

一款 360°连续扫描圆形阵列天线设计*

王身云^{1)2)†} 张康旭²⁾ 王峰¹⁾ 文舸一¹⁾

1) (南京信息工程大学应用电磁研究中心, 南京 210044)

2) (南京信息工程大学电子与信息工程学院, 南京 210044)

(2022 年 7 月 25 日收到; 2022 年 10 月 15 日收到修改稿)

针对室内通信系统, 设计了一款具有 360°方位角连续扫描特性的圆形阵列天线. 圆形阵列天线由 8 个端射单极子八木天线阵元按旋转对称方式构成, 每个天线阵元包含一个激励单极子、一个反射器和 4 个引向器. 采用同幅同相激励时, 阵列天线可以工作于全向辐射模式; 采用扩展最大功率传输效率法计算最佳激励分布时, 阵列天线工作于定向辐射模式. 仿真和实验结果表明, 阵列天线工作于全向辐射模式的平均增益为 3.78 dBi, 增益波动小于 2.0 dBi; 阵列天线工作于定向辐射模式时的波束指向可以实现 360°方位角连续扫描, 并保证了定向波束增益最大化和水平方位指向, 定向波束最大增益达到 11.1 dBi, 方位角扫描增益波动小于 0.4 dBi, 前后比大于 12.5 dB. 设计的圆形阵列天线具有定向波束增益高、在方位角可连续扫描等技术优势, 可用于未来室内小基站系统.

关键词: 单极子八木天线, 圆形阵列天线, 波束扫描, 扩展最大功率传输效率法

PACS: 84.40.Ba, 84.40.Ua, 07.57.Kp

DOI: 10.7498/aps.71.20221503

1 引言

波束扫描天线因具有波束指向可控、增益高、方向性好等优点, 在通信^[1,2]、雷达^[3]以及无线电^[4]等领域产生了广泛应用. 随着 5G 移动通信技术的发展, 通信用户不再满足于良好的室外通信服务, 同时也要求更好的室内通信服务. 为了实现室内通信信号的全区域覆盖, 室内基站天线通常采用圆形阵列天线结构^[5,6]. 为了提高通信质量和频谱利用效率, 室内基站天线可以采用智能天线工作模式. 当用户方位不确定时, 天线波束采用全向模式; 当获得用户方位后, 天线波束采用定向模式, 从而实现扇区信号增强和扇区间频率复用的目的^[7].

智能天线是根据用户位置通信需求进行波束动态赋形的天线. 天线波束赋形方法包括自适应波

束赋形和切换波束赋形, 前者是根据测得的移动通信用户方位, 直接计算或估计出阵列天线的激励分布来实现对应的波束指向, 后者是利用事前预置的多个波束状态, 根据用户位置通信需求进行合理调用. 自适应方法通过实时计算天线激励分布来实现波束控制, 具有波束指向精准和匹配度高等优势, 但激励分布的计算时间较长, 波束动态响应慢, 从而引起通信延时; 切换波束方法具有波束动态响应快的优势, 但存在波束指向精度较低和匹配性差等问题. 为了实现室内全方位信号覆盖, 人们提出了多种波束可重构天线: 第一种类型称为寄生单元阵列天线^[8–14], 其主要由单个激励天线单元和多个寄生单元构成, 通过射频开关 (如 PIN 管、变容管和 MEMES 开关等) 控制各个寄生单元状态来实现波束指向切换; 第二种类型是相控阵列天线^[15–20], 通过改变阵列天线阵元的激励分布或利用可重构馈

* 国家自然科学基金 (批准号: 61971231) 资助的课题.

† 通信作者. E-mail: wangsy2006@126.com

电网络,实现阵列天线波束的扫描或切换;第三种类型称为机械可重构天线,一般采用可流动的液态金属(如水银)或机械运动来改变天线结构,从而实现波束重构^[21,22].相比于机械可重构天线,寄生单元阵列天线和相控阵列天线的波束具有电可控特性,具有波束动态响应快的优势;相控阵列天线与寄生单元阵列天线相比较,具有波束可连续扫描和增益高等优势,然而其成本也相对较高,这主要归因于相控阵列天线的激励分布具有更多的可控自由度,且能通过利用所有天线阵元辐射,提高了天线的口径效率.目前,大多数已报道的相控阵列天线和寄生单元阵列天线形成的波束状态是有限的,它们通过调用预先计算的激励分布或采用射频开关来实现波束状态切换.针对圆形阵列天线,有限的波束状态可以实现 360° 方位角覆盖,但不能实现 360° 方位角连续扫描.圆形阵列天线的定向波束往往通过激励不同扇区的天线阵元产生^[23],但获得的定向波束增益并未能达到阵列天线增益的最大值.

室内通信系统天线的工作极化方式分为水平极化^[7,17–20]和垂直极化^[15,16]两种形式.垂直极化在提高传输信号的信噪比、降低多径衰落等方面具有显著优势^[24].因此,许多相控阵列天线与寄生单元阵列天线采用具有垂直极化单极子天线单元作为激励天线阵元^[8–13,25].然而,单极子天线的水平地板存在感应电流,合成波束在方位面上形成上翘,即天线波束的最大增益不能指向方位面上的用户^[24].文献^[26,27]引用带有套筒结构的地板结构,有效克服了波束上翘问题,但套筒地板结构增大了天线高度.

本文针对室内通信系统,设计了一款具有定向波束 360° 方位角连续扫描特性的圆形相控阵列天线.天线单元采用具有垂直极化特性的高增益端射单极子八木天线,通过对单极子八木天线进行开槽局部地板结构设计,有效解决了波束上翘问题.通

过构建广义无线功率传输系统,并采用扩展最大功率传输效率法计算了阵列天线在任意方位角形成定向波束的最佳激励分布,从而实现定向波束在 360° 方位角连续扫描,保证了定向波束水平方位指向,定向波束增益最大化,以及定向波束在方位角扫描时的增益稳定性.本文采用开槽局部地板结构抑制了端射单极子八木天线波束上翘问题,提出了一种圆形阵列天线定向波束赋形新原理,即通过构建广义的无线功率传输系统,采用扩展最大功率传输效率法计算了在圆形阵列天线在任意方位角形成定向波束的最佳激励分布,实现了定向波束增益最大化设计和在 360° 方位角连续扫描功能,定向扫描波束的最大增益在方位角保持稳定.

2 天线结构与波束赋形原理

2.1 天线结构设计

设计的圆形阵列天线结构如图1(c)所示,由8个端射单极子八木天线阵元在圆面上对称排列构成,形成“米”字结构,每个端射单极子八木天线阵元由1个有源振子、1个无源反射器和4个无源引向器组成.为了有效抑制端射单极子八木天线波束上翘问题,分别设计了具有全地板结构、局部地板结构和开有谐振槽的局部地板结构等3种金属地板结构的圆形阵列天线模型,如图1(a)–(c)所示.以5G室内通信系统为应用场景,具有开槽局部地板结构的圆形阵列天线中心工作频率设计为3.4 GHz,扇区单元结构和圆形阵列天线地板结构分别如图2(a)和图2(b)所示.单极子八木天线的激励单元、反射器、引向器和地板材料均为金属铜,介质基板为3.0 mm厚的FR-4,介电常数和损耗正切分别为4.4和0.02.

采用HFSS (high frequency simulator structure) 仿真软件进行天线结构建模和优化,获得的圆形阵列天线工作在3.4 GHz的有效结构参数如

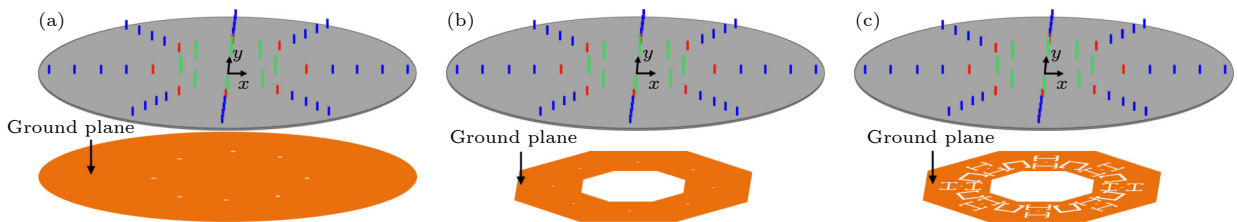


图1 三种地板结构的圆形阵列天线 (a) 全局地板; (b) 局部地板; (c) 开槽局部地板

Fig. 1. Circular array antenna with three ground structures: (a) Full ground; (b) partial ground; (c) partial ground with slots.

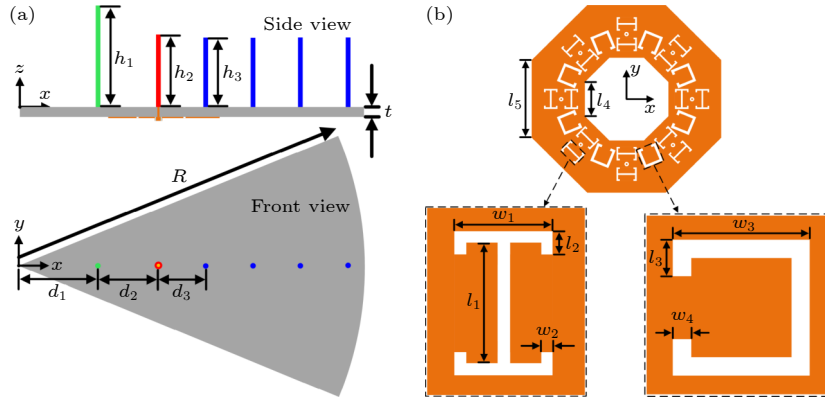


图 2 (a) 扇区单元结构; (b) 开槽局部地板结构
Fig. 2. (a) Structure of sector unit; (b) partial ground with slots.

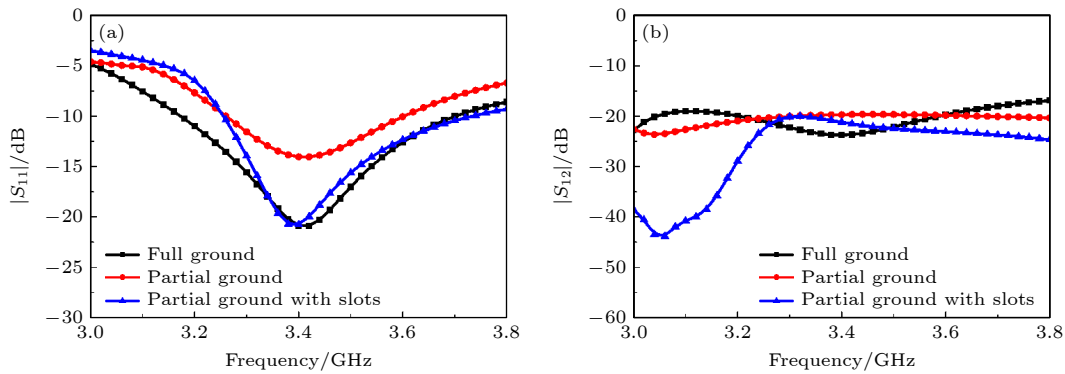


图 3 三种八木圆形阵列天线的 (a) 回波损耗和 (b) 相邻阵元隔离度
Fig. 3. (a) Return loss and (b) isolation of the three Yagi circular arrays.

表 1 所列. 为了测试设计的 3 种圆形阵列天线阵元端射性能, 对 0° 扇区的单极子八木天线阵元进行激励, 其他扇区阵元进行匹配设置, 获得天线阵元的回波损耗如图 3(a) 所示. 可以看出, 3 种不同地板结构的圆形阵列天线阵元在 3.4 GHz 均具有良好的阻抗匹配特性, 采用开槽局部地板结构的阵列元 -10 dB 阻抗带宽为 3.26—3.73 GHz (470 MHz

带宽). 3 种不同地板结构的圆形阵列天线阵元之间均具有较好的隔离度, 如图 3(b) 所示, 相邻阵元间的传输系数模 ($|S_{12}|$) 在 -18 dB 以下. 3 种不同地板结构的圆形阵列天线阵元增益方向图如图 4 所示. 可以看出, 采用全地板结构的阵列元的最大增益方向在俯仰面上翘了约 20° ; 采用局部地板结构后, 最大增益方向接近端射方向 (仅上翘了约 5°); 而采用开槽局部地板结构后, 波束完全指向端射方向 (俯仰角为 0°), 3 种地板结构的阵列元增益均在 8.0 dBi 左右.

采用全地板结构的单极子八木天线阵元波束上翘主要归因于地板感应电流. 图 5(a)—(c) 分别给出了 3 种地板结构上的感应电流分布. 从图 5 可以看到: 采用全地板结构, 地板感应电流分布在圆形阵列天线边沿, 对末端引向产生较大影响, 从而引起端射波束上翘; 采用局部地板结构后, 地板边沿感应电流分布向圆形阵列天线几何中心缩进, 对末端引向的影响减弱, 使得端射波束指向接近端射方向; 在局部地板结构前后进行“工”字形谐振开槽

表 1 带开槽局部地板结构的圆形阵列天线结构参数

Table 1. Parameters of the circular array antenna with slotted partial ground.

Parameter	Values/mm	Parameter	Values/mm
h_1	35.0	l_2	2.5
h_2	22.5	l_3	4.0
h_3	22.0	l_4	26.8
R	120.0	l_5	61.2
d_1	29.0	w_1	10.6
d_2	22.0	w_2	1.3
d_3	16.0	w_3	15.0
l_1	13.0	w_4	2.0

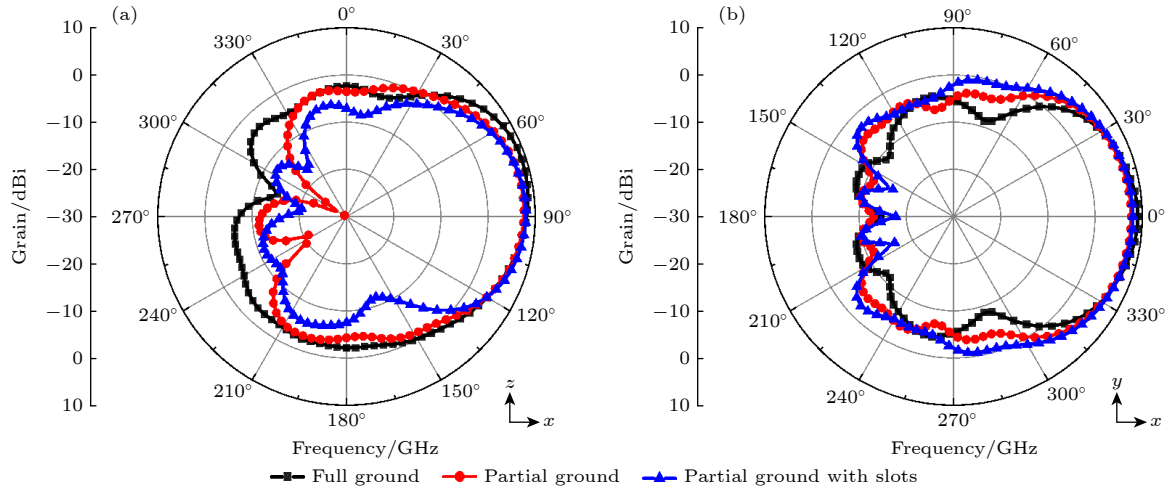

 图 4 0°扇区天线阵元增益 (a) xoz 面; (b) xoy 面

Fig. 4. Element gain patterns of the three arrays in the 0° zone: (a) xoz plane; (b) xoy plane.

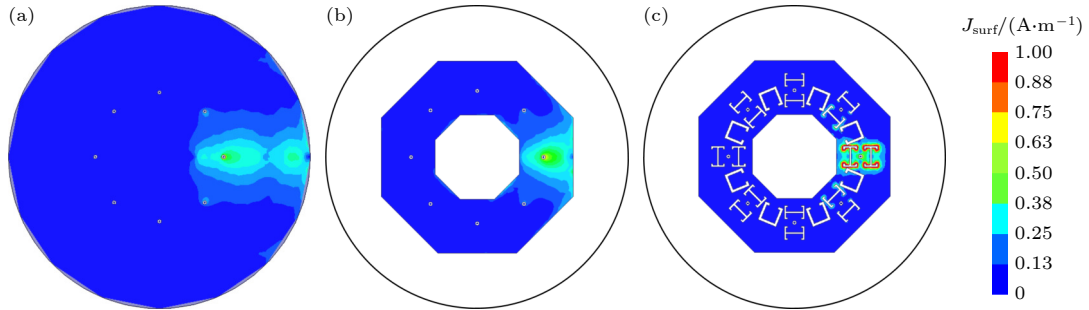


图 5 三种地板结构的电流分布 (a) 全局地板; (b) 局部地板; (c) 开槽局部地板

Fig. 5. Current distributions of the three ground structures: (a) Full ground; (b) partial ground; (c) partial ground with slots.

设计后, 将地板感应电流抑制在谐振槽内, 有效阻止局部地板边沿感应电流的产生, 进一步削减了地板感应电流对末端引向的影响, 使得端射波束完全指向端射方向.

2.2 圆形阵列天线波束赋形原理

针对具有复杂结构的阵列天线定向波束赋形, 通常采用方向图乘积原理结合全局优化算法来获得阵列天线的激励分布. 然而, 大多数阵列天线波束赋形方法主要适用于直线形阵列天线和平面阵列天线, 并忽略天线单元之间的耦合和天线实际安装和工作环境. 2014 年, 文献 [28] 报道了一种最大功率传输法 (method of maximum power transmission efficiency, MMPTE), 并被证实可用于阵列天线的近场赋形, 如近场聚焦天线设计 [29]. 近年来的研究表明, MMPTE 可以有效应用于各种阵列天线的波束赋形, 如多波束天线设计, 且不受阵列天线拓扑结构、单元之间耦合以及天线工作环境的影

响 [30], 并在 MMPTE 基础上构建了无需接收天线的扩展最大功率传输效率法 (extended MMPTE, EMMPTE). 基于 EMMPTE 的阵列天线波束赋形思路是: 构建一个与期望波束相匹配的广义无线功率传输系统, 将其功率传输效率作为波束赋形的性能指标函数, 通过优化性能指标函数极值来获得期望波束的最佳激励分布. 具体而言, 针对本文设计的圆形阵列天线, 其定向波束赋形转化为如图 6 所示广义无线功率传输系统效率优化问题.

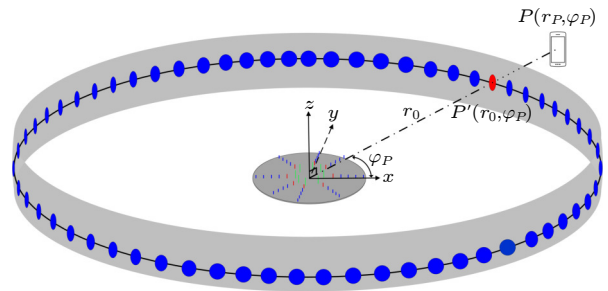


图 6 广义无线功率传输系统

Fig. 6. Generalized wireless power transfer system.

假定基于测向技术测得某时刻某用户相对于圆形阵列天线方位面位置为 $\mathbf{P}(r_P, \varphi_P)$, 为了使圆形阵列天线产生的定向波束指向 P 点, 在圆形阵列天线远场区的方位面圆弧上选择同方向位置 $\mathbf{P}'(r_0, \varphi_P)$ 来替代 P 点指向, 并构建从圆形阵列天线到 P' 点的广义无线功率传输系统, 其功率传输效率 (即性能指标函数) 可定义为^[30]

$$\text{PTE} = \frac{\varepsilon_0}{2} |E(\mathbf{r}_P)|^2 / P_{\text{in}}. \quad (1)$$

其物理含义为阵列天线在观测点 $\mathbf{P}'(r_0, \varphi_P)$ 处产生的电场能量密度与阵列天线总输入功率 P_{in} 之比, 其中 ε_0 为自由空间的介电常数. 通过优化 (1) 式的极大值, 则表明圆形阵列天线辐射的功率最大化地指向 P' 点, 从而使得阵列天线在 P' 点或 P 点方向上形成具有最大增益的定向波束. 式中 $E(\mathbf{r}_P)$ 为阵列天线各个单元在 $\mathbf{P}'(r_0, \varphi_P)$ 处产生电场矢量叠加:

$$E(\mathbf{r}_P) = \sum_{j=1}^N a_j E_j(\mathbf{r}_P), \quad (2)$$

其中, N 为阵列天线的阵元数量, $E_j(\mathbf{r}_P)$ 是第 j 个阵元在其激励为 $a_j = 1$, 而其他阵元处于匹配状态条件下在 $\mathbf{P}'(r_0, \varphi_P)$ 点产生的电场. 设计的圆形阵列天线在 3.4 GHz 处于良好的匹配状态, 其激励分布用向量表示为

$$[a_t] = [a_1, a_2, \dots, a_N]^T. \quad (3)$$

利用 (3) 式, (2) 式可表示为

$$E(\mathbf{r}_P) = [E_{rt}][a_t], \quad (4)$$

其中:

$$[E_{rt}] = [E_1(\mathbf{r}_P), E_2(\mathbf{r}_P), \dots, E_N(\mathbf{r}_P)]. \quad (5)$$

利用 (3)—(5) 式, (1) 式表示的性能指标函数可以表示为

$$\text{PTE} = \frac{\varepsilon_0}{2} \frac{|[E_{rt}][a_t]|^2}{\frac{1}{2}|[a_t]|^2} = \frac{\langle [A][a_t], [a_t] \rangle}{\langle [a_t], [a_t] \rangle}, \quad (6)$$

其中, $[A] = \varepsilon_0 [\bar{E}_{rt}]^T [E_{rt}]$. 通过优化 (6) 式, 获得阵列天线在观测点 $\mathbf{P}'(r_0, \varphi_P)$ 产生的最大电场密度的激励分布为 $[a_t]$, 从而牵引出指向用户位置 $\mathbf{P}(r_P, \varphi_P)$ 点的定向波束. 求解 (6) 式的极大值可得到特征值方程:

$$[A][a_t] = \text{PTE} \cdot [a_t]. \quad (7)$$

特征值方程 (7) 具有唯一非零特征值, 其对应的特征向量 $[a_t]$ 即为在观测点方位产生定向波束的最佳激励分布. 通过提前测试或仿真圆形阵列天线各个

单元在各个方位上 (远场圆弧上) 的电场分布, 可获得在任意方位角产生定向波束的圆形阵列天线最佳激励分布. 相比于全局优化算法, (7) 式的计算量可以忽略^[31], 因此, 通过计算 (7) 式的非零特征值所对应的特征向量, 即可实时获得圆形阵列天线在任意方位角产生最大增益定向波束的最佳激励分布, 从而实现定向波束在 360° 方位角连续扫描和自适应波束赋形功能.

2.3 射频电路设计

圆形阵列天线的激励分布由自行设计的一款数字控制馈电网络来实现. 数字控制馈电网络主要由射频信号源、8 路功分器、数字可控衰减器和移相器、波束控制算法软件及数字控制电路组成. 功分器将 3.4 GHz 的射频信号等分成 8 条支路; 数字可控衰减器和移相器均为 6-位, 衰减器的最大衰减值为 31.5 dB, 衰减值可调步长为 0.5 dB (31.5 dB/2⁶), 移相器的移相可调步长为 5.625° ($360^\circ/2^6$); 通过 (7) 式计算的阵列天线激励分布经串口通信传输至数字控制电路, 从而实现对应的激励分布输出, 最终实现所期望的定向波束. 数字控制馈电网络的电路结构及实物分别如图 7(a) 和图 7(b) 所示.

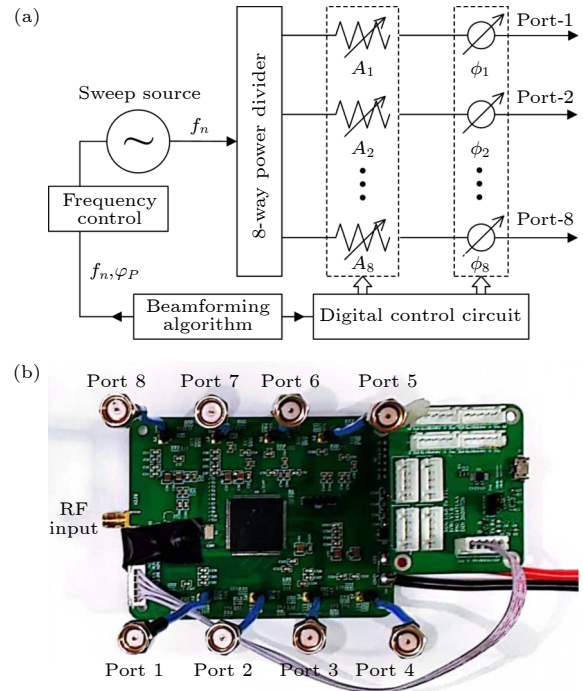


图 7 射频馈电网络 (a) 原理图; (b) 实物图

Fig. 7. Radio frequency feeding network: (a) Schematic diagram; (b) photo picture.

3 结果与分析

对设计的圆形阵列天线进行了实物加工, 天线结构正面和背面分别如图 8(a) 和图 8(b) 所示, 并对单极子八木天线阵元反射系数和相邻阵元间的传输系数进行了测试, 测试结果与仿真结果吻合, 如图 9 所示. 从图 9 可以看到, 圆形阵列天线中心工作频率为 3.4 GHz, 测得的 -10 dB 阻抗带宽为 3.26—3.73 GHz (470 MHz), 满足 5G 移动通信带宽 (3.3—3.6 GHz) 要求.

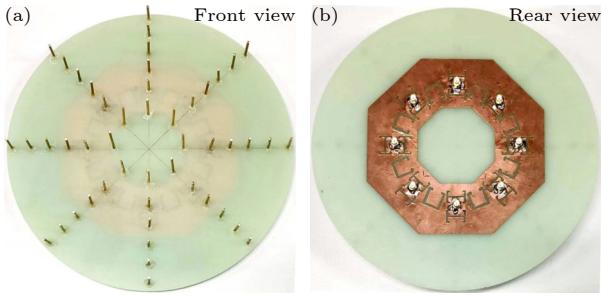


图 8 圆形阵列天线实物图 (a) 正面; (b) 背面

Fig. 8. Photo of the circular array antenna: (a) Front view; (b) back view.

最后, 由设计和加工的阵列天线和数字可控馈电网络、上位机算法软件、串口通信连接、直流电源和射频信号发生器构成的天线系统如图 10 所示, 并对其辐射性能进行了测试.

3.1 全向辐射模式

用户方位角未确定时, 对圆形阵列天线进行同

幅同相激励, 由 8 个扇区的定向波束在水平方位 xy 面 (即 H-面) 合成为全向辐射模式, 全向增益的仿真与实测结果如图 11(a) 所示, 全向平均增益为 3.78 dBi, 增益波动小于 0.4 dBi. 圆形阵列天线在俯仰 yz 面 (即 E-面) 的增益方向图呈现良好的对称性, 仿真与实测结果吻合, 如图 11(b) 所示.

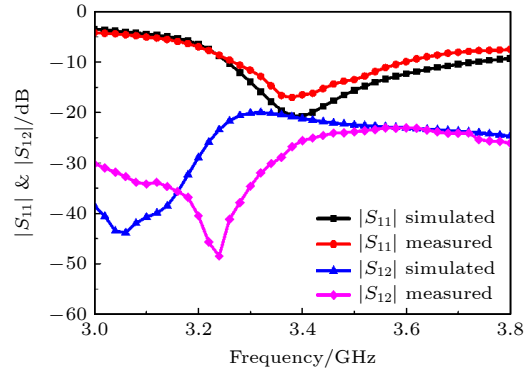


图 9 圆形阵列天线阵元反射系数模和相邻阵元间隔离度
Fig. 9. Element reflection and adjacent isolation of the circular array.

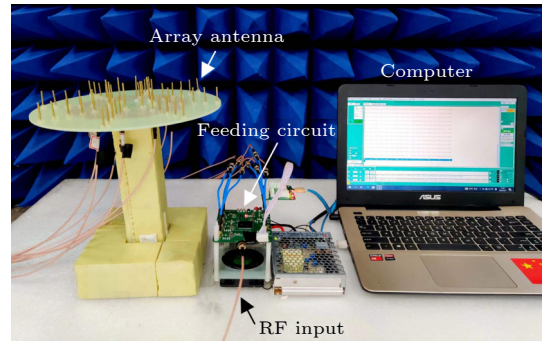


图 10 天线系统实物图

Fig. 10. Photo of the antenna system.

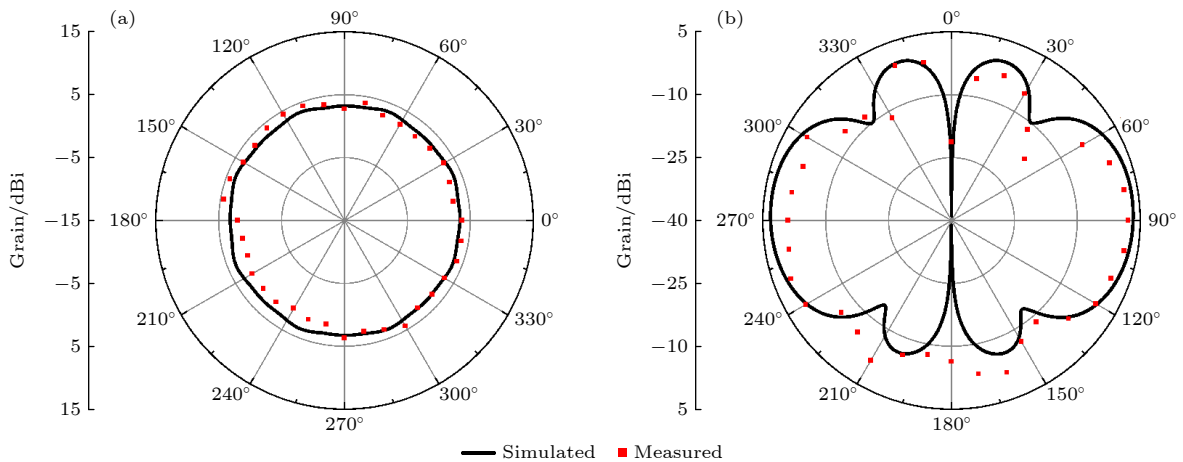


图 11 全向波束增益方向图 (a) xy 面; (b) yz 面

Fig. 11. Gain pattern of the omnidirectional beam: (a) xy plane; (b) yz plane.

3.2 定向辐射模式

在获得用户方位角的条件下,设计的圆形阵列天线应将波束精准指向到用户所在方位角.由于移动通信用户的方位是随机的,从而要求圆形阵列天线形成的定向波束应具有 360° 方位角连续扫描功能.设计的圆形阵列天线由8个旋转对称的扇区构成,每个扇区所占方位角范围为 45° .因此,只考虑用户在 $0^\circ\text{--}45^\circ$ 的方位角内随机变化的情况,并对不同方位角的定向波束进行赋形优化设计.作为演示,假定用户方位角 φ_P 为 $0^\circ, 15^\circ, 30^\circ$ 和 45° ,通过调用远场圆弧上对应的电场来构建性能指标函数和利用特征值方程求解其极大值,获得对应的激励分布,表2列出了移动用户位于上述4个方位角时,圆形阵列天线形成对应定向波束的最佳幅值和相位分布.图12(a)—(d)分别给出了对应的定向波束增益方向图,仿真和实测结果吻合.在天线阵元端射方位角(φ_P 为 0° 和 45°),定向波束具有最大仿真(测试)增益11.1 dBi(10.8 dBi),仿真(测试)增益前后比为12.5 dB(12.3 dB).针对圆形阵列天

线,若期望特定方向产生定向波束,一般只需激励对应扇区的天线阵元亦可,产生的定向波束如图4所示,但由单个阵元产生的定向波束增益较小(约8.0 dBi),这归因于未充分利用圆形阵列天线的物理口径.

表2 不同方位定向波束的圆形阵列天线激励分布(最佳幅值和相位)

Table 2. Excitations (optimum amplitude and phase) of the circular array antenna for different directional beams.

Port	Azimuthal angle/ $(^\circ)$			
	0	15	30	45
1	0.74, $\angle -96^\circ$	0.71, $\angle -118^\circ$	0.60, $\angle -106^\circ$	0.43, $\angle -119^\circ$
2	0.44, $\angle 0^\circ$	0.60, $\angle -80^\circ$	0.70, $\angle -144^\circ$	0.75, $\angle 146^\circ$
3	0.16, $\angle 114^\circ$	0.19, $\angle 26^\circ$	0.29, $\angle -25^\circ$	0.43, $\angle -119^\circ$
4	0.10, $\angle 16^\circ$	0.09, $\angle -99^\circ$	0.12, $\angle 131^\circ$	0.16, $\angle -7^\circ$
5	0, $\angle 178^\circ$	0.03, $\angle 155^\circ$	0.04, $\angle -44^\circ$	0.09, $\angle -116^\circ$
6	0.10, $\angle 12^\circ$	0.03, $\angle -18^\circ$	0.03, $\angle 106^\circ$	0.05, $\angle 56^\circ$
7	0.17, $\angle 113^\circ$	0.13, $\angle 156^\circ$	0.10, $\angle -155^\circ$	0.09, $\angle -111^\circ$
8	0.44, $\angle 0^\circ$	0.27, $\angle 0^\circ$	0.20, $\angle 0^\circ$	0.16, $\angle 0^\circ$

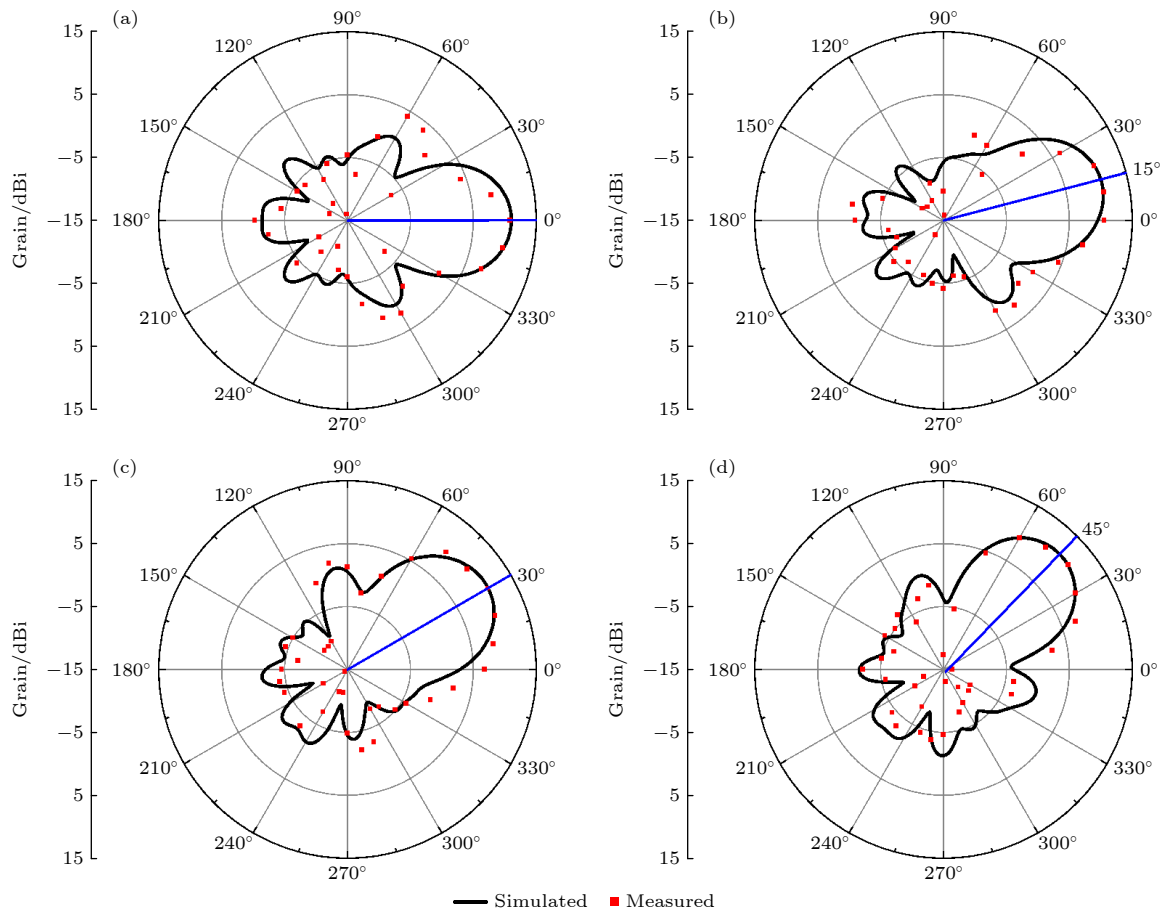


图12 定向波束增益方向图 (a) 0° ; (b) 15° ; (c) 30° ; (d) 45°

Fig. 12. Gain pattern of the directional beam: (a) 0° ; (b) 15° ; (c) 30° ; (d) 45° .

表 3 圆形阵列天线性能对比

Table 3. Comparison of the recent work with reported circular arrays.

Ref.	Working frequency bands/GHz	Size of the circular array ($\lambda_0 \times \lambda_0$)	No. of the antenna element	No. of beams for 360° coverage	Realized maximum gain/dBi
[5]	0.783—0.886	0.9×0.9	4	16	6.0
[7]	2.32—2.78	0.64×0.64	8	8	8.4
[15]	4.78—5.19	1.9×1.9	6	12	9.2
[16]	1.65—2.75	0.51×0.51	4	4	5.4
[17]	2.35—2.61	0.64×0.64	8	8	4.5
[18]	2.25—3.16	0.61×0.61	4	4	4.1
[19]	0.7—1.2	0.43×0.43	6	6	3.1
[20]	8.8—11.2	3.02×3.02	8	8	5.2
This work	3.26—3.73	2.72×2.72	8	Continuous	11.1

为了分析圆形阵列天线产生的定向波束指向任意方位角的情况, 仿真和测试了移动用户在 0° — 45° 方位角连续变化的定向波束增益变化情况, 如图 13 所示. 从图 13 可看出, 定向波束在阵列天线阵元端射方向 (0° 和 45°) 具有最大仿真 (测试) 增益值 11.1 dBi (10.8 dBi), 在两个阵元中间方位角 (22.5°) 具有最小的仿真 (测试) 增益值 10.7 dBi (10.45 dBi), 即定向波束仿真 (测试) 增益的波动范围保持在 0.4 dBi (0.5 dBi) 以内. 阵列天线产生的定向波束最大增益在非端射方向有所下降, 这是由于天线阵元在非端射方向产生的增益损失所致. 因此, 通过增加圆形阵列天线的阵元数量, 可以进一步抑制阵列天线产生的定向波束增益在方位角上的波动. 为了证实采用提出的圆形阵列天线定向波束赋形原理具有形成增益最大化的技术优势, 选择了若干圆形阵列天线进行了性能比较, 如表 3 所列. 可以看到, 提出的圆形阵列天线在阵元数量或电尺寸相当的情况下具有最大的定向波束增益, 并可以通过定向波束的连续扫描来实现 360° 方位角覆盖.

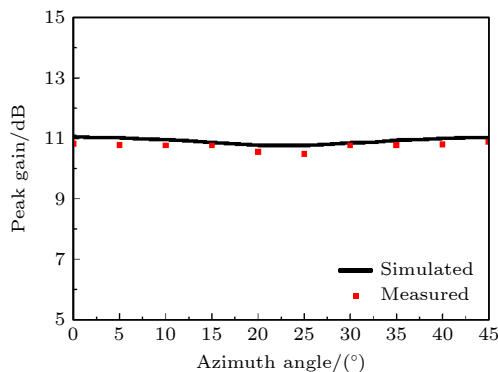


图 13 定向波束最大增益与方位角关系

Fig. 13. Peak gain of the directional beam versus azimuthal angle.

4 结 论

设计了一款基于单极子八木天线阵元的圆形阵列天线. 采用开槽局部地板结构, 实现了圆形阵列天线波束最大增益指向水平方位面; 通过构建广义无线功率传输系统, 提出了一种圆形阵列天线定向波束赋形原理, 利用扩展最大功率传输效率法计算了其在任意方位形成定向波束的最佳激励分布. 实验和仿真结果表明, 设计的圆形阵列天线工作在全向和定向辐射模式时的波束均指向水平方位面, 定向波束的增益实现了最大化设计, 并具有 360° 方位角连续扫描特性, 定向波束最大增益随方位角变化波动非常小, 从而有效提高未来室内通信小基站系统的信号覆盖范围和频率复用灵活性.

参考文献

- [1] Bellofiore S, Balanis C A, Foutz J, Spanisa A S 2002 *IEEE Antennas Propag. Mag.* **44** 145
- [2] Jiang J H, Yu S X, Kou N, Ding Z Zhang Z P 2021 *Acta Phys. Sin.* **70** 238401 (in Chinese) [蒋基恒, 余世星, 寇娜, 丁召, 张正平 2021 物理学报 **70** 238401]
- [3] Hu C H, Wang R, Chen C S, Wang B Z 2021 *Acta Phys. Sin.* **70** 098401 (in Chinese) [胡昌海, 王任, 陈传升, 王秉中 2021 物理学报 **70** 098401]
- [4] Yang X D, Geyi W, Sun H C 2017 *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.* **16** 1824
- [5] Wan W, Wen G Y, Gao S 2018 *IEEE Access* **6** 16092
- [6] Wen S C, Xu Y Z, Dong Y D 2021 *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.* **20** 488
- [7] Miao X B, Wan W, Duan Z, Wen G Y 2019 *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.* **18** 752
- [8] Taillefer E, Hirata A, Ohira T 2005 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **53** 678
- [9] Lu J W, Irelan D, Schlub R 2005 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **53** 2437
- [10] Liu H T, Gao S, Hong Loh T 2011 *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.* **10** 1349

- [11] Liu H T, Gao S, Hong Loh T 2012 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **60** 1540
- [12] Juan Y, Che W Q, Yang W C, Chen Z N 2017 *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.* **16** 557
- [13] Ababil Hossain M, Bahceci I, Cetiner B A 2017 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **65** 6444
- [14] Yang Y, Zhu X 2018 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **66** 600
- [15] Fan H J, Liang X L, Geng J P, Jin R H, Zhou X L 2016 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **64** 3228
- [16] Ge L, Li M J, Li Y J, Wong H, Luk K M 2018 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **66** 1747
- [17] Shahidul Alam M, Abbosh A 2016 *IET Microw. Antennas Propag.* **10** 1030
- [18] Jin G P, Li M L, Liu D, Zeng G J 2018 *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.* **17** 1664
- [19] Wang P Y, Jin T, Meng F Y, Lyu Y L, Erni D, Wu Q, Zhu L 2018 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **66** 627
- [20] Kahar M, Kanti Mandal M 2021 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **69** 3538
- [21] Zhu H L, Wai Cheung S, Ip Yuk T 2015 *IET Microw. Antennas Propag.* **9** 1331
- [22] Tang M C, Ziolkowski R W 2015 *IET Microw. Antennas Propag.* **9** 1363
- [23] Han Y J, Zhang J Q, Li Y F, Wang F J, Qu S B, Zhang A X 2016 *Acta Phys. Sin.* **65** 147301 (in Chinese) [韩亚娟, 张介秋, 李勇峰, 王甲富, 屈绍波, 张安学 2016 物理学报 **65** 147301]
- [24] Tang M C, Duan Y L, Wu Z T, Chen X M, Li M, Ziolkowski R W 2019 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **67** 1467
- [25] Wen Y B, Qin P Y, Wei G M, Ziolkowski R W 2022 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **70** 6042
- [26] Schlub R, Lu J W, Ohira T 2003 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **51** 3033
- [27] Schlub R, Thiel D V 2004 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **52** 1343
- [28] Shan L, Wen G Y 2014 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **62** 5565
- [29] Wang S Y, Zheng H Y, Li Y 2020 *Acta Phys. Sin.* **69** 218402 (in Chinese) [王身云, 郑洪予, 李阳 2020 物理学报 **69** 218402]
- [30] Wen G Y 2021 *IEEE Open J. Antennas Propag.* **2** 412
- [31] Wang S Y, Jin X R, Liu P, Geyi W 2022 *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.* **21** 2512

Design of a 360° continuously scanning circular array antenna*

Wang Shen-Yun^{1)2)†} Zhang Kang-Xu²⁾ Wang Feng¹⁾ Wen Ge-Yi¹⁾

1) (Research Center of Applied Electromagnetics, Nanjing University of Information Science and Technology, Nanjing 210044, China)

2) (College of Electronic and Information Engineering, Nanjing University of Information Science and Technology, Nanjing 210044, China)

(Received 25 July 2022; revised manuscript received 15 October 2022)

Abstract

In this paper, a 360° continuously scanning circular array antenna is presented. The circular array consists of eight Yagi-Uda monopoles, each one consisting of a driver, a reflector and four directors. When the circular array is fed identically, an azimuthal omnidirectional pattern is obtained. When the circular array is fed with an optimized distribution of excitations that is calculated by the expanded method of maximum power transmission efficiency, an azimuthal directional pattern with maximum directional gain is obtained. The measurement and simulation results indicate that the average gain of the omnidirectional pattern is about 3.78 dBi with azimuthal fluctuation of less than 2.0 dBi, and the maximum gain of the directional pattern is about 11.1 dBi with azimuthal continuously scanning fluctuation of less than 0.4 dBi and front-to-back ratio of larger than 12.5 dB. The reported circular array antenna is featured by high directional gain and 360° azimuthal beam continuous scanning, and it has potential applications in indoor communications.

Keywords: Yagi-Uda monopole, circular array antenna, beam scanning, expanded method of maximum power transmission efficiency

PACS: 84.40.Ba, 84.40.Ua, 07.57.Kp

DOI: 10.7498/aps.71.20221503

* Project supported by the National Natural Science Foundation of China (Grant No. 61971231) .

† Corresponding author. E-mail: wangsy2006@126.com



一款360° 连续扫描圆形阵列天线设计

王身云 张康旭 王峰 文舸一

Design of a 360° continuously scanning circular array antenna

Wang Shen-Yun Zhang Kang-Xu Wang Feng Wen Ge-Yi

引用信息 Citation: *Acta Physica Sinica*, 71, 248402 (2022) DOI: 10.7498/aps.71.20221503

在线阅读 View online: <https://doi.org/10.7498/aps.71.20221503>

当期内容 View table of contents: <http://wulixb.iphy.ac.cn>

您可能感兴趣的其他文章

Articles you may be interested in

基于平面相控阵的轨道角动量涡旋电磁波扫描特性

Beam steering of orbital angular momentum vortex wave based on planar phased array

物理学报. 2021, 70(23): 238401 <https://doi.org/10.7498/aps.70.20211119>

基于宽波束磁电偶极子天线的宽角扫描线性相控阵列

Wide-angle scanning linear phased arrays based on wide-beam magneto electric dipole antenna

物理学报. 2021, 70(1): 014101 <https://doi.org/10.7498/aps.70.20201104>

舰船磁场磁单极子阵列法建模技术

Magnetic monopole array model for modeling ship magnetic signatures

物理学报. 2019, 68(11): 114101 <https://doi.org/10.7498/aps.68.20190201>

一种编码式低雷达散射截面超表面天线阵列设计

A coding metasurface antenna array with low radar cross section

物理学报. 2020, 69(24): 244101 <https://doi.org/10.7498/aps.69.20200978>

电磁超构表面与天线结构一体化的低RCS阵列

A novel low-RCS antenna array based on integration of electromagnetic metasurface and conventional antenna

物理学报. 2021, 70(19): 194101 <https://doi.org/10.7498/aps.70.20210746>

用于提升有限口径辐射功率的紧耦合相控阵天线的设计

A tightly coupled dipole array used for radiation power improvement on finite radiation aperture

物理学报. 2021, 70(20): 204101 <https://doi.org/10.7498/aps.70.20210309>