

文章编号: 2095-4980(2022)06-0595-06

CPW 无空气桥功分器设计及其在阵列天线中的应用

刘一麟

(中国西南电子技术研究所, 四川 成都 610036)

摘要: 针对传统微带圆极化阵列天线存在带宽较窄、尺寸较大等问题, 提出一种新颖的基于共面波导(CPW)槽线转换结构的无空气桥功分器, 并基于此功分器设计了一款紧凑型高定向性圆极化阵列天线。设计的共面波导功分器利用共面波导奇模式方法实现了能量分配, 不需使用空气桥结构及四分之一波长匹配线, 因此尺寸更加紧凑, 结构更加简单。利用此功分器设计的圆极化阵列天线剖面厚度仅为 1 mm, 轴比带宽为 4.14%, 阻抗带宽为 7.03%; 在 5.8 GHz 时, 实测增益为 8.412 dBi, 在保证低剖面、小尺寸的同时, 可提供足够的工作带宽以及天线增益。

关键词: 共面波导功分器; 槽线; 圆极化; 低剖面; 顺序旋转馈电

中图分类号: TN821[†].1

文献标志码: A

doi: 10.11805/TKYDA2021160

Design of CPW airbridge-free power splitter and its application in antenna array

LIU Yilin

(Southwest China Institute of Electronic Technology, Chengdu Sichuan 610036, China)

Abstract: A novel Coplanar Waveguide(CPW) airbridge-free power divider based on CPW-slotline transition is proposed in order to solve the problem of narrow bandwidth and large size of traditional circularly polarized microstrip array antenna. By using the power divider, a compact CPW-fed circularly-polarized array antenna with high directivity is designed. Compared with traditional CPW power divider, the proposed power divider has realized energy distribution by utilizing odd mode of CPW rather than suppressing this mode, which means the power divider needs no airbridge structure. Meanwhile, since there is no need to use 1/4 wavelength matching line, the antenna size is more compact and the structure is simpler. The designed circularly-polarized antenna array is only 1 mm in thickness, the measured axial ratio bandwidth and impedance bandwidth is 4.14% and 7.03% respectively. In addition, the measured gain is 8.412 dBi at 5.8 GHz. Therefore, the proposed array antenna can simultaneously provide adequate working bandwidth and gain while ensuring low profile and small size.

Keywords: CPW power divider; slotline; circular polarization; low profile; sequential feeding

在天线阵列设计中, 功分器有非常广泛的应用, 其主要作用是将馈源输出的功率分配至各个天线单元^[1-2]。传统的 3 dB 威尔金森功分器由两条 1/4 波长的传输线外加隔离电阻构成^[3-4], 这类功分器一般尺寸较大; 尤其在共面波导(CPW)电路中, 共面波导不连续性激励的奇模式(odd mode)会严重影响这类功分器的工作性能^[5]。共面波导电路一般采用多层板空气桥结构抑制奇模式, 使馈源输入能量尽可能传送至输出端口^[6]。由于空气桥结构与共面波导传输线一般印制在多层基板的不同表面, 需使用过孔工艺, 给电路加工造成了困难, 也增加了成本^[7]。

为在减小功分器尺寸的同时不增加天线馈电网络的设计难度和加工成本, 本文提出一种新型共面波导-槽线结合的无空气桥功分器。此功分器基于共面波导-槽线转换结构^[8-9], 在输入与输出共面波导端口之间通过槽线奇模式传递能量, 因此不需要使用空气桥结构。在共面波导与槽线之间通过添加匹配枝节的方式使整个功分器阻抗匹配, 因此不需要使用 1/4 传输线, 整个功分器结构十分紧凑, 有利于电路小型化。

收稿日期: 2021-04-19; 修回日期: 2021-06-28

基金项目: 共用技术和领域基金资助项目(61402090107)

为进一步验证该功分器的工作性能,本文设计了一款应用于 5.8 GHz,共面波导-槽线网络馈电的 1×2 圆极化阵列天线,该阵列天线印制在厚度为 1 mm,介电常数 $\epsilon_r=4.4$ 的介质板上,具有结构简单、易于加工、成本低廉、容易扩展等优点。仿真与实测结果表明,本文提出的基于新型共面波导功分器的圆极化阵列天线相较于传统微带线馈电的阵列天线,在保证低剖面、紧凑尺寸的同时,可提供足够的轴比带宽及天线增益。

1 共面波导功分器及天线阵列设计

1.1 无空气桥功分设计

在设计共面波导-槽线功分器时,需同时考虑两点:第一,阻抗匹配。在两种不同的传输线之间,转换器必须提供有效的阻抗匹配,使反射最小,耦合最大;第二,场型匹配。在功分器中,不同结构的传输线间必须尽可能提供渐进且平顺的电磁场变化,避免因为电磁场急剧变化而产生的大量衰减,并满足不同传输线间的边界条件。共面波导-槽线转换器是本文功分器的基础,利用槽线耦合模式进行能量传输,可以避免使用空气桥。根据文献[8]可知,任意一个共面波导十字结构都拥有 4 个物理端口,其结构如图 1 所示。每个物理端口都可以支持共面波导模式(偶模式, even mode)与槽线耦合模式(奇模式, odd mode)两种模式传输。因此,共面波导十字结构可以看作一个拥有 8 个电端口的 S 参数矩阵。对十字结构 4 个物理端口的奇偶模式分别做短路或开路处理,即可实现共面波导-槽线转换结构,其原理图如图 2 所示。可以看出,端口 1 与端口 2 分别为共面波导输入端口与槽线输出端口。在端口 1 处,奇模式被同轴接头所短路,所有的能量为偶模式。在端口 2 处,偶模式表现为终端开路,所有的能量为奇模式。端口 1 与端口 2 的特性阻抗分别设置为 50Ω 与 100Ω ,其特性阻抗可通过调节共面波导与槽线的物理尺寸得到。在端口 3 及端口 4,通过加载简单枝节的方式同时抑制奇模式与偶模式,偶模式等效开路,奇模式等效短路,通过软件建模并优化两个枝节长度与槽线宽度,即可最大化地将能量由共面波导端口 1 传输至槽线端口 2。最终实现的转换器如图 3 所示,转换器中 50Ω 共面波导的缝隙宽度与导带宽度分别设计为 0.3 mm 与 3 mm,槽线缝隙宽度设计为 0.3 mm。

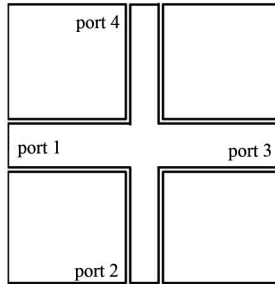


Fig.1 CPW cross structure
图 1 共面波导十字结构

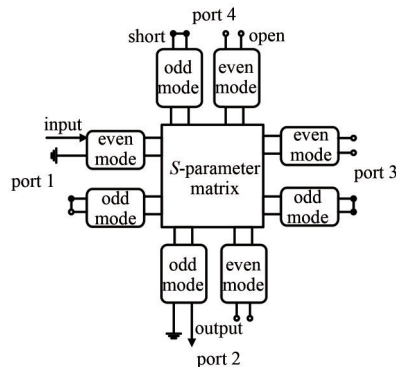


Fig.2 Schematic diagram of the converter
图 2 共面波导-槽线转换器原理图

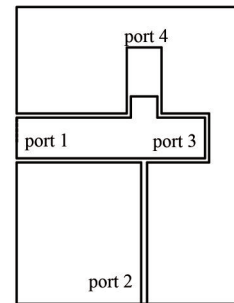


Fig.3 Layout of the converter
图 3 转换器版图

将共面波导-槽线 T 型结构^[10]与两个共面波导-槽线转换器相结合,可得到无空气桥共面波导功分器,其版图如图 4 所示。共面波导-槽线 T 型结由一段 50Ω 的共面波导与两段 100Ω 的槽线构成,两段槽线等效并联在 50Ω 共面波导上,使整个结构阻抗匹配。能量由共面波导端口输入后,平均分为两份流入两个槽线端口,再通过共面波导-槽线转换器传递至功分器两个输出端口。整个能量分配过程中传输的能量满足共面波导偶模式、槽线奇模式、共面波导偶模式的转换顺序。

通过仿真上述共面波导功分器,经过优化后的电场分布图与 S 参数分别如图 5~图 6 所示。可以看出,上述功分器具有良好的功率分配特性,功率由 T 型结构共面波导端口输入并由两个转换器的共面波导端口输出。

1.2 共面波导天线阵列设计

为验证功分器在天线阵列中的工作特性,本文设计了一款共面波导馈电的高前后比 1×2 圆极化天线阵列,其基本辐射单元示意图如图 7 所示,通过在辐射单元地板上开缝的方式形成共面波导馈电网络对圆形贴片进行馈

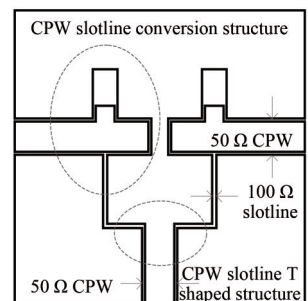


Fig.4 Layout of power splitter
图 4 共面波导功分器版图

电，调节共面波导功分器中 T 形槽线的馈电位置，可实现网络与天线间的良好匹配。调节两根 T 形槽线的长度差，使差值为 1/4 介质波长，可实现两馈电端口的输出相差为 90°，从而在圆形辐射贴片上激励起两个等幅、相差 90° 的正交模式，实现圆极化辐射。表 1 为优化后的天线单元结构参数。

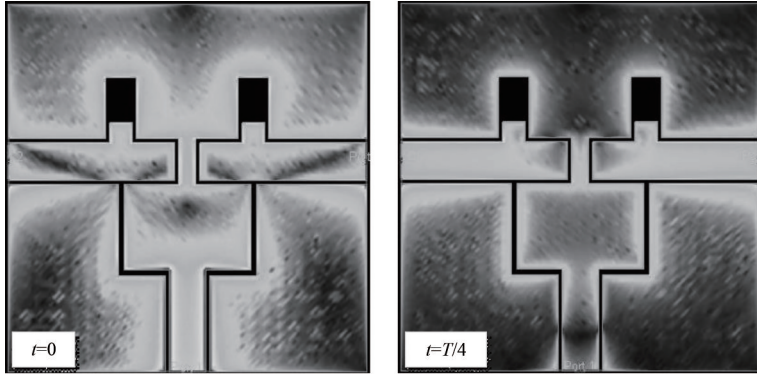


Fig.5 Simulation results of E-field distribution
图 5 电场分布仿真结果示意图

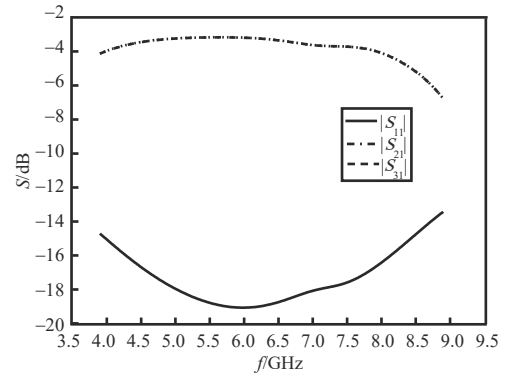


Fig.6 Simulation results of the power splitter
图 6 功分器 S 参数仿真结果

将圆极化辐射单元天线与无空气桥共面波导功分相结合，可实现基础的 1×2 线阵。本文采用顺序旋转馈电理论，改善天线阵列的阻抗带宽与轴比带宽^[11-12]。根据旋转馈电理论，馈电网络需要为每个辐射单元提供适合的相位补偿与空间旋转，以保证 1×2 线阵正常工作，通过槽线的延长与弯折很容易实现。如图 8 所示，天线单元 2 与其馈电网络需要相对天线单元 1 逆时针旋转 90°。为使两个天线单元在旋转后依然保持同相，天线 2 的馈电槽线需比天线 1 的馈电槽线长 1/4 个波导波长。通过对馈电槽线的合理布局，可以保证 1×2 线阵天线的两个辐射贴片的中心连线与介质板边缘相平行，使天线阵列拥有稳定的阵因子，之后也可以方便地扩展为更大的矩形面阵。线阵设计同样使用厚度为 1 mm，介电常数 $\epsilon_r=4.4$ 的介质板，优化后的 1×2 线阵结构参数如表 2 所示。

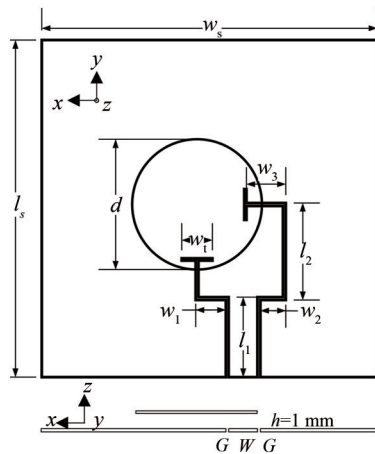


Fig.7 Geometry of the antenna element
图 7 圆极化天线单元结构示意图

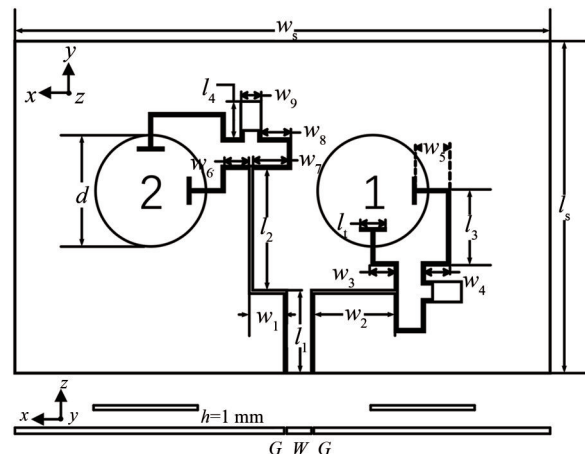


Fig.8 Geometry of the 1×2 array
图 8 1×2 阵列天线结构示意图

表 1 优化后的天线单元参数(单位:mm)

Table1 Optimized parameters of the antenna element(unit: mm)

parameter	value/mm	parameter	value/mm
h	1	l_2	10.08
G	0.30	l_1	3.20
W	3	w_1	3.15
w_s	35	w_2	2.66
l_s	35	w_3	4.11
l_1	8.3	d	13.53

表 2 优化后的线阵参数(单位:mm)

Table2 Optimized parameters of the linear array (unit: mm)

parameter	value	parameter	value	parameter	value
h	1	l_3	9.11	w_5	4.23
G	0.30	l_4	4.48	w_6	2.96
W	3	l_1	3.05	w_7	4.31
w_s	40	w_1	4.23	w_8	3.61
l_s	65	w_2	9.85	w_9	2.50
l_1	10	w_3	2.82	d	13.42
l_2	14.65	w_4	3.05		

2 天线仿真与测试结果

根据上述设计参数,以低损FR4介质板(厚度1 mm,介电常数4.4)为基础,分别加工了一个天线单元与1×2线阵,实物图如图9所示。圆极化天线单元的 S 参数($|S_{11}|$)和轴比仿真与实测结果如图10所示。仿真与测试结果吻合较好,误差主要由天线加工误差导致,如槽线缝隙宽度误差、圆形贴片半径误差等。

从图10可以看出,天线单元的3 dB轴比带宽的测试结果为5.745~5.872 GHz(2.19%),测试的阻抗带宽为5.546~5.910 GHz(6.35%), $|S_{11}|$ 幅值在整个3 dB轴比带宽内均小于-10 dB。图11为1×2线阵的 S 参数($|S_{11}|$)和轴比的测试与仿真结果。与天线单元的情况类似,测试得到的3 dB轴比带宽为5.631~5.869 GHz(4.14%),测试的阻抗带宽为5.616~6.025 GHz(7.03%), $|S_{11}|$ 在整个轴比带宽内均低于-10 dB。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。由于线阵采用了顺序旋转馈电技术,1×2线阵的轴比带宽与阻抗带宽对比天线单元有所提升。

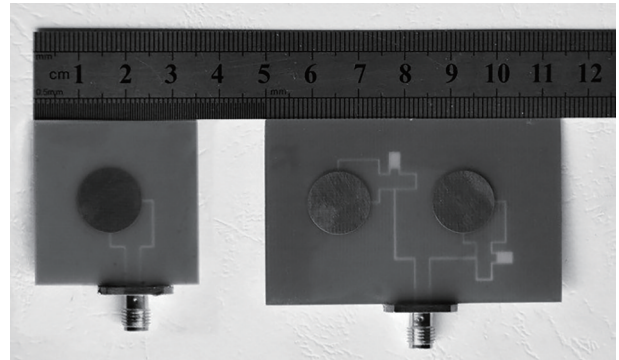


Fig.9 Views of antenna and array
图9 天线及线阵加工实物图

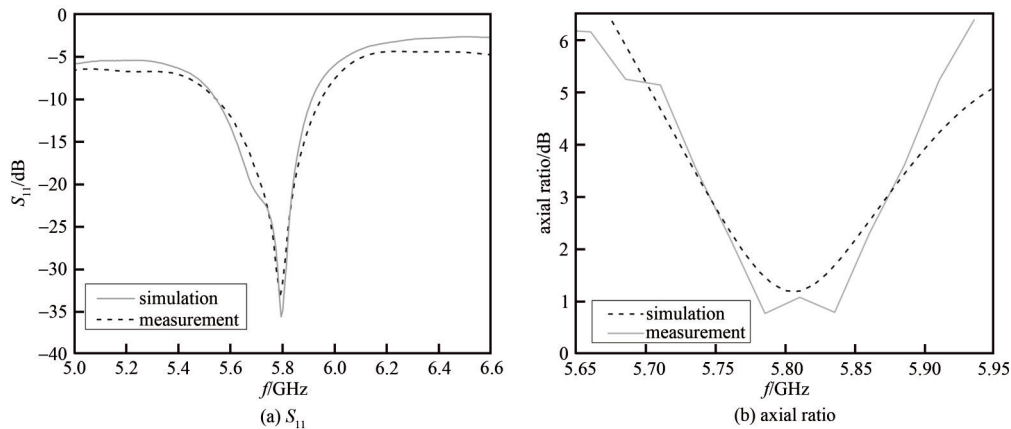


Fig.10 Measured and simulated $|S_{11}|$ and axial ratio of the antenna element
图10 天线单元的 $|S_{11}|$ 及轴比测试与仿真结果

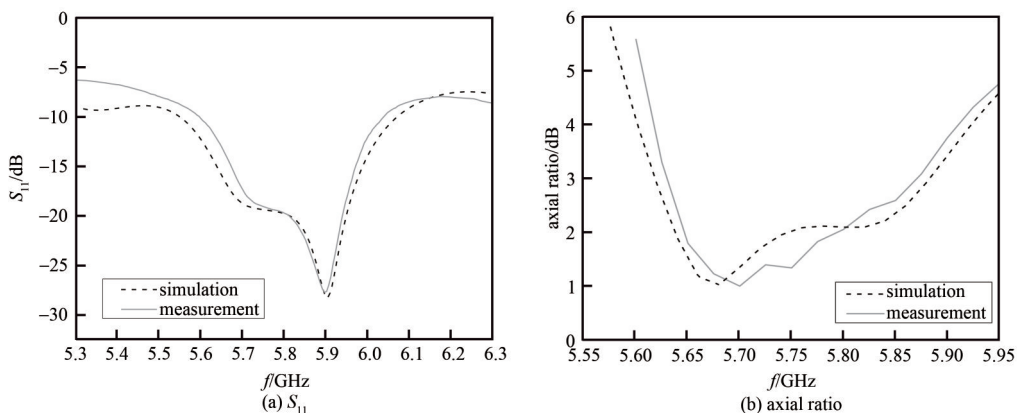


Fig.11 Measured and simulated $|S_{11}|$ and axial ratio of the 1×2 linear array
图11 1×2阵列天线 $|S_{11}|$ 及轴比测试与仿真结果

两款天线的方向图均由一个标准喇叭天线在微波暗室中测得。图12~图13分别为天线单元和1×2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,均具有较高的定向辐射性与高前后比,可作为更大平面阵列的子阵使用,可扩展为增益更高的二维平面天线阵列。

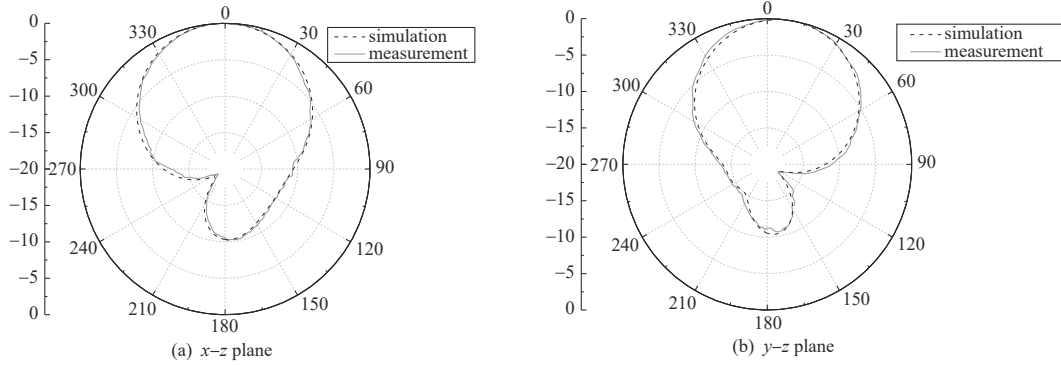


Fig.12 Measured and simulated radiation patterns of the antenna element in $x-z$ plane and $y-z$ plane at 5.8 GHz
图 12 5.8 GHz 时天线单元在 $x-z$ 平面与 $y-z$ 平面辐射方向图

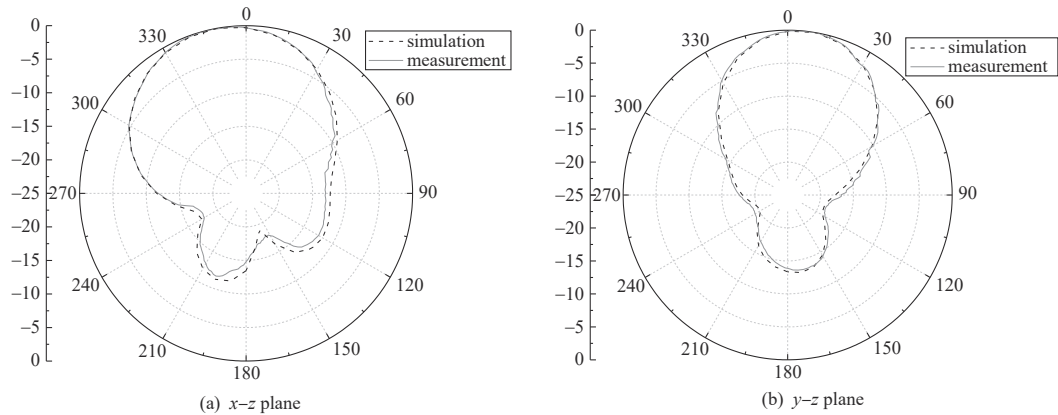


Fig.13 Measured and simulated radiation patterns of the 1×2 array in $x-z$ plane and $y-z$ plane at 5.8 GHz
图 13 5.8 GHz 时 1×2 阵列在 $x-z$ 平面与 $y-z$ 平面辐射方向图

天线单元与天线阵列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 14 为天线单元与阵列天线在主瓣轴线方向的增益。可以看出，两种天线在设计频段内具有较稳定的增益，验证了共面波导无空气桥功分器在天线阵列馈电网络设计中的可靠性。

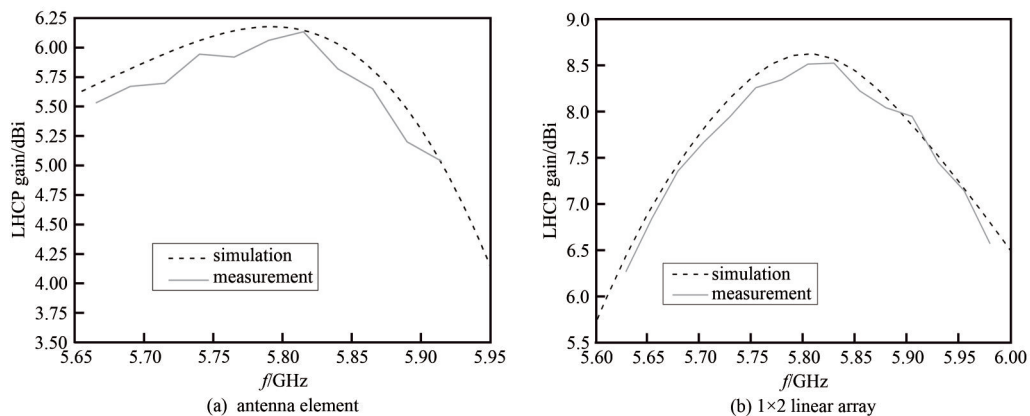


Fig.14 Simulated and measured peak gain of the antenna element and 1×2 linear array
图 14 天线单元及 1×2 阵列在主瓣方向上的增益

3 结论

本文设计完成了一款工作在 5.8 GHz 的共面波导无空气桥功分器，并基于此功分器设计了一款 1×2 共面波导馈电的圆极化阵列天线。所设计的共面波导功分器利用槽线奇模式实现了能量分配，避免了多层板及空气桥结构的使用，结构紧凑，有利于天线馈电网络小型化。基于此功分器的天线阵列具有较宽的工作带宽以及良好的

定向辐射性,在保证低剖面、小尺寸的同时,拥有足够的轴比带宽以及天线增益。利用电磁仿真软件对功分器及天线进行了建模及仿真,并对优化后的天线阵列进行了加工测试,测试结果验证了该设计的可靠性。

参考文献:

- [1] SMITH C J R,SIGMARSSON H H. Microstrip T-junction power divider with exponentially tapered transmission lines[J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2016,26(12):987-989.
- [2] 朱文静,张海平,赵鹏,等. 低剖面宽带圆极化天线阵列[J]. 太赫兹科学与电子信息学报, 2017,15(4):622-624. (ZHU Wenjing, ZHANG Haiping,ZHAO Peng,et al. Low-profile broadband circularly polarized antenna array[J]. Journal of Terahertz Science and Electronic Information Technology, 2017,15(4):622-624.)
- [3] ABDELRAHMAN B M,AHMED H N,NASHED A I. A novel tri-band Wilkinson power divider for multiband wireless applications[J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2017,27(10):891-893.
- [4] 李荣,吴景峰,马志慧,等. S波段宽波束圆极化天线设计[J]. 太赫兹科学与电子信息学报, 2017,15(4):625-629. (LI Rong,WU Jingfeng, MA Zhihui,et al. Design of an S-band wide beam circular polarized antenna[J]. Journal of Terahertz Science and Electronic Information Technology, 2017,15(4):625-629.)
- [5] MOSTAANI A,JAVADZADEH S M H. Analysis of nonlinearity in step in width discontinuity of superconducting coplanar waveguide structures[J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 2017,27(5):1-9.
- [6] JIN H,CHIEN C Y,LI E S,et al. Design of wideband CPW bandpass filters using phase comparison method and oblique air bridges[J]. Journal of Electromagnetic Waves and Applications, 2020,34(16):2079-2093.
- [7] XU H,ZHOU J,ZHOU K,et al. Planar wideband circularly polarized cavity-backed stacked patch antenna array for millimeter-wave applications[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2018,66(10):5170-5179.
- [8] NASR A M H,SAFWAT A M E. Multimode coplanar waveguide cross-junction: equivalent circuit model and air-bridge free applications[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2017,65(10):3753-3760.
- [9] SUN W,LI Y,ZHANG Z,et al. Low-profile and wideband microstrip antenna using quasi-periodic aperture and slot-to-CPW transition[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2018,67(1):632-637.
- [10] CHEN I-Jen. CPW-fed circularly polarized 2×2 sequentially rotated patch antenna array[C]// 2005 Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings. Suzhou,Jiangsu,China:IEEE, 2005.
- [11] TA S X,PARK I. Compact wideband sequential-phase feed for sequentially rotated antenna arrays[J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2017,16(1):661-664.
- [12] DING K,HONG R,GUAN D,et al. Broadband circularly polarized stacked antenna with sequential-phase feed technique[J]. IET Microwaves, Antennas & Propagation, 2020,14(8):779-784.

作者简介:

刘一麟(1990-),男,甘肃省兰州市人,博士,工程师,主要研究方向智能天线设计 .email:543786751@qq.com.