

DOI:10.3979/j.issn.1673-825X.202408120211

基于“L”形探针馈电的宽带双极化微带贴片天线设计

李新春, 苏熠璇

(辽宁工程技术大学 电子与信息工程学院, 辽宁 葫芦岛 125105)

摘要:设计并仿真优化了一款基于“L”形探针馈电的新型 $\pm 45^\circ$ 双极化微带贴片天线。采用 2 个正交且具有高度差的“L”形探针相互耦合馈电以实现双极化,使得天线所承载的信道容量得到大幅度提升。介于两介质基板之间的金属铜柱起到馈电和辐射的作用。微带辐射贴片通过金属化过孔连接,并采用开口均朝内的对称“ τ ”形槽设计以增加谐振频点,将极化贴片设计成“S”形以扩展带宽。仿真结果表明,天线在 2.08~2.77 GHz、3.66~5.36 GHz 频段 $S_{11} < -10$ dB,相对阻抗带宽为 66.15%,增益不低于 6 dBi,辐射效率在 90%以上,端口之间的隔离度大于 10 dB,交叉极化电平大于 20 dB。经实物制作及实际测量表明,天线在端口 1 处的测量结果与模拟结果之间吻合良好;在端口 2 处由于制作工艺及实验测试环境条件的影响使得测量结果有偏移,但在可接受范围内。与相近研究结果相比,设计天线具有宽带宽、结构简单易于制作、尺寸小的优势,可应用于 C 波段(3 700~4 200 MHz)和无线局域网(wireless local area network, WLAN)频带(2 400~2 484 MHz 和 5 150~5 350 MHz)的无线收发通信系统。

关键词:“L”形探针;双极化;耦合馈电;宽带宽

中图分类号:TN821.1

文献标志码:A

文章编号:1673-825X(2025)05-0638-09

Design of wide-band dual-polarized microstrip patch antenna based on “L” probe feed

LI Xinchun, SU Yixuan

(School of Electronics and Information Engineering, Liaoning Technical University, Huludao 125105, P. R. China)

Abstract: A novel $\pm 45^\circ$ dual-polarized microstrip patch antenna based on “L”-shaped probe feeding is designed and simulated for optimization. Two orthogonal “L”-shaped probes with a height difference are used for mutual coupling feeding to achieve dual polarization, significantly increasing the antenna’s channel capacity. The copper metal columns between the two dielectric substrates play the role of feeding and radiation. The microstrip radiation patches are connected through metalized vias, and symmetrical “ τ ”-shaped grooves designed with openings facing inward are adopted to increase the resonance frequency point, the polarization patch is designed in an “S”-shape to expand the bandwidth. Simulation results show that the S_{11} of the antenna is less than -10 dB within the frequency bands of 2.08~2.77 GHz & 3.66~5.36 GHz, the relative impedance bandwidth is 66.15%, the gain is not less than 6 dBi, the radiation efficiency is above 90%, the isolation between ports is greater than 10 dB, and the cross-polarization level is greater than 20 dB. Physical fabrication and actual measurements demonstrate good agreement between the measured and simulated results at port 1, while minor deviations at port 2 are attributed to fabrication and testing conditions but remain within acceptable limits. Compared with similar studies,

收稿日期:2024-08-12 修订日期:2025-04-08 通讯作者:苏熠璇 18233677206@163.com

基金项目:国家自然科学基金项目(61971210)

Foundation Item: National Natural Science Foundation of China (61971210)

the proposed antenna features wide bandwidth, compact structure, and ease of fabrication, making it suitable for C-band (3 700~4 200 MHz) and WLAN (2 400~2 484 MHz and 5 150~5 350 MHz) wireless transceiver communication systems.

Keywords: “L” shaped probe; dual polarization; coupled feed; wide bandwidth

0 引言

近些年,现代终端通信设备的内部空间本已经非常有限^[1],天线作为移动通信设备中重要的一个环节,其性能优劣对系统整体性能的发挥起到关键作用^[2]。为了更好地满足通信系统的要求,传统的双极化天线向着宽带化、低剖面方向发展^[3-5]。通信系统的天线数量在不断增加,宽带天线可以覆盖多个通信频段,减少天线数量,从而可以减少通信成本。双极化天线主要结合了两副具有 $+45^\circ$ 和 -45° 极化正交的天线,并且其一般工作在收发双工模式下,这种方式不仅可以提升信道容量,而且能够节省定向基站天线的数目。同时,双极化天线具有很好的极化正交性来保证两副天线之间较高的端口隔离度,从而使得双极化天线之间的空间间隔比较小。此外,在城区等建筑密集的地方,电磁波多次反射后会产生多径衰落,双极化天线可以有效抑制多径衰落^[6]。由于双极化天线具有双极化工作、收发一体化、提高雷达探测能力等特性,在目标识别、反隐身、抗干扰等方面具有重要作用,近年来得到了广泛的研究与应用^[7]。

目前,微带贴片结构的双极化天线的馈电结构包括微带线馈电、巴伦馈电、微带-缝隙耦合馈电及同轴探针馈电,并且每种馈电方式实现宽带化的技术各不相同。文献[8]中,天线基板两侧的贴片和梯形板由笛卡尔坐标的点沿斜线对称排列而成,并且通过改变这些点的值来改变宽带范围。文献[9]中,天线通过在外围设计一个方形寄生谐振环和在反射金属板的四周各放置一个垂直于底板的金属条带这 2 种方式增加带宽。此外,提出的人工磁导体 (artificial magnetic conductor, AMC) 结构为双层贴片结构,并且与地面介质相互分离,增加空气间隙,以此提高 AMC 同相位反射的带宽。文献[10]中,天线基于多模谐振原理,L形条和 H形条用于激发天线的第三谐振模式,实现了较宽的带宽。文献[11]采用偶极子两臂均为双面印刷的方式,并利用金属化过孔进行短路连接来拓宽工作带宽。文献[12]利用巴伦中的齿形槽线实现了天线的宽带宽,并且

引入交叉哑铃形寄生元件来产生陷波带,同时改善工作频段内的阻抗匹配。文献[13]通过将设计的单极化 Vivaldi 天线交叉交叉镶嵌得到最终的双极化天线,并设计了契合模拟能量密度波纹的拟合曲线槽缝,从而大大拓展带宽。文献[14]中,天线交叉偶极子的几何结构经过精心设计,以获得低频段和高频段所需的匹配,两对偶极子之间存在较强的互耦合,有助于获得较宽的带宽。文献[15]中,天线的双环结构与寄生元件之间的强耦合产生新的谐振,有效地将带宽扩展到较低频率,同时 4 个带有短路壁的寄生贴片偶极子也可以扩展工作带宽。文献[16]中,天线的交叉偶极子用于实现天线的双极化特性,通过在交叉偶极子上方加载寄生贴片和在偶极子臂处开槽,扩展了天线的阻抗带宽。由此可见,微带线馈电通过改变贴片形状或者辐射结构来增加带宽^[8,11],但馈电时两馈线直通导致隔离度较差;巴伦馈电通过改变槽线形状或者添加寄生元件拓展带宽^[12],但是巴伦部分体积大,设计难度较高;微带-缝隙耦合馈电采取改变槽缝大小或者位置的方法延长带宽^[13],但微带线位于缝隙地板两侧,增加了阻抗匹配难度;同轴探针馈电通过改变偶极子的结构来加强耦合,从而扩展带宽^[14,16],同时满足天线单元宽带宽、高隔离度且结构简单体积小要求。

综上所述,本文提出一种基于双 L 探针互相正交形成耦合馈电的宽带宽双极化微带天线的构造,微带辐射贴片通过金属化过孔连接可以增加电流通径,提高天线的工作带宽;金属化过孔的引入相当于引入了电感,增加了天线的感性。本文的创新工作旨在对介质基板上表面的 4 个矩形辐射贴片做开口均朝内的对称“ τ ”形槽设计来增加谐振频点;将高低探针连接的矩形偶极子贴片设计为“S”形,进一步扩展了天线的阻抗带宽;天线在 2.08~2.77 GHz、3.66~5.36 GHz 频带实现了约 66.15%的阻抗带宽,同时覆盖 C 波段和无线局域网 (wireless local area network, WLAN) 的无线收发通信系统;制作的实物表明,该天线平面结构简单、体积小,易于制作。

1 天线结构设计

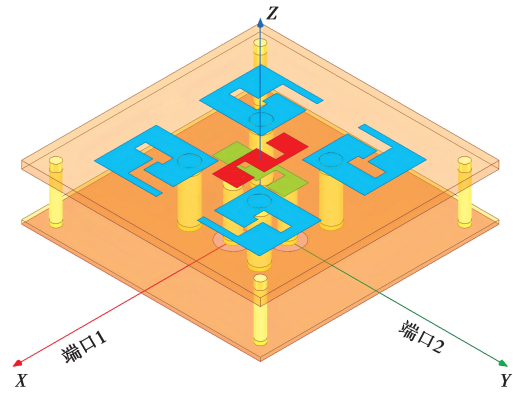
天线结构如图 1 所示,天线由 2 个交叉且极化

方向为 $\pm 45^\circ$ 的“S”形偶极子贴片、4个挖有对称“ τ ”形槽的矩形辐射贴片、2个“L”形馈电结构、4根金属铜柱、4根塑料柱和2个介质基板构成。偶极子贴片与矩形贴片位于FR4_epoxy介质基板上,其相对介电常数为4.4,损耗角正切为0.02,厚度 H 为1.6 mm。其中,高探针连接的偶极子贴片位于介质基板上表面,低探针连接的偶极子贴片位于介质基板下表面,为了得到双极化辐射特性,将2个矩形偶极子正交放置。“L”探针的实现方式就是底馈,也就是在地板背部馈电,金属铜柱连接微带贴片和底部理想介质电导体,从而增加了天线的电学长度,提高了天线的工作带宽和性能。

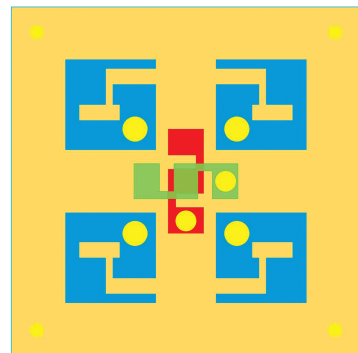
为了实现天线的单向辐射,在距离上层介质基板 H_1 为11.6 mm(即高探针高度)处设置同样材质的介质基板,其厚度 H_3 为0.8 mm,并将基板最底部设置为理想介质电导体结构;在基板的4个顶点位置加入塑料柱,可以很好地支撑介质基板,使得基板与基板之间的距离保持不变。2根同轴线分别标记为端口1、端口2,当激励端口1时,端口2接匹配负载,此时天线为 $+45^\circ$ 极化;当激励端口2时,端口1接匹配负载,此时天线为 -45° 极化。

天线的优化过程如图2所示。图2a中,天线最初的形态是4个放置在介质基板上表面边长为 S_x 的矩形辐射贴片和在基板上、下表面各放置一个长为 C 、宽为 M 的偶极子贴片^[17]。矩形贴片结构有利于形成天线表面电流,增强偶极子表面电流的强度。采用具有高度差且正交放置的“L”形同轴馈电,当其中一个偶极子贴片被激励时,则会在其相应的方向上产生一个极化;另一个偶极子贴片作为寄生单

元,两者之间产生耦合,继而在另一个方向产生不同的极化,可扩展阻抗带宽;通过调整馈电轴相对辐射贴片的位置、探针相对偶极子贴片的位置和偶极子贴片的尺寸可以实现良好的阻抗匹配,提高天线的匹配性能,扩展天线的阻抗带宽。



a 天线3D图



b 天线辐射结构

图1 天线结构

Fig.1 Antenna structure

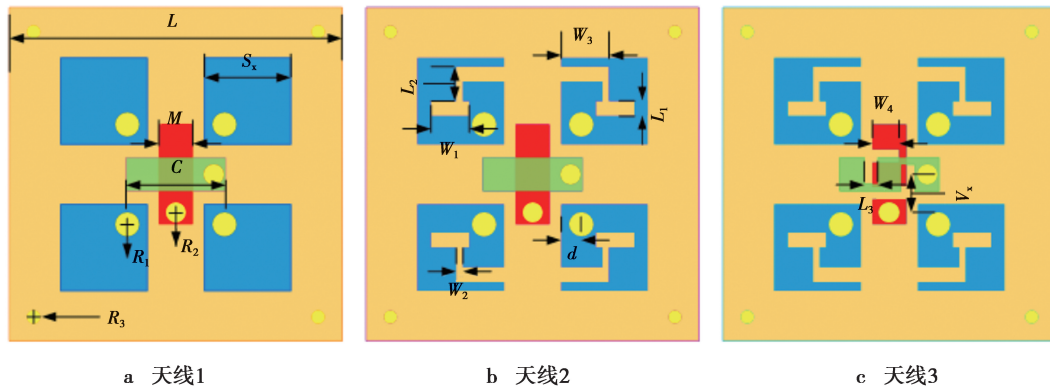


图2 天线的优化过程图

Fig.2 Antenna optimization process diagram

在图2a的基础上将矩形辐射贴片挖出以原点为中心对称放置的“ τ ”形槽,见图2b。从等效电路

的角度看,天线开槽相当于在天线的等效电路中引入了新的电感、电容或两者的组合。谐振频率的计算公式为

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (1)$$

式(1)中: L 为电路参数电感; C 为电容。 L 和 C 的改变会导致谐振频率发生变化。槽的形状为“ τ ”形并且槽口的末端对向而行的设计方法使得天线在原本没有谐振的频率上产生谐振,即新增谐振频点。

在天线2基础上进一步优化,见图2c,将极化偶极子贴片设计成“S”形,这种曲折度更高的形状增加了天线的电长度,增加了电流的流动路径,拓宽了天线的频带;同时获取同样的频段,曲折度高比曲折度低的天线极化程度更高,使得设计的天线尺寸更小。

在开对称“ τ ”形槽结构和设计“S”形贴片3种情况下,1~7 GHz频段输入端反射系数 S_{11} 的波形如图3所示。天线1即图2a,在最初的形态下,天线的 S_{11} 见图3中的橙色曲线,可以发现,天线1形成了2个谐振点,其中一个谐振点在2.02 GHz附近,另外一个谐振点在4.79 GHz附近。前者是由被激励的矩形偶极子天线产生的,后者是由激励的偶极子与未被激励的偶极子之间的电容耦合产生的,天线在1.86~2.17 GHz、3.89~5.06 GHz频段的 $S_{11} < -10$ dB,两点相隔较远,导致2个谐振点之间的频段匹配性能变差。

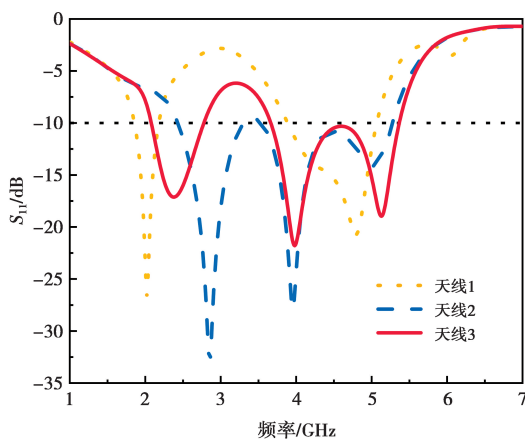


图3 3款天线的 S_{11}

Fig.3 S_{11} of three antennas

天线2即图2b,对介质基板上表面的辐射贴片开槽,此时天线的 S_{11} 见图3中的蓝色曲线,此时天线有3个谐振点:一个谐振点在2.86 GHz附近,是

由矩形偶极子自身激励产生;另2个分别在3.95 GHz、5.01 GHz附近,是由两对矩形偶极子互耦产生。此时天线在2.44~3.30 GHz、3.54~5.27 GHz频段的 $S_{11} < -10$ dB,和天线1相比,产生一个新的谐振点,扩大了天线的阻抗带宽,这主要是因为开槽改变了电流流动路径,造成低频段无法正常匹配,将频点向更高频率移动;同时电流在矩形偶极子处集中,提高了耦合程度,增加了新的频点。从图3可以看出,3个谐振点所在频段匹配较好。

天线3即图2c,设计矩形偶极子为“S”形,此时天线的 S_{11} 见图3中的红色曲线,在2.08~2.77 GHz、3.66~5.36 GHz频段的 $S_{11} < -10$ dB。形状的改变使电流流向路径发生变化,低频段范围向左侧迁移;3个谐振点相隔距离较为集中,提升了天线的匹配性能。此时天线的相对带宽达到了66.15%,天线频段可应用于C波段与WLAN频带。

2 天线参数优化

为研究天线各参数对天线性能的影响,采用单一变量法,即当研究某一个参数时,其余参数保持不变。全文运用Ansys HFSS仿真软件对天线仿真优化。因为双极化天线是对称性结构,在两端口分别激励时性能的差异较小,故只激励其中一个端口进行参数分析。

不同参数对天线 S_{11} 的影响如图4所示。图4a给出了探针高度 H_2 对所设计天线 S_{11} 的影响关系,位于对角线两侧的两探针高度虽不一样,但为了明显看出两探针高度对阻抗带宽所产生的影响,设置两探针高度差为定值。由图4a可以看出,随着探针高度的增加,谐振点总是向较低的频点处进行偏移,频点先从2个变成3个再又变成2个,并且带宽也是先增大后减小。所以适当改变探针高度可以起到拓展天线带宽的作用,最终 H_2 设计为10 mm。

加载金属铜柱相当于在天线中引入了电感元件,可以提供天线更高的电感元件值,改变天线的电感性能;同时,金属铜柱是与辐射贴片相接的,会产生一些附加的电容效应,这使得金属铜柱作为一个L-C电路元件,可以提供电感和电容,以使天线具有更好的阻抗匹配和谐波抑制特性。图4b、图4c分别给出了金属铜柱圆心相对辐射贴片内侧的距离 d 、辐射贴片开对称放置的“ τ ”形槽的开口宽度 L_1 对所设计天线 S_{11} 的影响,可以由图4b和图4c看

出,随着 d 或者 L_1 的增加,谐振点位置基本保持不变,而整体曲线慢慢上移,带宽先增加后减小。但 d 超过了 4.75 mm 后,金属铜柱离馈电铜柱变远会降低辐射效能,所以天线在 4.45~4.65 GHz 频段时天

线的匹配性能降低,即 S_{11} 超过了 -10 dB; 同样,当 L_1 超过 2.25 mm 之后,天线在 4.05~5.15 GHz 频段谐振频率降低。通过优化设计,最终 d 确定为 4.75 mm、 L_1 为 2.25 mm。

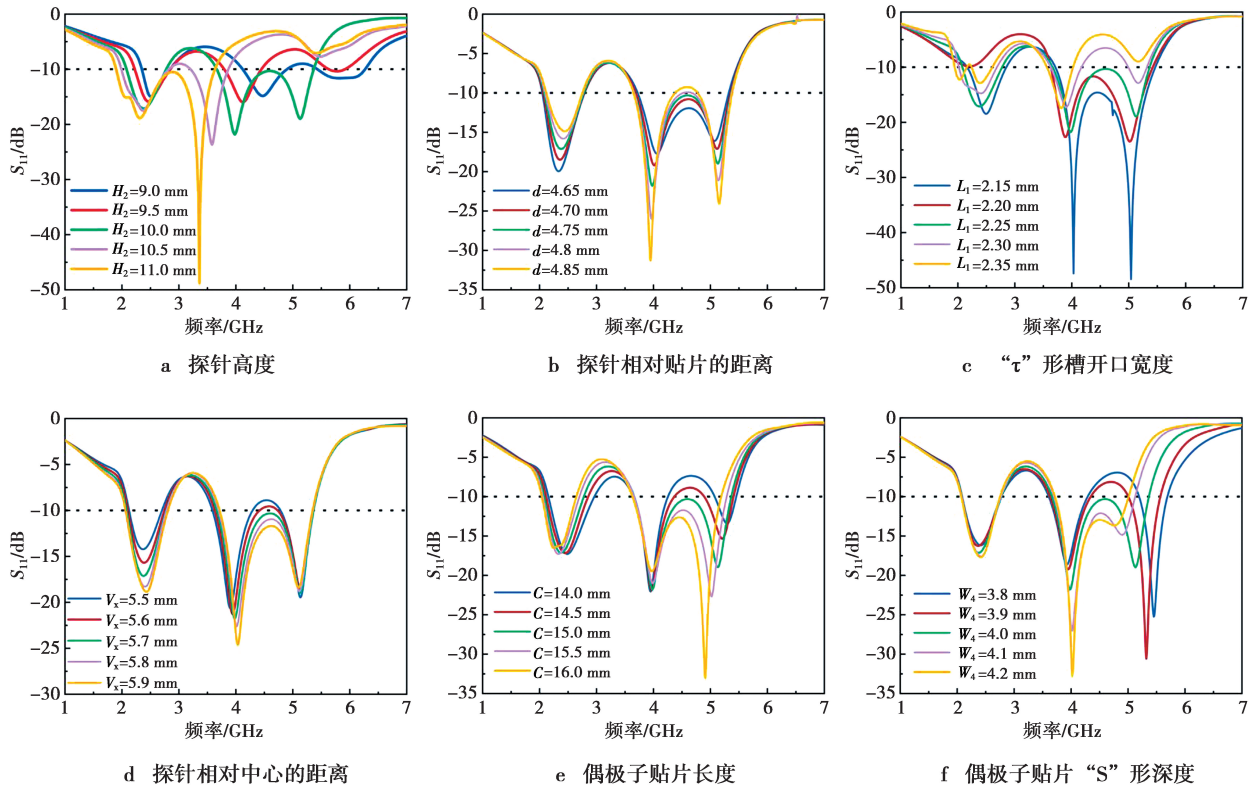


图 4 不同参数对天线 S_{11} 的影响

Fig.4 Influence of different parameters on antenna S_{11}

图 4d、图 4e、图 4f 分别为其他参数不变,“L”形探针距离中心的距离 V_x 、极化偶极子贴片长度 C 、矩形偶极子改“S”形的深度 W_4 对天线 S_{11} 的影响关系,从图 4 可以看出,3 条曲线相同点是随着参数的增大,曲线均逐渐下移;不同点是图 4d 中随着 V_x 不断增大,谐振点 2.39 GHz、5.13 GHz 的位置基本不变,谐振点 3.98 GHz 却在逐渐增大;图 4e 中,随着 C 不断增大,谐振点 3.98 GHz 位置基本不变,谐振点 2.39 GHz、5.13 GHz 却在逐渐减小;图 4f 中,随着 W_4 不断增大,谐振点 2.39 GHz、3.98 GHz 位置基本不变,谐振点 5.13 GHz 却在逐渐减小。相同点与不同点的效果均为天线随着参数的增大而延长带宽,但在 3.66~5.36 GHz 频段会随着参数的继续增大而不断收窄,从而减小带宽。所以适当选择参数,即 V_x 为 5.7 mm、 C 为 15 mm、 W_4 为 4 mm 时匹配效果最佳。

经过仿真优化设计,天线结构尺寸如表 1 所示。

表 1 天线参数

Tab.1 Parameter of the antenna

mm							
参数	尺寸	参数	尺寸	参数	尺寸	参数	尺寸
H	1.6	S_x	13.0	R_3	1.0	W_3	7.19
H_1	11.6	C	15.0	L_1	2.25	L_3	2.00
H_2	10.0	M	5.11	W_1	5.81	W_4	4.00
H_3	0.8	R_1	1.8	L_2	6.75	d	4.75
L	50.0	R_2	1.6	W_2	1.00	V_x	5.70

3 天线仿真结果

天线的增益和辐射效率如图 5 所示,黄色曲线表示天线的最大可实现增益,蓝色曲线表示天线的辐射效率,在 2.08~2.77 GHz、3.66~5.36 GHz 频段,天线的增益在 6~10 dBi 浮动,体现了天线增益的稳定性,辐射效率在 90% 以上。

双端口在各谐振点的辐射方向图如图 6 所示。图 6a、图 6c、图 6e 是端口 1 在谐振频点 2.39 GHz、3.98 GHz、5.13 GHz 下对应的 E 面和 H 面辐射方向图,图 6b、图 6d、图 6f 则是端口 2 在 3 个谐振点下对应的辐射方向图。其中, E 面指平行于电场方向的平面; H 面指平行于磁场方向的平面。图 6 中,蓝色曲线为 E 面交叉极化;红色曲线为 E 面主极化;绿色曲线为 H 面主极化;黄色曲线为 H 面交叉极化。从图 6 可以看出,在 E 面与 H 面上天线主极化与交叉极化差值均超过 10 dB,交叉极化电平大于 20 dB,极化隔离度高。另外,当激励端口 1 和端口 2 分别+45°极化与-45°极化,天线在同一频点不同端口的辐射方向图体现在 E 面与 H 面上就是主极化与交叉极化正好完全对称反转,体现了天线在工

作频带内的极化稳定性。

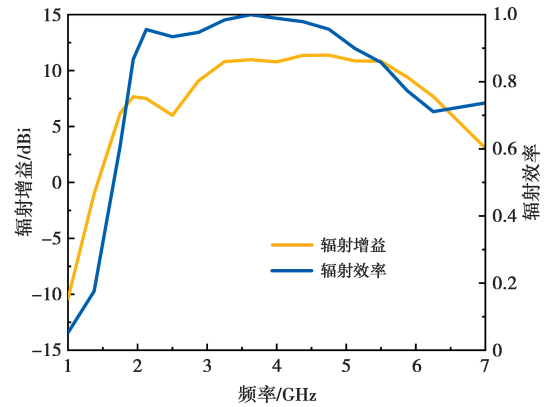


图 5 天线的增益和辐射效率

Fig.5 Antenna gain and radiation efficiency

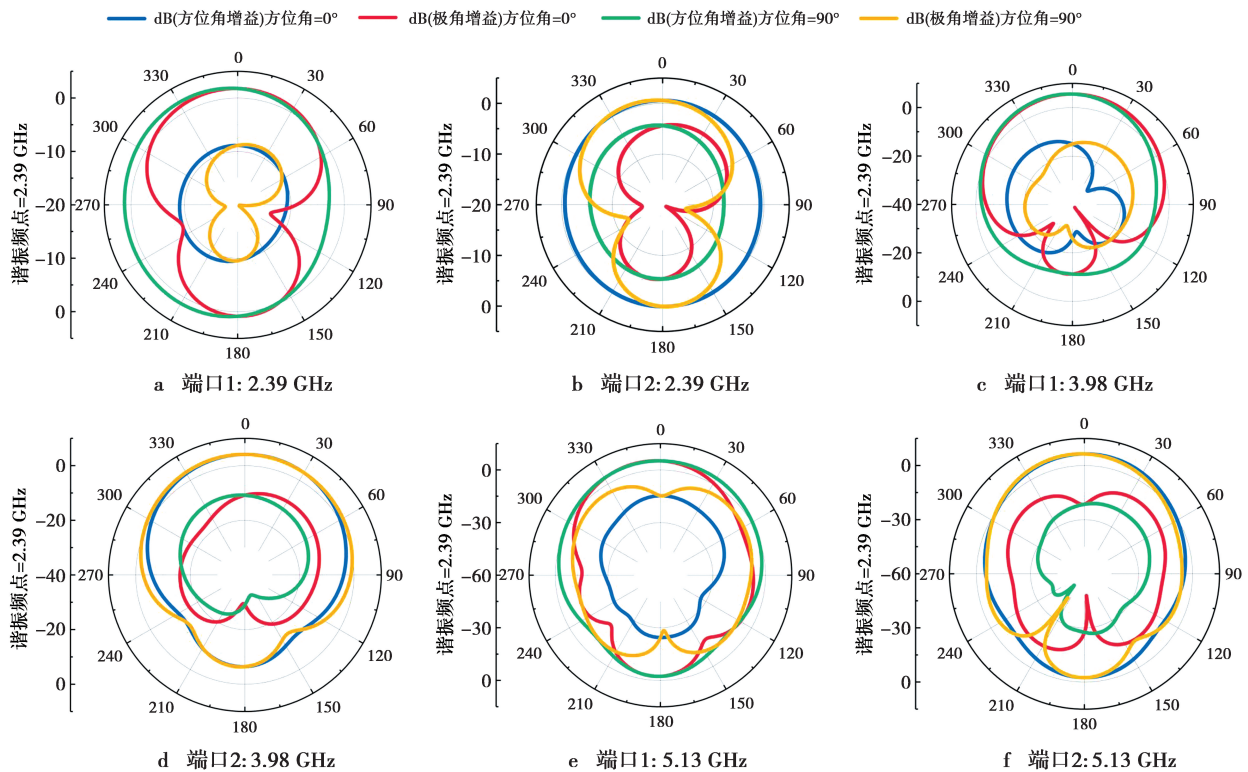


图 6 双端口在各谐振点的辐射方向图

Fig.6 Radiation direction diagram of two ports at each resonant point

双端口在各谐振点的电流分布图如图 7 所示。图 7a、图 7b、图 7c 是谐振频点 2.39 GHz、3.98 GHz、5.13 GHz 下从端口 1 输入时电流的分布情况,图 7d、图 7e、图 7f 则是从端口 2 输入时电流的分布情况。从图 7 可以看出,随着频点的增大,端口 1、端口 2 处电流均由辐射贴片逐渐流向极化偶极子贴片,使得偶极子贴片流过的电流达到最大强度。不同的是当端口 1、2 被激励时,极化偶极子上的电流

分别在+45°和-45°方向上占主导地位,所以当激励端口 1 时,高探针连接的偶极子贴片处电流会达到最大强度;相反当激励端口 2 时,低探针连接的偶极子贴片处会达到电流最大值。

4 天线实物与讨论

对所提出的天线进行了制作与测试,天线实物及测量装置如图 8 所示。天线的正视图、侧视图与

后视图分别见图 8a—图 8c, 最终尺寸为 50 mm×50 mm×11.6 mm。图 8d 的装置为可测频带为 0~

14 GHz 的 Keysight E5063A 矢量网络分析仪, 测试后获得天线 S_{11} 与正向传输系数 S_{21} 的值。

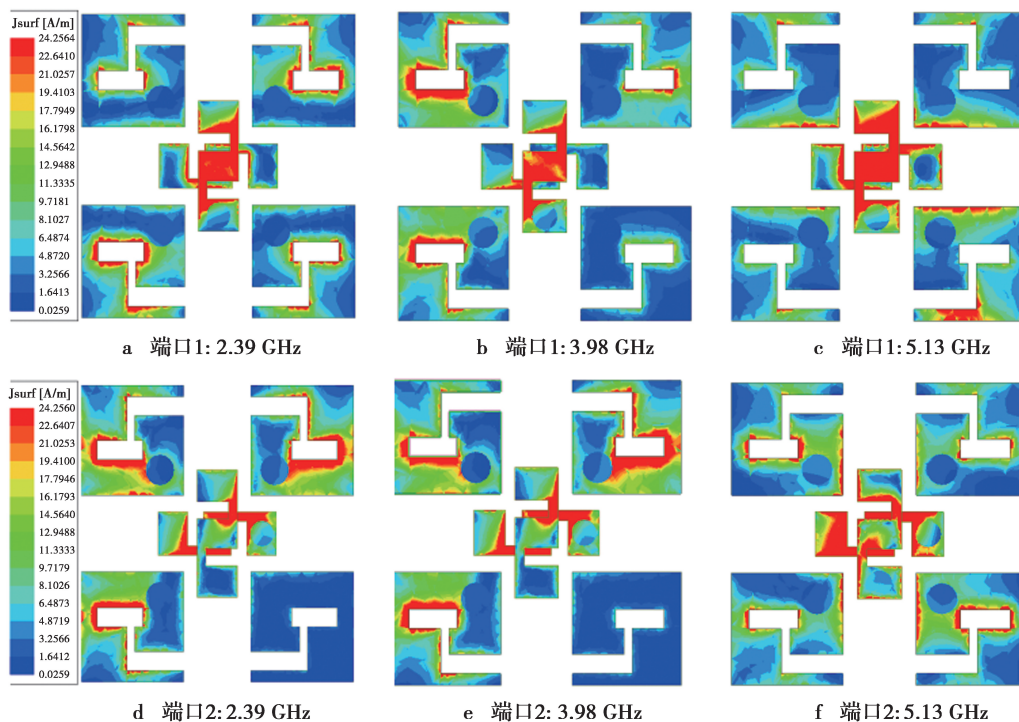


图 7 双端口在各谐振点的电流分布图

Fig.7 Current distribution diagram of two ports at each resonance point

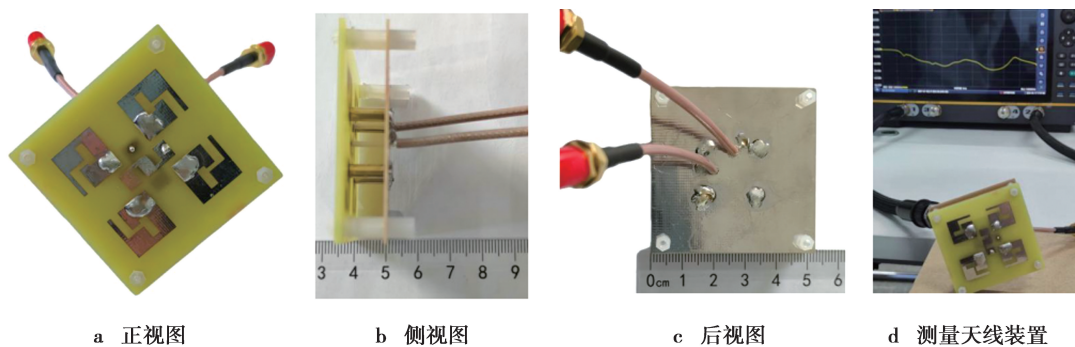


图 8 天线实物及测量装置

Fig.8 Antenna object and measuring device

天线 S_{11} 与 S_{21} 在不同端口下的仿真结果与实际测试的对比图如图 9 所示。从图 9a 可以看出, 在端口 1 的测量条件下, 无论是 S_{11} 还是 S_{21} , 仿真结果与实测结果基本相似。图 9b 中端口 2 的实测结果, 受天线加工工艺及实验测试环境条件的影响, S_{11} 与 S_{21} 特性曲线有所偏移, 但频段范围在可接受范围内。

本文设计的双极化天线与参考文献中天线的比较如表 2 所示。在表 2 中, 所设计的双极化天线性能与参考文献设计的天线进行了分析比较, 通过对

比表明, 本文所设计的天线具有较高的天线阻抗带宽, 覆盖更多的通信频段, 天线实物具有尺寸小成本低, 复杂度较小易于制作的优点。

5 结束语

本文提出了一款基于 L 形探针耦合馈电的宽带双极化天线, 采用具有高度差且正交放置的“L”形探针同轴馈电, 高探针连接的偶极子贴片被激励时, 会在其相应的方向上产生一个极化, 而与低探针连接的偶极子贴片之间产生耦合, 会在另一个

方向产生不同的极化,可扩展阻抗带宽。加载金属铜柱并连接辐射贴片使其具有更好的阻抗匹配和谐波抑制特性,通过将辐射贴片做开口均朝内的对称“ τ ”形槽设计以增加谐振频点,另外将极化贴片改成“S”形以延长带宽。经过仿真优化最终得到有效频段为 2.08 ~ 2.77 GHz、3.66 ~ 5.36 GHz,可用于 C 波段及 WLAN 频带。天线相对阻抗带宽为 66.15%,工作频段增益不低于 6 dBi,辐射效率大于 90%,隔

离度大于 10 dB,双端口在各中心频点方向图稳定。经实物制作与实际测量表明,天线在端口 1 的 S_{11} 与 S_{21} 与仿真结果基本相同;在端口 2 处曲线有所偏移,这是由于制作工艺存在缺陷、实验环境的局限性造成的,未来相信经过工艺改进、实验测试环境的加强能够提高实测结果与仿真结果的相似度。与其他参考文献相比,本文天线具有宽带宽、体积小、复杂度小易于制作等优点。

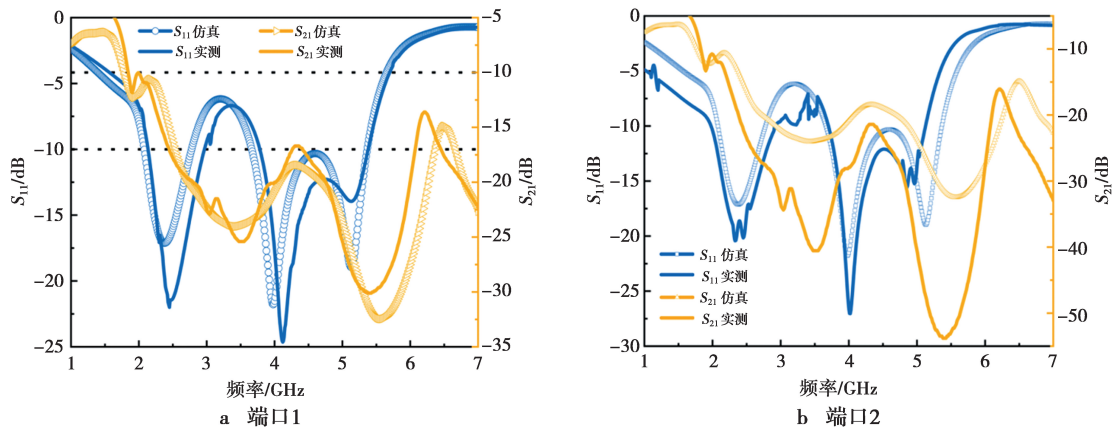


图 9 模拟和测量的比较

Fig.9 Comparison of simulation and measurement

表 2 所设计的双极化天线与参考文献中天线的比较

Tab.2 Comparison of the proposed antenna to previously reported antennas

文献	馈电方式	工作频段/GHz	制造使用组件	交叉极化电平 /dB	天线尺寸 / (mm×mm×mm)
10	微带线馈电	2.3 ~ 5.0	正交偶极子,金属条,短引脚,馈线,金属反射器,基板,尼龙柱	20	100×100×32.8
11	微带线馈电	1.82 ~ 3.41	基板,偶极子贴片,同轴线,微带线,反射板,尼龙柱,辐射臂	17	100×100×29.8
12	巴伦馈电	1.71 ~ 2.69 和 3.35 ~ 3.6	寄生元件,辐射原件,底座框架,接地板,宽带巴伦,塑料柱	19	140×140×43
14	同轴馈电	1.71 ~ 2.69 和 3.32 ~ 3.85	交叉偶极子,同轴馈电电缆,馈电结构,反射器,基板,塑料螺钉,铜墙	29	150×150×36.6
本文	同轴馈电	2.08 ~ 2.77 和 3.66 ~ 5.36	基板,金属铜柱,塑料柱,辐射贴片,偶极子贴片	20	50×50×11.6

参考文献:

[1] 邱鑫,杨汶汶,陈建新,等.面向 5G 应用的双频段 1/4 模基片集成波导天线[J].重庆邮电大学学报(自然科学版),2024, 36(6): 1079-1088.
 QIU X, YANG W W, CHEN J X, et al. Duai-band quarter-mode substrate integrated waveguide antenna for 5G applications[J].Journal of Chongqing University of Posts

and Telecommunications (Natural Science Edition), 2024, 36(6): 1079-1088.
 [2] 朱剑青,薛锋章,任超.EBG 结构宽频带双极化基站天线的设计[J].重庆邮电大学学报(自然科学版), 2016, 28(3): 367-371.
 ZHU J Q, XUE F Z, REN C. Design of a wideband dual-polarized base-station antenna with EBG structures[J]. Journal of Chongqing University of Posts and Telecommu-

- nications(Natural Science Edition), 2016, 28(3): 367-371.
- [3] DING C F, ZHANG X Y, YU M. Simple dual-polarized filtering antenna with enhanced bandwidth for base station applications [J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2020, 68(6): 4354-4361.
- [4] GYOUNGDEUK K, SANGKIL K. Design and analysis of dual-polarized broadband microstrip patch antenna for 5G mmWave antenna module on FR4 substrate [J]. *IEEE Access*, 2021(9): 64306-64316.
- [5] WANG B, LIAO C Y, DU C H. A low-profile broadband dual-polarized base station antenna array with well-suppressed cross-polarization[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2021, 69(12): 8354-8365.
- [6] 王杰,杨晓庆,孟亚婷.嵌入十字微带结构的宽带双极化天线设计[J].*信息技术与信息化*, 2023, (11): 12-15.
WANG J, YANG X Q, MENG Y T. Design of wideband dual-polarized antenna embedded in cross-strip structure [J]. *Information Technology and Informatization*, 2023, (11): 12-15.
- [7] 曹成云,柴舜连,刘亿荣,等.一种高隔离度双极化天线单元的设计[C]//中国电子学会电磁兼容分会,第 27 届全国电磁兼容学术会议论文集.贵州,中国:国防科技大学电子科学学院, 2021: 212-214.
CAO C Y, CHAI S L, LIU Y R, et al. Design of a High Isolation Dual Polarization Antenna Unit [C]//Electromagnetic Compatibility Branch of China Institute of Electronics, Proceedings of the 27th National Conference on Electromagnetic Compatibility. Guizhou, China; College of Electronic Science, National University of Defense Technology, 2021: 212-214.
- [8] MAMAGHANI T, NOURINIA I, GHOBADI J, et al. A broadband dual-polarized antenna with irregular polygon patches and trapezoidal coupling plates [J]. *Microwave and Optical Technology Letters*, 2020, 62(7): 2636-2644.
- [9] 张霄霖.低剖面宽带天线的研究与设计[D].南京:南京邮电大学,2023.
ZHANG X L. Research and design of low profile broadband antenna [D]. Nanjing: Nanjing University of Posts and Telecommunications, 2023.
- [10] WU R, LIN J H, CHEN F C, et al. A broadband dual-polarised antenna with L-shaped strips for long-term evolution/5G application[J]. *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, 2023, 17(11): 833-839.
- [11] 陈娅莉,刘倩倩,李山东,等.一种小型宽带双极化 5G 基站天线[J].*太赫兹科学与电子信息学报*, 2023, 21(7): 921-927.
CHEN Y L, LIU Q Q, LI S D, et al. A small broadband dual-polarized 5G base station antenna [J]. *Journal of Terahertz Science and Electronic Information*, 2023, 21(7): 921-927.
- [12] FU S D, CAO Z X, QUAN X, et al. A broadband dual-polarized notched-band antenna for 2/3/4/5G base station[J]. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2019, 19(1): 69-73.
- [13] 陈松旻,庞晨,周坚,等.一种小型化超宽带双极化天线[J].*微波学报*, 2024, 40(5): 71-77.
CHEN S W, PANG C, ZHOU J, et al. A miniaturized ultra-wideband dual polarization antenna[J]. *Acta Microwave Sinica*, 2024, 40(5): 71-77.
- [14] CAO R, CHOW-YEN-DESMOND S, ZHUANG J H. A dual-band dual-polarized antenna for small base station applications [J]. *Journal of Electrical Engineering & Technology*, 2021(16): 1591-1599.
- [15] JIA H K, MO J J, PENG L. Parasitic Elements Shorted to Ground to Enhance the Bandwidth of a Dual-Polarized Antenna[J]. *International Journal of Antennas and Propagation*, 2022, 2022(1): 2011410.
- [16] 黄文,王冲,周贤超,等.加载超表面的宽带低剖面双极化交叉偶极子天线 [J]. *电子学报*, 2024, 52(2): 477-485.
HUANG W, WANG C, ZHOU X C, et al. Broadband low-profile dual-polarized cross-dipole antenna loaded with metasurface [J]. *Journal of Electronics*, 2024, 52(2): 477-485.
- [17] 王安义,叶竹辉,李旭虹,等.C 波段超宽带双极化微带贴片天线的设计[J].*科学技术与工程*, 2021, 21(5): 1871-1876.
WANG A Y, YE Z H, LI X H, et al. Design of C-band ultra-wideband dual-polarized microstrip patch antenna [J]. *Science, Technology and Engineering*, 2021, 21(5): 1871-1876.

作者简介:

李新春,高级工程师,硕士生导师,主要研究方向为工业物联网、射频电路与系统。E-mail:550128966@qq.com。
苏熠璇,硕士研究生,主要研究方向为射频天线技术。E-mail:18233677206@163.com。

(编辑:田海江)