双频电光可控天线

Dmytro Vovchuk、Anna Mikhailovskaya、Dmitry Dobrykh 和 Pavel Ginzburg

摘要— 动态控制天线辐射方向图的能力，是众多应用所需的主要功能之一，包括无线通信、雷达等。广泛采用的方法包括通过天线孔径进行机械扫描，以及在阵列中进行相位切换。这两种实现方式都存在严重局限，涉及扫描速度和实现成本。本文展示了一种解决方案：利用光信号切换天线方向图。该系统包含一个有源单元，其周围按圆柱形排列着一组无源偶极导向器，并配有可调阻抗。控制电路由光电二极管驱动的双极型晶体管构成。在这种情况下，光照充当触发信号，可使晶体管导通或关断，从而在两个阻抗值之间切换。采用这一方法，我们展示了一种占地仅为半个波长的紧凑型天线，可在数**毫秒**时延内切换至增益为 6 dBi 的定向方向图。所开发的光激活方法无需采用分支馈电网络，因此能够构建具有多个几乎互不影响的自由度的器件。在多个电磁自由度之间实现 MHz 级乃至更快的切换，为需要快速波束扫描和波束成形性能的新型无线应用开辟了道路。

索引词—可扫描天线、电光控制、双频、紧凑型天线、时延。

I. 引言

T精确控制辐射方向图的能力，有助于建立高效的点对点通信；在通信过程中，一个或多个参与者的位置可能发生变化。雷达同时跟踪目标的方位角和俯仰角，就是一个显著的例子。近年来，汽车行业对高分辨率短程雷达成像系统的需求日益增长，而高质量、快速扫描的小孔径天线是这类系统的关键组件 [1]–[3]。另一个领域是5G通信，其中具有毫秒级时延的波束成形技术，是实现高速宽带无线通信的关键技术 [4], [5]。在上述所有应用中，天线器件都面临工程权衡：高扫描速度与低成本是相互矛盾的要求。波束扫描有几种传统方法。第一种是机械扫描，由电动机控制高指向性天线的角位置。这种技术常用于实现船用雷达和机场跟踪雷达，其中扫描速度并非主要考虑因素。波束扫描的另一种方法基于天线相控阵。在这种方法中，多个元件锁相并同时辐射。尽管这种架构能够实现快速的全电子扫描，但要获得高质量、高指向性的波束，就需要使用数十个甚至数百个移相元件。这种方法例如用于机载应用，在这些应用中，速度和扫描质量要求比高昂的实现成本更为重要。近年来，人们提出并验证了若干与传统相控阵互补的方法。借助人工结构介质（超材料 [6]–[9]）来定制和控制折射规律的能力，为波束整形和控制开辟了一系列新功能。精心设计的表面（超表面）能够定制透射波和反射波的特性 [6], [10]–[12]。尽管许多超表面研究集中于静态结构（例如，[13]–[15]），但快速实时可调性才是所需的特性。目前已有多种动态可重构超表面及基于超表面的天线实现方案得到验证（例如 [11], [16]–[20]）。其核心理念通常是通过电路系统控制阵列中的各个谐振元件。例如，可调电容能够改变各个元件的谐振响应，从而实现幅度或相位可切换的屏幕 [11], [21],[22]。尽管这类实现方案无需昂贵的移相器，但仍需使用大量（简单且廉价的）电子元件；更关键的是，还需要一组分支导线为这些元件供电。虽然反射阵列结构能够将导线隐藏在接地平面之后 [23],[24], ，但在其他实现方案中，电路系统可能会显著影响电磁性能。例如，间距小于波长的细导线网格会产生占主导地位的不良电磁响应。体积式基于超材料的散射体已展示了一种可能的解决方案 [25]。这种方案依靠光来驱动各个超原子。光和导光材料不会与厘米波和毫米波相互作用，因此能够在设计中将这两种现象解耦。相互作用直接发生在单个天线内部

（通讯作者：Dmytro Vovchuk，电子邮箱：dimavovchuk@gmail.com）。Dmytro Vovchuk、Anna Mikhailovskaya、Dmitry Dobrykh、Pavel Ginzburg，特拉维夫大学电气工程学院，拉马特阿维夫，特拉维夫，69978，以色列（电子邮箱：dimavovchuk@gmail.com，pginzburg@tauex.tau.ac.il）。

Dmytro Vovchuk，无线电工程与信息安全系，尤里·费德科维奇切尔诺夫策国立大学，切尔诺夫策，58012，乌克兰（电子邮箱：dimavovchuk@gmail.com）。Dmytro Vovchuk和Anna Mikhailovskaya对本工作的贡献相同。

元件，其中光能在光电元件中被整流，以驱动电子设备。在此，我们提出电光驱动波束成形的概念：通过在辐射元件周围布置辅助光控可切换反射器和引向器阵列，实现对辐射方向图的快速调控。光链路兼具高速切换和模块化优势；由于有线馈电网络所带来的限制得以放宽，几乎任何辐射元件都可以获得扫描能力。

本文组织如下：首先介绍单个反射器的设计与实现，随后介绍其集成到天线装置中的过程。接下来评估波束转向性能，并研究其他天线特性。然后展示波束转向速率的测量结果。在结论之前，讨论该方案为多种商用和定制天线辐射元件赋予转向能力的可行性。

II. 电光驱动元件

不少定向天线的设计都基于多个元件之间的干涉现象。一个典型示例是八木-宇田天线，其中一组无源元件——反射器和引向器——负责形成窄波束。每个元件都会引入不同的相位滞后，这种滞后可通过调节天线结构中各元件的长度来控制。谐振元件的物理尺寸无法在合理的快速时间尺度内动态调节，但可通过引入可调集总元件来控制其电长度。作为第一步，我们将展示一种可无线调谐的单个元件设计，随后将其集成到波束转向阵列中。两种状态——“开”和“关”——分别对应有无照明。我们的基本元件是一个半波长元件（λ/2），由两根长度为 λ/4 的导线组成，中间留有间隙［图 1(a)］。驱动电路由两个光电二极管（BPW34）和一个双极型晶体管（BFU730F115 NPN型双极结型晶体管）组成，如图 1(b) 所示。使用两个光电元件可提高电压降，从而使晶体管导通。如果电路上的照明功率不足，该元件就会呈断路状态。超过阈值后，二极管便会短路。

图 1(c) 展示了该系统在两种状态下的前向散射谱。导线尺寸为长度 l = 72 毫米，半径 r = 0.5 毫米。中间的间隙为 1 毫米。通过调整这些参数，使器件符合 IEEE 802.11 通信标准（就辐射频段而言）。值得一提的是，还考虑了晶体管在开路和短路工作状态下的阻抗。图 1(c) 展示了通过光照，可将散射峰从 2.2 吉赫兹调谐至 1.9 吉赫兹，反之亦然。采用 CST Microwave Studio 进行了全波数值分析，其中引入了集总元件。元件上的表面电流分布强烈依赖于光照状态（见图 1(c) 中的插图），展示了偶极与四极工作模式之间的切换。研究发现，集总元件 C 的电容取 0.5 pF 可为切换提供可靠模型对于“关”状态，集总元件取值如此；对于“开”状态，则采用实心 λ/2 导线。数值结果与实验数据之间的细微差异，源于有源元件的形状因子不为零，而仿真中未考虑这一点。

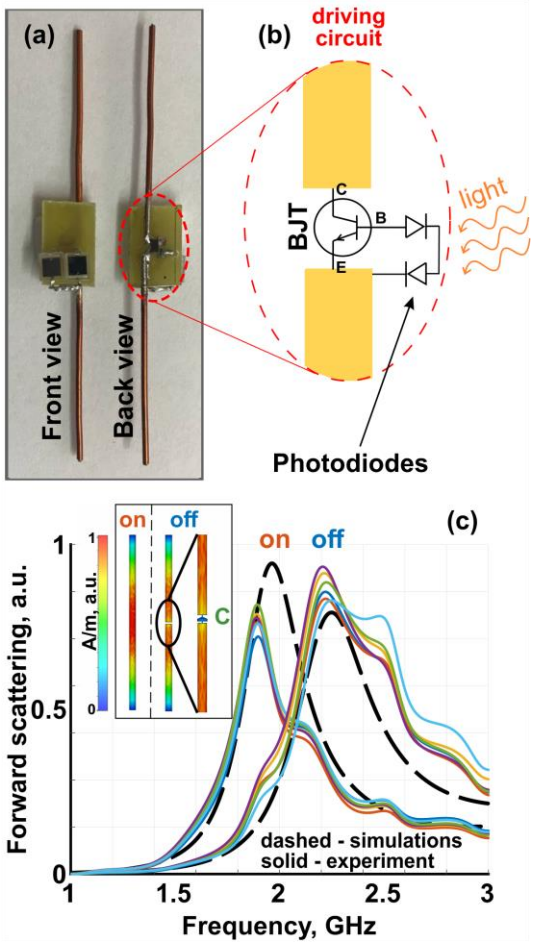


图 1. 光控开关无源元件——照片 (a) 及光激活驱动电路示意图 (b)（BJT – 双极结型晶体管，C – 集电极，B – 基极，E – 发射极）。(c) 器件在光“开”和“关”状态下的数值分析结果与实验前向散射谱。彩色曲线表示各个元件的响应。插图为沿元件的电流分布（数值结果）。

值得探讨一下用于实现驱动电路的元件选择。可考虑以下几种架构：(i) 变容二极管 +光电二极管；(ii) PIN光电二极管；以及 (iii) 光电晶体管或晶体管 + 光电二极管。尽管变容二极管常用于相关设计中 [10], [11], ，但它们并非当前实现的最佳选择，因为要实现皮法量级的电容可调性，需要相当高的电压。硅器件需要 0.7 V，锗器件则需要 0.35 V。光电晶体管通常用于低频应用，例如消防或运动检测。因此，我们将研究低成本高频 BFU730F115 NPN型双极结型晶体管与 BPW34 光电二极管的组合。光电二极管的阳极连接至晶体管的基极，阴极连接至发射极（图 1(b)）。晶体管的集电极和发射极是驱动电路的输出端，并焊接至 λ/4 导线。该配置可将散射谐振移至更高频率。

III. 光控转向天线

设计好单个元件后，将把它们组装成一个更大规模的系统，以实现波束扫描功能。选用六个无源引向器单元构成该几何结构。研究发现，这一数量有利于优化线束散射体 [26]–[29], , 因此它是在设计简洁性与功能性之间权衡后作出的选择。尽管此配置满足六扇区4G无线网络的需求，但仍可根据具体应用进一步调整，例如增加扫描波瓣的数量，并实现多种5G通信协议。

该天线总共由七个元件组成：一个有源元件（以“#”标记）恰好位于中心，六个无源元件（1–6）则等距分布在一个虚拟圆柱面上（图 2）。我们选用宽带单极天线（ W1096）作为馈源 [30]，其覆盖了所研究的频率范围，并能提供相当平坦的频率响应。这个商用元件可替换为按特定频率调谐的定制单极天线。在组装结构之前，我们对六个无源元件逐一进行校准，使其具有相同的响应（如图 1(c) 所示）。这里调节的是散射参数和光激活功率。我们通过进行前向散射实验，分别检查每个元件。由于该元件充当偶极子，这一参数几乎可以完全表征其响应。手动调节通过剪短导线来完成。还值得注意的是，集总元件的标称值可能因元件而异，因此需要进行单独校准。图 1(c) 展示了校准曲线，其平均参数用于天线建模。

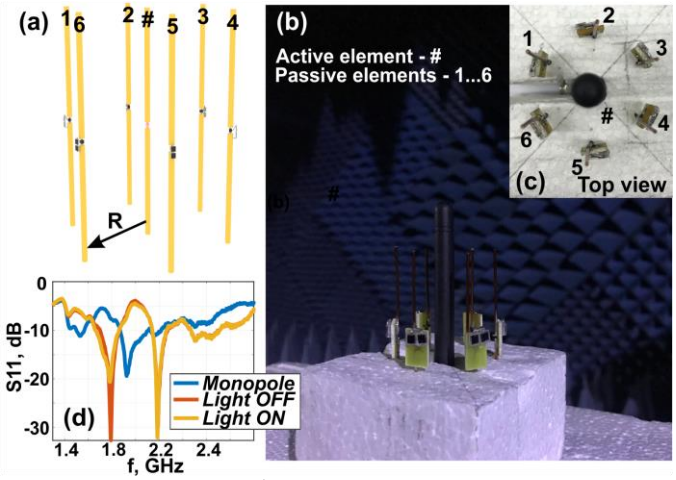


图 2. (a) 光控转向天线的示意布局图，(b) 光控转向天线的照片。插图 (c) 为俯视照片。(d) 天线的 S_{11} 参数——独立单极天线，以及光照“开”和“关”时的转向天线，如图例所示。

在没有光激活的情况下，六个无源元件完全相同，因此辐射方向图在平面内（端射方向）没有方向性。为打破对称性，可以用光触发若干元件。对于初步近似分析，若有直接照射，则可认为这些元件对 2.2 吉赫兹波而言存在；若没有直接照射，则可认为它们不存在。对于 1.8 吉赫兹，情况则相反。因此，若干元件会形成定向方向图。更精确的分析建议考虑非谐振未激活单元的影响。我们通过数值方法进行了分析，并进一步优化了系统参数。优化旨在最大化天线的方向性和增益，同时限制其整体尺寸 [31]。Yagi-Uda 天线的方向性依赖于多个引向器与反射器之间的干涉现象，而所提出的实现方案则涉及元件之间的多极相互作用和近场耦合 [26]–[28]。包含可进行光学切换的无源元件的虚拟圆柱面的半径（计入圆柱半径 R = 20 毫米）选为 41 毫米 ≈ 0.26λ。1.8 和 2.2 吉赫兹是在无线频段内相当随意选取的频率，可根据具体应用进行调谐。

图 3 总结了在消声室中通过数值方法和实验获得的方向图。图注中的“1”和“0”分别表示该元件是否受到照射。天线匹配条件（S_{11}参数）见图 2(d)。虽然初始设计采用单元激活方式（图 3a-d），但也可以考虑不同的组合。理论上，该系统具有 2N 个独立自由度，其中 N 为元件数量。理论上可实现 2N 种天线方向图，但并非所有方向图都具有实际应用价值。已有多项研究展示了采用 N 个可调单元实现 N 种方向图的方案 [24], [32], [33]。虽然我们的结构并非以最大化方向图数量为设计目标，但我们发现，激活一对相邻单元能够形成定向波束，相较于单元激活的情况偏转 30°（图 3e-h）。因此，我们展示了 12 个定向波束，即 2N 种有用的方向图。此外，该器件具有双频性能，可在 1.8 和 2.2 吉赫兹频段工作，分数带宽为 10%。激活其他元件组合无法形成方向性合理的方向图。

接下来将对天线的方向性（D）和增益（G）进行表征。由于方向图主要形成于平面内，将采用以下关系处理实验数据 [34]：

$$D(\varphi, \theta = \text{const}) = \frac{P_{max}}{\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} P(\varphi)d\varphi}, \quad (1)$$

其中 P_{max} 为天线，评估在仰角固定（$\theta = 0$）且覆盖整个方位角 2π 的条件下进行。通过将器件与增益已知的标准天线（IDPH-2018 S/N-0807202号角天线）进行比较，提取实现增益 G_{Tx} 。分析采用公式 2 [34]。

$$G_{Tx} = \left(\frac{4\pi a}{\lambda}\right)^2 \frac{P_{Rx}}{P_{Tx}} \frac{1}{G_{Rx}}, \quad (2)$$

其中，“a”表示发射天线 Tx 和接收天线 Rx 的方向性，λ 为工作波长，$P_{Rx}/P_{Tx} = |S_{21}|^2$ 为功率传输系数。

为评估切换参数，我们计算了“开”和“关”状态（G_{on} 和 G_{off} ）之间的差分增益值，如下所示：

$$G_{diff} = G_{on} - G_{off}. \quad (3)$$

结果为 s 数值结果 ummarized in Table I. ults

方向性结果针对二维（φ，θ=0）和三维（φ，θ）情形给出，而实验结果仅针对二维情形展示。可以看出数值方向性与实验值之间存在差异，尤其是在 2.2 吉赫兹时。通过比较图 3 中的方向图，可以评估这些结果。最显著的差异出现在面板（c）和（d）的数据中。数值预测出明显的后瓣（优化不完善），但测量中并未发现这一后瓣。对于 2.2 吉赫兹下的双元照明，情况则相反–实验中发现了后瓣，而数值预测则表明后向辐射相当微弱。这可能有多方面的原因：（i）元件存在不完善之处，影响干涉现象；(ii) 环境照明以及附近光源（驱动 LED）造成的寄生照明（下文将对此进行讨论）。然而，后瓣抑制效应并不显著。(iii) 然而，馈电单极连接器的方向与天线轴垂直，因此破坏了不同辐射方向图之间的对称性（例如图 3 中的黄色线和紫色线）。

值得一提的是，由于使用的是同一组光电二极管，系统无法在两个不同频段同时进行独立的波束扫描。

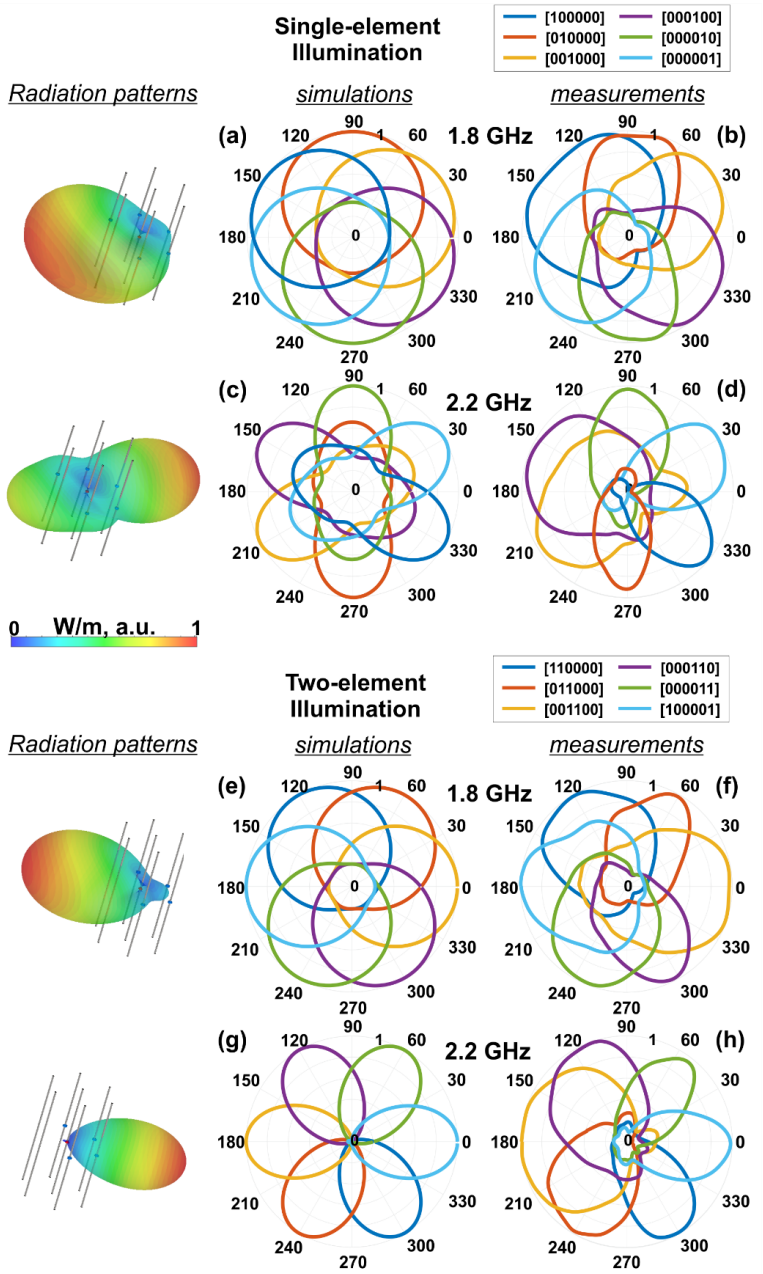


图 3. 辐射方向图——数值与实验结果。在 1.8 吉赫兹（引向器情形）和 2.2 吉赫兹（反射器情形）频率下的单元件（a–d）和双元件（e–h）照明。天线三维辐射方向图（数值结果）显示在左侧插图中。

表 I 方向性 D 和差分增益 G_{diff}。f，吉赫兹 数值

					实验
			2D	3D	2D
单元照明	D，dBi	1.8	2.68	5.21	3.31
		2.2	2.48	5.17	4.11
	G_{diff}，dBi	1.8		2.06	2.65
		2.2		5.68	5.56
双元照明	D，dBi	1.8	3.36	6.01	3.37
		2.2	6.17	9.27	3.85
	G_{diff}，dBi	1.8		2.49	2.2
		2.2		7.25	4.62

光电二极管的自由空间照明需要额外考虑。第一个因素是环境辐射，它可能会意外地使系统达到阈值。为进行评估，我们将暗室条件与办公环境和室外环境（夏季直射阳光）进行了比较。在后两种情况下，需要采用遮光装置，以维持器件的正常运行。第二个因素是来自附近发光元件的不必要光线。发光二极管与光电二极管之间的距离为 1 cm（见图 4(a) 的插图），因此发现漏光不起作用。在这两种情况下，我们都测量了二极管两端的电压，并将其与 0.7 V 的阈值进行了比较。值得注意的是，引入集成光学装置（例如波导器件）能够解决不必要的过度光照问题。

所提出设计的主要优势之一是其潜在的快速切换速率。5G标准要求延迟低至 1 毫秒，这意味着需要具备亚 MHz 级的波束扫描速率。为评估这一参数，我们搭建了如下装置：高频信号发生器（N5173B EXG X系列微波模拟信号发生器）输出的信号经 ZX10-2-852-S+ 分路器分为两路：一路馈入天线的有源单元，另一路提供同步信号，并馈入接收机处混频器 ZX05-C24-S+ 的本地振荡器（LO）输入端（图 4(a)）。低频脉冲序列发生器（81160A脉冲函数任意噪声发生器）驱动一只 SMD5630 发光二极管，该发光二极管位于天线光电二极管附近，并以 T= 1 ms 的周期进行开/关切换。选择了 50% 的占空比（τ）。接收机包含一根接收天线，其馈入混频器的射频输入端。输出信号经过 BLP-100-75+ 低通滤波器（LPF）后，显示在示波器上。示波器的数字化输出可用于研究器件（被测天线，即 AUT）的切换特性。结果表明，可实现 1 kHz 下的 $f_0 = 1/T$（图 4(b)）。为确定上升时间（t_r）和下降时间（t_f），对接收信号进行平滑处理，并用正弦级数拟合（图 4(c)）。系统测得的上升和下降时间为 ~ 0.1 ms。

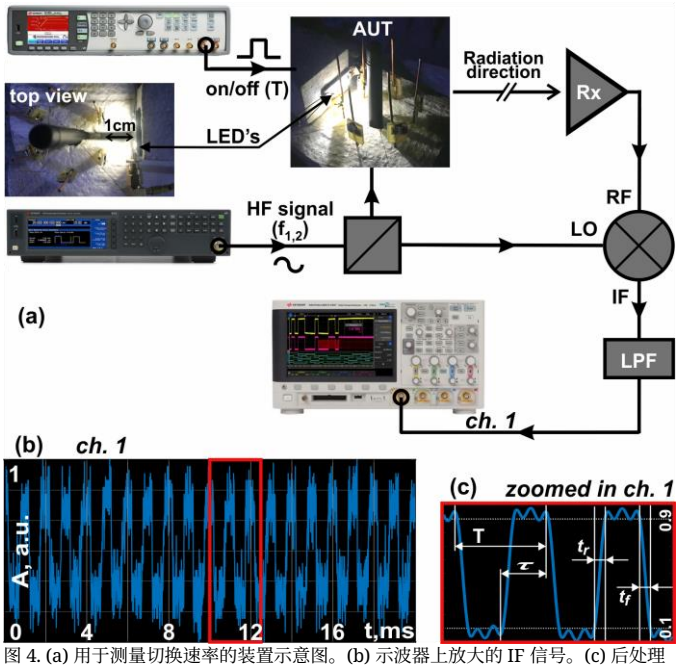


图 4. (a) 用于测量切换速率的装置示意图。(b) 示波器上放大的 IF 信号。(c) 后处理信号——周期 T = 1 ms（τ = 0.5 ms 时占空比为 50%）、上升时间 t_r 和下降时间 t_f time。

IV. 使用其他天线进行波束扫描

为展示所提出方法的灵活性，我们考虑了 3 种不同的天线，分别是先前研究中的商用单极子天线、对称偶极子天线，以及接地平面上方的单极子天线（分别见图 5 的 a、d 和 f 面板）。这些天线在平面内均具有全向方向图。我们使用了两个切换元件来展示这一概念。由于这些结构具有反射对称性，因此每个频率只展示一个定向方向图。黄色和绿色曲线分别对应 2.2 和 1.8 吉赫兹。照射结构的一侧会形成定向方向图，在这两个频率下，其指向均相反。切换照射侧会使方向图翻转。商用单极子天线的性能略好，因为供应商对其进行了大量优化。由于巴伦具有频率依赖性，偶极子在 1.8 GHz 下的方向性较弱。这一因素不会影响单极子配置，该配置也展现了良好的切换能力。

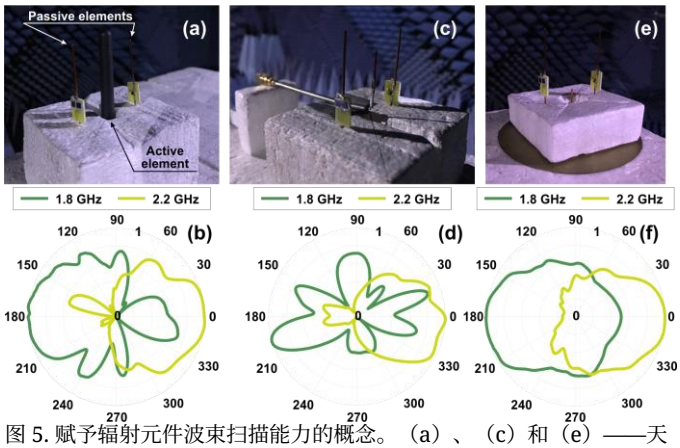


图 5. 赋予辐射元件波束扫描能力的概念。（a）、（c）和（e）——天线器件的照片。（b）、（d）和（f）——实验获得的（面内）辐射方向图。已考虑在 2 个扇区之间进行切换。

V. 结论

我们通过实验展示了一种采用光学控制的扫描天线。该器件由围绕馈源排列的六个无源谐振器组成。作为引向器或反射器的无源元件，其电磁特性可通过光进行调节。包含光电二极管和双极型晶体管的驱动电路可由光远程激活。这种方法无需采用由金属导线构成的分支网络，即可调节系统的电磁特性。所展示的设计能够控制定向波束扫描，方向性为~5 dBi，差分增益为 6 dBi，切换速率约为亚 MHz 级。该天线属于紧凑型设备（$2r/\lambda \approx 0.5\text{-}0.6$，其中 r 为包围整副天线的假想球体半径 [31], [35]）和低成本设备（有源单元 + 六个无源元件及其驱动电路的成本约为 20 美元）。此外，该天线还展示了在与无线通信相关的频率下实现双频工作的能力。进一步优化电磁设计并引入快速元件（晶体管和快速光电二极管），可将切换速率提升至 MHz 及更高水平，从而为需要快速波束扫描和波束成形性能的新应用（例如雷达和 5G）开辟道路。5G 协议中的频段相当宽，并根据应用使用，但快速波束控制能力仍至关重要。光激活方法无需分支馈电网络，因此能够构建具有多个几乎互不干扰的自由度的器件；原则上，几乎任何辐射元件都可以获得波束扫描能力。

致谢 本工作得到

ERC POC，拨款编号 101061890“DeepSight”的支持。

参考文献

[1] S. M. Patole、M. Torlak、D. Wang 和 M. Ali，“汽车雷达：信号处理综述技术”，《IEEE Signal Process. Mag.》，第34卷第2期，第22–35页，2017年3月，doi：10.1109/MSP.2016.2628914。

[2] A. Asensio-López等，“采用可调距离限值的高距离分辨率雷达成像方案”，《Electron. Lett.》，第40卷第17期，第1085–1086页，2004年8月，doi：10.1049/EL:20045552。

[3] MathWorks，“使用MATLAB进行5G开发”，MathWorks，2017, [在线]。可访问：https://uk.mathworks.com/content/dam/mathworks/tag-team/Objects/5/5G_ebook.pdf[4] “Intel 5G标准与频谱。”https://www.intel.com/content/www/us/en/wireless-network/5g-technology/standards-and-spectrum.html（访问日期：2022年6月21日）。[5] R. Ford、M. Zhang、M. Mezzavilla、S. Dutta、S. Rangan和M. Zorzi，“在5G毫米波蜂窝网络中实现超低时延”，《IEEE Commun. Mag.》，第55卷第3期，第196–203页，2017年3月，doi：10.1109/MCOM.2017.1600407CM。[6] N. Engheta和R. Ziolkowski，《电磁超材料：物理与工程探索》。2006年。doi：10 0-471-76102-8。[7] D. Filonov、A. Shmidt、A. Boag和P. Ginzburg，“亚波长超构粒子中的人工局域磁振子共振”，《Appl. Phys. Lett.》，第113卷第12期，文章123505，2018年9月，doi：10.1063/1.5047445。[8] V. S. Asadchy、M. Albooyeh、S. N. Tcvetkova、A. Díaz-Rubio、Y. Ra’Di和S. A. Tretyakov，“利用空间色散超表面实现反射与折射的完美控制”，《物理评论B》，第94卷第7期，文章075142，2016年8月，doi：10.1103/PHYSREVB.94.075142/FIGURES/8/MEDI UM。[9] F. Capolino，“超材料的应用”，《Appl. Metamaterials》，2017年12月，doi：10.1201/9781420054248/APPLICATIONS-METAMATERIALS-FILIPPO-CAPOLINO。[10] N. I. Zheludev和Y. S. Kivshar，“从超材料到超构器件”，《Nature Materials》，第11卷第11期。Nature Publishing Group，第917–924页，2012年10月23日。doi：10.1038/nmat3431。[11] V. Kozlov、D. Vovchuk和P. Ginzburg，“利用时变超表面实现宽带雷达隐身”，《Sci. Reports 2021 111》，第11卷第1期，第1–11页，2021年7月，doi：10.1038/s41598-021-93600-2。[12] M. Faenzi等，“超表面天线：新模型、应用与实现”，《Sci. Reports 2019 91》，第9卷第1期，第1–14页，2019年7月，doi：10.1038/s41598-019-46522-z。[13] H. Markovich、D. Filonov、I. Shishkin和P. Ginzburg，“基于偏振敏感超表面的双焦点菲涅耳透镜”，《IEEE Trans. Antennas Propag.》，第66卷第5期，第2650–2654页，2018年5月，doi：10.1109/TAP.2018.2811717。[14] V. Kozlov、D. Filonov、A. S. Shalin、B. Z. Steinberg和P. Ginzburg，“混合磁电超构粒子的非对称后向散射”，《Appl. Phys. Lett.》，第109卷第20期，文章203503，2016年11月，

doi：10.1063/1.4967238。[15] D. Filonov、V. Kozlov、A. Shmidt、B. Z. Steinberg和P. Ginzburg，“具有可调非对称反射的谐振超表面”，《Appl. Phys. Lett.》，第113卷第9期，文章094103，2018年8月，doi：10.1063/1.5046948。[16] H.-X. Xu等，“用于高性能操作的可调微波超表面：色散补偿与动态开关”，《Sci. Rep.》，第6卷第1期，文章38255，2016年12月，doi：10.1038/srep38255。[17] D. F. Sievenpiper、J. H. Schaffner、H. J. Song、R. Y. Loo和G. Tangonan，“利用电可调阻抗表面实现二维波束扫描”，《IEEE Trans. Antennas Propag.》，第51卷第10期，第2713–2722页，2003年10月，doi：10.1109/TAP.2003.817558。[18] W. Yang、L. Gu、W. Che、Q. Meng、Q. Xue和C. Wan，“一种基于可控馈电机制的新型可扫描双波束超表面天线”，《IEEE Trans. Antennas Propag.》，第67卷第2期，第784–793页，2019年2月，doi：10.1109/TAP.2018.2880089。[19] X. Wang和S. Tretyakov，“从可调、可重构超表面到时空调制多功能超表面”，《2021 IEEE天线与传播国际研讨会、北美无线电科学会议 APS/URSI 2021论文集》，第1361–1362页，2021年，doi：10.1109/APS/URSI47566.2021.9704202。[20] M. Di Renzo等，“由可重构智能表面赋能的智能无线电环境：工作原理、研究现状与未来发展”，《IEEE J. Sel. Areas Commun.》，第38卷第11期，第2450–2525页，2020年11月，doi：10.1109/JSAC.2020.3007211。[21] D. Ramaccia、D. L. Sounas、A. Alu、A. Toscano和F. Bilotti，“时间调制超表面中的相位诱导频率转换与多普勒效应”，《IEEE Trans. Antennas Propag.》，第68卷第3期，第1607–1617页，2020年3月，doi：10.1109/TAP.2019.2952469。[22] J. J. Luther、S. Ebadi和X. Gong，“具有电抗调谐耦合并保持谐振的微带贴片电子扫描寄生阵列辐射器（ESPAR）天线”，《IEEE Trans. Antennas Propag.》，第60卷第4期，第1803–1813页，2012年4月，doi：10.1109/TAP.2012.2186265。[23] C. Sun、A. Hirata、T. Ohira和N. C. Karmakar，“电子扫描寄生阵列辐射器天线的快速波束成形：理论与实验”，《IEEE Trans. Antennas Propag.》，第52卷第7期，第1819–1832, 2004, doi: 10.1109/TAP.2004.831314.[24] M. Rzymowski, D. Duraj, L. Kulas, K. Nyka, and P. Woznica，《用于超高频射频识别应用中简单到达角估计的UHF ESPAR天线》，2016年第21届微波、雷达与无线通信国际会议（MIKON 2016），2016年6月，doi: 10.1109/MIKON.2016.7491984.[25] D. Dobrykh, A. Mikhailovskaya, P. Ginzburg, and D. Filonov，《四维光学可重构体超材料》，Phys. status solidi – Rapid Res. Lett., 第14卷，第8期，页码2000159，2020年8月，doi: 10.1002/PSSR.202000159.[26] D. Vovchuk, S. Kosulnikov, R. E. Noskov, and P. Ginzburg，《线谐振器作为宽带惠更斯超散射体》，《物理评论B》，第102卷，第9期，2020年，doi: 10.1103/PhysRevB.102.094304.[27] S. Kosulnikov et al.，《圆形线束超散射体》，《定量光谱学与辐射传输杂志》，第279卷，页码108065，2022年3月，doi: 10.1016/J.JQSRT.2022.108065.[28] K. Grotov et al.，《基因设计线束超散射体》，IEEE Trans. Antennas Propag., pp. 1–1, 2022, doi: 10.1109/TAP.2022.3177531.[29] R. W. P. King, G. J. Fikioris, and R. B. Mack，《圆柱天线与阵列》。剑桥，2002年。[30] 《W1095X数据手册（PDF）—Pulse（Technitrol旗下公司）》。https://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/pdf/1320661/PULSE/W1095X.html（访问日期：2022年6月21日）。[31] M. Pigeon, C. Delaveaud, L. Rudant, and K. Belmkaddem，《微型定向天线》，《国际微波与无线技术杂志》，第6卷，第1期，第45–50页，2014年2月，doi: 10.1017/S1759078713001098.[32] K. P. Lee and H. K. Choi，《采用环形环槽有源单元的五单元ESPAR天线》，《微波与光学技术快报》，第58卷，第12期，第2800–2804页，2016年12月，doi: 10.1002/MOP.30155.[33] Q. Liang, B. Sun, and G. Zhou，《用于2.4 GHz无线局域网应用的多波束寄生阵列辐射天线》，《IEEE天线与无线传播快报》，第17卷，第12期，第2513–2516页，2018年12月，doi: 10.1109/LAWP.2018.2880208. [34] C. A. Balanis，《天线理论：分析与设计》。Wiley-Interscience；第3版，2005年。[35] W. Geyi，《天线的物理限制》，IEEE Trans. Antennas Propag., 第51卷，第8期，第2116–2123页，2003年8月，doi: 10.1109/TAP.2003.814754.