

龙伯透镜

扫描阵列

毫米波天线

可切换移相器

可重构超表面

### 摘要

第五代(5G)网络通信系统主要工作在毫米波波段,预计可以提供数千兆的数据速率,这是目前使用无线服务(包括低于6 GHz的频段)所无法实现的。本文简要综述了几种现有的用于5G应用的毫米波相控阵设计。首先,介绍了低剖面天线阵列设计,包括固定波束和仅在一个平面上扫描波束的两种设计类型。随后,介绍了具有二维(2D)扫描能力的阵列系统,该系统对于大多数5G应用而言具有重要意义。接下来,在本文的主体部分,讨论了两种不同的扫描阵列设计策略,这两种策略都规避了用传统移相器来实现波束扫描。值得注意的是,因为在毫米波波段传统的移相器损耗高且价格昂贵,所以找到一个能替代传统移相器的器件是非常必要的;此外,诸如包括射频放大器在内的有源移相器等替代品也是既昂贵又耗电的。在此背景下,本文提出了两种不同的天线系统,这两种天线系统在毫米波范围内具有理想的2D扫描性能。第一种天线系统是龙伯透镜,该透镜由2D波导阵列或微带贴片天线阵列激励,以实现2D扫描能力。第二种天线系统是相控阵设计,该设计采用可切换的PIN二极管或变容二极管取代传统移相器,并将二极管插入波导中的辐射槽之间,从而为扫描提供所需的相移。最后,讨论了几种通过修改传统阵列配置来提高阵列增益的方法。本文还介绍了通过使用可重构的超表面类型的面板来实现一维(1D)和2D扫描的新技术。

© 2021 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

最近人们对在Ka波段(即毫米波)运行的第五代(5G)网络通信技术[1–3]颇有兴趣,该技术可以提供数千兆比特的更高数据速率,而这是目前使用无线服务所无法实现的[3]。由于毫米波(mm-wave)相控阵天线存在许多理想的特性,包括高增益[3–4]、更高的传输速率和更短的延迟,因此势必会在5G应用中发挥重要作用。最近,已经报道了一些针对5G应用的毫米波相控阵设计的研究

[5–6]。该相控阵配置通过减少干扰,实现基站与移动设备之间的高通信速率,为人口密集地区的用户提供服务。此外,有人认为波束切换对于解决未来毫米波5G应用[7–9]的挑战至关重要,因为波束切换提供了高功率效率和宽角扫描覆盖的大信道容量。参考文献[10–13]中提出了低剖面天线阵列设计,该设计在高频下具有良好的性能;然而,该设计只能使用机械手段在一个平面上扫描波束[10]。近年来,研究人员提出了利用基片集成波导[12]、巴特勒矩阵[13]、印刷脊隙波导(RGW)[14],以及由脊

\* Corresponding author.

E-mail address: [raviarya@gmail.com](mailto:raviarya@gmail.com) (R.K. Arya).

隙波导巴特勒矩阵[15]馈电的磁电偶极子天线阵列等结构实现的波束切换网络。参考文献[9]中提出了一种一维(1D)波束扫描技术,通过利用机械旋转,该技术在增益、副瓣电平(SLL)等方面的性能随方位角的不同而变化。最近的一项研究[16]有望成为固定波束和扫描阵列的一个良好的参考。本文讨论了两种不同的扫描阵列设计策略,这两种策略都避免使用传统的移相器来实现波束扫描。这在毫米波范围内是一个非常重要的理想特点,因为传统的移相器存在损耗且价格昂贵。该问题的一个快速解决方案是使用一个包含射频(RF)放大器的有源移相器。虽然这种解决方案改善了损失问题,但不幸的是,该方案加剧了成本高的问题。此外,该方法使天线系统高度耗电,这显然是不可取的。这些扫描天线需要实现高增益,并在天线扫描视角范围内保持这种增益,所以本文基于此解决了上述设计问题。本文首先介绍了开槽波导阵列的孔径天线,这些天线能够提供高增益、宽带宽、低剖面[17-21]和相对简单的配置[22],因而被广泛用于高频应用。参考文献[17,23]描述了可适用于目前应用的低剖面孔径天线。然而,这些天线在毫米波状态下的设计仍需改进[24]。本文提出的两种类型的设计似乎显示出了超过传统设计(包括传统相控阵列[25]、凸透镜或平透镜[26]、罗特曼透镜[27]、超表面反射阵列[28]和带有巴特勒矩阵的阵列[29])的潜力。

## 2. 具有宽角扫描能力的阵列

本节提出了两种宽角扫描阵列设计,两种设计都通过使用馈电结构来实现方位角为 $-\varphi \sim +\varphi$ (其中 $\varphi$ 是方位角)和仰角为 $+\theta \sim -\theta$ (其中 $\theta$ 是极角)的扫描范围,从而激励龙伯透镜;二者的扫描范围都很宽,为 $40^\circ$ (仰角) $\sim 50^\circ$ (方位角)。第一种设计采用类似鸽笼结构的平面波导阵列馈电,这在参考文献[30]中已有报道。第二种设计采用带有开关电路的贴片阵列进行馈电,通过以光栅扫描的方式切换贴片馈电透镜的窄波束,实现大范围的信号覆盖。龙伯透镜天线在接收模式下的基本工作原理如图1所示。该透镜具有一个径向变化的相对介电常数( $\epsilon_r$ )分布,如等式(1)所示;当透镜在接收模式下工作时,会将入射平面波聚焦在与入射侧相对的平面的点上。

$$\epsilon_r = 2 - \left(\frac{r}{R}\right)^2 \quad (1)$$

式中, $r$ 是到透镜中心的距离; $R$ 是透镜的半径。

参考文献[30]通过仿真展示了11层龙伯透镜,其中透镜由其底部 $6 \times 6$ 的波导阵列馈电。该透镜的指定直径

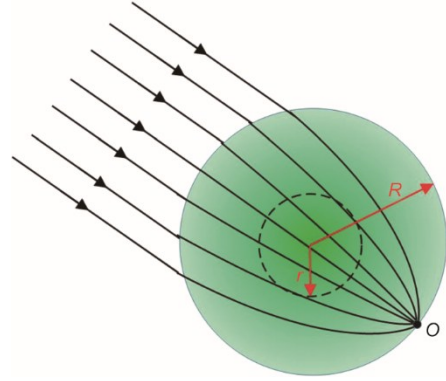


图1. 龙伯透镜的操作原理。 $r$ : 距透镜中心的距离; $R$ : 透镜的半径; $O$ : 焦点。

( $2 \times R$ ) 为63.5 mm,有10个内层(每层厚度为3 mm),最外层厚度为1.75 mm。不同层的介电常数可根据等式(1)计算。核心层的介电常数为2.0,最外层的介电常数为1.05。波束扫描是通过打开位于波导底部的“打开”和“关闭”馈源来完成的,一次打开一个,将波束指向所需的方向。参考文献[30]表明,这种龙伯透镜设计在方位角和仰角方向的扫描角度最高可达 $72^\circ$ ,而且方向图几乎不会劣变,扫描损失相对较小。类似的设计如图2所示,其中使用的是 $5 \times 5$ 波导阵列。通过激励单波导实现的典型方向图如图3所示。

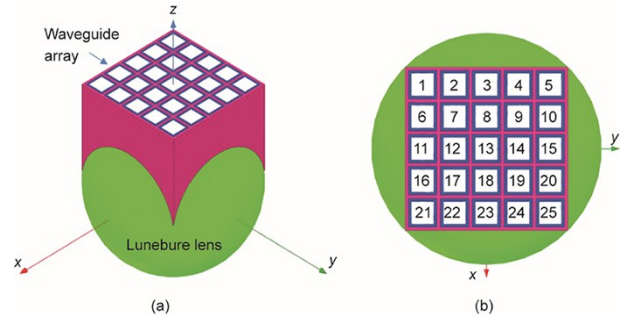


图2. 龙伯透镜设计。(a) 等距视图;(b) 俯视图。

为了便于制造,在不影响性能的情况下需尽可能减少龙伯透镜的层数。为了实现这种设计,需要优化介电常数的分布,而不是像原来的11层情况那样,将连续的分布进行离散化。优化后的分布[31-32]如表1中第一列所示。

表1列出的所需材料并非商用现货(COTS)。然而,采用人工合成的电介质来制造透镜,可以解决这个问题。下面描述了两种可用于此目的的不同技术[33-34]。第一种技术采用激光钻孔工艺(即机械钻孔),而第二种技术依赖于增材制造技术[即三维(3D)打印]。

**方法1: 透镜设计的电介质中的激光切割孔。**对于激光切割或机械钻孔,使用现成的电介质板和介质片上的钻孔

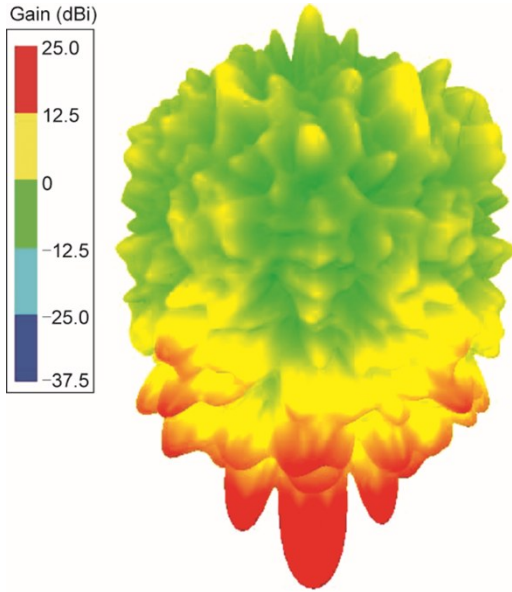


图3. 当一个波导（波导13）被激励时，龙伯透镜天线的方向图。dBi: 相对于各向同性天线的增益。

表1 不同透镜层的单元尺寸属性

Material dielectric value	$ S_{21} $ (dB)	$W$ (mm)	$2 \times l$ (mm)
1.1538	-0.01	1.58	0.42
1.3077	-0.04	1.39	0.61
1.4615	-0.09	1.24	0.76
1.6154	-0.16	1.11	0.89
1.7692	-0.24	0.99	1.01
1.9231	-0.33	0.88	1.12

dB: decibel;  $|S_{21}|$ : transmission coefficient;  $W$ : the width of air void;  $l$ : the width of dielectric column in unit cell.

[34]来合成表1中规定的球壳的介电常数值。激光或计算机数控钻孔技术作为两种已经成熟的技术，均可用于此目的。采用孔片法制造的龙伯透镜由许多层组成，层数由介质片材料的厚度和透镜的直径决定。因为当沿着球体从赤道上

升到极点时，孔型会随着层数的变化而变化，所以必须仔细确定孔型。由于对基于经典有效介质理论的堆叠孔盘的有效介电常数的估计不够准确，因此有必要对穿孔盘进行数值仿真，以确保穿孔盘能准确地仿真合成的人工介电环。

**方法2: 透镜的3D打印。**合成人工电介质的另一种方案是使用3D打印技术。有关人工电介质设计的理论基础可以在参考文献[35–36]中找到，此处不再赘述。

用于人工电介质设计的热塑性聚乳酸（PLA）的介电常数（ $\epsilon_r$ ）为2.72，PLA是一种非常常用的3D打印材料。该方法通过在COTS材料中插入空隙来修改介电常数，如表1所示。为了说明透镜的设计，选择一个周期为 $2 \text{ mm} \times 2 \text{ mm}$ 且由空隙和电介质组成的单元，如图4所示。所设计的单元及其所需的尺寸如表1所示。设计的单元有低于0.4 dB的插入损耗。

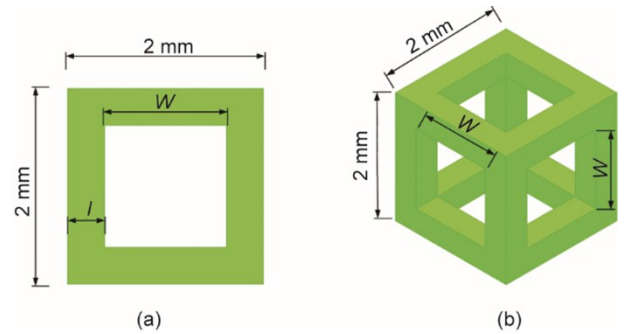


图4. 龙伯透镜的单元（不同的视图）。(a) 俯视图；(b) 透视图。

除了上面讨论的方法外，另一种设计龙伯透镜的方法是使用具有不同介电常数的介电材料，并按照龙伯透镜设计中所需的介电常数来制造，具体如表1第1列所示。6层透镜的直径为14.5 cm，天线的工作频率范围为24~28 GHz。仿真的 $|S_{11}|$ （ $|S_{11}|$ 为反射系数大小）和透镜的实际增益分别如图5（a）、（b）所示。值得注意的是，这种

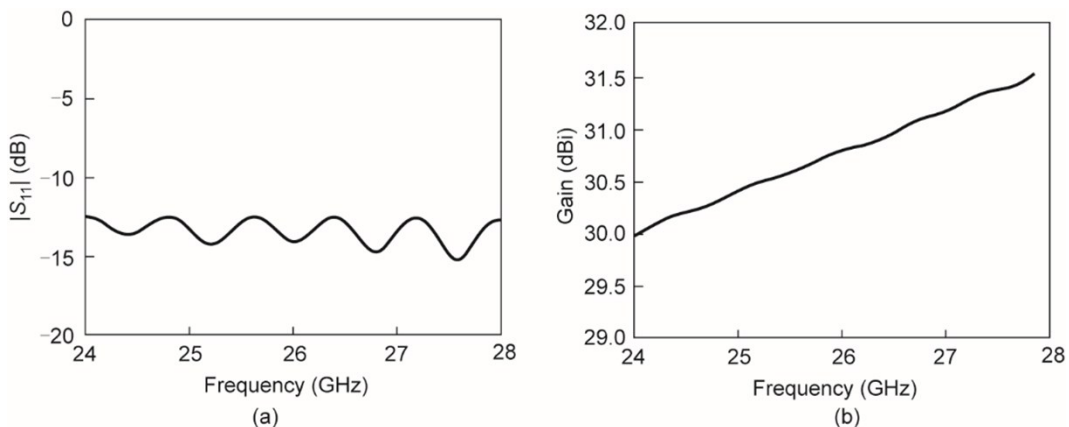


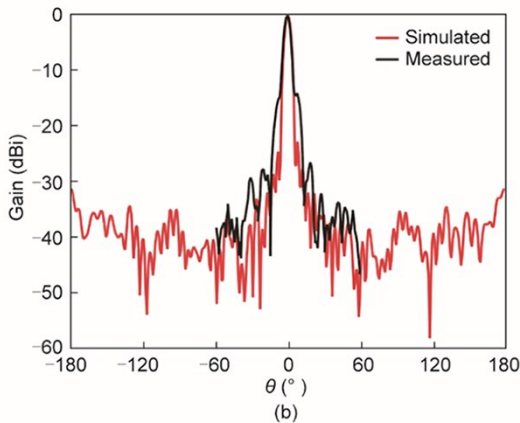
图5. 龙伯透镜的仿真响应。(a)  $|S_{11}|$ ; (b) 实际增益。

设计的制造成本可能会很高，因为所需的介电常数必须通过混合不同的介电材料来实现。制造后透镜的质量为 1.2 kg。

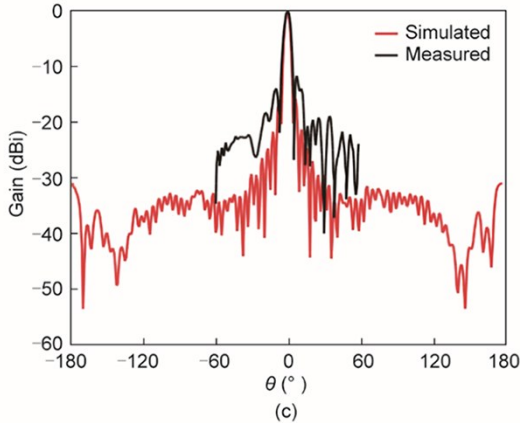
图 6 (a) 展示了具有开放式波导馈电的龙伯透镜的测量装置。图 6 (b)、(c) 分别展示了在  $\varphi = 0^\circ$  平面和  $\varphi = 90^\circ$  平面时，透镜在 26 GHz 下的归一化方向图。透镜在 26 GHz 下的仿真增益为 30.7 dBi (其中 dBi 表示相对于各向同性天线的增益)，而测量的增益为 29.2 dBi。研究还发现，透镜在边射面提供了 29.2 dBi 的稳定增益，即使在宽角扫描下，增益也保持在这个水平；也就是说，扫描损失达到了最小，这是龙伯透镜的一个重要优势。



(a)



(b)



(c)

图 6. 直径为 14.5 cm 的 6 层龙伯透镜天线的测量设置和方向图。(a) 测量设置；(b)  $\varphi = 0^\circ$  平面；(c)  $\varphi = 90^\circ$  平面。

为了降低成本和简化制造工艺，采用 PLA 填充法设计了直径为 14.5 cm 的透镜。透镜的最外层 (第 6 层) 没有采用 3D 打印技术，相反，使用了介电常数为 1.15 的泡沫材料。然而，内部的 5 层都是 3D 打印的。3D 打印透镜 (内部 5 层) 如图 7 所示。

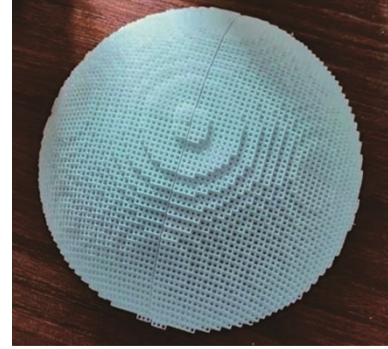


图 7. 3D 打印的龙伯透镜。

如图 10 所示，本文设计了一个  $5 \times 5$  共形贴片阵列 (图 8、图 9)，为龙伯透镜馈电，以验证其扫描性能。阵列相邻元素之间的边缘分离距离为 1 mm。将共形阵列 (图 9) 放置在龙伯透镜的表面上进行激励，如图 10 所示。在 24~28 GHz 的整个频段内，反射系数和隔离系数均优于 10 dB。波束扫描是通过切换透镜的馈电元件 (即贴片) 来完成的，一次一个，以便将波束指向所需的方向。 $\varphi = 90^\circ$  平面的二维 (2D) 仿真辐射图如图 11 所示。在  $\varphi = 0^\circ$  平面的 2D 仿真方向图中也观察到类似的行为，如图 12 所示。图 11 和图 12 展示了使用特定端口 (端口 0 至端口 8) 时的波束扫描性能。需要注意的是，最大扫描角度为  $\pm 12^\circ$  (因为阵列的尺寸相对较小)。通过增加馈电阵列的大小，可以实现更大的扫描范围。

虽然 3D 打印方法通用性强，但由于需要将制造公差控制在 1 mm 的分数范围内，因此保持透镜构件的精度仍具有挑战性，如图 6 所示。需重新考虑上述的方法 1，通过对  $\epsilon_r$  为 2.47 的纯蓝色材料片进行堆叠和钻孔，将其人工合成为透镜所需的介电材料，如表 1 所示。图 13 (a) 展示了没有最外层壳的球形透镜，该透镜使用了一种“真实的”材料，即一种介电常数接近 1.15 的泡沫型材料。图 13 (b)、(c) 展示了两个不同的圆盘及其孔型，其中第一个圆盘在赤道处，而第二个圆盘则更靠近极点。总共需要 90 个“孔洞型” (holey) 圆盘来形成球体，而球体没有最外层的壳。

孔径阵列在理想工作频率下的 2D 扫描波束并不是 5G 孔径阵列设计所面临的最后一个挑战，因为可能还需要多极化。大多数基于波导的天线阵列沿期望的频率范围存在

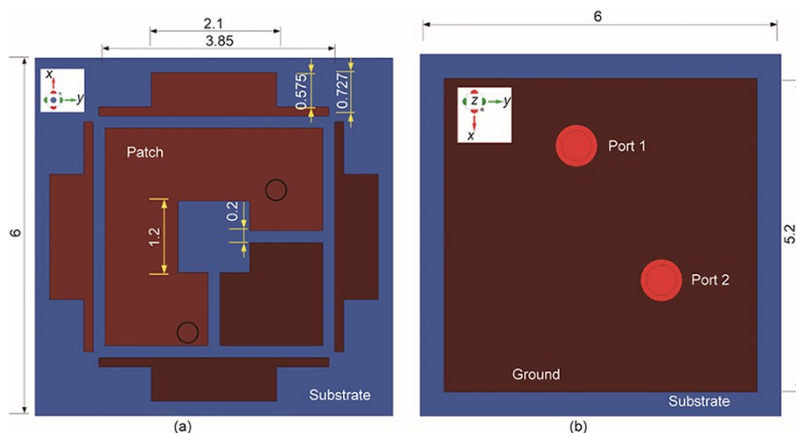


图8. 带有双极化馈电的单贴片天线元件（所有尺寸均以 mm 为单位）。(a) 俯视图；(b) 底视图。

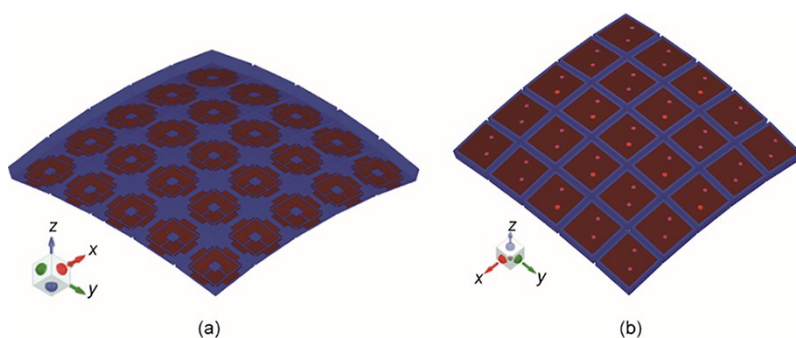


图9.  $5 \times 5$  共形数组。(a) 底视图；(b) 俯视图。

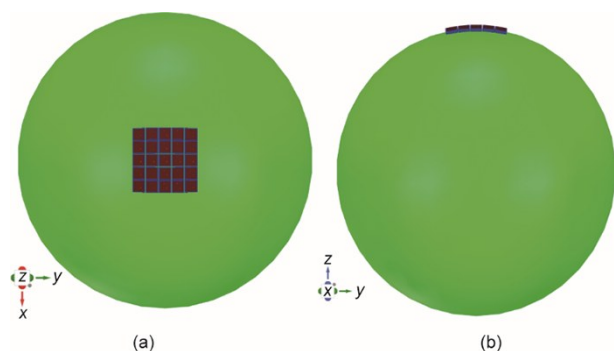


图10.  $5 \times 5$  共形阵列激励龙伯透镜。(a) 俯视图；(b) 主视图。

线性极化。天线阵列的圆极化对网络通信应用非常重要，下一节将介绍通过电磁波的线性和双线性极化实现圆极化的步骤。

### 3. 基片集成波导(SIW)中开槽阵列的波束扫描

#### 3.1. 使用电子开关移相器对基片集成波导阵列进行波束扫描

对于 5G 通信系统，近年来研究人员已经提出了大量

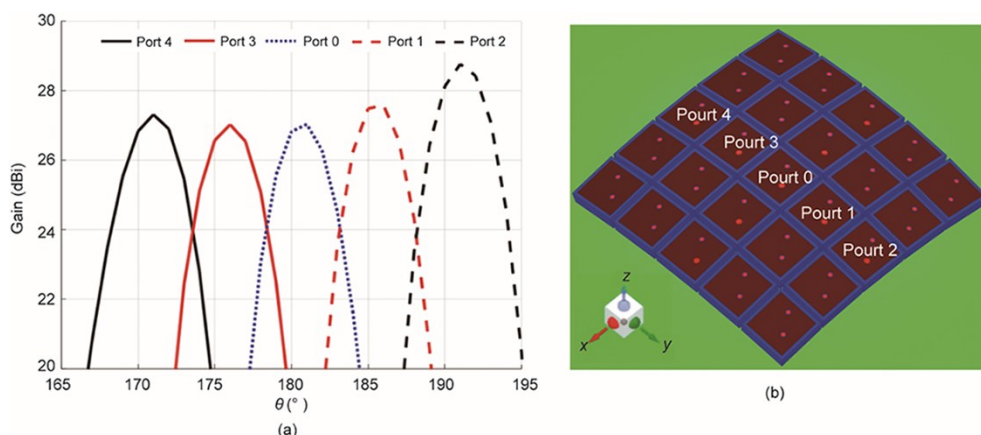


图11.  $\varphi = 90^\circ$  时的 2D 仿真方向图。(a) 对不同有源馈电元件的增益响应；(b) 不同有源馈电元件的位置。

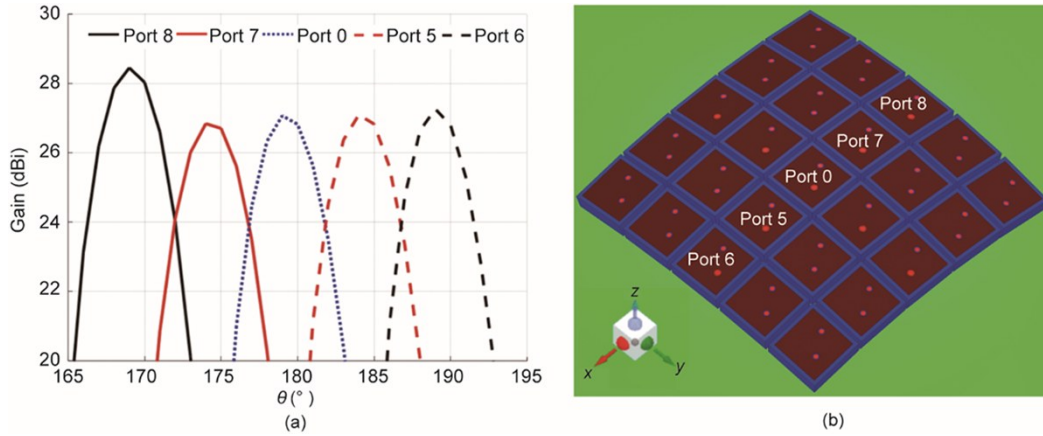


图12.  $\varphi = 0^\circ$ 时的2D仿真方向图。(a)对不同有源馈电元件的增益响应；(b)不同有源馈电元件的位置。

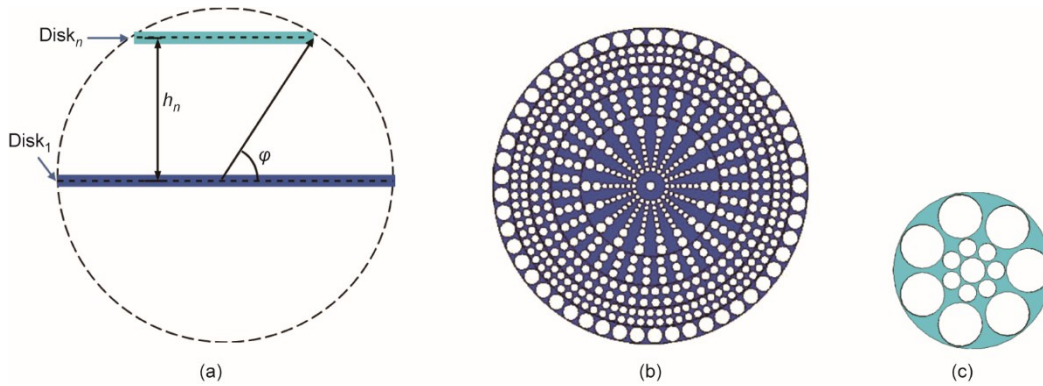


图13. 替代透镜设计。(a)不同圆盘的位置。 $h_n$ : 第 $n$ 个圆盘高度； $n$ : 圆盘数；Disk <sub>$n$</sub> : 第 $n$ 个圆盘。(b)透镜中心附近的圆盘平面。(c)透镜最末端的圆盘。

的波束赋形技术，以应对在试图取代传统移相器时遇到的挑战（当与有源电路结合以减轻损耗问题时，传统移相器既昂贵又耗电）。本文提出了一种新的技术，通过使用电子开关电路修改两个连续辐射元件之间的电路路径长度来实现所期望的相移。通过在辐射元件之间引入导轨的弯曲部分，并通过使用PIN二极管或变容二极管切换通道的“开”或“关”来修改这些部分的有效长度，从而在SIW中实现移相器的功能。本文提出了两种不同的方法来实现所期望的相移。第一种方法是通过改变弯曲部分中通道的位置和数量来改变通过该部分的波路（图14和图15）；第二种方法是通过激活或停用放置在弯曲部分中的PIN二极管来改变通过这部分的路径长度。图16展示了控制开关机构的PIN二极管（MA4AGFCP910, MACOM, USA）的等效电路。图14展示了辐射元件的尺寸。连续两个槽之间的分离距离[图14中的 $b$ ]为6 mm（接近半波长），而槽的长度和宽度[图14中的 $c$ 、 $e$ ]分别为2.88 mm和0.5 mm。槽的形状不同于传统的矩形或圆形，且在优化后能够在工作频率范围内使反射系数（ $S_{11}$ ）保持在-10 dB以下。

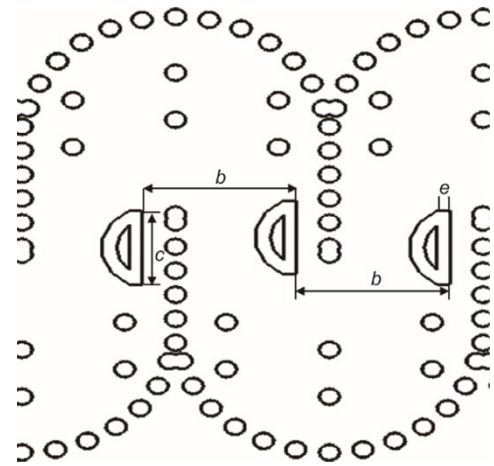


图14. 辐射元件的形状。 $b = 6$  mm； $c = 2.88$  mm； $e = 0.5$  mm。 $b$ : 两个连续槽之间的间隔距离； $c$ : 槽长度； $e$ : 槽宽度。

图17展示了不同移相器配置下激励输入端口的反射系数，该设计是为了确保无论在何种相移水平下，阵列的 $S_{11}$ 在期望的频率范围内始终小于-10 dB。图18展示了弯曲SIW（CSIW）移相器的扫描能力。从图中可以看出，7种不同的移相器的仿真增益在9.5~11.1 dB之间变化，在

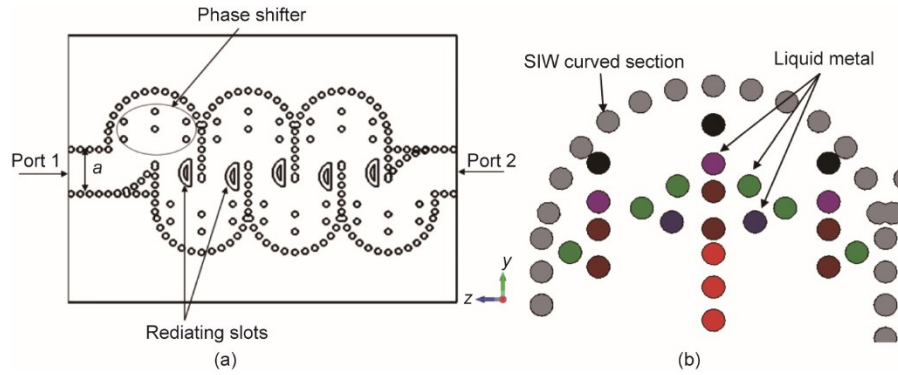


图15. 本文提出的开槽SIW弯曲阵列。(a) 一个移相器示例；(b) 一个SIW弯曲部分，有色开关表示根据所需的相移“打开”或“关闭”。

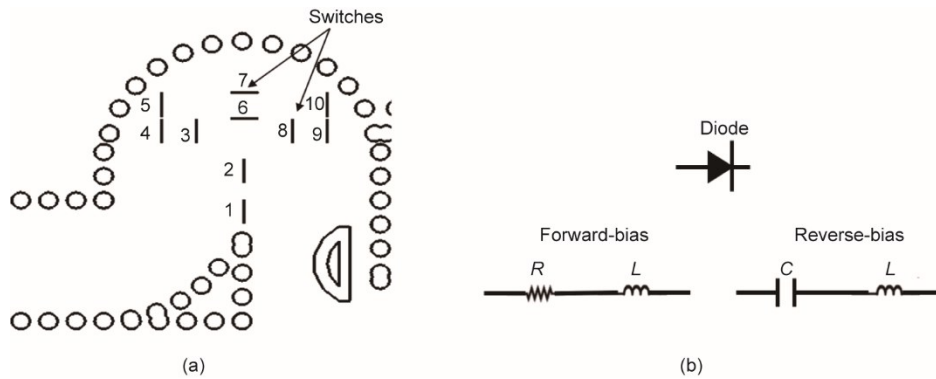


图16. 本文提出的开槽SIW弯曲阵列。(a) 一个包含所有开关的SIW弯曲部分；(b) 一个PIN二极管。 $R$ : 电阻,  $L$ : 电感;  $C$ : 电容。

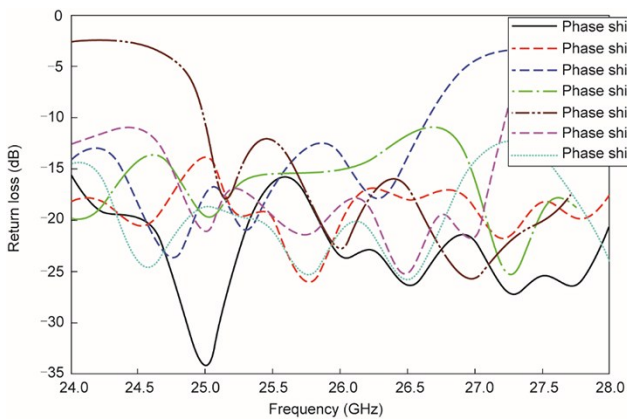


图17. 所有移相器的反射系数。

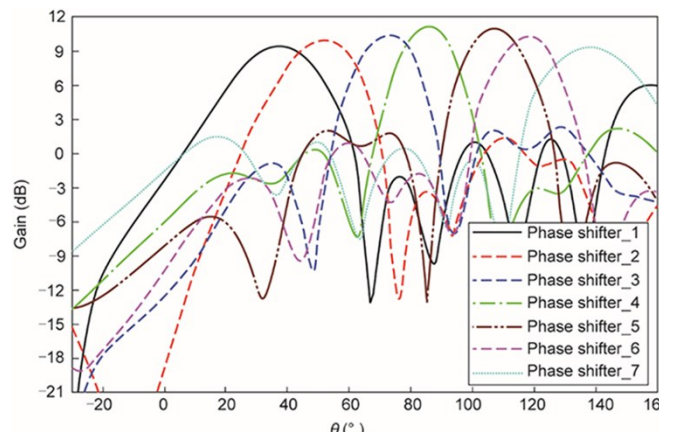


图18. 插入弯曲SIW中的移相器的扫描性能。

纵向平面上可实现最高 $104^\circ$ 的波束扫描。

### 3.2. 使用金属机翼增强增益

接下来将研究如何提高前一节中提出的CSIW扫描阵列的增益。如图19所示，在上述阵列配置的两侧增加两个金属机翼。目标是增加阵列在横切平面上的有效口径，从而缩小该平面上的波束，同时增加阵列的增益。图20展示了阵列的几何形状，其中在阵列的两端分别增加了两个机翼，以进一步提高性能。表2提供了带翼阵列设计的相关尺寸，以及该阵列实现的增益增强的结果。

## 4. 使用倾斜面板进行宽角波束扫描

### 4.1. 横向平面上的波束扫描

在第2节中，介绍了一些基于SIW的阵列设计，其中采用可切换的移相器，可以控制阵列主波束在纵向平面上的倾斜角度。本节将研究在横平面上扫描波束的方法。随后提出一个新的方案来实现这一目标。在图21所示的方案中，可以通过改变面板的角度来扫描波束。此外，通过倾斜面板来改变主瓣的方向。图22展示了该方案在26 GHz

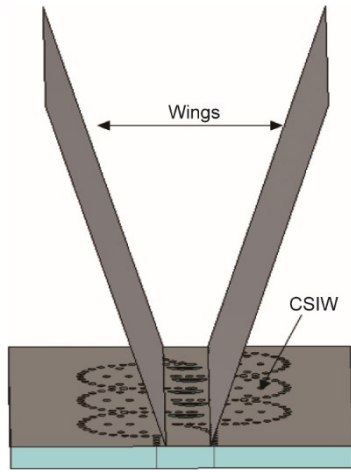


图19. 带有两个金属材质机翼的CSIW。

的工作频率下的扫描性能。由此观察到，在几乎没有方向图劣变或扫描损失的情况下，可以实现超过 $120^\circ$ 的扫描范围。作为所提方案的基础，虽然波束扫描的原理相对简单，但真正的挑战在于要设计一个面板，使其倾斜角度可以通过电子方式而非机械方式改变，从而达到理想的波束扫描速度，并且这个速度应该以毫秒甚至微秒计，而不是秒。目前，人们正在研究几种不同的方案，包括可重构的

超表面和可重构的反射阵列。对于可接受相对较慢切换速度的应用，使用液态金属是一个有吸引力的替代方案。

#### 4.2. 纵向平面上的波束扫描

对于纵向扫描，之前讨论过带移相器的弯曲SIW，其由电子开关通道组成。为了在横向平面上进行扫描，可以使用位于阵列上方的可重构倾斜面板，如图21所示。同样也可以使用类似甚至是相同的面板在纵向平面上进行扫描，如图23所示；尽管灵活性不如插入在SIW导轨中的移相器所提供的灵活性。

### 5. 使用开槽安装平台的开槽波导阵列的增益增强方法

#### 5.1. 带凹槽金属翼结构的改进的开槽波导天线阵列 (SWAA)

本节提出了一种通过修改安装阵列的平台来提高SWAA增益的新技术。该技术基于一份最近发表的文献[36]，其中作者首先设计了一个传统的开槽波导，然后在阵列的两侧添加凹槽结构，以扩大阵列的有效辐射孔径，

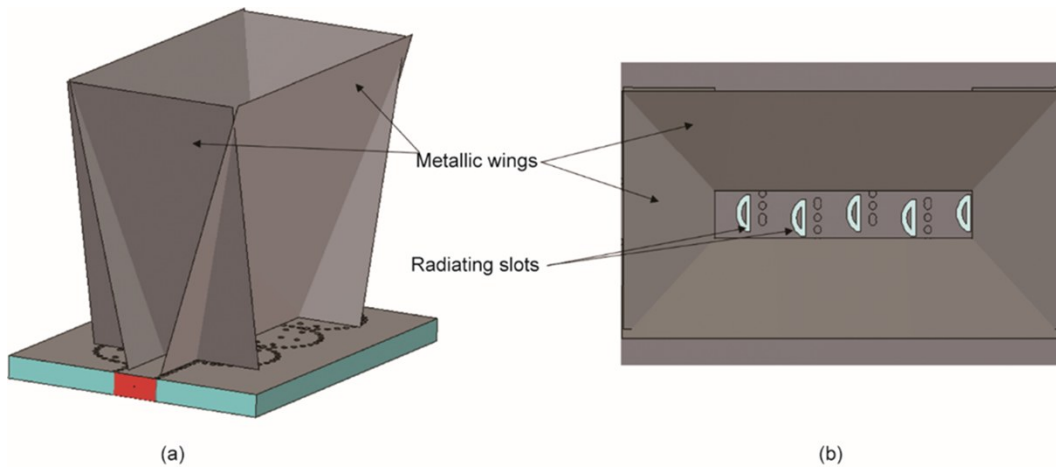


图20. 带有4个金属机翼的CSIW。(a) 透视图；(b) 俯视图。

表2 在26 GHz下增益的变化

Design	Wings length, $l_w$ (mm)	Dimensions (x,y,z) (mm × mm × mm)	Gain (dB)
Slotted SIW without wings	–	9 × 24 × 50	12.3
Slotted SIW+ 2 wings	40	38 × 24 × 50	14.5
Slotted SIW+ 4 wings	40	38 × 24 × 50	17.4
Slotted SIW+ 4 wings	60	58 × 30 × 57	19.0
Slotted SIW+ 4 wings	100	96 × 60 × 77	22.2
Slotted SIW+ 4 wings	150	148 × 80 × 104	23.8
Slotted SIW+ 4 wings	200	196 × 100 × 130	24.1
Slotted SIW+ 2 wings	150	148 × 80 × 450	29.2



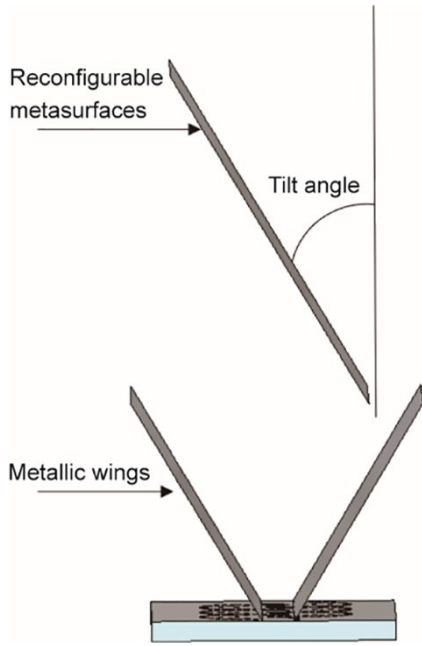


图21. 使用一个倾斜面板进行的2D波束扫描。

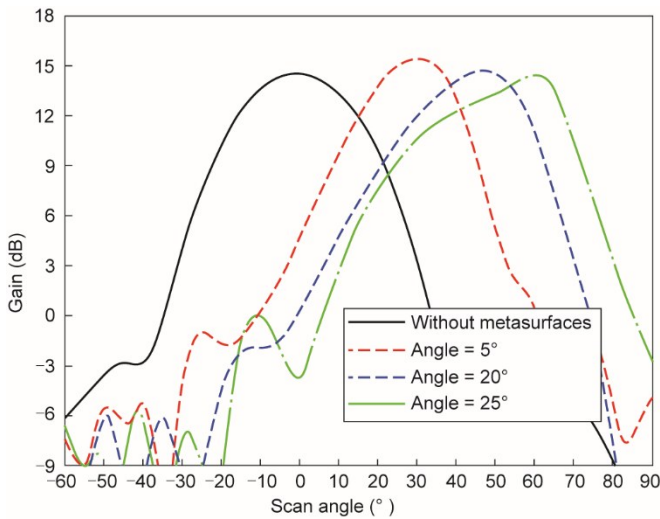


图22. 使用面板倾斜度来扫描横向上的性能。

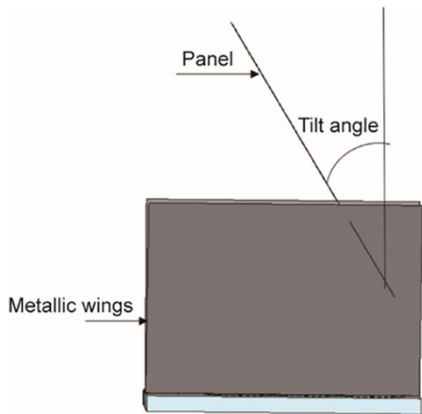


图23. 具有两个金属机翼和一个倾斜面板的弯曲SIW阵列天线的侧视图。

从而提高增益。

接下来，探讨了将增益进一步提高到30 dB水平的可能性，在这类天线阵列的某些应用（如基站天线元件）中是可取的。将凹槽的数量从27个（如参考文献[36]）增加到41个，如图24所示，并将阵列的长度延长124 mm，以适应槽数的增加。虽然这种修改将增益提高到29 dB的水平（图25），但并没有完全达到30 dB的增益目标。

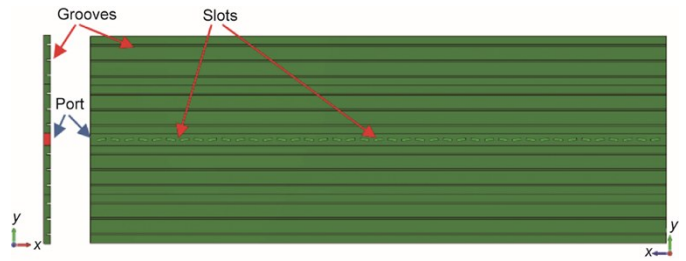


图24. 一个带有金属凹槽结构的SWAA原型。

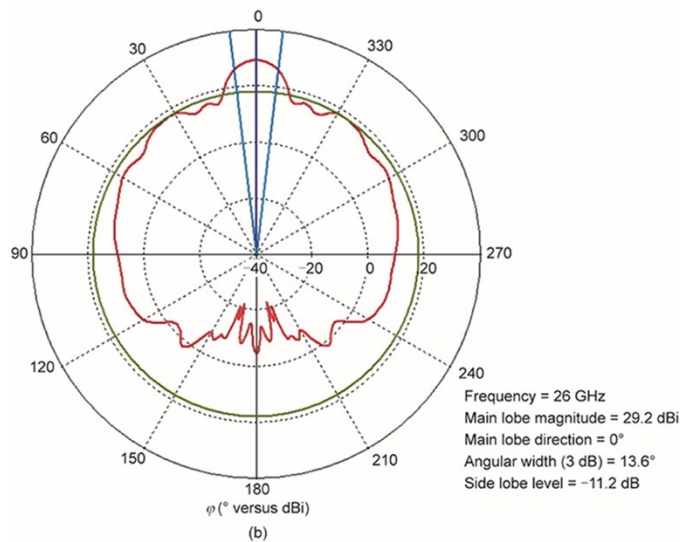
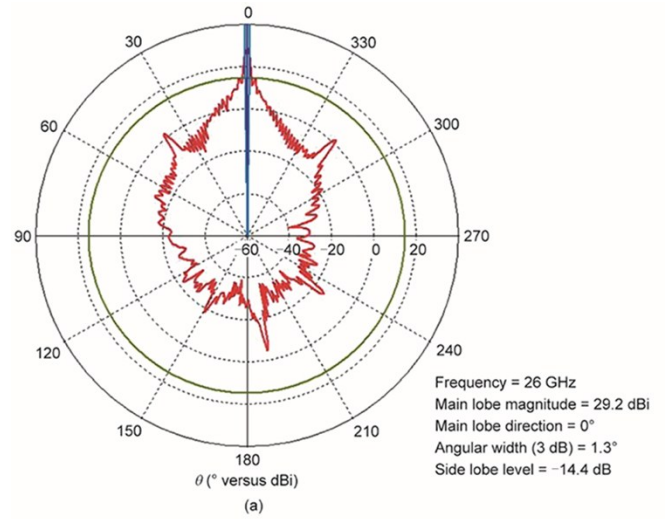


图25. 带有凹槽的扩展SWAA在26 GHz的方向图。(a) H平面；(b) E平面。

为了进一步提高增益，下一步通过折叠原始阵列两侧的扩展部分来修改图24中阵列的几何形状，如图26所示。这种修改不仅将天线的面积减少为原来的1/2，而且还将增益提高到30 dB的预期目标，如图27的方向图所示。

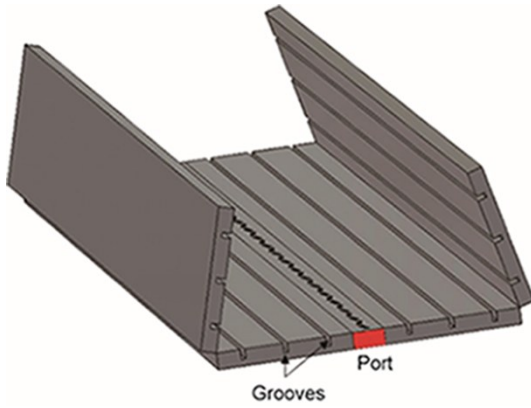


图26. 拥有金属凹槽结构和机翼的改进SWAA。

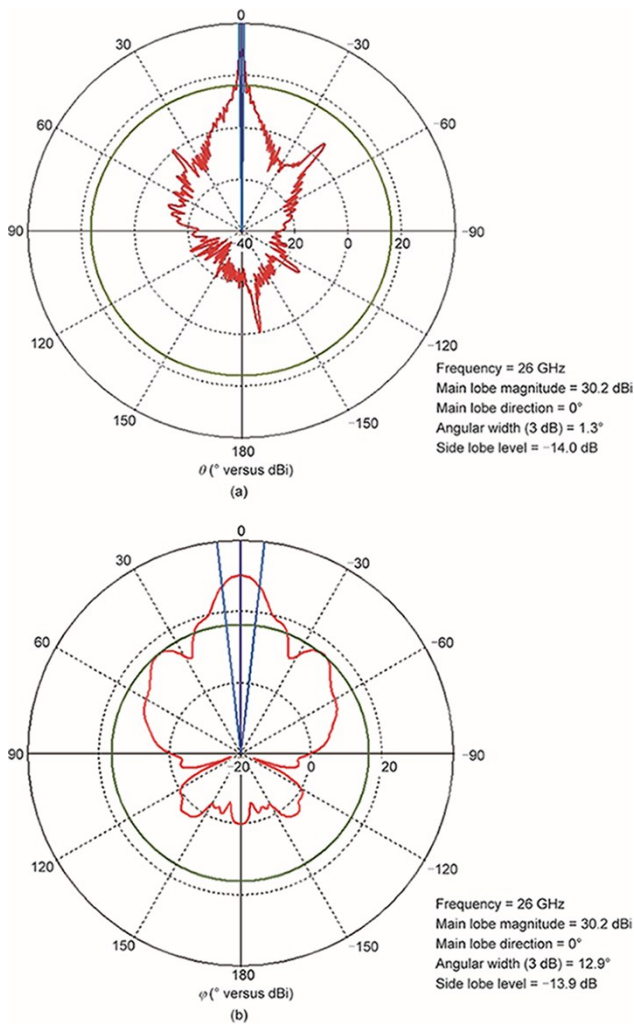


图27. 改进的凹槽SWAA在26 GHz下的方向图。(a) H平面；(b) E平面。这里E平面和H平面是线性极化天线的参考平面。

表3 [36]总结了原始SWAA和两个修改版本的尺寸和性能特征，即增益和SLL。

表3 在26 GHz下增益的变化

Design	Frequency (GHz)	Dimensions (x, y, z) (mm × mm × mm)	Gain (dB)	SLL (dB)
SWAA with grooved structures [36]	26	3.5 × 137 × 245	26.7	12.3
Extended SWAA with grooved structures	26	3.5 × 128 × 368	29.0	11.2
Proposed design	26	32 × 74 × 368	30.2	13.9

## 5.2. 使用倾斜的面板对带凹槽的开槽波导天线阵列进行波束扫描

最后，转向前一节中描述的设计阵列的扫描问题。与第3节中描述的弯曲SIW阵列的情况相比，再次选择倾斜面板的方法进行扫描（如第4节所述），而不是使用复杂、有损耗且难以在辐射元件之间插入的移相器。如前所述，根据所期望的扫描速度，可以通过使用可重构的超表面或液态金属来制造这些面板。扫描阵列的几何形状如图28所示，面板的倾斜角度的方向图如图29所示。方向图表明，可以实现一个广泛的扫描范围，且几乎没有方向图劣变或扫描损失。此外，面板角度的变化对阻抗匹配没有显著影响。倾斜角度可以机械地改变或通过包含加载变容二极管的超表面的可重构面板来改变。

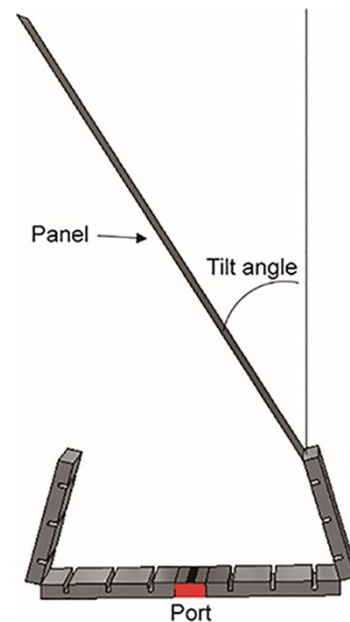


图28. 一个拥有机翼和一个用来扫描的倾斜面板的改进凹槽SWAA。

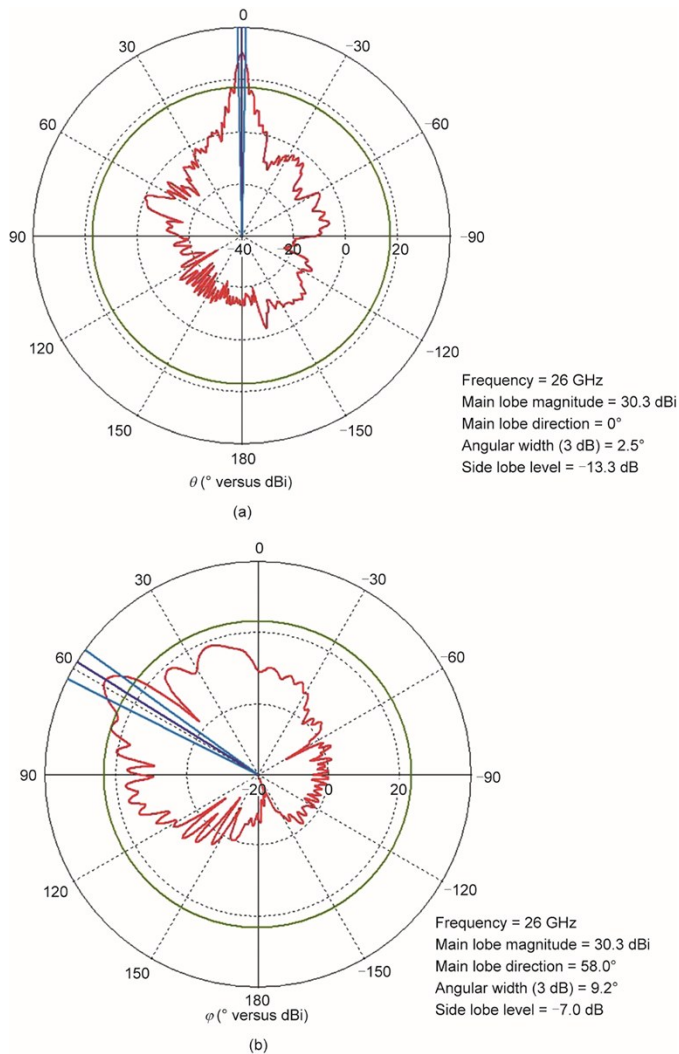


图 29. 具有倾斜面板的改进凹槽 SWAA 在 26 GHz 下的方向图。(a) H 平面；(b) E 平面。

## 6. 结论

本文综述了用于固定波束和扫描应用的几种不同的阵列天线设计。简要讨论了一些传统的阵列设计，与其他高增益天线（如反射面、反射阵列以及传统或平面梯度折射率透镜）相比，这些阵列可以实现的剖面相对较低。接下来，描述了一些新的设计概念，这些概念不使用既有损耗又昂贵的传统移相器，也能提供波束扫描能力。本文提出的方法是用插入在阵列元件之间的可切换通道取代传统的铁氧体型移相器，或者使用可重构的超表面面板进行扫描，并且这些方法几乎没有扫描损失。本文还提出了一种龙伯透镜设计，其中包括用于 2D 扫描的一种包含微带贴片天线的阵列馈电，其扫描性能普遍优于现有的相控阵设计，但该设计需要一种具有可切换元件的阵列馈电类型来扫描波束。

最后，5G 应用中高增益、低剖面、极化多样、固定波束和扫描天线的设计是一个非常活跃的研发领域，希望本文能够引起研究人员对这一领域产生更深的兴趣，以应对已经确定的挑战。

## Compliance with ethics guidelines

Raj Mitra, Abdelkhalek Nasri, and Ravi Kumar Arya declare that they have no conflict of interest or financial conflicts to disclose.

## References

- [1] Bisharat DJ, Liao S, Xue Q. High gain and low cost differentially fed circularly polarized planar aperture antenna for broadband millimeter-wave applications. *IEEE Trans Antennas Propag* 2016;64(1):33–42.
- [2] Raaf B, Zirwas W, Friederichs KJ, Tirola E, Laitila M, Marsch P, et al. Vision for beyond 4G broadband radio systems. *Proceedings of 2011 IEEE 22nd International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*; 2011 Sep 11–14; Toronto, ON, Canada; 2011.
- [3] Oueslati D, Mitra R, Rmili H. Wideband low-profile aperture antenna for 5G-applications comprising of a slotted waveguide array and an integrated corporate feed. In: *Proceedings of 13th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*; 2019 Mar 31–Apr 5; Krakow, Poland; 2019.
- [4] Mehri S, Oueslati D, Mitra R, Rmili H. Gain enhancement of a substrate integrated waveguide slot array for millimeter waves. *Proceedings of 13th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*; 2019 Mar 31–Apr 5; Krakow, Poland; 2019.
- [5] Peng M, Zhao A. High performance 5G millimeter-wave antenna array for 37–40 GHz mobile application. In: *Proceedings of 2018 International Workshop on Antenna Technology (iWAT)*; 2018 Mar 4–7; Nanjing, China; 2018.
- [6] Parchin NO, Shen M, Pedersen GF. End-fire phased array 5G antenna design using leaf-shaped bow-tie elements for 28/38 GHz MIMO applications. In: *Proceedings of 2016 IEEE International Conference on Ubiquitous Wireless Broadband (ICUWB)*; 2016 Oct 16–19; Nanjing, China; 2016.
- [7] Pi Z, Choi J, Heath R. Millimeter-wave gigabit broadband evolution toward 5G: fixed access and backhaul. *IEEE Commun Mag* 2016;54(4):138–44.
- [8] Hashemi M, Koksal CE, Shroff NB. Out-of-band millimeter wave beamforming and communications to achieve low latency and high energy efficiency in 5G systems. *IEEE Trans Commun* 2018;66(2):875–88.
- [9] Afzal MU, Lalbakhsh A, Esselle KP. Electromagnetic-wave beam-scanning antenna using near-field rotatable graded-dielectric plates. *J Appl Phys* 2018; 124(23):234901.
- [10] Marin JG, Baba AA, Cuenca DL, Hesselbarth J, Hashmi RM, Esselle KP. High-gain low-profile chip-fed resonant cavity antennas for millimeter-wave bands. *IEEE Antennas Wirel Propag Lett* 2019;18(11):2394–8.
- [11] Baba AA, Hashmi RM, Esselle KP. Achieving a large gain-bandwidth product from a compact antenna. *IEEE Trans Antennas Propag* 2017;65(7):3437–46.
- [12] Li Y, Luk KM. A multibeam end-fire magnetoelectric dipole antenna array for millimeter-wave applications. *IEEE Trans Antennas Propag* 2016;64(7): 2894–904.
- [13] Cheng YJ, Hong W, Wu K. Millimeter-wave multibeam antenna based on eight-port hybrid. *IEEE Microw Wirel Compon Lett* 2009;19(4):212–4.
- [14] Ali MMM, Shams SI, Sebak AR. Printed ridge gap waveguide 3-dB coupler: analysis and design procedure. *IEEE Access* 2017;6:8501–9.
- [15] Ali MMM, Sebak AR. 2-D scanning magnetoelectric dipole antenna array fed by RGW Butler matrix. *IEEE Trans Antennas Propag* 2018;66(11):6313–21.
- [16] Matin MA. *Wideband, multiband, and smart antenna systems*. Cham: Springer; 2021.
- [17] Kumar P, Kedar A, Singh AK. Design and development of low-cost low sidelobe level slotted waveguide antenna array in X-band. *IEEE Trans Antennas Propag* 2015;63(11):4723–31.
- [18] Park S, Tsunemitsu Y, Hirokawa J, Ando M. Center feed single layer slotted

- waveguide array. *IEEE Trans Antennas Propag* 2006;54(5):1474–80.
- [19] Coetzee JC, Joubert J, McNamara DA. Off-center-frequency analysis of a complete planar slotted-waveguide array consisting of subarrays. *IEEE Trans Antennas Propag* 2000;48(11):1746–55.
- [20] Nicholson KJ, Rowe WS, Callus PJ, Ghorbani K. Split-ring resonator loading for the slotted waveguide antenna stiffened structure. *IEEE Antennas Wirel Propag Lett* 2011;10:1524–7.
- [21] Tyagi Y, Mevada P, Chakrabarty S, Jyoti R. High-efficiency broadband slotted waveguide array antenna. *IET Microw Antennas Propag* 2017;11(10):1401–8.
- [22] Stutzman WL, Thiele GA. *Antenna theory and design*. Hoboken: John Wiley & Sons; 2012.
- [23] Liao S, Wu P, Shum KM, Xue Q. Differentially fed planar aperture antenna with high gain and wide bandwidth for millimeter-wave application. *IEEE Trans Antennas Propag* 2015;63(3):966–77.
- [24] Cheng YJ, Hong W, Wu K. Millimeter-wave half mode substrate integrated waveguide frequency scanning antenna with quadri-polarization. *IEEE Trans Antennas Propag* 2010;58(6):1848–55.
- [25] Feng PY, Qu SW, Yang S. Phased transmitarray antennas for 1-D beam scanning. *IEEE Antennas Wirel Propag Lett* 2019;18(2):358–62.
- [26] Arya RK, Pandey S, Mittra R. Flat lens design using artificially engineered materials. *Prog Electromagn Res* 2016;64:71–8.
- [27] Tolin E, Litschke O, Bruni S, Vipiana F. Compact extended scan range antenna array based on Rotman lens. *IEEE Trans Antennas Propag* 2019;67(12):7356–67.
- [28] Tsvetkova S, Asadchy V, Tretyakov S. Scanning properties of novel metasurface-based reflector antennas. In: 2016 46th European Microwave Conference (EuMC); 2016 Oct 4–6; London, UK; 2016.
- [29] Wang X, Fang X, Laabs M, Plettemeier D. Compact 2-D multibeam array antenna fed by planar cascaded butler matrix for millimeter-wave communication. *IEEE Antennas Wirel Propag Lett* 2019;18(10):2056–60.
- [30] Jain S, Mittra R, Pandey S. Flat-base broadband multibeam Luneburg lens for wide-angle scan. *J Electromagn Waves Appl* 2015;29(10):1329–41.
- [31] Bor J, Lafond O, Merlet H, Le Bars P, Himdi M. Foam based Luneburg lens antenna at 60 GHz. *Prog Electromagn Res Lett* 2014;44:1–7.
- [32] Fuchs B, Le Coq L, Lafond O, Rondineau S, Himdi M. Design optimization of multishell Luneburg lenses. *IEEE Trans Antennas Propag* 2007;55(2):283–9.
- [33] Arya RK, Zhang S, Pandey S, Kumar A, Vardaxoglou Y, Whittow W. Metatoms and artificially engineered materials for antenna applications. In: Mittra R, editor. *Developments in antenna analysis and design*. London: IET; 2018.
- [34] Mittra R, Oueslati D, Nasri A, Arya RK, Ghalib A. Fixed and scanned-beam antenna arrays for 5G applications. In: Matin MA, editor. *Wideband, multiband, and smart antenna systems, signals, and communication technology*. Cham: Springer; 2021.
- [35] Zhang S, Arya RK, Whittow WG, Cadman D, Mittra R, Vardaxoglou JC. Ultra-wideband flat metamaterial GRIN lenses assisted with additive manufacturing technique. *IEEE Trans Antennas Propag* 2021;69(7):3788–99.
- [36] Boas ECV, Mittra R, Sodre AC. A low-profile high-gain slotted waveguide antenna array with grooved structures. *IEEE Antennas Wirel Propag Lett* 2020;19(12):2107–11.