

DOI: 10.3969/1673-808X.2021444

引用本文: 刘耀, 姜兴. 一种高隔离度毫米波双极化天线[J]. 桂林电子科技大学学报, 2023, 43(6): 517-522.

LIU Yao, JIANG Xing. A high isolation millimeter wave dual polarization antenna[J]. Journal of Guilin University of Electronic Technology, 2023, 43(6): 517-522.



一种高隔离度毫米波双极化天线

刘耀, 姜兴

(桂林电子科技大学 信息与通信学院, 广西 桂林 541004)

摘要: 针对毫米波雷达高隔离度的要求, 利用金属柱负载和交叉缝隙设计了一种毫米波双极化天线, 其具有双线极化、宽带和高隔离性能。该天线的宽带特性由辐射贴片和寄生贴片的大小决定; 高隔离特性是由于2种极化分层馈电, 且加载金属柱于交叉缝隙旁, 使缝隙更容易耦合能量。仿真结果表明, 所设计天线的带宽为24.0~28.5 GHz, 相对带宽为17.1%, 频带内隔离度均高于47 dB, 交叉极化比大于22 dB, 实现了宽带、高隔离、低交叉极化的特性, 适用于毫米波双极化雷达。

关键词: 毫米波; 双极化天线; 宽带; 高隔离; 低交叉极化

中图分类号: TN822⁺.4

文献标志码: A

文章编号: 1673-808X(2023)06-0517-06

A high isolation millimeter wave dual polarization antenna

LIU Yao, JIANG Xing

(School of Information and Communication, Guilin University of Electronic Technology, Guilin 541004, China)

Abstract: According to the requirement of high isolation of millimeter wave radar, a millimeter wave dual polarization antenna was designed by using metal column load and cross slot. The antenna has dual polarization, broadband and high isolation performance. The broadband characteristic of the antenna is determined by the size of radiation patch and parasitic patch. The high isolation characteristic is due to two kinds of polarization layered feeding. The metal column is loaded next to the cross gap, so that the gap is easier to couple energy. According to the simulation analysis results, the bandwidth of the antenna is 24.0 - 28.5 GHz, the relative bandwidth is 17.1%, the isolation in the frequency band is more than 47 dB, and the cross polarization ratio is greater than 22 dB. It realizes the characteristics of broadband, high isolation and low cross polarization, and is suitable for millimeter wave dual polarization radar.

Key words: millimeter wave; dual polarization antenna; broadband; high isolation; low cross polarization

随着通信系统的快速发展, 毫米波天线以其成本低、体积小和重量轻等突出特点被重点研究^[1-6]。双极化微带天线^[7-10]在低频波段一般采用背馈馈电, 天线带宽较宽, 尺寸较小, 但在毫米波波段, 双极化天线尺寸过小, 难以直接背馈。因此, 在毫米波波段, 研究人员越来越关注基于缝隙耦合馈电技术的双极化天线。

缝隙耦合微带天线可通过调节缝隙的位置和形状获得宽带和高隔离特性。根据缝隙的排布位置天线分为交叉缝隙耦合天线和非交叉缝隙耦合天线^[11-14]。交叉缝隙为对称结构, 非交叉结构为非对称结构, 前

者具有更高的隔离度与交叉极化。

综合考虑天线的工作带宽、隔离度、交叉极化等性能, 采用交叉缝隙设计了一种应用于毫米波波段的高隔离度双极化天线。天线具有宽带、高隔离等特性, 可作为毫米波双极化阵列单元或毫米波双极化雷达单元。

1 缝隙耦合微带天线原理

缝隙耦合微带天线结构简单, 其基本结构示意图如图1所示。最上层为辐射贴片, 辐射贴片上下的介质可以是空气层, 也可以是其他介质层; 中间层为介

收稿日期: 2021-12-31

基金项目: 广西创新驱动发展专项(桂科 AA19254012-2)

通信作者: 姜兴(1962—), 女, 教授, 研究方向为天线设计、电磁测量、光通信。E-mail: jiang_x@guet.edu.cn

质基板,介质基板上表面为地板,且该地板开有矩形缝隙,下表面为馈电的微带线;最下层为金属反射板,用于减小背向辐射。

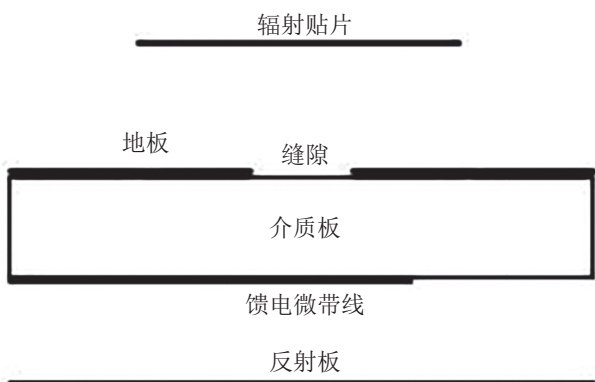
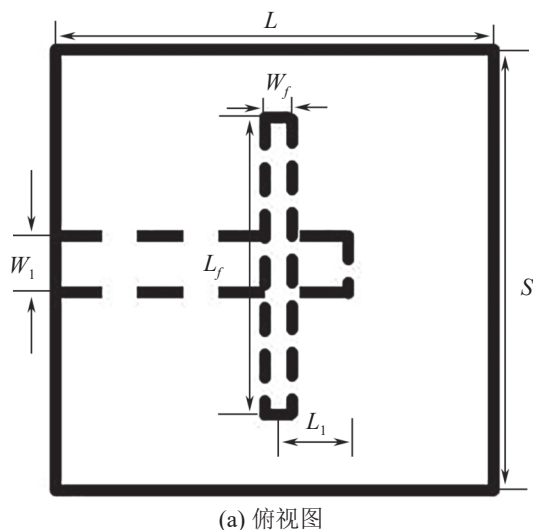
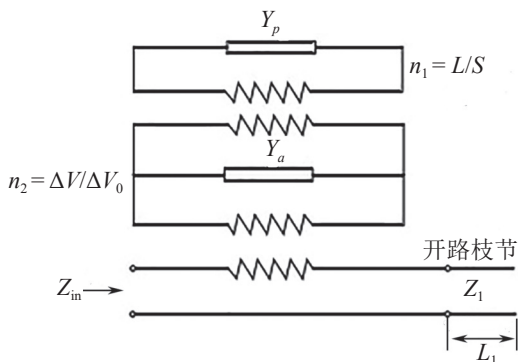


图1 缝隙耦合微带天线基本结构示意图

缝隙耦合天线有多种理论分析方法,选用分析过程较简单的传输线理论,分析其辐射原理^[15-16],缝隙耦合微带天线俯视图及其等效电路如图2所示。



(a) 俯视图



(b) 等效电路

图2 缝隙耦合微带天线

图2(a)为图1中间层介质板的俯视图,其上表面是印刷开槽地板,下表面为印刷的耦合微带馈线。将微带辐射贴片等效为一段沿 L 方向的传输线,传输线

的阻抗等参数可用传输线模型理论求解。

图2(b)是将缝隙耦合微带天线等效的三级电路图,其中第一级的输入变化比为图2(a)中馈线从缝隙通过的电流与总电流的比值;第二级的输入比为矩形缝隙引入的模电压变化量与地板开槽缝隙电压的比值。通过计算可知,总输入阻抗与开槽缝隙的长度相关,通过改变缝隙的尺寸可使天线得到更好的匹配。

2 缝隙耦合微带天线的设计与仿真

2.1 天线的设计

双极化天线结构示意图如图3所示。由上至下依次为基板1上层寄生贴片、基板2上层辐射贴片,双层贴片是为了拓宽带宽,且2个贴片尺寸可根据文献[17-18]计算,得出记为 a_1 、 a_2 ;基板3上层为馈线1,基板4上层为地板及缝隙,下层为馈线2,两馈线分别对应一种极化。在基板3与基板4之间加载金属柱,以便更易获得阻抗匹配。基板均选用厚度为0.508 mm的罗杰斯4350b的板材,材料的相对介电常数为3.66,损耗角正切为0.0037。

天线馈线1(H端口)和馈线2(V端口)均由阻抗为 $50\ \Omega$ 的馈线及渐变枝节构成,图3(c)中为馈电末端部分。交叉缝隙由2个H缝隙交错得到,H缝隙的线长分别为 L_1 、 L_2 ,可根据文献[19]计算得出。选用H形交叉缝隙的原因是H缝隙可获得更多的能量耦合,从而减小背向辐射,且交叉缝隙正交放置,可实现更好的隔离效果。根据缝隙耦合微带天线原理合理调节缝隙尺寸,可得到更好的阻抗匹配。将12个金属柱放置在缝隙旁,可减小对应2种极化的交叉缝隙间的耦合。

2.2 天线的阻抗匹配

确定天线的贴片大小、缝隙长度和馈线尺寸对天线宽带匹配尤为重要。利用仿真软件CST建模,优化参数,得到天线尺寸。2种极化阻抗匹配过程相似,因此仅对馈线1的匹配过程进行分析。

为了天线的阻抗匹配,对不同天线结构进行仿真分析,如图4所示。由图4(a)可知,未加入金属柱结构与加入金属柱结构对 S_{21} 曲线影响不大,说明金属柱结构对天线隔离度的影响较小,但对反射系数 S_{11} 的影响较大,引入金属柱结构更容易匹配。由图4(b)可知,未加入金属柱结构时,天线的阻抗在23 GHz时为 $380\ \Omega$,加入金属柱后,天线的阻抗峰值向低频偏移,易实现阻抗匹配。

当2个贴片的大小与金属柱结构确定时,影响天

线匹配的主要因素为馈线和缝隙。而馈线和缝隙影响匹配的主要参数为 L_3 和 L_2 。因此,主要探究参数 L_3 、 L_2 对输入阻抗的影响。

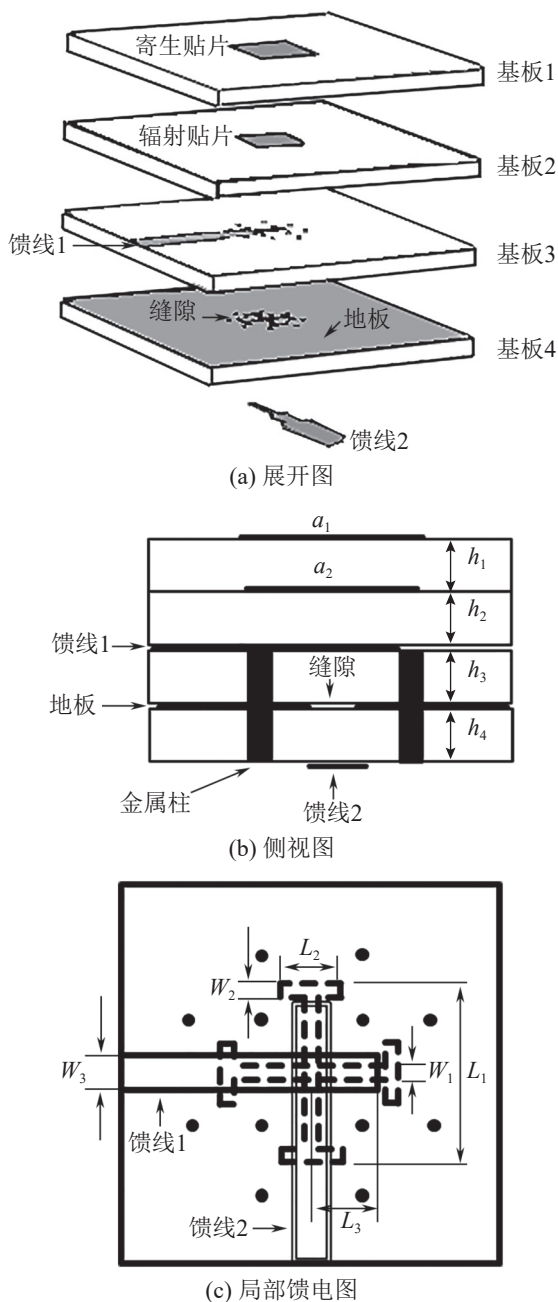


图3 双极化天线结构示意图

图5为当天线其他参数不变时缝隙长度 L_2 对天线输入阻抗的影响。如图5所示, L_2 依次取值 0.9、0.7、0.5、0.3 mm, 随着 L_2 逐渐变小, 阻抗最值向高频偏移。考虑到阻抗带宽应包含 24.25 ~ 27.50 GHz (2019 年世界无线电大会划分的 5G 频段), 因此选择阻抗值在频率为 24.25 GHz 时略大于 50 Ω 的曲线, 可保证阻抗带宽包含起始频率 24.25 GHz。经过优化, L_2 最终取值为 0.66 mm。

L_2 确定后, 探讨 L_3 对输入阻抗的影响。 L_3 分别

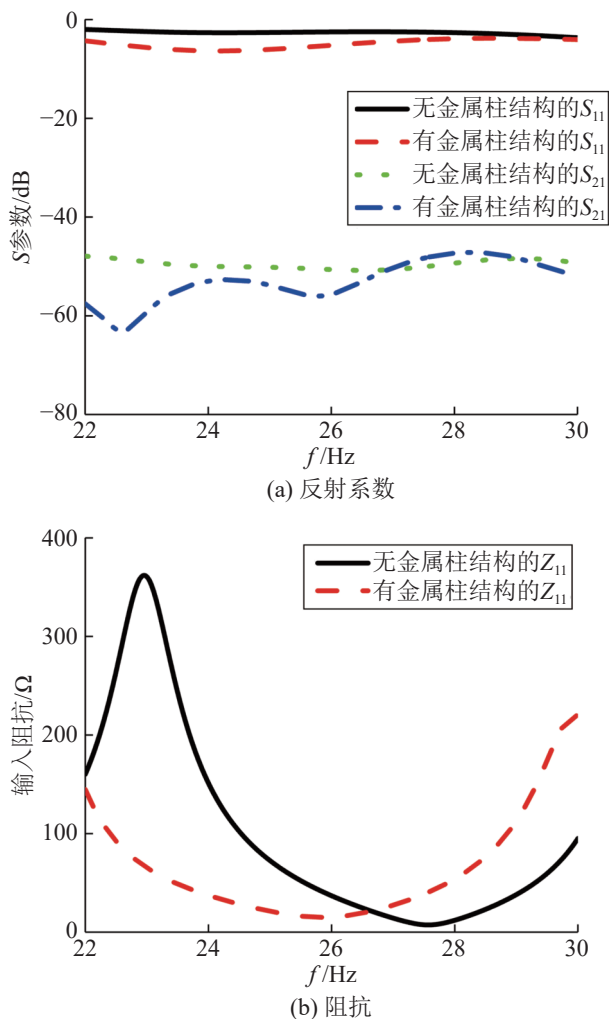


图4 有、无金属柱结对天线反射系数的影响

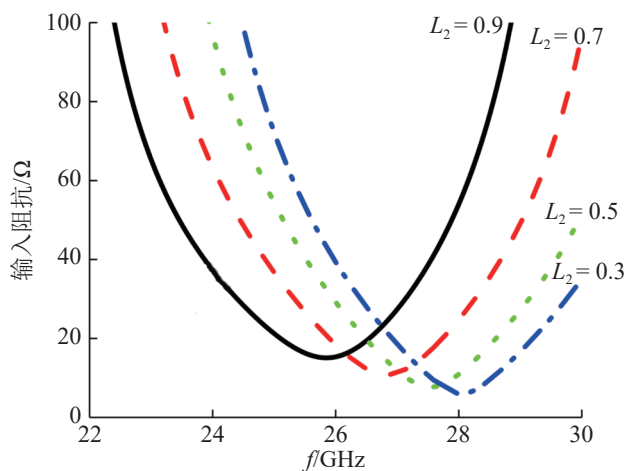
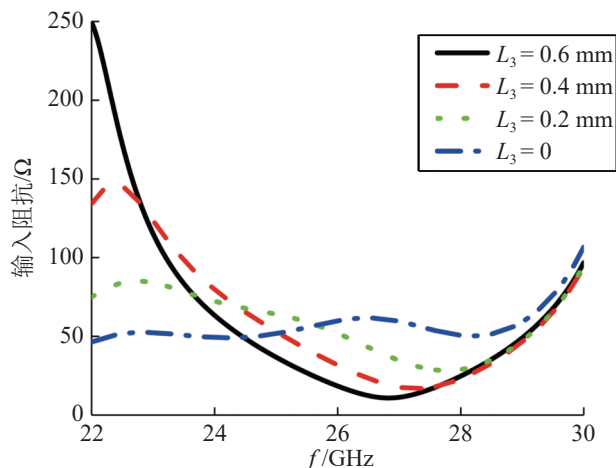
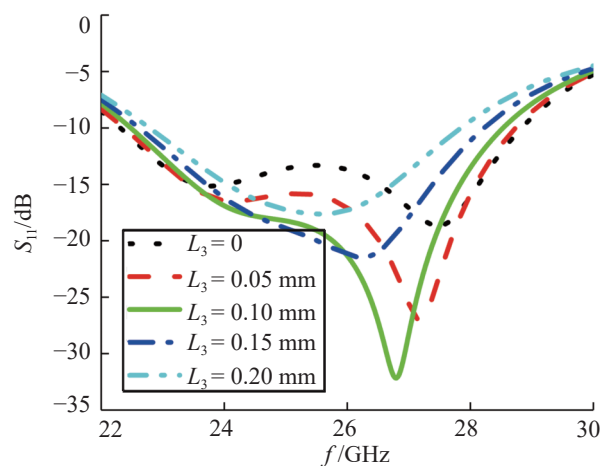


图5 L_2 对输入阻抗的影响

取 0.6、0.4、0.2、0 mm, 其变化曲线如图6所示。随着 L_3 的减小, 在 24.25 GHz 时阻抗先增大后减小, 其中 $L_3 = 0.2$ 、0 mm 在 24.25 GHz 的阻抗均略高于 50 Ω , 且这 2 条曲线变化平稳, 易实现较宽带宽的阻抗匹配。因此, 对 L_3 在 0 ~ 0.2 mm 进行优化, 优化后 L_3 与 S_{11} 的关系如图7所示, S_{11} 为 H 端口的回波损耗。

图 6 L_3 对输入阻抗的影响图 7 L_3 对 S 参数的影响

由图 7 可知, L_3 在 $0 \sim 0.2$ mm 均有较宽的阻抗带宽, 当 $L_3 = 0.1$ mm 时, 匹配最好, 其阻抗带宽 ($S_{11} < -10$ dB) 为 $22.5 \sim 28.5$ GHz, 相对带宽为 23.5%。

因此, 当 $L_2 = 0.66$ mm、 $L_3 = 0.1$ mm 时, 天线匹配效果最佳。天线的最终尺寸如表 1 所示。

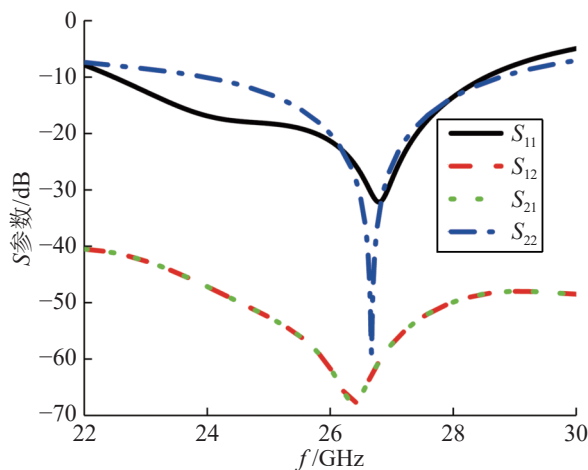
表 1 天线的最终尺寸

参数		尺寸		mm	
参数	尺寸	参数	尺寸		
h_1	0.508	L_1	1.50		
h_2	0.508	L_2	0.66		
h_3	0.508	L_3	0.10		
h_4	0.508	W_1	0.15		
a_1	2.200	W_2	0.15		
a_2	1.800	W_3	0.20		

2.3 仿真结果

仿真得到天线的 S 参数如图 8 所示。 S_{22} 为 V 端

口的回波损耗, S_{21} 、 S_{12} 为两端口间相互传输的能量。由图 8 可知, S_{11} 越小, H 端口对应的水平极化天线的阻抗匹配越好; S_{22} 越小, V 端口对应的垂直极化天线的阻抗匹配越好。 $|S_{21}|$ 为端口隔离度, S_{21} 越小, 则表示激励 H 端口的能量只有极少部分传输到了 V 端口, 即 S_{21} 越小, 两端口的隔离度越高。

图 8 天线的 S 参数

天线 H 端口的仿真带宽 ($S_{11} < -10$ dB) 为 $22.5 \sim 28.5$ GHz, 相对带宽为 23.5%; V 端口的仿真带宽 ($S_{22} < -10$ dB) 为 $24.00 \sim 28.76$ GHz, 相对带宽为 18%。由于馈电结构上下层分离, 两端口的阻抗带宽有一定区别。两端口的共同阻抗带宽为 $24.0 \sim 28.5$ GHz, 其相对带宽为 17.1%, 在该频带内, 端口隔离度高大于 47 dB, 实现了双极化天线端口的高度隔离。

2 个端口的仿真增益如图 9 所示。可看出, 2 个端口的宽边增益在感兴趣的带宽内近乎相同。2 个端口在 26 GHz 时实现的峰值增益分别为 5.66、5.79 dBi; H 端口和 V 端口在整个频段的辐射效率分别在 82% 和 84% 以上。

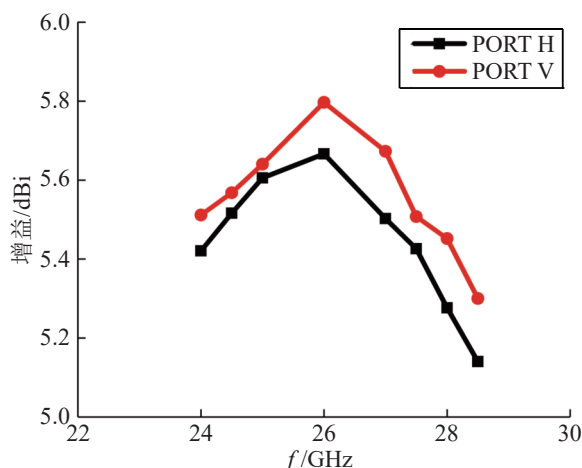


图 9 双极化天线的增益

图 10、11 分别为双极化天线 H 端口、V 端口在不同频率下的方向图。对于 H 端口，仿真的 E 面交叉极化比分别为 -22.0 、 -31.9 、 -23.9 dB, H 面交叉极化比分别为 -31.0 、 -32.2 、 -32.5 dB。对于 V 端口，其 E 面交叉极化比分别为 -27.5 、 -26.8 、 -26.8 dB, H 面分别为 -29.4 、 -26.0 、 -25.7 dB。良好的交叉极化取决于馈电网络与缝隙间的结构和位置。

如表 2 所示，该天线与文献 [20-21] 中设计的天线相比，在交叉极化比相似时，有较高的隔离度。在毫米波段，该天线具有一定优势。

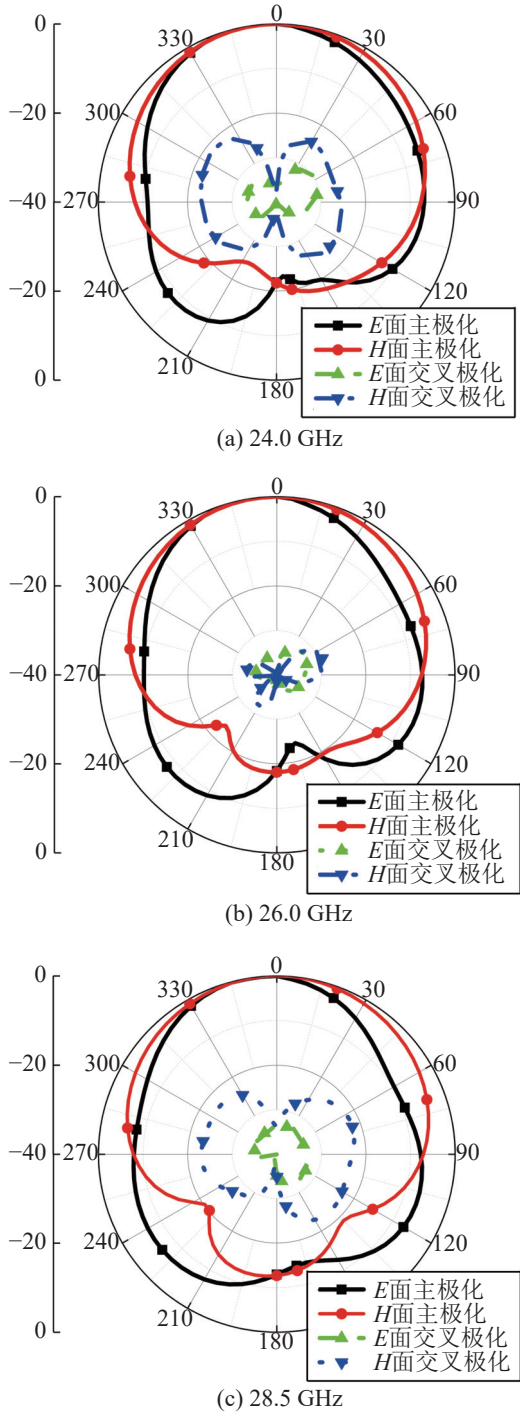


图 10 H 端口在不同频率下的方向图

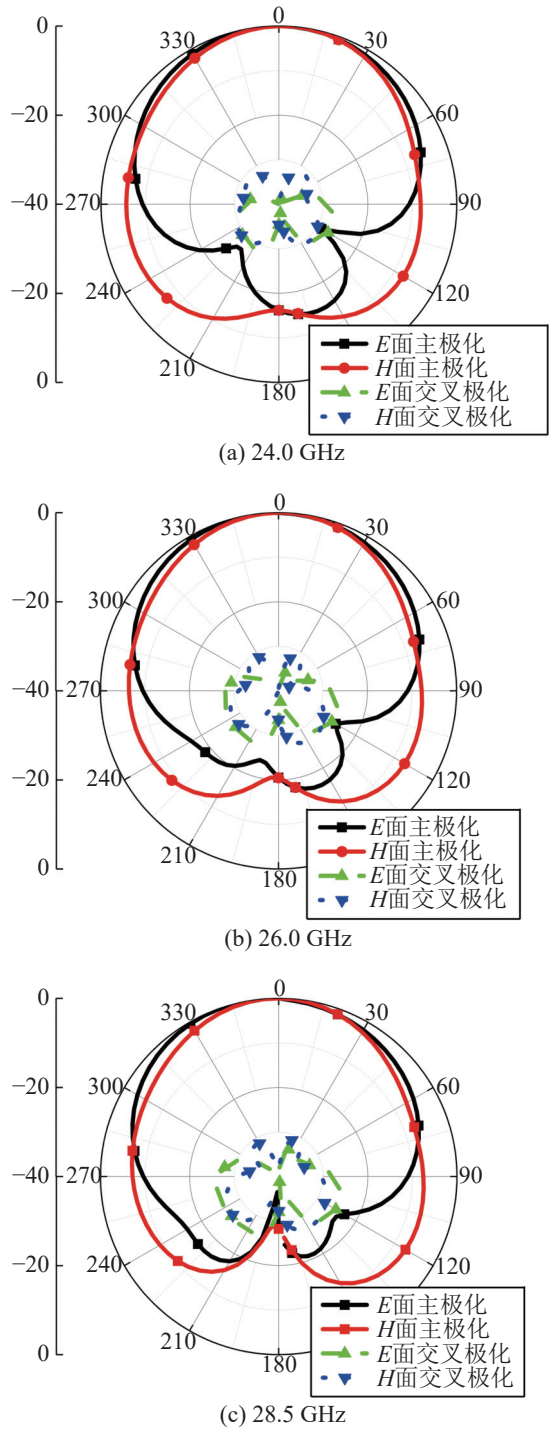


图 11 V 端口在不同频率下的方向图

表 2 双极化天线单元的比较					
文献	极化	最大增益/ dBi	频率/ GHz	交叉极化比/dB	隔离度/ dB
[20]	Dual	9.40	1.69 ~ 2.76	21	30
[21]	Dual	7.20	27.20 ~ 28.80	25	25
本文	Dual	5.72	24.00 ~ 28.50	22	47

3 结束语

设计了一种接地金属柱交叉缝隙结构的宽带、

高隔离、低交叉极化的毫米波双极化微带天线, 馈电网络的能量通过交叉缝隙耦合到多层贴片。在高频时, 加载金属柱结构相当于引入感抗和阻抗, 通过调节金属柱结构, 改变其阻抗特性, 使得 $50\ \Omega$ 的同轴线在馈电时反射较小, 天线更易匹配。仿真结果表明, 天线 H 端口与 V 端口的共同工作频带为 $24.0 \sim 28.5$ GHz。此外, 在频带内该天线的端口隔离度可达 47 dB, 且在 2 个端口的交叉极化比均为 22 dB, 使该天线适用于毫米波波段雷达。

参考文献:

- [1] YU Y R, HONG W, JIANG Z H, et al. E-band low-profile, wideband 45° linearly polarized slot-loaded patch and its array for millimeter-wave communications[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2018, 66(8): 4364-4369.
- [2] BABA A A, HASHMI R M, ESSELLE K P, et al. A millimeter-wave antenna system for wideband 2-D beam steering[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2020, 68(5): 3453-3464.
- [3] 李树, 姜兴. Ka波段卫星通信四元微带天线阵的研制[J]. *桂林电子科技大学学报*, 2010, 30(1): 1-4.
- [4] 汪坤, 廖欣, 姜兴, 等. 用于车载测高雷达的圆极化阵列天线设计[J]. *桂林电子科技大学学报*, 2019, 39(2): 113-118.
- [5] LU R, YU C, ZHU Y W, et al. Compact millimeter-wave endfire dual-polarized antenna array for low-cost multi-beam applications[J]. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2020, 19(12): 2526-2530.
- [6] FAN K K, HAO Z C, YUAN Q, et al. Wideband horizontally polarized omnidirectional antenna with a conical beam for millimeter-wave applications[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2018, 66(9): 4437-4448.
- [7] SUN J N, LI J L, XIA L. A dual-polarized magneto-electric dipole antenna for application to N77/N78 band[J]. *IEEE Access*, 2019, 7: 161708-161715.
- [8] ROY C, KHAN T. Single-feed dual-polarized high gain microstrip antenna[J]. *Wireless Personal Communications*, 2019, 108(3): 1417-1430.
- [9] WEN L H, GAO S, LUO Q, et al. A low-cost differentially driven dual-polarized patch antenna by using open-loop resonators[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2019, 67(4): 2745-2750.
- [10] HUANG H, LI X P, LIU Y M. A low-profile, dual-polarized patch antenna for 5G MIMO application[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2018, 67(2): 1275-1279.
- [11] WANG W, WANG J, LIU A M, et al. A novel broadband and high-isolation dual-polarized microstrip antenna array based on quasi-substrate integrated waveguide technology[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2018, 66(2): 951-956.
- [12] TONG X F, JIANG Z H, YU C, et al. Low-profile, broadband, dual-linearly polarized, and wide-angle millimeter-wave antenna arrays for Ka-band 5G application[J]. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2021, 20(10): 2038-2042.
- [13] LI M, WANG R, YASIR J M, et al. A miniaturized dual-band dual-polarized band-notched slot antenna array with high isolation for base station applications[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2019, 68(2): 795-804.
- [14] MORENO R M, KURVINEN J, ALA-LAURINAHO J, et al. Dual-polarized mm-wave endfire chain-slot antenna for mobile devices[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2020, 69(1): 25-34.
- [15] 陈西洋. 一种H型缝隙耦合微带阵列天线的改进设计[D]. 西安: 西安电子科技大学, 2017: 9-17.
- [16] 鲍尔I. J, 布哈提亚P. 微带天线(美)[M]. 1版. 梁联倬, 寇廷耀, 译. 北京: 电子工业出版社, 1984: 198-219.
- [17] ANSARI A J, YADAV N P, MISHRA A, et al. Analysis of multilayer rectangular patch antenna for broadband operation[J]. *Wireless Personal Communications*, 2012, 62(20): 315-327.
- [18] LIU Z F, KOOI P S, LI L W, et al. A method for designing broad-band microstrip antennas in multilayered planar structures[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 1999, 47(9): 1416-1420.
- [19] ZHONG L, Hong J S, ZHOU H C. A dual-fed aperture-coupled microstrip antenna with polarization diversity[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2016, 64(10): 4524-4529.
- [20] LI M, LUK K M. Wideband magnetoelectric dipole antennas with dual polarization and circular polarization[J]. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 2015, 57(1): 110-119.
- [21] YANG Q L, GAO S, LUO Q, et al. Cavity-backed slot-coupled patch antenna array with dual slant polarization for millimeter-wave base station applications[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2020, 69(3): 1404-1413.

实习编辑: 高波