

doi: 10.3969/j.issn.0490-6756.2017.05.015

# 共面波导馈电的新型圆极化天线阵列

刘一麟, 黄卡玛

(四川大学电子信息学院, 成都 610064)

**摘要:** 提出了一种新型共面波导(CPW)馈电的 $1 \times 2$ 圆极化阵列天线及改进后的 $2 \times 2$ 阵列天线. 为了改善阵列天线的圆极化轴比带宽, 将顺序旋转馈电技术与共面波导-槽线馈电网络相结合, 设计了用于微带贴片天线的新型馈电网络. 仿真与实测结果证明, 该类型的馈电网络可以同时改善阵列天线的阻抗带宽与轴比带宽. 实测结果表明,  $1 \times 2$ 线阵的阻抗带宽与轴比带宽分别为3.79%和16.41%.  $2 \times 2$ 面阵的阻抗带宽与轴比带宽分别为3.61%和10.83%.

**关键词:** 低剖面天线; 共面波导; 槽线; 圆极化; 顺序旋转馈电

**中图分类号:** TN821+.1 **文献标识码:** A **文章编号:** 0490-6756(2017)05-0985-06

## Circularly polarized antenna array fed by CPW-Slot network

LIU Yi-Lin, HUANG Ka-Ma

(College of Electronics and Information Engineering, Sichuan University, Chengdu 610064, China)

**Abstract:** A novel design of a  $1 \times 2$  and a  $2 \times 2$  circularly polarized (CP) microstrip patch antenna arrays is presented in this paper. The two CP antenna arrays are fed by sequentially rotated coplanar waveguide (CPW) to slotline networks. The mechanism of circular polarization in this design is explained and the measured results shows that this kind of CPW feeding network is a good method to improve both the impedance bandwidths and 3-dB axial ratio bandwidths of CP antenna arrays. The simulated and measured impedance bandwidths and 3-dB axial ratio bandwidths of the  $1 \times 2$  linear array are 3.79% and 16.41%. Moreover, The simulated and measured impedance bandwidths and 3-dB axial ratio bandwidths of the  $2 \times 2$  array are 3.61% and 10.83%.

**Keywords:** Low-profile antenna; Coplanar waveguide (CPW); Slotline; Circular polarization; Sequential feeding

## 1 引言

随着现代通信系统中天线技术的发展, 高性能的圆极化天线和阵列因为能有效减小多径干扰、在发射与接收天线之间没有严格的方向性等引起了许多无线电行业的关注, 例如移动卫星通信系统、智能公交系统及无线能量传输系统(MPT)<sup>[1,2]</sup>. 这些系统的通讯测控设备都要求是共形、重量轻、体

积小且成本低的小型天线. 微带天线因其低剖面、易加工的特点, 非常适用于这些无线电系统<sup>[3]</sup>. 同时微带天线可通过微扰法轻易实现圆极化辐射, 比如在贴片上切角<sup>[4]</sup>或加载缝隙<sup>[5]</sup>以激励起两个互相正交并相位相差 $90^\circ$ 的电场分量. 但是, 传统微带天线在轴比带宽和极化纯度方面都有局限性, 其轴比带宽通常只有1%. 通常, 多层板技术被用于改善微带天线的轴比带宽, 但多层基板会增加天线

收稿日期: 2017-03-09

基金项目: 国家重点基础研究发展“973计划”(2013CB328900, 2013CB328902)

作者简介: 刘一麟(1990-), 男, 甘肃兰州人, 博士生, 研究方向为无线能量传输. E-mail: 543786751@qq.com

通讯作者: 黄卡玛. E-mail: kmhuang@scu.edu.cn

的剖面厚度,同时其结构复杂.由于天线辐射单元与馈线一般印制在多层基板的不同表面,需要通过过孔或者缝隙耦合的方式为天线馈电,这给工艺的实现造成了困难,同时也增加了成本<sup>[6]</sup>.

为了在改善微带天线轴比带宽的同时不增加天线的设计难度和加工成本,本文提出了一种新型的共面波导-槽线结合的馈电网络.共面波导传输线与传统微带线有许多相似之处,也有其独特优势.共面波导制造简单,可使有源无源器件表面贴装的串并联结构更容易实现,另外由于信号带线与接地板在同一平面,避免了过孔和绕线<sup>[7]</sup>.同时,共面波导的特性阻抗几乎与介质板厚度无关,因此有降低天线剖面的可能.以上这些优点使共面波导成为天线馈电网络中传输线的选择之一.然而,关于共面波导的应用仅局限于单个天线单元的馈电,比如缝隙天线单元或者印刷单极子天线单元<sup>[8,9]</sup>.虽然这些天线单元可产生圆极化辐射,拥有很宽的轴比带宽,但它们多为全向辐射天线,并不适合于需要高增益的定向信号能量传输.为了实现好的方向性与高增益,往往需要使用阵列天线,然而关于共面波导在阵列天线中应用的研究非常少,仍需要射频工程师的关注与努力.

本文设计完成了一个应用于 5.8 GHz,共面波导-槽线网络馈电的  $1 \times 2$  圆贴片微带阵列天线以及改进的  $2 \times 2$  阵列天线,两种阵列天线均印制在厚度为 1 mm,介电常数  $\epsilon_r = 4.4$  的 FR-4 介质板上.此种天线结构简单,成本低,易于加工,可作为更大阵列的子阵使用.仿真与实测结果表明,这种阵列天线拥有充足的轴比带宽,且能保证足够的增益.

## 2 天线结构设计

### 2.1 $1 \times 2$ 阵列天线设计

提出的  $1 \times 2$  阵列天线结构如图 1 所示,介质板大小为  $40 \text{ mm} \times 40 \text{ mm} \times 1 \text{ mm}$ ,相对介电常数为 4.4.圆形微带贴片与共面波导-槽线馈电网络分别印制在单层 FR4 介质板的两面.环型槽线缝隙通过耦合的方式为天线贴片馈电,这种馈电方式既避免了过孔,又能增加阵列天线的轴比带宽.

为了方便与常见的  $50 \Omega$  同轴线匹配,该  $1 \times 2$  阵列天线采用特性阻抗为  $50 \Omega$  的共面波导进行馈电,其金属导带宽度为 3 mm,缝隙宽度为 0.3 mm.连接共面波导与环状馈电结构的槽线宽度保持在 0.3 mm 不变,对应槽线特性阻抗为  $100 \Omega$ ,

槽线等效并联连接在共面波导传输线上,可使 T 形共面波导-槽线过渡结构完全匹配.圆形微带贴片由环状槽线的两个 T 型枝节耦合馈电,通过选择适合的槽线环半径,使两个 T 形枝节在圆形贴片上激励起两个互相正交,幅度相等,相位相差  $90^\circ$  的表面电流,从而使圆形贴片辐射圆极化电磁波.相比于微扰法,双馈法能产生更加稳定的圆极化辐射,提供更宽的轴比带宽.为了进一步提高  $1 \times 2$  阵列天线的轴比带宽,引入顺序旋转技术对馈电网络进行改进.根据顺序旋转馈电法则,馈电网络需要对该  $1 \times 2$  左旋圆极化(LHCP)阵列天线提供适当的空间旋转和相位补偿.因此,贴片 2 以及为其馈电的环状槽线网络需要相对贴片 1 及其馈电网络顺时针旋转  $90^\circ$ .同时,为了保证两个贴片在旋转后仍然保持同相辐射,需要在贴片 1 前加载一段  $\frac{1}{4}$  波长的相位补偿槽线.顺序旋转馈电的一大优势是各失配元件产生的反射可在共同的输入端互相抵消<sup>[10,11]</sup>.因此,顺序旋转能同时改善阵列天线的轴比带宽和阻抗带宽.优化后的  $1 \times 2$  阵列天线尺寸如表 1 所示.

表 1 优化后的  $1 \times 2$  阵列天线尺寸

Tab. 1 The optimal parameters of the  $1 \times 2$  array

参数	尺寸(mm)	参数	尺寸(mm)
h	1	$l_b$	12.25
G	0.30	$l_c$	1.85
W	3	$l_d$	3.61
$W_s$	35	$l_e$	21.70
$L_s$	65	$d_1$	8.62
$l_a$	3.30	$d_2$	13.09

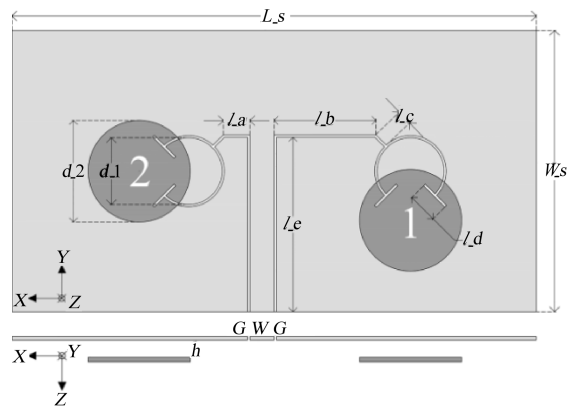


图 1  $1 \times 2$  阵列天线结构

Fig. 1 The geometry of the  $1 \times 2$  array

### 2.2 $2 \times 2$ 阵列天线设计

为了获得更高的增益和更好的方向性,本文在

上述  $1 \times 2$  阵列天线的基础上设计了一款  $2 \times 2$  阵列天线, 其天线结构如图 2 所示. 通过将基础  $1 \times 2$  阵列天线在馈电共面波导纵向方向上延伸, 可以得到一个串联馈电的  $2 \times 2$  圆极化阵列天线. 为了保持两个平行线阵保持同相辐射, 连接它们的共面波导长度需设定为工作频率的  $1 \lambda_g$ . 由于这两个线阵串联在  $1 \lambda_g$  的共面波导上, 每个线阵的输入阻抗为  $50 \Omega$ , 所以串联两个线阵的共面波导的特性阻抗需设计为  $100 \Omega$ , 相应金属带宽度  $1.2 \text{ mm}$ , 缝隙宽度  $1.2 \text{ mm}$ , 这样馈入的能量才能平均分配在两个线阵上, 同时保证馈电网络匹配. 最终, 在输入端插入一个  $100 \sim 50 \Omega$  的共面波导过渡结构, 方便与  $50 \Omega$  同轴线匹配. 优化后的  $2 \times 2$  阵列天线尺寸如表 2 所示.

表 2 优化后的  $2 \times 2$  阵列天线尺寸

Tab. 2 The optimal parameters of the  $2 \times 2$  array

参数	尺寸(mm)	参数	尺寸(mm)
h	1	$l_d$	4.23
G	0.30	$l_e$	6.70
W	3	$l_f$	9
$W_s$	72	$l_g$	8
$L_s$	65	lamda	37.34
$l_a$	2.91	$d_1$	8.28
$l_b$	12.39	$d_2$	12.94
$l_c$	1.80		

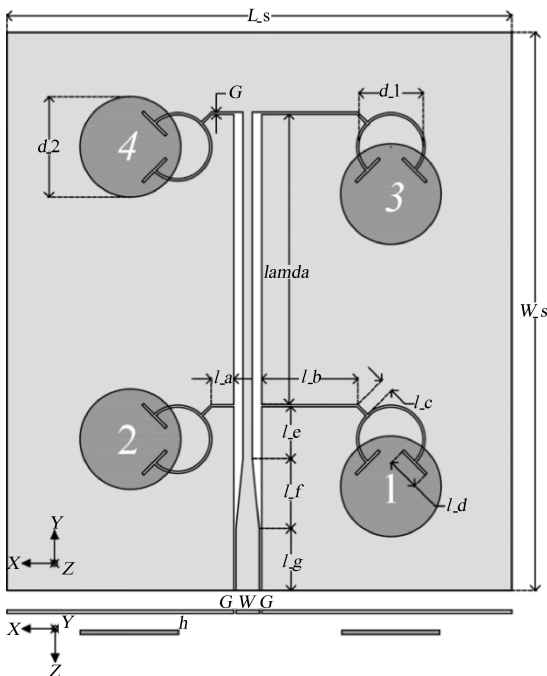


图 2  $2 \times 2$  阵列天线结构

Fig. 2 The geometry of the  $2 \times 2$  array

### 3 天线仿真与测试结果

根据上述设计参数, 以 FR4 介质板为基础分别加工了一个  $1 \times 2$  阵列天线和一个  $2 \times 2$  阵列天线, 它们的实物图如图 3 和图 4 所示.

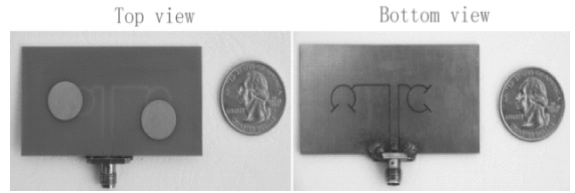


图 3  $1 \times 2$  阵列天线实物图

Fig. 3 Top view and bottom view of the  $1 \times 2$  array

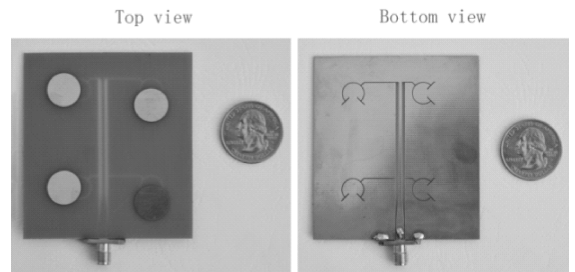


图 4  $2 \times 2$  阵列天线实物图

Fig. 4 Top view and bottom view of the  $2 \times 2$  array

$1 \times 2$  阵列天线的回波损耗 ( $|S_{11}|$ ) 和轴比 (AR) 的仿真与实测结果如图 5 所示. 可以看出, 仿真与测试结果吻合的较好, 误差主要由天线加工误差导致, 比如槽线缝隙宽度误差, 圆形贴片半径误差等. 同时, SMA 接头与共面波导之间的焊接也会产生误差. 3-dB 轴比带宽的测试结果为  $5.69 \sim 5.91 \text{ GHz}$  (3.79%), 测试的阻抗带宽为  $5.37 \sim 6.33 \text{ GHz}$  (16.41%).  $|S_{11}|$  幅值在整个 3-dB 轴比带宽内均小于  $-10 \text{ dB}$ .

图 6 描述了  $2 \times 2$  阵列天线的回波损耗 ( $|S_{11}|$ ) 和轴比 (AR) 的测试与仿真结果. 与  $1 \times 2$  阵列天线的情况类似, 测试与仿真结果间的误差可能由加工误差及接头焊接引起. 测试得到的 3-dB 轴比带宽为  $5.71 \sim 5.92 \text{ GHz}$  (3.61%), 测试的阻抗带宽为  $5.59 \sim 6.23 \text{ GHz}$  (10.83%).  $|S_{11}|$  在整个轴比带宽内均低于  $-10 \text{ dB}$ . 由于整个共面波导馈电网络的带宽限制,  $2 \times 2$  阵列天线的阻抗带宽比  $1 \times 2$  阵列天线的略有下降.

两款阵列天线的方向图由一个线极化标准喇叭基于极化分解理论测得. 任意一个椭圆极化波均可以分解为两个互相正交的线性极化分量, 通过标准线极化喇叭天线测量圆极化天线在不同极化角度的三个或更多线极化分量, 即可得到被测天线的

辐射方向图以及轴比信息<sup>[12]</sup>. 图 7 和图 8 描述了  $1 \times 2$  阵列天线和  $2 \times 2$  阵列天线在中心频率 5.8 GHz 时的 E 面 ( $x-z$  平面) 方向图和 H 面 ( $y-z$  平面) 方向图. 可以看出, 两款圆极化天线的主瓣均在 Z 轴正方向, 垂直于天线表面, 两款天线均是边射

天线. 图 9 和图 10 描述了两款天线轴比幅值与方位角的关系, 可以观察到轴比小于 3 dB 的圆极化电磁波主要沿最大辐射方向传播, 达到了预期设计目的. 该设计可以作为更大平面阵列的子阵使用, 可以扩展为拥有更大增益的二维平面阵列天线.

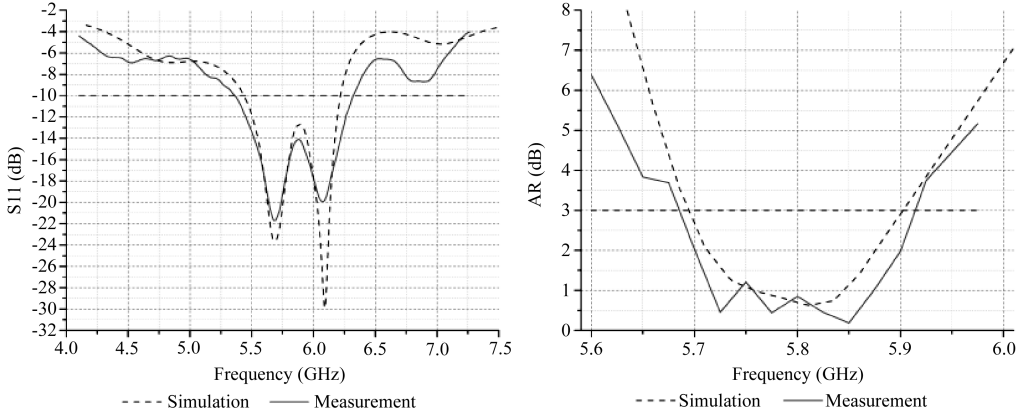


图 5  $1 \times 2$  阵列天线  $|S_{11}|$  及轴比测试与仿真结果  
Fig. 5 Measured and simulated  $|S_{11}|$  and AR of the  $1 \times 2$  array

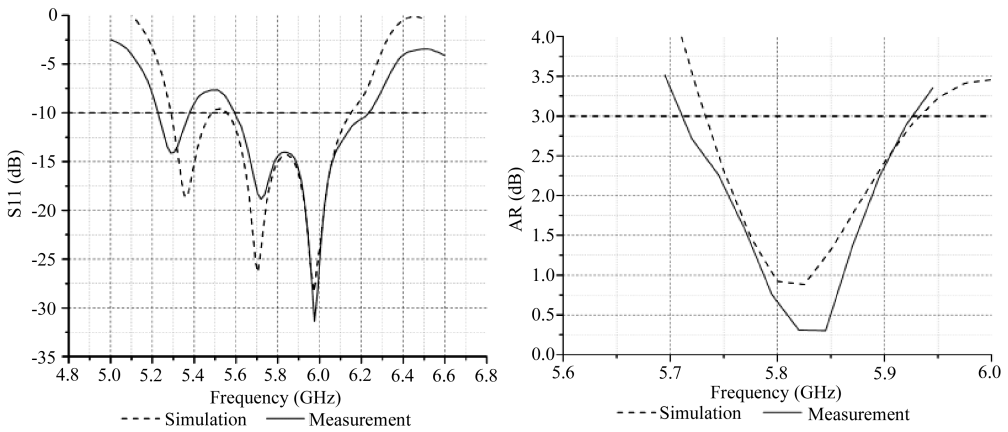


图 6  $2 \times 2$  阵列天线  $|S_{11}|$  及轴比测试与仿真结果  
Fig. 6 Measured and simulated  $|S_{11}|$  and AR of the  $2 \times 2$  array

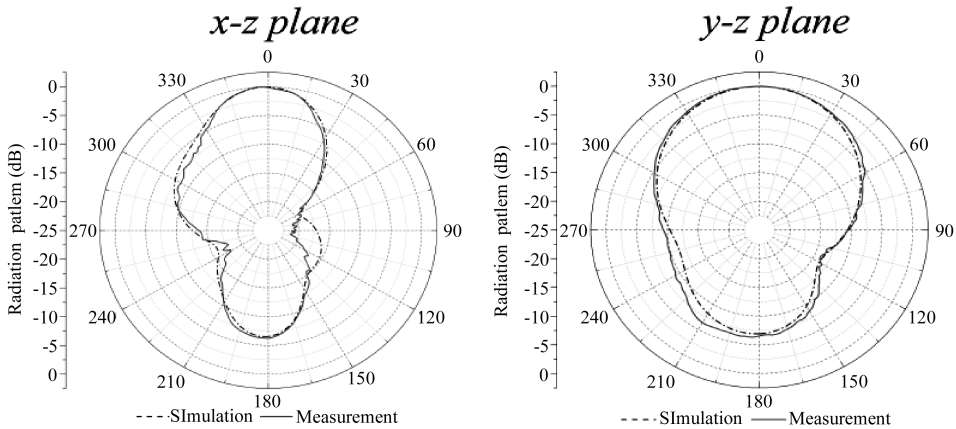


图 7 5.8 GHz 时  $1 \times 2$  阵列天线 E 面和 H 面方向图  
Fig. 7 Measured and simulated radiation patterns of the  $1 \times 2$  array

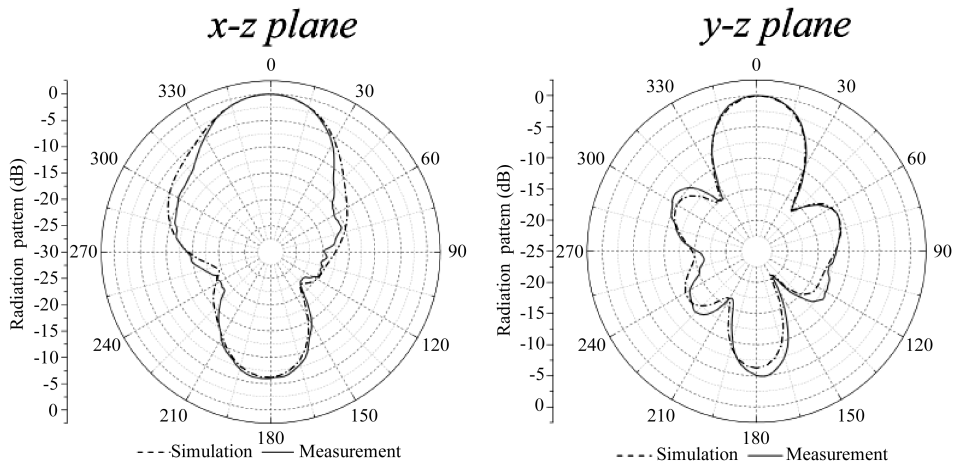


图 8 5.8 GHz 时  $2 \times 2$  阵列天线 E 面和 H 面方向图  
 Fig. 8 Measured and simulated radiation patterns of the  $2 \times 2$  array

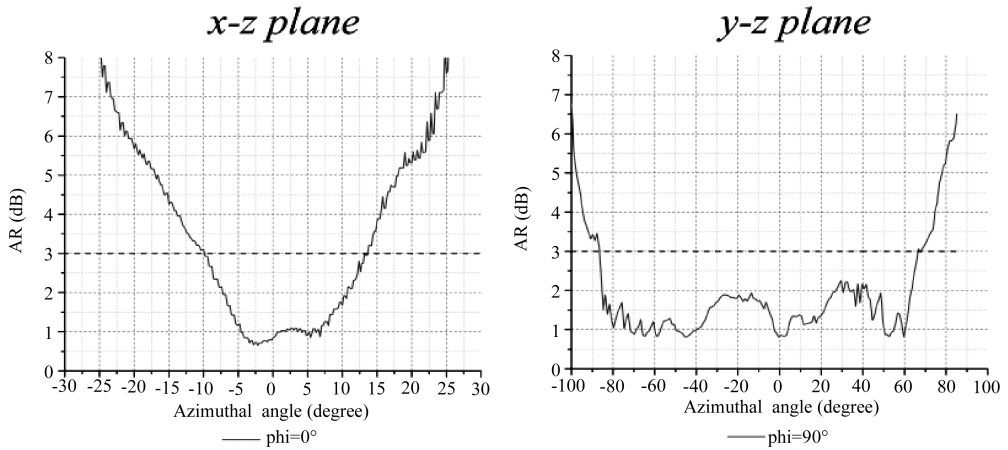


图 9 5.8 GHz 时  $1 \times 2$  阵列天线的轴比情况  
 Fig. 9 Measured AR against azimuth angle of the  $1 \times 2$  array

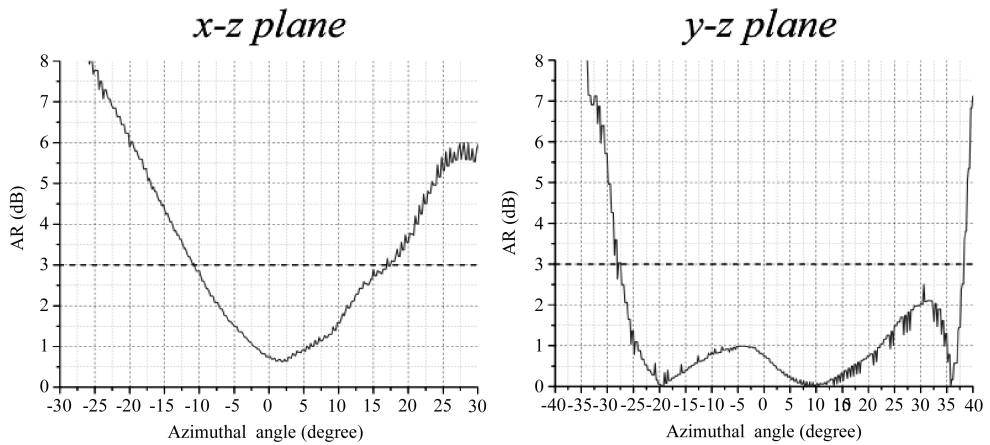


图 10 5.8 GHz 时  $2 \times 2$  阵列天线的轴比情况  
 Fig. 10 Measured AR against azimuth angle of the  $2 \times 2$  array

两个阵列天线的增益通过一个已知增益的线极化标准喇叭天线在微波暗室内测得, 图 11 呈现了两个阵列天线在主瓣方向的左旋圆极化增益 (LHCP Gain) 和右旋圆极化增益 (RHCP Gain).

可以看出, 两种阵列天线在设计频段内具有较稳定的增益, 同时交叉极化比均大于 18 dB, 具有良好的极化纯度.

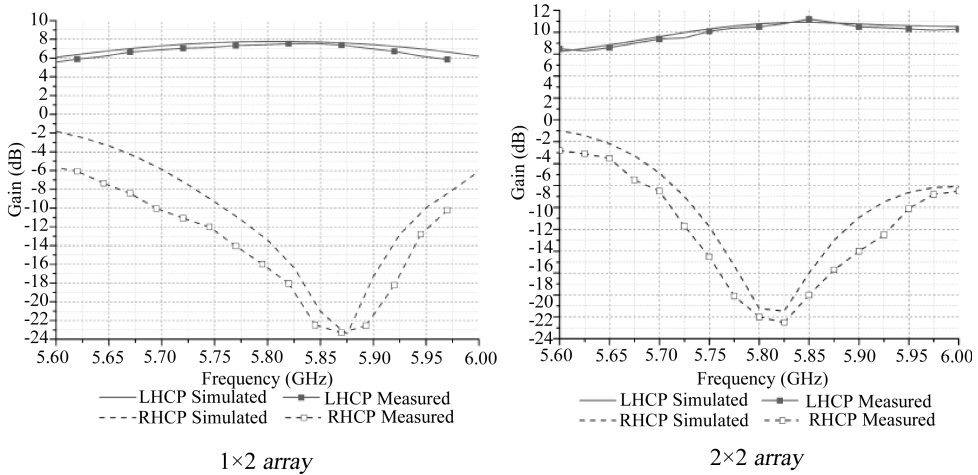


图 11  $1 \times 2$  及  $2 \times 2$  阵列天线在主瓣方向上的左旋圆极化增益和右旋圆极化增益  
Fig. 11 Simulated and measured LHCP gain and RHCP gain of the two proposed arrays

## 4 结 论

本文设计完成了一个工作在 5.8 GHz 的  $1 \times 2$  阵列天线以及一个拥有更高增益的  $2 \times 2$  阵列天线. 两款阵列天线均采用共面波导-槽线网络在背部耦合馈电, 在保证足够增益的同时拥有充足的轴比带宽. 利用 HFSS 对天线进行了建模及仿真, 并对优化后的天线进行了加工测试, 测试结果验证了该设计的可靠性. 这种阵列天线结构简单, 成本低, 易于加工, 且可以扩展为拥有更高增益的二维阵列天线.

### 参考文献:

- [1] Shen Y, Zhou S G, Huang G L, *et al.* A Compact Dual Circularly Polarized Microstrip Patch Array With Interlaced Sequentially Rotated Feed [J]. IEEE Trans Antenn Propag, 2016, 64: 4933.
- [2] Varum T, Matos J N, Pinho P, *et al.* Nonuniform broadband circularly polarized antenna array for vehicular communications [J]. IEEE Trans Veh Techn, 2016, 65: 7219.
- [3] 郑洽, 陈星, 许光辉, 等. 介质覆盖层对微带天线带宽的展宽作用 [J]. 四川大学学报: 自然科学版, 2016, 53: 326.
- [4] Huang F J, Yo T C, Lee C M, *et al.* Design of circular polarization antenna with harmonic suppression for rectenna application [J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2012, 11: 592.
- [5] Bernard L B K, Alphones A. AN e-shaped slotted-circular-patch antenna for circularly polarized radi-

ation and radiofrequency energy harvesting [J]. Microwave and Optical Technology Letters, 2016, 58: 868.

- [6] Kovitz J M, Rahmat-Samii Y. Using thick substrates and capacitive probe compensation to enhance the bandwidth of traditional CP patch antenna [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2014, 62: 4970.
- [7] Cao R, Yu S C. Wideband compact CPW-fed circularly polarized antenna for universal UHF RFID reader [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2015, 63: 4148.
- [8] Koziel S, Bekasiewicz A. A structure and simulation-driven design of compact CPW-fed UWB antenna [J]. IEEE Antenn Wirel Pr, 2016, 15: 750.
- [9] Bhattacharya R, Garg R, Bhattacharyya T K. A compact yagi-uda type pattern diversity antenna driven by CPW-fed pseudomonopole [J]. IEEE Trans Ant Propag, 2016, 64: 25.
- [10] Zhang T, Hong W, Wu K. Analysis and optimum design of sequential-rotation array for gain bandwidth enhancement [J]. IEEE Trans Ant Propag, 2015, 63: 142.
- [11] Smolders A B, Visser H J. Low side-lobe circularly-polarized phased arrays using a random sequential rotation technique [J]. IEEE Trans Ant Propag, 2014, 62: 6476.
- [12] 李南京, 冯引良, 王建飞, 等. 利用线极化天线快速测量圆极化天线轴比的方法 [J]. 红外与激光工程, 2013, 42: 2216.