

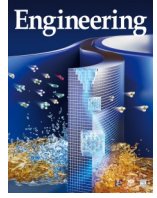


ELSEVIER

Contents lists available at ScienceDirect

Engineering

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



Research
Advanced Antennas for Wireless Connectivity—Article

面向三频 WiFi 应用的分集玻璃天线

胡鹏飞^{a,b,c,d}, 梁国华^{a,b,c,d,*}, 陆贵文^{a,d}, 潘咏梅^e, 郑少勇^{b,c}

^a State Key Laboratory of Terahertz and Millimeter Waves and Department of Electrical Engineering, City University of Hong Kong, Hong Kong 999077, China

^b School of Electronics and Information Technology (School of Microelectronics), Sun Yat-sen University, Guangzhou 510006, China

^c Guangdong Provincial Key Laboratory of Optoelectronic Information Processing Chips and Systems, Sun Yat-sen University, Guangzhou 510006, China

^d Information and Communication Technology Center, CityU Shenzhen Research Institute, Shenzhen 518057, China

^e School of Electronic and Information Engineering, South China University of Technology, Guangzhou 510630, China

ARTICLE INFO

Article history:

Received 10 December 2021

Revised 25 April 2022

Accepted 1 September 2022

Available online 14 November 2022

关键词

WiFi

分集天线

多频

玻璃

介质谐振器天线

多输入多输出

摘要

本文研究了两种新型极化和方向图分集玻璃介质谐振器天线(DRA),均适用于三频段(2.4 GHz、5.2 GHz和5.8 GHz)无线保真(WiFi)应用。通过比较这两种分集DRA以及一种新的空间分集玻璃DRA,研究了哪种类型的分集天线最适合WiFi路由器应用。同时,将这三种分集玻璃DRA还与商用空间分集单极子对进行了比较,以衡量玻璃DRA在WiFi路由器应用中的性能。本文在极化分集天线中,提出了双端口馈电方案来激发不同的DRA模式。DRA模式的频率通过使用阶梯形DRA进行调谐。在方向图分集设计中,引入了堆叠DRA来拓宽锥形和宽边辐射模式的带宽。实验制作了这三种新型分集天线,并测量了三种分集玻璃天线和参考空间分集单极天线的误码率(BER),并对结果进行了比较和讨论。结果表明,极化分集全向DRA的误码率最为稳定。

© 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

分集天线具有以相同频率工作的多个天线端口。它们可以通过传输独立的数据流提高信道容量[1]。一般来说,分集天线分为三种:极化分集天线、方向图分集天线和空间分集天线。多输入多输出(MIMO)天线被广泛应用于无线保真(WiFi)路由器应用。因此,研究哪种分集天线最适合当前的三频段(2.4 GHz、5.2 GHz和5.8 GHz)WiFi应用是有意义的。

室内环境中的无线电传播信道已经得到了广泛的研究

[2–5]。研究人员已经利用三维(3D)射线追踪工具预测了在1.9 GHz时电场极化对室内传播的影响。据预测,在接收端和发射端都使用水平极化(HP)偶极天线,比使用垂直极化(VP)偶极天线能产生更低的传播损耗。在参考文献[6]中,研究人员将室内环境中极化分集贴片天线与空间分集贴片天线在2.4 GHz时的性能进行了比较,发现在发射机和接收机使用垂直极化空间分集天线可以降低视距(LOS)环境中的信号误码率,而在发射机和接收机上均使用水平极化空间分集天线在非视距(NLOS)环境中可获得更好的性能。极化分集可以在LOS和NLOS环境下工作,因此比空间分集更稳健。到目前为止,还没有

* Corresponding author.

E-mail address: eekleung@cityu.edu.hk (K.W. Leung).

对无线路由器应用的不同分集天线（包括空间、极化和方向图分集）进行全面的比较。与定向天线相比，覆盖范围更广的全向天线在无线路由器中应用更广泛。还应考虑分集天线在方位平面不同方向上的性能。除了2.4 GHz的频段外，还有5 GHz的WiFi频段。由于没有在该频段对不同的分集天线进行比较，因此在2.4 GHz、5.2 GHz和5.8 GHz WiFi频段中研究不同的分集天线是有意义的。

极化分集天线通常采用正交极化的方法在其两个端口之间获得良好的隔离。一般来说，获得全向极化分集天线有三种方法：第一种方法采用多个双极化定向天线形成一个圆形阵列[7-9]；第二种方法结合了VP单极子天线和HP全向天线[10-15]，这两种方法都有尺寸大、结构复杂的缺点；第三种方法在一个天线中采用两种正交模式[16-18]，该方法已被广泛应用于单带极化分集设计。然而，由于难以在所需频率下获得多个全向正交模式，因此它尚未被应用于多频带设计。目前，极化分集全向天线的最宽带宽为78% [15]，是采用第二种方法实现的。然而，这个带宽还不足以覆盖三个WiFi频带。此外，目前还没有适合WiFi应用的多频带极化分集天线设计。

通常，方向图分集天线的两个端口之间的耦合度很低，因为这两个端口有不同的辐射方向图。一般来说，其中一个端口具有全向辐射方向图，而第二个端口具有宽边辐射方向图[19-20]。不同的天线类型，包括贴片天线、介质谐振器天线（DRA）和偶极子天线，已被研究用于方向图分集设计[21-27]。大多数设计是针对一个频带，只有少数实现了双频带方向图分集[22,25]。现有的双频设计中，没有一个可以覆盖所有三个WiFi频带。因此，设计一个能够完全覆盖三个WiFi频段的紧凑型分集天线仍然是一个挑战。

空间分集天线的元件通常彼此间隔约半个波长，以获得可接受的隔离度（约15 dB）[28-29]。该分集方案因易于设计和实现而得到了广泛的应用。例如，空间分集单极子天线在商用无线路由器中很常见。

DRA因其灵活的三维结构和高效率[30-32]，在过去的几十年里得到了广泛的研究。本文研究了WiFi应用的新型极化和方向图分集DRA，利用玻璃DRA [33]增加WiFi路由器的美观性，从而增加其商业吸引力。在设计三频极化分集DRA时，提出了一种双端口馈电方案来激发同族的不同模式。开发了一种阶梯式DRA结构，用于调整目标方向图。对于三频方向图分集DRA，引入了堆叠结构来提高锥形和宽边辐射模式的带宽。此外，也设计了一个三频空间分集DRA，并以商用空间分集单极子对作为参考。由于比较三种分集方案的性能很有意义，因此

首次对极化、方向图和空间分集DRA进行了比较，并通过误码率（BER）进行综合比较。

2. 三频极化分集DRA

2.1. 天线结构

所提出的三频全向极化分集天线的结构如图1所示。该天线由一个阶梯式圆柱形介质谐振器（DR）和一个基板组成。DR的两个阶梯有不同的半径（ r_1, r_2 ）和高度（ h_1, h_2 ），在底部是一个高度为 h 的薄的空心区域 $h_g = 2 \text{ mm}$ 。这个小的空心区域对DR的影响很小，但可以有效地减少由印刷在基板上的径向馈电电路引起的交叉极化场。该基板的介电常数为 ϵ_r ，半径为 r_g ，且厚度为 h_s 。将连接到端口1的同轴探针放置在中心，激发DR横磁（TM）模式以实现垂直极化，同时在基板顶部印制弧形条带，以激发横电（TE）模式实现水平极化。如图1（b）所示，三组弧形条带形成三个环，宽度分别为 w_3 、 w_4 和 w_5 。外环和内环都是由四个条带组成，由四路功率分配器供电。这两个环连接到端口2和端口3，分别在2.4 GHz和5 GHz频段中工作。此外，中间环由8条寄生带组成，用于在5.8 GHz频段进行调谐。在实际应用中，双工器连接到端口1，使用单个端口处理2.4 GHz和5.0 GHz信号。

2.2. 设计方法

到目前为止，还没有报道称全向天线实现了三个WiFi频带的极化分集。要在单个全向天线中实现三频极化分集，存在两个挑战：①如何激发三对正交极化全向模式；以及②如何将每一对调整到所需的频带。这项工作从一个单频段极化分集设计开始。DR $\text{TM}_{01\delta}$ 和 $\text{TE}_{01\delta+1}$ 方向图在第一个频段使用，其中， δ 是指在轴向（ z ）方向上的场变化（ $0 < \delta < 1$ ）。 $\text{TM}_{01\delta}$ 和 $\text{TE}_{01\delta+1}$ 的谐振频率可以用方程式（1）和式（2）来计算[16]：

$$f_{\text{TM}_{01\delta}} = \frac{c}{\pi D} \sqrt{\frac{3.83^2 + (\frac{\pi D}{4H})^2}{\epsilon_r + 2}} \quad (1)$$

$$f_{\text{TE}_{01\delta+1}} = \frac{2.208c}{\pi D \sqrt{\epsilon_r + 1}} \left[1.0 + 0.7013 \times \frac{D}{2H} - 2.713 \times 10^{-3} \left(\frac{D}{2H} \right)^2 \right] \quad (2)$$

式中， f 为工作频率； c 为真空中的光速； D 为DR直径； H 为DR高度。当圆柱形DRA的相对介电常数 ϵ_r 固定时，DRA设计具有一个独特的径高比（ D/H ），可以使全向 $\text{TM}_{01\delta}$ 和 $\text{TE}_{01\delta+1}$ 模式工作频率相同[16]：

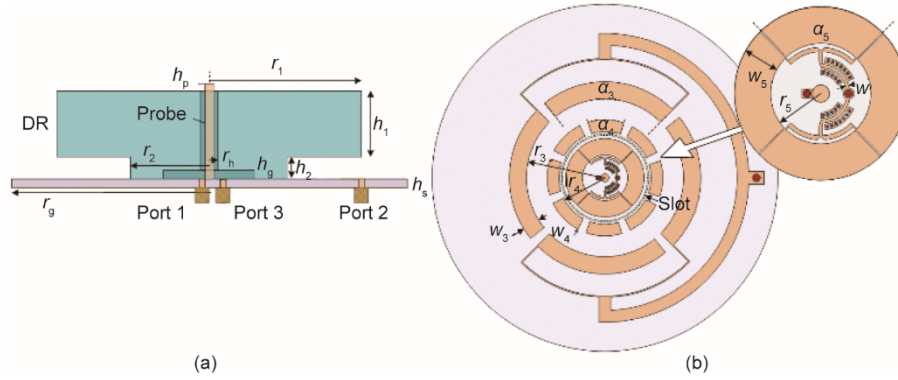


图1. 三频极化分集的配置DRA: $h_1 = 15.000$ mm, $h_2 = 5.000$ mm, $h_s = 1.524$ mm, $r_1 = 34.800$ mm, $r_2 = 11.800$ mm, $r_3 = 20.100$ mm, $r_4 = 11.800$ mm, $r_5 = 5.800$ mm, $\alpha_3 = 84.000^\circ$, $\alpha_4 = 35.500^\circ$, $\alpha_5 = 89.000^\circ$, $w_3 = 4.400$ mm, $w_4 = 3.000$ mm, $w_5 = 4.200$ mm, $r_h = 2.000$ mm, $h_p = 23.500$ mm, $h_g = 2.000$ mm, $w = 0.500$ mm, $r_g = 50.000$ mm。 (a) 侧视图; (b) 馈电电路。DR: 介质谐振器; r_1 、 r_2 : DR的半径; r_3 、 r_4 和 r_5 : 馈电环的半径; h_1 、 h_2 : DR的高度; h_g : 空心区域的高度; h_p : 同轴探针的高度; ϵ_r : 介电常数; r_g : 基板的半径; r_h : 钻孔的半径; r_s : 基板厚度; w_3 、 w_4 和 w_5 : 环的宽度; α_3 、 α_4 和 α_5 : 环的弧角; w : 线的宽度。槽的宽度 (g) 为0.5 mm。

$$f_{\text{TM}_{01\delta}} = f_{\text{TE}_{01\delta+1}} \quad (3)$$

给定工作频率 f 和 ϵ_r , 圆柱形 DRA 的尺寸是固定的。在本研究的设计中, 圆柱形 DRA 的初始尺寸为 $D = 55.70$ mm 和 $H = 24.10$ mm, 得到 $f = 2.44$ GHz 和 $\epsilon_r = 6.85$ 。

图2显示了参考天线和提出的天线的配置。当将馈电电路添加到DR中时, 由于馈电电路的负载效应, 设计中使用的DR尺寸与计算值略有不同。该基本单频带设计(参考天线I)的配置如图2(a)所示, 在中心放置一个短探针以激发 $\text{TM}_{01\delta}$ 方式, 为了获得该模式的更好的阻抗匹配, 在地板上蚀刻了一个环形槽。基板顶部也印有四条弧条以激发 $\text{DRTE}_{01\delta+1}$ 模态。四个弧条带由四路功率分配器同相馈电, 形成了一个电流环, 作为等效的磁偶极子源。图3显示了参考天线和提出天线的散射(S)参数。参照图3(a), 每个端口都有一个2.44 GHz的谐振模式, 如预

期的那样, 完全覆盖了2.4 GHz的WiFi频带。这两种模式分别为 $\text{TE}_{01\delta}$ 和 $\text{TE}_{01\delta+1}$, 具有良好的全向辐射场。然而, 在所需的5.2 GHz/5.8 GHz频带下, 没有谐振模式。端口1在大约5.5 GHz处有一个弱谐振模式, 而端口2在5.5 GHz和5.6 GHz处有两个谐振模式。图4(a)显示了在5.5 GHz时端口2的电场分布(E)和辐射方向图。电场分布与 $\text{HEM}_{41\delta+3}$ 模式场分布一致。其电场(E_ϕ)的方位角(ϕ)分量具有方位角方向的变化, 导致在水平面上产生较大的波纹, 从而形成不规则的辐射图。对5 GHz频带的其他谐振模式也进行了检测, 出现了类似的结果。这种不规则的辐射图不适用于WiFi应用的全方位覆盖。

为了在5 GHz频带获得HP全向场, 本文考虑了TE模式的高次模式。如果一个模式的电场在 E_ϕ 没有变化, DRA将在水平平面上全向辐射, 因此, 柱坐标 ϕ 方向的

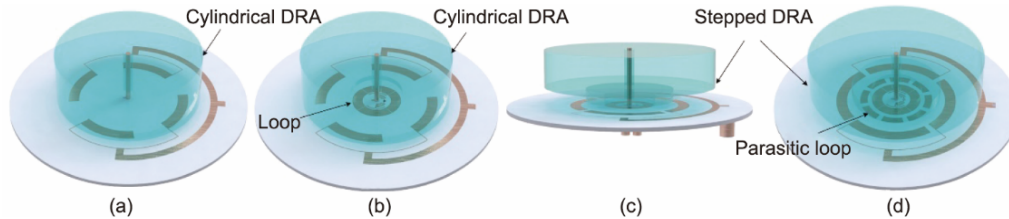


图2. 参考天线和提出天线的结构。(a) 参考天线I; (b) 提出的参考天线II; (c) 提出的参考天线III; (d) 提出的极化分集天线。

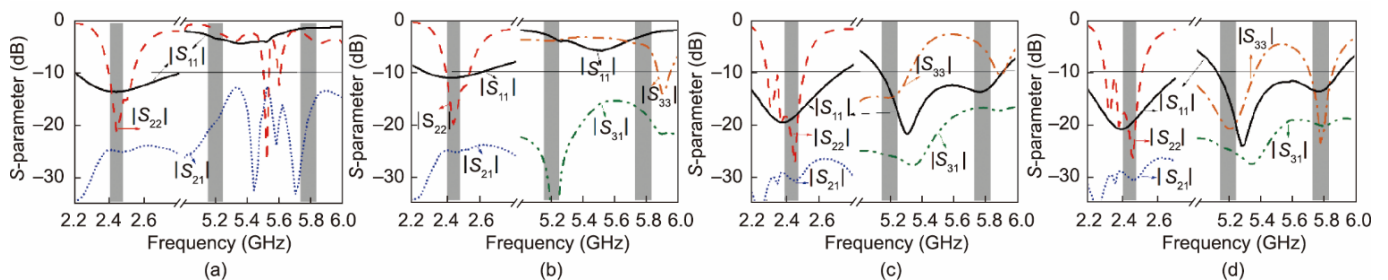


图3. 模拟参考天线和提出天线的反射系数。(a) 参考天线I; (b) 提出的参考天线II; (c) 提出的参考天线III; (d) 提出的极化分集天线。S: 散射。

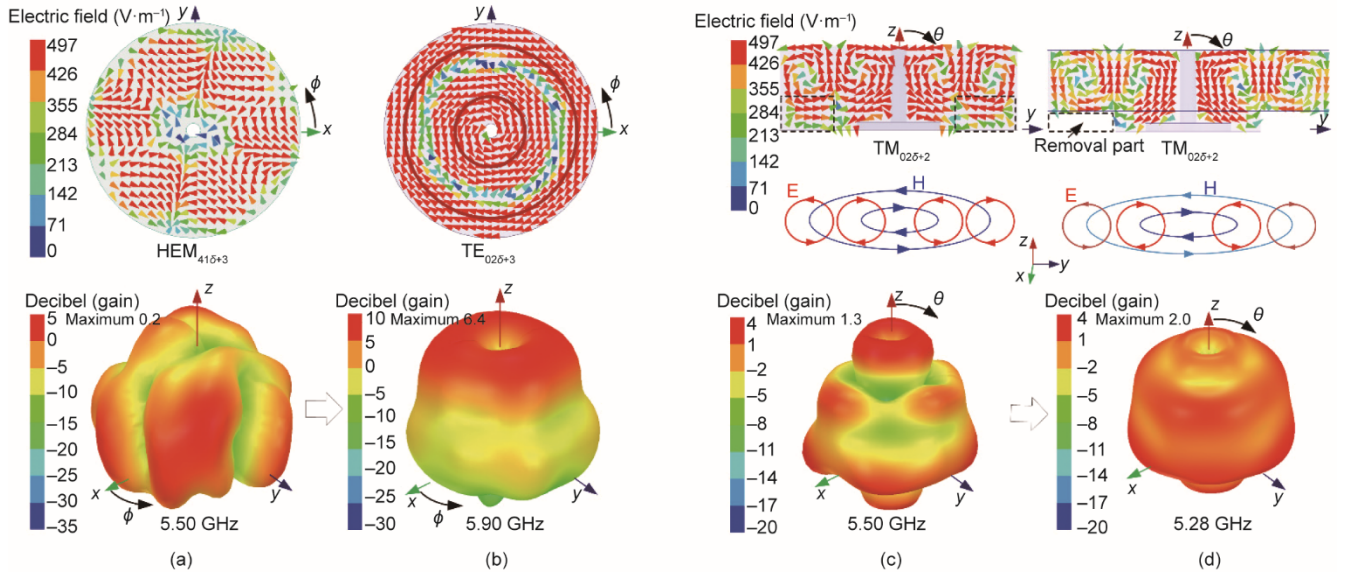


图4. 模拟了参考天线的电场 (E) 分布和三维辐射方向图, 图中显示了辐射方向图的演变。(a) 参考天线I工作在 HEM_{416+3} 模式; (b) 提出的参考天线II工作在 TE_{026+3} 模式; (c) 提出的参考天线II工作在 TM_{026+2} 模式; (d) 提出的参考天线III工作在 TM_{026+2} 模式。HEM: 混合电磁模式; ϕ : 方位角; θ : 俯仰角; E: 电场; H: 磁场。

高次模式不是全向的, 只能使用径向和 z 方向的高次模式。当DR尺寸固定时, 由于 z 方向的高次模式不容易操作, 因此将重点放在径向高次模式上。高次模式如图4(b)所示, 其电场分布在中心有一个圆形区域, 外围区域有一个同心环。这两个区域的场是不同相的。在每个区域, 电场沿 ϕ 方向的分布是均匀且同相位的, 没有方位角变化。为了激发这种模式, 在DR的底部需要一个由另一个端口(端口3)输入的小电流环。天线结构(提出的参考天线II)如图2(b)所示, 其 S 参数如图3(b)所示, 端口3在5.9 GHz处激发了谐振模式, 即为 TE_{026+3} 模式。虽然这是一个高次模式, 但它已经能够确认辐射图在水平 x - y 平面上是全向的。这可以通过仿真的辐射方向图来验证, 如图4(b)所示。辐射方向图的倾斜角度是由于水平面的电尺寸随着频率的增大而增大所致。虽然全向TE模式被激发, 但其谐振频率不在期望的频带, 与TM模式的谐振频率也不一致。另一方面, 为保持2.4 GHz的分集设计, DR的大小不能调整得与原始值相差太远。因此, 使用传统的DR几乎不可能获得用于WiFi应用的双频极化分集DRA, 更不用说获得三频设计了。

由于本设计中高次模式的电场分布与径向和 z 方向的基模电场分布不同, 为了在这两个维度获得更高的自由度, 提出了一种阶梯式DRA。通过调整这些高次模式的径向电场分布, 可以调整其垂直平面上的谐振频率和辐射图。图2(c)显示了阶梯式DRA(提出的参考天线III), 其中, 两层使用相同的材料。通过使用较小的底层和较大的顶层, 可以保持2.4 GHz的谐振模式, 如图3(c)所

示。此外, 对于VP端口1, 天线II中5.5 GHz TM_{026+2} 模式在天线III调谐至5.28 GHz, 可以覆盖5.2 GHz WiFi频段。参照图4(c), 电场分布的侧视图在 y - z 平面上有四个环: 两个在左侧, 两个在右侧。已知电场 (E) 和磁场 (H) 相互垂直, 在共振DR中, 当E场最弱时, H场最强。在 x - y 平面上, 感应的H场显示出两个垂直于电场环的反同心环。在H场分布中没有发现磁场的方位角分量 H_ϕ 的变化; 因此, 在水平 x - y 平面上, 与两个H场环相关的辐射是全向的, 这可以通过仿真的辐射方向图来验证, 如图4(c)所示。然而, 从图中可以看出, 辐射并没有集中在期望的方向上 ($30^\circ \leq \theta \leq 90^\circ$, 其中, θ 是相对于 z 轴的仰角)。为了在垂直平面上调谐波束, 移除了外部电场环所在的辐射器部分, 如图4(d)所示。在这种情况下, 靠近DR侧壁的外电场环被减弱; 因此, 它们的感应(外)H场环也变得 weaker, 这两个H场环辐射叠加, 而垂直平面上的辐射可以通过改变辐射体的去除部分来调整。对于HP端口3, 发现在5.23 GHz处激发具有良好的全向辐射方向图的高阶 TE_{036+1} , 与端口1的 TM_{026+2} 模式在5.2 GHz频段形成极化分集。此外, 由于馈电探针, VP端口1在5.8 GHz处产生了谐振模式。

然而, 从图3(c)中可以看出, 5.9 GHz的 TE_{026+3} 模式偏离了5.8 GHz的频段。为了独立调谐5.9 GHz模式, 在小内环附近引入一个寄生环, 如图2(d)(提出的天线)所示。从图3(d)中可以看出, TE_{026+3} 模式成功调谐到5.8 GHz, 与探针模式重叠, 其辐射方向图也通过寄生环得到改善, 显示出更宽的波束宽度。因此, 在5.8 GHz

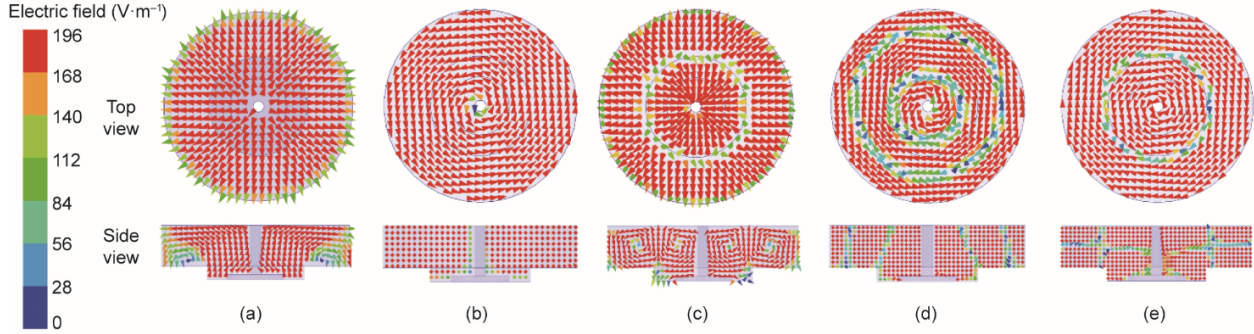


图5. 仿真极化分集DRA的电场分布。(a) TM_{016} 在2.44 GHz; (b) TE_{016+1} 在2.44 GHz; (c) TM_{026+2} 在5.28 GHz; (d) TE_{036+1} 在5.20 GHz; (e) TE_{026+3} 在5.80 GHz。

频段处获得了极化分集。为了表征所提出天线的DR模式，它们的电场分布如图5所示，可以观察到在所需频段，一个DR中激发了五种模式。

为了便于多频带分集DRA设计，设计指南总结如下：

(1) 分析天线的辐射要求，确定2.4 GHz频段的两种工作DRA模式。

(2) 确定DRA的尺寸，使两个DRA模式在同一频段内工作。

(3) 设计两种DRA模式的馈电电路。从场分布中，找到合适的接近高频带的高次模式。

(4) 采用加载技术（如特殊的DRA形状、不同材料的组合、适当位置的馈电电路等）。将高次模式调整到高频带。

(5) 最后，优化所有频段的阻抗匹配和辐射方向图。

2.3. 测量验证

制作了三频极化分集天线的模型，验证了设计。DR采用K9玻璃（ $\epsilon_r = 6.8500$, $\tan\delta = 0.0100$ ），而馈电电路印制在一个 $\epsilon_r = 3.5500$ 的基板上，损耗角正切值为 $\tan\delta = 0.0027$ 。模型的两张照片如图6所示。本文采用四端口网络分析仪E5071C（美国安捷伦技术公司）测量反射系数，采用Satimo StarLab系统（法国MVG公司）获得辐射方向图和天线增益。

图7给出了仿真和测量的 S 参数、天线增益、总效率和包络相关系数（ECC）。可以看出，仿真结果与实测结果有合理的一致性。参考图7（a），VP端口1测量的10 dB阻抗通带分别为2.20~2.70 GHz和5.05~5.86 GHz。对于HP端口，测量的端口2的通频带为2.38~2.50 GHz，端口3为4.90~5.27 GHz和5.60~5.85 GHz。重叠带宽分别

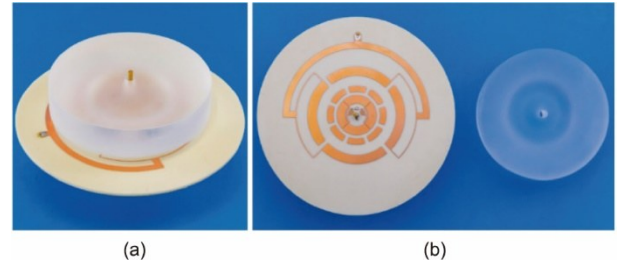


图6. 显示三频极化分集DRA原型的照片。(a) 透视图; (b) 馈电电路和DR。

为4.90% (2.38~2.50)、4.26% (5.05~5.27)和4.36% (5.60~5.85)，完全覆盖了三个WiFi频段。在三对具有正交极化的模式中，有五个DR模式和一个探针模式，三个频段的端口隔离度分别高达30 dB、25 dB、20 dB。从图7（b）可以看出，在2.4 GHz、5.2 GHz和5.8 GHz频段内，端口1在（ $\phi = 0^\circ$, $\theta = 60^\circ$ ）处测量的VP天线增益分别为1.0 dBi、0.3 dBi和1.3 dBi。在这个方向上，端口2的HP增益为3 dBi，而端口3的HP增益为2 dBi，5.20 GHz和5.80 GHz频段为2 dBi和-0.75 dBi，在5.8 GHz频带，由于地平面的电尺寸的增大（在这个频段，在30°左右的最大增益约为6 dBi），最大增益方向从 $\theta = 60^\circ$ 偏移到了30°，如图7（c）所示，考虑到阻抗匹配，VP端口1在三个频段的总效率分别为93%、77%和72%。对于HP端口2和3，三个频段的效率分别为80%、73%和70%。5 GHz频段的效率一般低于2.4 GHz频段。这是合理的，因为玻璃造成的损耗随频率的增加而增加。如图7（c）所示，使用介电损耗小的玻璃可以显著提高效率。作为MIMO天线的性能指标之一，DRA的ECC如图7（d）所示，本研究中仿真和测量的ECC是通过等式（4）获得的[16,34]:

$$\rho_c = \frac{\left| \iint_{4\pi} [XPR \cdot E_{\theta 1}(\Omega) \cdot E_{\theta 2}^*(\Omega) \cdot P_{\theta}(\Omega) + E_{\phi 1}(\Omega) \cdot E_{\phi 2}^*(\Omega) \cdot P_{\phi}(\Omega)] d\Omega \right|^2}{\iint_{4\pi} XPR \cdot G_{\theta 1}(\Omega) \cdot P_{\theta}(\Omega) + G_{\phi 1}(\Omega) \cdot P_{\phi}(\Omega) d\Omega \cdot \iint_{4\pi} XPR \cdot G_{\theta 2}(\Omega) \cdot P_{\theta}(\Omega) + G_{\phi 2}(\Omega) \cdot P_{\phi}(\Omega) d\Omega} \quad (4)$$

式中, ρ_e 是 ECC 的值; E_θ 是当两个端口激励时天线的 θ 极化有源电场方向图; E_θ^* 是 E_θ 的共轭。在等式 (4) 中, XPR 为入射波的交叉极化功率比, 其被设置为 1 以模拟均匀传播环境[16]。 G_θ 和 G_ϕ 是天线的有源功率增益的 θ 和 ϕ 极化分量。符号 Ω 表示立体角, P_θ 和 P_ϕ 分别表示入射平面波的角功率密度函数 θ 和 ϕ 分量。对于角功率密度函数, P_θ 和 P_ϕ 可以分别用仰角平面的高斯分布和方位角平面的均匀分布进行统计建模[16,34]。在 2.4 GHz、5.2 GHz 和 5.8 GHz 频带, 不同极化端口之间的 ECC 分别低于 -20.0 dB、-28.0 dB 和 -18.0 dB。由于正交极化, ECC 远低于 -3 dB 的标准。

图 8 显示了在 2.44 GHz、5.20 GHz、5.80 GHz 处仿真和测试的归一化辐射方向图。在仰角平面 ($\phi = 0^\circ$) 上, 在 z 轴方向 ($\theta = 0^\circ$) 上观察到一个零值, 这对于锥形辐射图是理想的。在 $\theta = 60^\circ$ 平面上, 交叉极场一般比主极场低 17 dB。虽然这三个频段的辐射方向图不相同, 但仍能为终端用户在水平面上提供有效的、均匀的信号覆盖。

3. 三频方向图分集 DRA

3.1. 天线结构

图 9 显示了所提出的三频方向图分集 DRA 的结构, 该 DRA 由两个介质层的堆叠圆柱形 DR 和基板组成。DR 的两个电介质层具有不同的半径 (r_1, r_2)、高度 (h_1, h_2) 和介电常数 ($\epsilon_{r1}, \epsilon_{r2}$)。该基底的介电常数为 ϵ_r , 厚度为 h_s 。在基板上打印一个圆形接地平面, 用一个矩形槽和探针激发 DR 的宽边和锥形辐射方向图, 产生方向图分集。矩形槽和探针由接地的共面波导 (GCPW) 线馈电, 可以减少交叉极化场。

3.2. 设计方法

双频方向图分集天线在其高频带通常有一个较窄的带宽, 因为高频带通常采用辐射器的高次模式或馈电电路的谐振模式。因此, 它们不能同时支持 WiFi 应用的三个频段 (2.4 GHz、5.2 GHz 和 5.8 GHz)。有两种潜在的解决方案, 可以覆盖所有三个 WiFi 频段。一种解决方案是分别操纵三对具有宽边或锥形辐射方向图的模式到

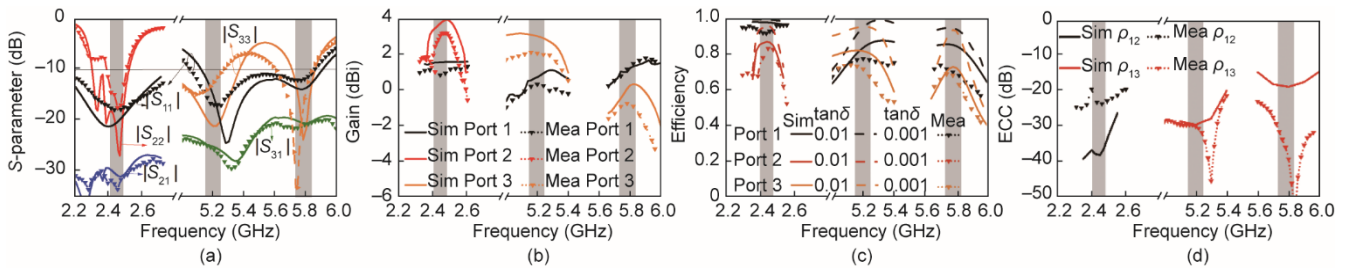


图 7. 测试和仿真的三频极化分集 DRA 模型的 S 参数、天线增益、效率和 ECC。(a) S 参数; (b) 在 $\phi = 0^\circ$ 、 $\theta = 60^\circ$ 处的天线增益; (c) 总效率; (d) ECC。Sim: 仿真; Mea: 测试。

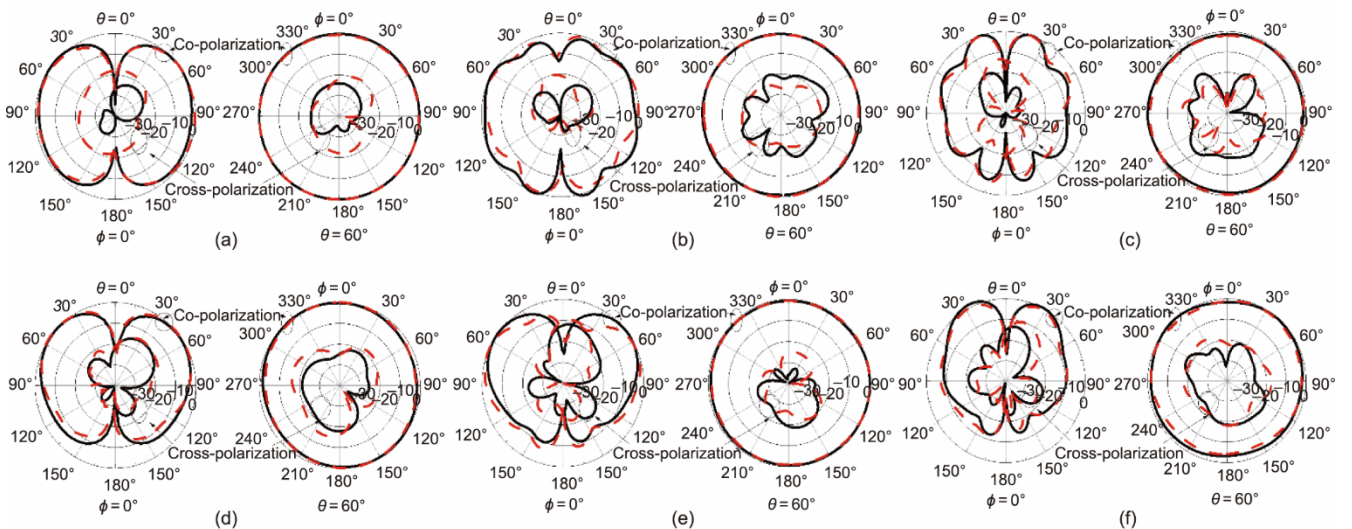


图 8. 测试和仿真三频极化分集 DRA 模型的归一化辐射方向图 (黑色实线: 仿真; 红色虚线: 测试)。(a) ~ (c) 在 2.44 GHz、5.20 GHz 和 5.80 GHz 处的 VP 端口 1; (d) 在 2.44 GHz 处的 HP 端口 2; (e)、(f) 在 5.20 GHz 和 5.80 GHz 处的 HP 端口 3。

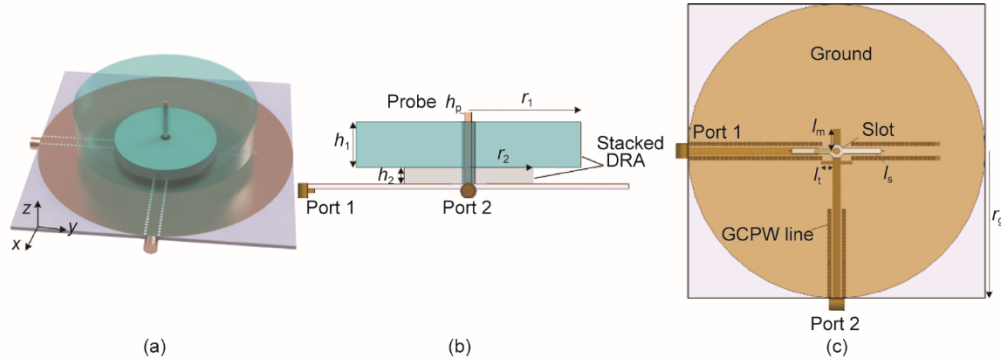


图9. 三频方向图分集天线的结构: $r_1 = 35.000$ mm, $r_2 = 20.000$ mm, $h_1 = 14.000$ mm, $h_2 = 5.000$ mm, $l_s = 32.000$ mm, $l_m = 7.500$ mm, $l_t = 5.250$ mm, $h_p = 22.000$ mm, $r_g = 50.000$ mm。(a) 透视图; (b) 侧视图; (c) 地板。GCPW: 接地的共面波导; l_s : 槽长度; l_m : 微带线的短截线长度; l_t : 开路短截线的长度; 槽的宽度为1.800 mm, 开路短截线的宽度为1.000 mm, 探头的宽度为2.000 mm, 基底的厚度为1.524 mm, $\epsilon_{r1} = 6.850$, $\epsilon_{r2} = 3.000$ 。

三个期望的频段。另一种方法是设计一种双频方向图分集天线, 其高频带较宽, 可以同时覆盖 5.2 GHz 和 5.8 GHz 频段。由于在一个谐振器中实现三对谐振模式的单独调谐并不容易, 因此我们在方向图分集设计中使用了后一种方法。

根据第 2.2 节的设计指南, 逐步开发了方向图分集天线。从第 2 节的极化分集 DRA 中可知, 使用阶梯式 DRA 可以在 2.4 GHz 和 5.2 GHz 频段内获得两种 TM 模式。因此, 在这个方向图分集设计中也采用了阶梯式结构, 其中只有一种材料用于 DR。接地层中心还引入了一个槽来激发宽边辐射方向图。该参考天线 IV 的配置和 S 参数如图 10 (a) 和 (b) 所示。从图中可以看出, 在 2.40 GHz 频段, 端口 1 在 2.25 GHz 和 2.52 GHz 激发了两个谐振模式, 这是由 DR 加载探针模式和 DR TM_{018} 引起的, 端口 2 的谐振模式是在 2.45 GHz, 即 HEM_{118d} 模式。对于 5 GHz 频段, 两个端口都有一个谐振模式, 不足以同时覆盖 5.2 GHz 和 5.8 GHz 频段。

受宽边辐射方向图的宽带堆叠 DRA 的启发[35], 阶梯式 DRA 采用了两种不同材料的堆叠结构。如图 10 (c) 所示, 一个较大的圆柱形 DR (具有较高的介电常数 ϵ_{r1}), 堆叠在一个较小的圆柱形 DR (具有较低的常数 ϵ_{r2}) 上。该天线的 S 参数如图 10 (d) 所示。在第一个频段, 端口 1

的两种模式向高频移动, 并在 2.60 GHz 处合并, 而端口 2 的模式移动到 2.54 GHz。然而, 这些模式仍然可以覆盖 2.4 GHz 的 WiFi 频段。对于 5 GHz 的频段, 与参考天线 IV 相比, 这两个端口都获得了更宽的带宽, 可以同时覆盖 5.2 GHz/5.8 GHz 的 WiFi 频段。由于堆叠的 DRA, HEM_{126+3} 模式的带宽模式如预期一样变宽, 其在 5 GHz 频段占主导地位。此外, TM_{028+2} 模式的带宽对于端口 1 也得到了有效的拓宽。

3.3. 测试验证

图 11 显示了所提出的三频方向图分集天线原型。除了具有 $\epsilon_{r2} = 3$ 的介电材料, 该原型中使用的材料与极化分集设计中使用的材料相同。

仿真和测试的 S 参数、天线增益、总效率和 ECC 如图 12 所示。仿真结果与实测结果具有合理的一致性。从图 12 (a) 可以看出, 测试的两个端口的重叠带宽分别为 16% (2.30~2.70) 和 17% (5.04~5.98), 完全覆盖了 2.40 GHz、5.20 GHz 和 5.80 GHz 的 WiFi 频段。此外, 这两个端口在三个 WiFi 频段的隔离度都很高, 分别为 23.5 dB、22.5 dB 和 21 dB。图 12 (b) 显示了测试和模拟的天线增益。在全向端口 1 (2.40 GHz、5.20 GHz 和 5.80 GHz 频段) 处测试的天线增益分别为 0.06 dBi、0.96 dBi 和 0 dBi。对于具有宽边辐射方向图的端口 2, 在三个频段测试的轴向增益

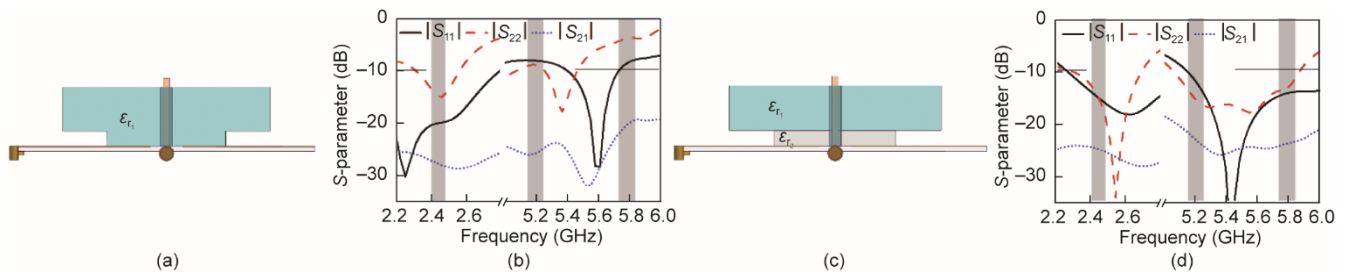


图10. 参考天线和提出天线的结构和 S 参数。(a) 参考天线 IV 的结构; (b) 参考天线 IV 的 S 参数; (c) 提出的方向图分集 DRA 的结构; (d) 提出的方向图分集 DRA 的 S 参数。



图11. 三频方向图分集DRA模型的照片。(a) 透视图；(b) DR和馈电电路。

分别为6.8 dBi、11.4 dBi和4.0 dBi。5.2 GHz和5.8 GHz之间的增益差异较大，因为高阶DRA模式被5.8 GHz处的馈电槽的谐振所干扰。这个问题可以通过使用一个更大的接地层得到缓解。结果发现，通过增加地板尺寸 r_g （从50 mm增加到约65 mm），5.8 GHz时的仿真天线增益从5.0 dBi增加到9.4 dBi，对其他频段的影响很小。从图12(c)可以看出，端口1在三个频段的总天线效率分别为82%、77%和72%，而端口2的总天线效率分别为85%、79%和78%。从辐射方向图中得到的ECC如图12(d)所示。在2.4 GHz、5.2 GHz和5.8 GHz频段，两个端口之间的仿真和测试的ECC分别低于-20.0 dB、-18.5 dB和-15.0 dB，由于两个端口的方向图不同，ECC远低于-3 dB的标准。

图13显示了在2.44 GHz、5.20 GHz和5.80 GHz处的仿真和测试的归一化辐射方向图。在高程平面($\phi = 0$)上，在端口1的 z 轴方向($\theta = 0^\circ$)上存在零点，这

是锥形辐射图的典型特征。相比之下，端口2的辐射图在 z 轴方向上出现峰值，导致两个端口之间的隔离度较高。

4. 三频空间分集天线

为了便于不同分集天线的比较，本研究还设计了面向三个WiFi频段应用的空间分集DRA。

4.1. 天线结构

图14为玻璃DRA单元及其制作原型的结构。参照图14(a)，DR由一个长探针馈电，在分别为2.40 GHz、5.05 GHz和5.75 GHz的 $TM_{01\delta}$ 模式、 $TM_{01\delta+2+2}$ 和 $TM_{01\delta+4}$ 模式下激发。在接地平面上引入环形槽，以减轻5 GHz频带辐射图的倾斜角度。图14(c)为制作的DRA单元原型的照片。

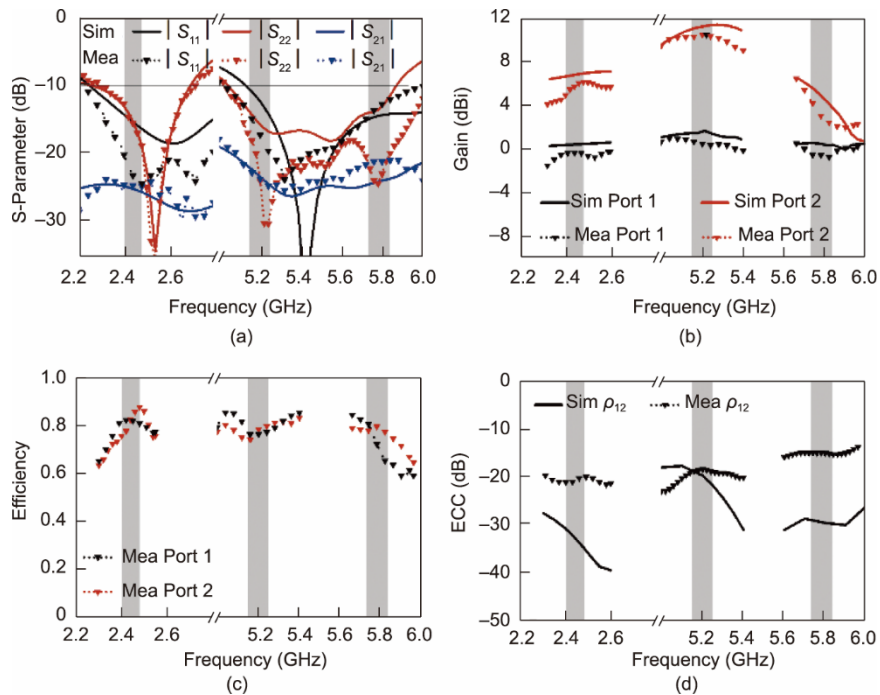


图12. 测量和模拟了三频方向图分集DRA原型的S参数、天线增益、效率和ECC。(a) S参数；(b) 端口1在 $\phi = 0^\circ$ 、 $\theta = 60^\circ$ 方向的天线增益，端口2在 $\theta = 0^\circ$ 方向的天线增益；(c) 总效率；(d) ECC。

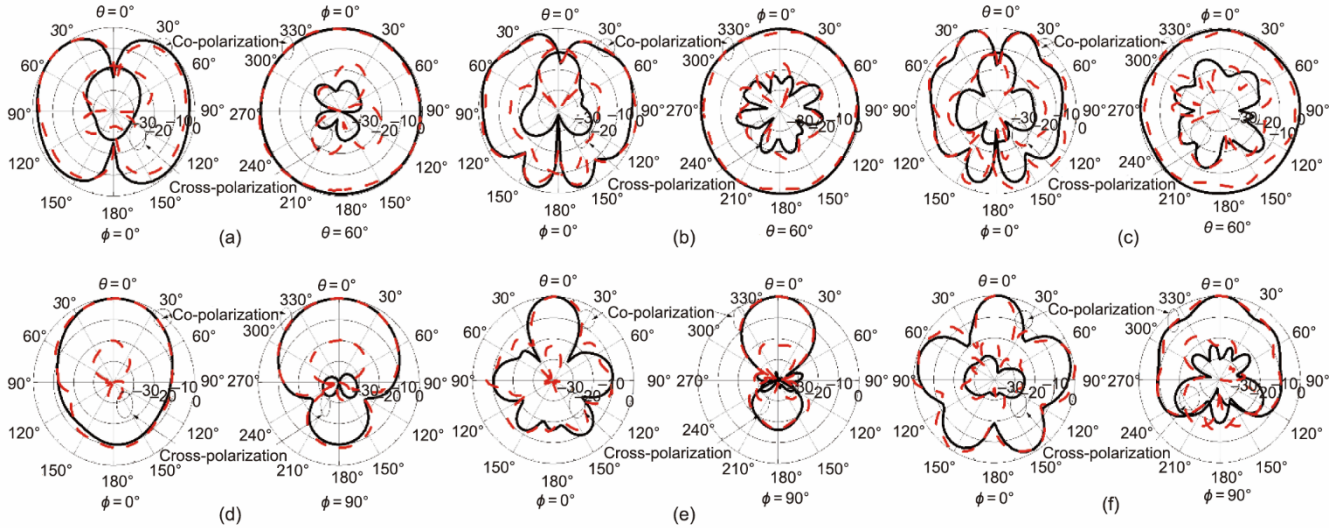


图 13. 测量和仿真三频方向图分集 DRA 原型的归一化辐射方向图（黑色实线：仿真；红色虚线：测量）。（a）~（c）在 2.44 GHz、5.20 GHz 和 5.80 GHz 处的端口 1；（d）~（f）在 2.44 GHz、5.20 GHz 和 5.80 GHz 处的端口 2。

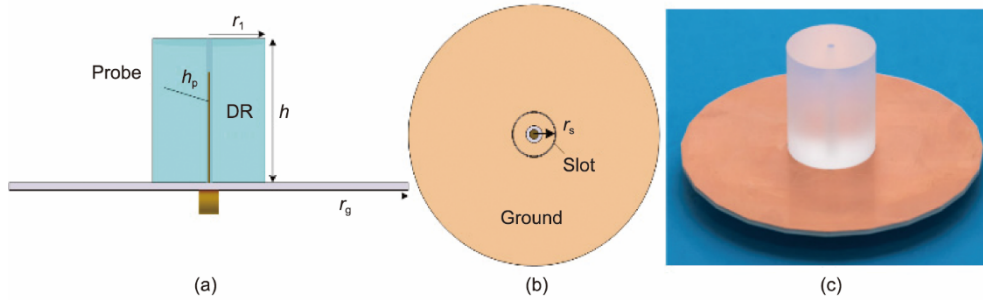


图 14. 三频 DRA 单元的结构及其原型的照片： $r_1 = 13.000$ mm， $h = 32.500$ mm， $h_p = 23.500$ mm， $r_s = 7.500$ mm 和 $r_g = 45.000$ mm。（a）侧视图；（b）地板；（c）原型的照片。 h ：DRA 高度。 $r_p = 0.450$ mm， $g = 0.500$ mm， $h_s = 1.524$ mm， $\epsilon_r = 3.550$ 。

4.2. 测试验证

天线单元在 2.44 GHz、5.20 GHz 和 5.80 GHz 处的辐射图如图 15 所示。可以观察到，在这三个频率上都得到了对称的辐射图。在 $\theta = 60^\circ$ 的平面上，交叉极化场通常比主极化场弱 17 dB。

如图 16（a）所示，采用两个中心距离为 d 的玻璃 DRA 形成空间分集 DRA，研究了从 $0.4\lambda_0$ 到 $0.7\lambda_0$ 的不同间距（ d ），其中， λ_0 是 2.44 GHz 真空中的波长。结果表明，对于不同的 d ，在 5 GHz 频段内的隔离度普遍高于

20 dB。因此， d 的影响在 2.4 GHz 频段更为明显。进一步增加间距，隔离度改进较小。同样，使用较大的 d 将减弱干扰对辐射方向图的不良影响。作为天线尺寸与性能之间的折中方案，本研究选择了 $0.5\lambda_0$ 。测量和仿真的 S 参数、天线增益、效率和 ECC 如图 16（b）~（d）所示。如图 16（b）所示，在 2.4 GHz、5.1 GHz 和 5.8 GHz 处获得了三种谐振模式，形成了可以覆盖整个 2.4 GHz 和 5 GHz 频段的宽带宽。在 2.4 GHz、5.2 GHz 和 5.8 GHz 频段中，测得的空间分集 DRA 两个端口之间的隔离度分别为 14.0 dB、

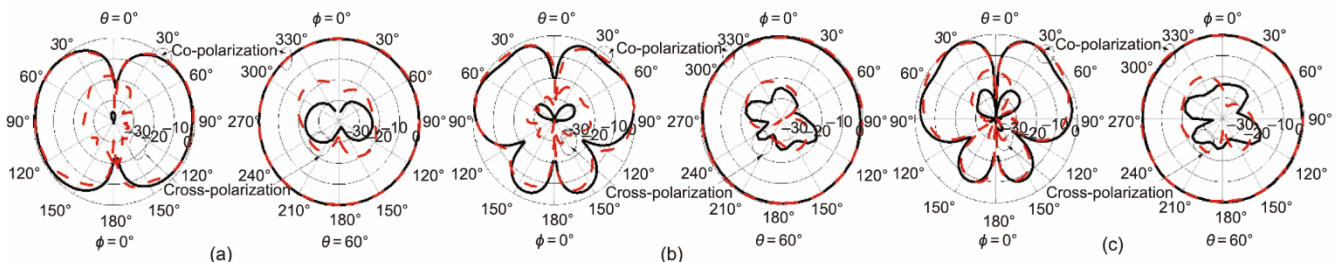


图 15. 测量和仿真三频段 DRA 单元原型的归一化辐射方向图（黑色实线：仿真；红色虚线：测试）。（a）2.44 GHz；（b）5.20 GHz；（c）5.80 GHz。

22.0 dB 和 26.0 dB。图 16 (c) 表示测量和模拟的天线增益和效率。在三个频段中，端口 1 在 $\phi = 0^\circ$ 、 $\theta = 60^\circ$ 处测试的天线增益分别为 2.7 dBi、1.3 dBi 和 1.3 dBi。在三个频段内也获得了 90%、88% 和 86% 的高效率。如图 16 (d) 所示，由于随着频率的增加，间隔距离的增加，在三个频段中测量到的 ECC 分别为 -11.5 dB、-20.0 dB 和 -27.0 dB。

端口 1 在 2.44 GHz、5.20 GHz、5.80 GHz 处的仿真和测试的归一化辐射方向图如图 17 所示。在高程平面 ($\phi = 0^\circ$) 上，辐射方向图不像单个天线那样对称，这是因为部分场受到相邻的 DRA 干扰，导致在 $\theta = 60^\circ$ 平面上的增益发生变化。

4.3. 空间分集商用单极子的测试

为了对所提出的玻璃 DRA 的性能提供基准，该工作

还测量了距离为 $d = 61 \text{ mm}$ ($0.5\lambda_0$ 在 2.44 GHz) 的两个商用单极子，形成空间分集作为参考。这些单极子的照片见图 18 (a)，测试到的 S 参数、天线增益、效率和 ECC 如图 8 (b) ~ (d) 所示。参照图 18 (b)，测试到的 -10 dB 阻抗通带为 2.22~2.54 GHz、5.14~5.32 GHz 和 5.48~6 GHz，完全覆盖了三个 WiFi 频带。两个端口之间的隔离度分别为 14.5 dB、24.5 dB 和 24.6 dB。在这三个频带内，测量的天线增益分别为 0、0.50 dBi 和 0.35 dBi。效率相对较低，分别为 67%、64% 和 60%。从图 18 (d) 可以看出，空间分集单极子的 ECC 分别为 -13.6 dB、-21.8 dB 和 -23.0 dB，与空间分集 DRA 相当。

图 19 显示了空间分集单极子的测试辐射方向图。与空间分集 DRA 相比，测量的辐射图更加对称和均匀。这是因为单极子直径更小，导致反射场更少。

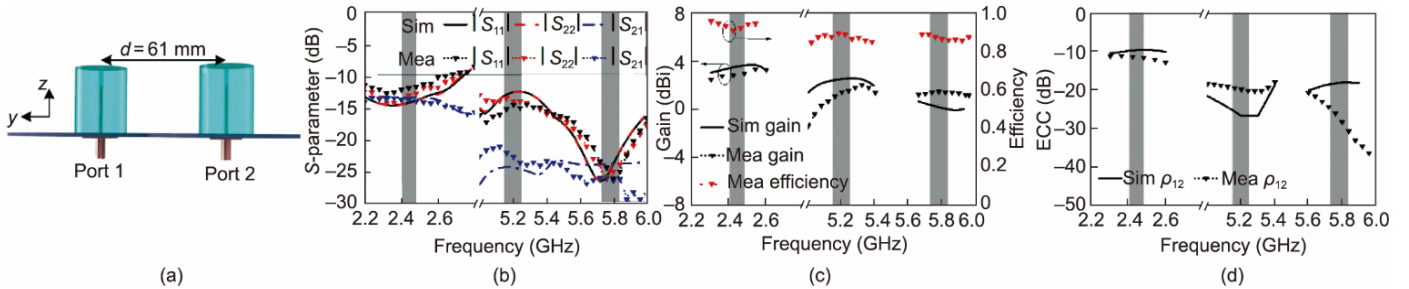


图 16. 测量和仿真所提出的三频空间分集 DRA 原型的 S 参数、天线增益、效率和 ECC。(a) 配置；(b) S 参数；(c) 端口 1 在 ($\phi = 0^\circ$, $\theta = 60^\circ$) 的天线增益和总效率；(d) ECC。

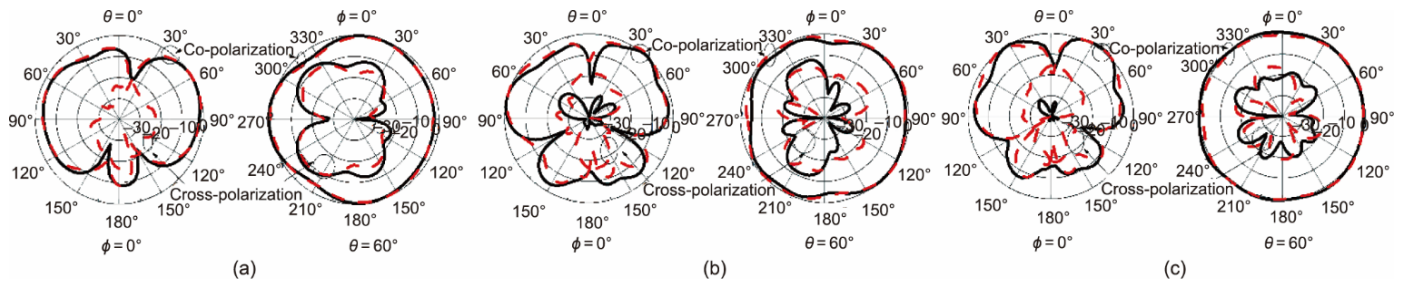


图 17. 仿真和测试所提出的三频空间分集 DRA 原型的归一化辐射方向图 (黑色实线：仿真；红色虚线：测试)。(a) 2.44 GHz；(b) 5.20 GHz；(c) 5.80 GHz。

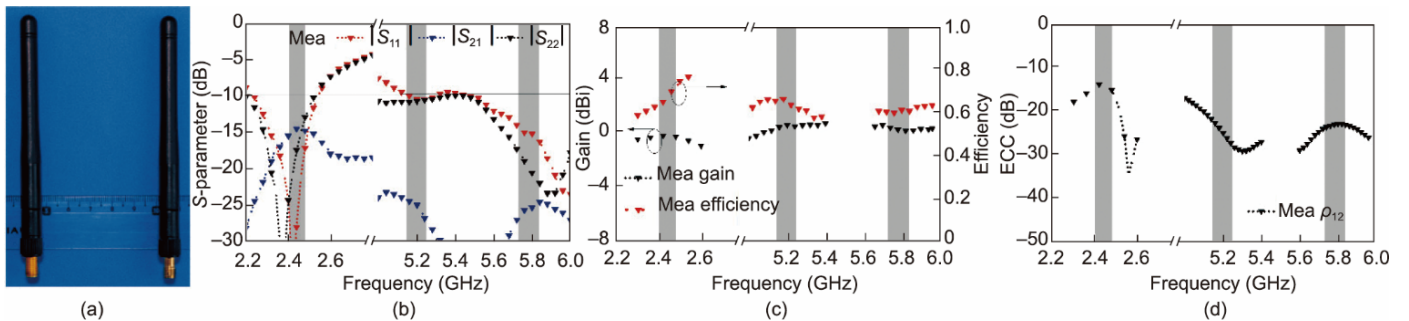


图 18. 一个商用空间分集单极子对的照片及其测试的 S 参数、天线增益、效率和 ECC。(a) 空间分集单极子对的照片；(b) S 参数；(c) 端口 1 在 $\phi = 0^\circ$ 、 $\theta = 60^\circ$ 的天线增益和总效率；(d) ECC。

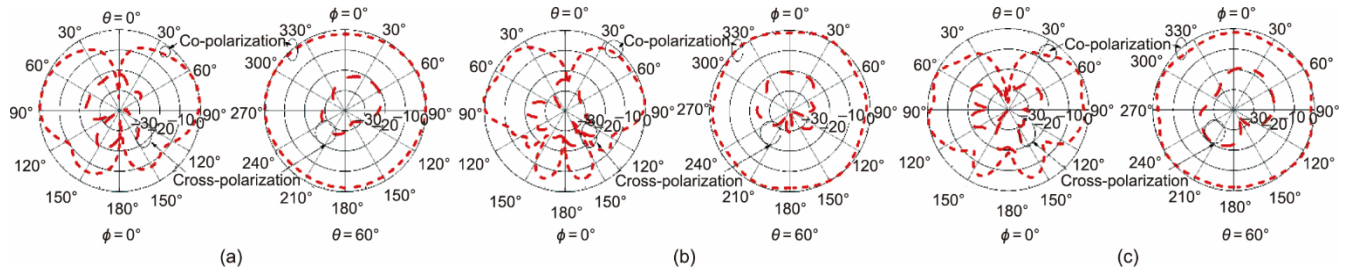


图19. 测试商用空间分集单极子天线的归一化辐射方向图。(a) 2.44 GHz; (b) 5.20 GHz; (c) 5.80 GHz。

5. 分集天线的比较

上述四个分集天线的锥形波束在大约 $\theta = 60^\circ$ 方向具有相当的增益。在效率方面，空间分集单极子的效率相对较低，为60%~67%。其他三个分集天线的效率为70%~90%。为了提供更全面的比较，四个分集天线的误码率测试使用2T2R MIMO系统，由PXIe底盘M9018B先进开关结构（是德科技公司）和DSO-X 91604A示波器（安捷伦科技公司）组成，以避免时变背景噪声，误码率测量是在暗室中进行的，由于被测天线（AUT）具有全向辐射场，因此在每个方向测量后将其旋转90°。因此，本研究在测试中考虑了四个方向（ $\phi = 0^\circ, 90^\circ, 180^\circ$ 和 270° ），以检查分集天线的辐射均匀性。在测试中，使用面向三频WiFi路由器应用的四个分集天线接收，使用由两个单极子组成的分集天线发射。为了提供一个全面的比较，在暗室测量中考虑了所有三种基本的终端用户情况：两个垂直单极子（VV）的情况，一个垂直单极子和一个水平单极子（VH）的情况，以及两个水平单极子（HH）的情况。其他的变体情况可以看作是这三种情况的部分叠加。如果使用瑞利环境，入射波的极化会改变，VV和HH情况可能有更强的交叉偏振场。在这种情况下，误码率可能接近于VH的情况。

图20显示了使用WLAN 802.11ac协议进行误码率测试的2T2R MIMO系统的实验设置。这些不同的分集天线也可以用于WLAN 802.11ax (WiFi 6)协议中。对于802.11ac协议，理想的数据速率如下：

$$\text{Date rate} = N_{\text{SD}} \times N_{\text{BPSCS}} \times R \times N_{\text{SS}} / (T_{\text{DFT}} + T_{\text{GI}}) \quad (5)$$

其中，符号定义如下（括号中的内容表示实验中使用的参数值）：

N_{SD} : 数据子载波数 ($N_{\text{SD}} = 52$);

N_{BPSCS} : 每个数据流的每个子载波的编码比特数 ($N_{\text{BPSCS}} = 4$);

R : 编码 ($R = 3/4$);

N_{SS} : 空间流数 ($N_{\text{SS}} = 2$);

T_{DFT} : OFDM符号持续时间 ($T_{\text{DFT}} = 3.2 \mu\text{s}$);

T_{GI} : 防护时间间隔持续时间 ($T_{\text{GI}} = 0.8 \mu\text{s}$)。

通过使用这些值作为Keysight测试设备的系统软件（美国Keysight Technologies公司）中的参数，数据速率为 $78 \text{ Mb} \cdot \text{s}^{-1}$ 。当误码率 $\text{BER} > 0$ 时，实际数据速率可以通过以下公式获得：

$$\text{Real data rate} = \text{Date rate} \times (1 - \text{BER})^{B_{\text{PF}}} \quad (6)$$

式中， B_{PF} （每帧比特）设置为100。

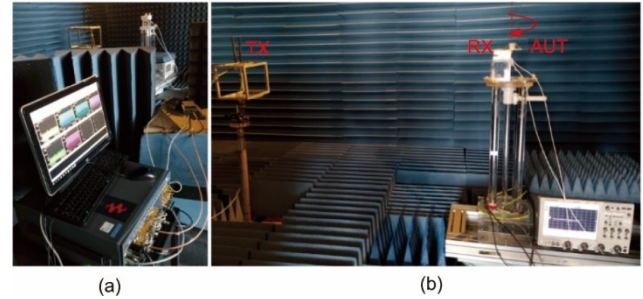


图20. 显示测试设置的照片。(a) 测试方案; (b) 发射和接收天线。TX: 发射; RX: 接收; AUT: 被测天线。

图21显示了在2.44 GHz、5.20 GHz和5.80 GHz时测试的BER。从图21(a)中可以看出，当两个发射单极子在2.44 GHz均为VP（VV情况）时，与发射天线具有相同极化的空间分集DRA获得小于1%的误码率需要的输入功率最低。然而，空间分集DRA的性能在不同的方向上差异很大。为了使误码率保持在1%以内，极化分集DRA的所需功率略大于空间分集DRA的所需功率，这是合理的，因为极化分集DRA的一个端口与发射天线有不同的极化。然而，极化分集DRA在不同方向上可以观察到稳定的性能。对于VH和HH情况下的两个发射天线，极化分集DRA保持其误码率在1%以下需要的输入功率最低，并且在不同方向上保持最稳定。这意味着，当发射功率固定时，极化分集DRA的覆盖距离最大，其周围的信号最均匀。

对于方向图分集DRA，所需的功率在不同的方向上存在显著差异。这是因为其中一个端口具有宽边辐射方向图，导致方位角平面上产生不均匀场和不同的极化。在

5.2 GHz 和 5.8 GHz 处也可以观察到类似的现象。同时，还可以观察到，当发射单极子为 HP 时，VP 空间分集单极子仍然可以工作。在实际应用中，由于不可避免的弯曲馈电电缆和缺乏射频 (RF) 扼流，单极子天线不具有纯极化。由于这一特性，不管入射电磁波的极化如何，空间分集单极子天线都能工作。然而，它们的性能在不同的方向上并不稳定。

根据互易原理，如果交换发射天线和接收天线，则将得到相同的结果。结果表明，全向极化分集天线在不同分集天线之中的覆盖最为稳定。当不同的分集天线具有相当的天线增益时，极化分集天线在大多数情况下也具有最大的覆盖距离。

6. 结论

本文研究了三频 WiFi 应用中的极化、方向图和空间分集天线，首次对分集天线进行了综合比较。实现了一种面向 WiFi 应用的新型三频极化分集 DRA，通过使用双端口馈电方案和阶梯式 DRA 结构，可以激发不同阶的 TE 模式，并调谐到 2.4 GHz、5.2 GHz 和 5.8 GHz 频带。同时，TM 模式也可以调谐到 2.4 GHz 和 5.2 GHz 频带，探针模式调整到 5.8 GHz。三个频带的极化分集隔离度均大于 20 dB。此外，本文制作并测试了这种极化分集全向天线，测试的天线增益 ($\phi = 0^\circ, \theta = 60^\circ$) 分别为 1.0 dBi、0.3 dBi 和 1.3 dBi，水平极化的天线增益分别为 3.00 dBi、2.00 dBi 和 -0.75 dBi。

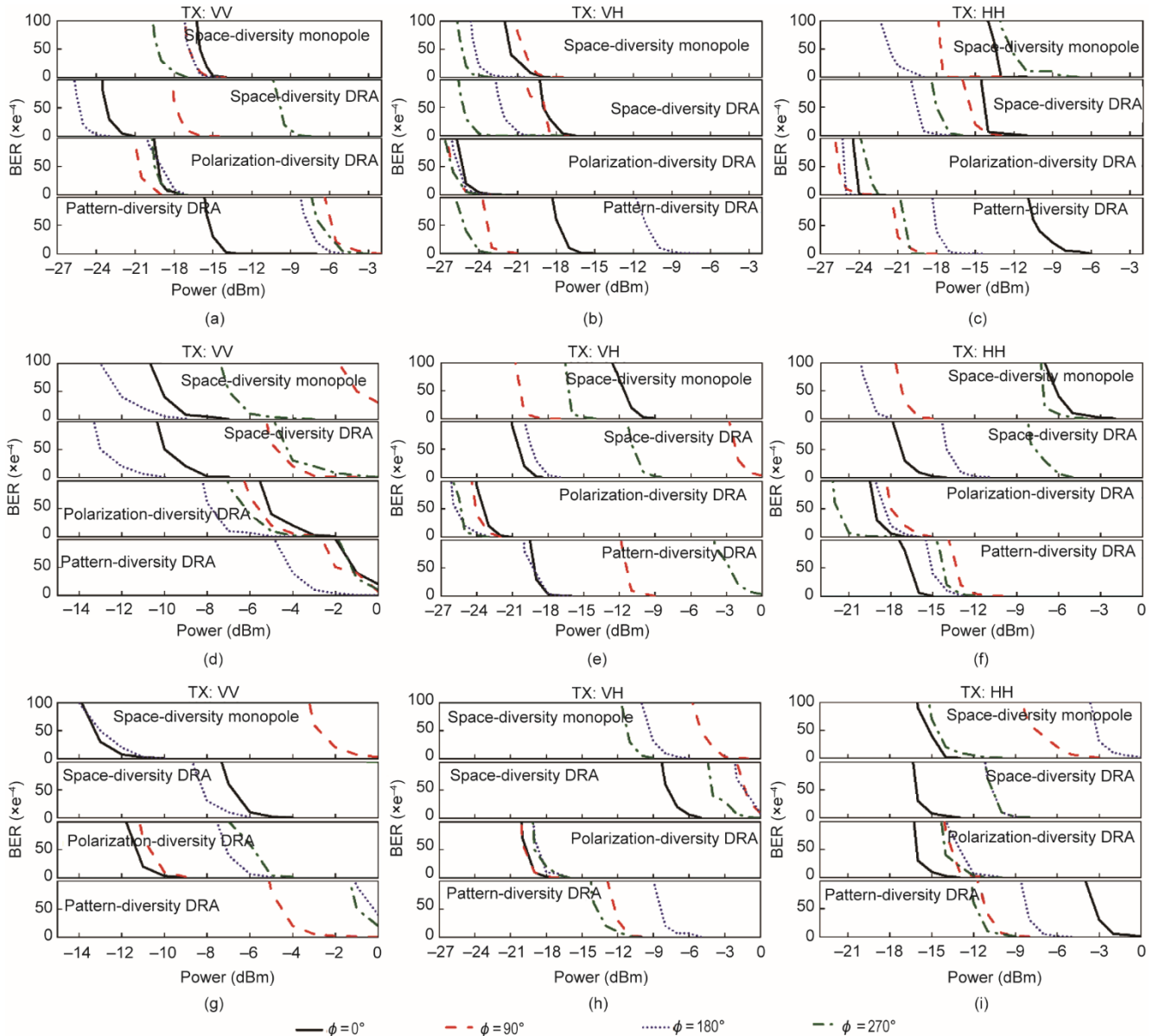


图 21. 测试四个分集天线的误码率。(a) ~ (c) 2.44 GHz; (d) ~ (f) 5.20 GHz; (g) ~ (i) 5.80 GHz。

实现了一种由探针和槽馈电的三频方向图分集DRA，通过使用堆叠的DRA结构，有效地提高了锥形和宽边辐射方向图的带宽。因此，方向图分集天线可以覆盖2.4 GHz频段和整个5 GHz WiFi频段，其两个端口之间的隔离度大于20 dB。在三个WiFi频段，全向端口在($\phi = 0^\circ$, $\theta = 60^\circ$)方向上测量的天线增益分别为0.06 dBi、0.96 dBi和0 dBi，在定向端口($\theta = 0^\circ$)方向上测量的天线增益分别为6.8 dBi、11.8 dBi和4.0 dBi。

为了便于比较，本文还在三个WiFi频段设计了一个空间分集全向DRA。在($\phi = 0^\circ$, $\theta = 60^\circ$)方向，三个频段的测量增益分别为2.7 dBi、1.3 dBi和1.3 dBi。两个端口之间的隔离度分别为14 dB、22 dB和26 dB。为了提供参考，还测量了一个商用空间分集单极子对，在三个频段内的天线增益分别为0、0.35 dBi和0.50 dBi。

本文进一步对四种分集天线的误码率进行了测量和比较，考虑了三种终端用户放置天线的案例。结果表明，极化分集天线在方位角平面的不同方向上具有最稳定的误码率性能。这表明天线周围的信号覆盖是最均匀的，在大多数情况下，极化分集天线可以提供最大的覆盖距离。此外，需要指明，DRA仅用于简化其三频分集设计，结论对于其他天线类型仍然有效。

致谢

本研究部分得到创新技术委员会创新技术支持计划(ITSP)(ITS/210/19)的支持，部分获得国家自然科学基金青年科学基金(62001409)的支持，部分由深港科技项目(C类)(SGDX2021010823104002018)资助，部分由2022年粤港澳联合创新资助计划(2022A0505030021)资助。作者衷心感谢太赫兹和毫米波国家重点实验室的Kam Man Shum和Man Shing Leung分别协助实验和拍照。感谢Keysight工程师的技术支持。

Compliance with ethics guidelines

Peng Fei Hu, Kwok Wa Leung, Kwai Man Luk, Yong Mei Pan, and Shao Yong Zheng declare that they have no conflict of interest or financial conflicts to disclose.

References

[1] Li Q, Yu X, Xie M, Li N, Dang X. Performance analysis of uplink massive spatial modulation MIMO systems in transmit-correlated Rayleigh channels.

- China Commun 2021;18(2):27–39.
- [2] Hashemi H. The indoor radio propagation channel. Proc IEEE 1993; 81(7): 943–68.
- [3] Cox D, Murray R, Arnold H, Norris A, Wazowicz M. Cross-polarization coupling measured for 800 MHz radio transmission in and around houses and large buildings. IEEE Trans Antennas Propag 1986;34(1):83–7.
- [4] Chizhik D, Ling J, Valenzuela RA. The effect of electric field polarization on indoor propagation. In: Proceedings of IEEE 1998 International Conference on Universal Personal Communications; 1998 Oct 5–9; Florence, Italy; 1998.
- [5] Turkmani AMD, Arowojolu AA, Jefford PA, Kellett CJ. An experimental evaluation of the performance of two-branch space and polarization diversity schemes at 1800 MHz. IEEE Trans Veh Technol 1995;44(2):318–26.
- [6] Morshedi A, Torlak M. Measured comparison of dual-branch signaling over space and polarization diversity. IEEE Trans Antennas Propag 2011; 59(5): 1678–87.
- [7] Fan Y, Liu X, Liu B, Li R. A broadband dual-polarized omnidirectional antenna based on orthogonal dipoles. IEEE Antennas Wirel Propag Lett 2016;15:1257–60.
- [8] Guinvarc'h R, Serhir M, Boust F. A compact dual-polarized 3:1 bandwidth omnidirectional array of spiral antennas. IEEE Antennas Wirel Propag Lett 2016;15:1909–12.
- [9] Ye LH, Cao YF, Zhang XY, Gao Y, Xue Q. Wideband dual-polarized omnidirectional antenna array for base-station applications. IEEE Trans Antennas Propag 2019;67(10):6419–29.
- [10] Wu J, Yang S, Chen Y, Qu S, Nie Z. A low profile dual-polarized wideband omnidirectional antenna based on AMC reflector. IEEE Trans Antennas Propag 2017;65(1):368–74.
- [11] Wen S, Xu Y, Dong Y. A low-profile dual-polarized omnidirectional antenna for LTE base station applications. IEEE Trans Antennas Propag 2021;69(9):5974–9.
- [12] Huang H, Liu Y, Gong S. Broadband dual-polarized omnidirectional antenna for 2G/3G/LTE/WiFi applications. IEEE Antennas Wirel Propag Lett 2016;15: 576–9.
- [13] Quan X, Li R. A broadband dual-polarized omnidirectional antenna for base stations. IEEE Trans Antennas Propag 2013;61(2):943–7.
- [14] Ando A, Kondo A, Kubota S. A study of radio zone length of dual-polarized omnidirectional antennas mounted on rooftop for personal handy-phone system. IEEE Trans Veh Technol 2008;57(1):2–10.
- [15] Ta SX, Nguyen DM, Nguyen KK, Dao CN, Nguyen-Trong N. Dual-polarized omnidirectional antenna with simple feed and ultrawide bandwidth. IEEE Antennas Wirel Propag Lett 2020;19(5):871–5.
- [16] Li W, Leung KW, Yang N. Omnidirectional dielectric resonator antenna with a planar feed for circular polarization diversity design. IEEE Trans Antennas Propag 2018;66(3):1189–97.
- [17] Zou L, Abbott D, Fumeaux C. Omnidirectional cylindrical dielectric resonator antenna with dual polarization. IEEE Antennas Wirel Propag Lett 2012;11:515–8.
- [18] Li Y, Zhang Z, Feng Z, Iskander MF. Design of omnidirectional dual-polarized antenna in slender and low-profile column. IEEE Trans Antennas Propag 2014; 62(4):2323–6.
- [19] Yang N, Leung KW, Wu N. Pattern-diversity cylindrical dielectric resonator antenna using fundamental modes of different mode families. IEEE Trans Antennas Propag 2019;67(11):6778–88.
- [20] Li WW, Leung KW. Omnidirectional circularly polarized dielectric resonator antenna with top-loaded Alford loop for pattern diversity design. IEEE Trans Antennas Propag 2013;61(8):4246–56.
- [21] Gray D, Watanabe T. Three orthogonal polarisation DRA-monopole ensemble. Electron Lett 2003;39(10):766–7.
- [22] Liu X, Wu Y, Zhuang Z, Wang W, Liu Y. A dual-band patch antenna for pattern diversity application. IEEE Access 2018;6:51986–93.
- [23] Dong Y, Choi J, Itoh T. Vivaldi antenna with pattern diversity for 0.7 to 2.7 GHz cellular band applications. IEEE Antennas Wirel Propag Lett 2018;17(2): 247–50.
- [24] Chi PL, Itoh T. Miniaturized dual-band directional couplers using composite right/left-handed transmission structures and their applications in beam pattern diversity systems. IEEE Trans Microw Theory Tech 2009;57(5): 1207–15.
- [25] Yan S, Vandenbosch GAE. Low-profile dual-band pattern diversity patch antenna based on composite right/left-handed transmission line. IEEE Trans Antennas Propag 2017;65(6):2808–15.
- [26] Sun L, Zhang G, Sun B, Tang W, Yuan J. A single patch antenna with broadside and conical radiation patterns for 3G/4G pattern diversity. IEEE Antennas Wirel Propag Lett 2016;15:433–6.
- [27] Fang XS, Leung KW, Luk KM. Theory and experiment of three-port polarization-diversity cylindrical dielectric resonator antenna. IEEE Trans Antennas Propag 2014;62(10):4945–51.

- [28] Wang W, Zhao Z, Sun Q, Liao X, Fang Z, See KY, et al. Compact quad-element vertically-polarized high-isolation wideband MIMO antenna for vehicular base station. *IEEE Trans Veh Technol* 2020;69(9):10000–8.
- [29] Amjadi SM, Sarabandi K. Mutual coupling mitigation in broadband multipleantenna communication systems using feedforward technique. *IEEE Trans Antennas Propag* 2016;64(5):1642–52.
- [30] Long S, McAllister M, Shen L. The resonant cylindrical dielectric cavity antenna. *IEEE Trans Antennas Propag* 1983;31(3):406–12.
- [31] Mongia RK, Ittipiboon A. Theoretical and experimental investigations on rectangular dielectric resonator antennas. *IEEE Trans Antennas Propag* 1997; 45(9):1348–56.
- [32] Sabouni A, Kishk AA. Dual-polarized, broadside, thin dielectric resonator antenna for microwave imaging. *IEEE Antennas Wirel Propag Lett* 2013;12:380–3.
- [33] LeungKW LEH, Fang XS. Dielectric resonator antennas: from the basic to the aesthetic. *Proc IEEE* 2012;100(7):2181–93.
- [34] Karaboikis MP, Papamichael VC, Tsachtsiris GF, Soras CF, Makios VT. Integrating compact printed antennas onto small diversity/MIMO terminals. *IEEE Trans Antennas Propag* 2008;56(7):2067–78.
- [35] Hu PF, Pan YM, Zhang XY, Zheng SY. Broadband filtering dielectric resonator antenna with wide stopband. *IEEE Trans Antennas Propag* 2017;65(4):2079–84.