

高隔离度宽带双极化微带天线设计

张健丰,李平辉,朱 彤

(解放军理工大学通信工程学院,江苏南京 210007)

摘 要: 双极化天线由于具有极化分离的优异性能,在无线通信系统中引起了广泛关注,因此本文设计了一个高隔离度宽带双极化微带缝隙天线.为了获得高隔离度特性,该天线采用两个不同结构的微带线馈电,分别激励起垂直极化和水平极化模式.同时在地板上开缝隙来展宽天线带宽和实现天线的小型化.仿真优化结果表明,该天线端口1和端口2的阻抗带宽分别为51%和62%,在1.71GHz~2.69GHz整个工作频带范围内两端口之间的隔离度高于40dB,且结构简单,适用于移动通信的实际应用中.

关键词: 双极化;高隔离度;宽带;缝隙天线

中图分类号: TN82

文献标识码: A

文章编号: 0372-2112(2016)04-0775-05

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn>

DOI: 10.3969/j.issn.0372-2112.2016.04.004

Design of Wideband Dual-Polarized Microstrip Antenna with High Isolation

ZHANG Jian-feng, LI Ping-hui, ZHU Tong

(College of Communications Engineering, PLA University of Science and Technology, Nanjing, Jiangsu 210007, China)

Abstract: Dual-polarized antennas have aroused much attention in wireless communication systems due to the excellent performance of polarization diversity. Therefore, a broadband dual-polarized microstrip slot antenna with high port isolation is proposed. Two feeder lines of different structures are employed to excite the horizontal and vertical polarization modes and obtain high port isolation. Furthermore, the broadband and miniaturization characteristics of the antenna are achieved by etching slots on the ground plane. The simulation results indicate that the bandwidth of port 1 and port 2 are 51% and 62% respectively, and the port isolation is higher than 40 dB from 1.71GHz to 2.69GHz. It has a simple structure and is suitable for practical applications of mobile communications.

Key words: dual-polarized; high port isolation; broadband; slot antenna

1 引言

在通信技术快速发展的今天,通信系统对设备提出了越来越多的要求,在提高信道容量的同时还要求展宽设备的带宽,以及实现小型化.天线作为通信系统中的一种收发装置,其性能也受到了人们的关注.双极化天线由于具有很强的抗干扰性、能实现极化分离和提高信道的容量而引起了更多学者的青睐^[1-3],它的这些优异性能决定了其在移动通信中具有广阔的应用前景.因此,设计宽频带、高隔离度、小型化、结构简单的双极化天线受到了广泛关注.

近年来,人们提出了各种各样的双极化微带天线,如文献[1]设计了一个宽带高隔离度双极化微带天线,通过引入短路针来提高端口隔离度,达到了38dB,其相对带宽为21.5%. 但该天线由于采用了同轴馈电和短

路针加载技术,使得该天线结构不够紧凑.因此,为了能够同时在一个天线上实现宽频带、高隔离度和低剖面的性能,人们提出了一些新型天线,如文献[2]和[4]所设计的天线.

实际上,随着天线技术发展,学者们提出了各种各样的技术来提高天线的性能.通过短路的针加载^[1]、缝隙耦合^[5]、不同的馈电结构^[6]和空气桥^[7,8]等技术来提高端口间的隔离度;采用阻抗匹配网络、缝隙耦合^[9]、多层介质基片^[10]以及降低品质因数Q(即增大介质基板厚度或减小其介电常数)等手段来展宽天线带宽;引进高阻抗表面(High Impedance Surface, HIS)^[11,12]、纯电抗表面(Reactive Impedance Surface, RIS)^[13]、超材料^[14]、分形结构^[15]和表面开槽等方法来对天线进行小型化.

为了能够达到上述提到的天线性能,本文在文献[3]中提出的天线结构基础上,设计了一个性能更好的

双极化微带缝隙天线. 通过采用不同的馈电结构来提高天线两端口的隔离度, 经过仔细调整其馈电位置, 两端口的隔离度可以达到 35dB. 在地板上增加缝隙来展宽天线带宽、实现小型化和调节端口匹配. 该天线与文献[3]中的天线相比, 隔离度更高、带宽更宽、尺寸更小, 小型化的同时也提高了天线性能.

2 天线结构设计

本文提出的双馈双极化微带缝隙天线的几何结构如图 1 所示. 该天线的整体尺寸为 $105 \times 105 \times 1.6\text{mm}^3$, 采用的介质基板为 FR4, 其厚度为 1.6mm, 相对介电常数为 4.4, 损耗角正切为 0.002. 天线的上表面是两个不同结构的微带馈电线, 并放置在相互对立的位置, 下表面是地板, 同时在地板的正中间开了一个正八边形缝隙, 在它的两个角上开了两个大小不同的矩形缝隙, 其中窄矩形缝隙用编号⑦表示, 另外为了减小天线尺寸和展宽其工作带宽, 还开了 6 个形状大小完全相同的十字形缝隙, 分别用编号①~⑥表示, 缝隙①③⑤和②④⑥分别一一对应并关于 y 轴对称, 十字形缝隙由两个相互垂直的窄矩形缝隙组成. 缝隙①③⑤⑦的中心位置用坐标表示分别为 (d_1, d_2) $(dx, 0)$ $(d_1, -d_2)$ $(0, dy)$, 其他结构的位置和尺寸如图中参数所示.

本文采用电磁仿真软件 Ansoft HFSS 13.0 对设计的天线进行仿真优化, 其性能达到最佳时的尺寸如表 1 所示.

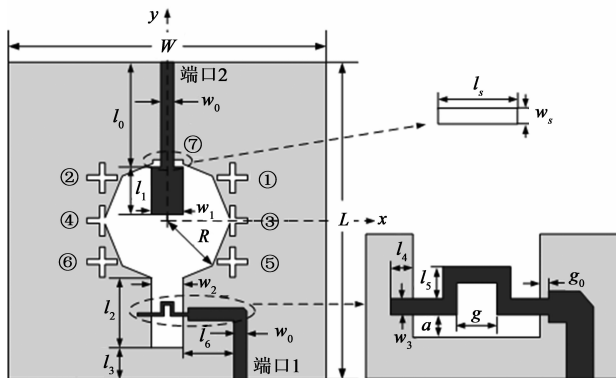


图1 天线结构图

表 1 天线尺寸(单位:mm)

参数	L	W	R	l_0	l_1	l_2	l_3	l_4	l_5	l_6	l_7	w_s
数值	105	105	30	25	23	22.7	1.2	5.8	3.8	6	15	3
参数	w_0	w_1	w_2	w_3	a	g	g_0	d_1	d_2	dx	dy	
数值	2.9	11	7	1.2	4	0.5	5	30	20	30	28	

3 天线的性能研究

众所周知, 正八边形是圆形的近似, 而一个圆形缝

隙可以支撑着两个相互垂直的退化的 TE_{11} 模式^[3]. 因此, 一个正八边形缝隙同样可以支撑着垂直极化模式和水平极化模式, 如图 2(a) 和 2(b) 所示, 图 2 展示的是天线工作在 2.2GHz 时正八边形缝隙里的电场分布情况. 当从端口 1 馈电, 端口 2 接 50Ω 匹配负载时, 电场沿 x 轴方向分布, 该天线辐射水平极化波; 相反, 当从端口 2 馈电, 端口 1 接 50Ω 匹配负载时, 电场主要沿 y 轴方向分布, 该天线辐射垂直极化波.

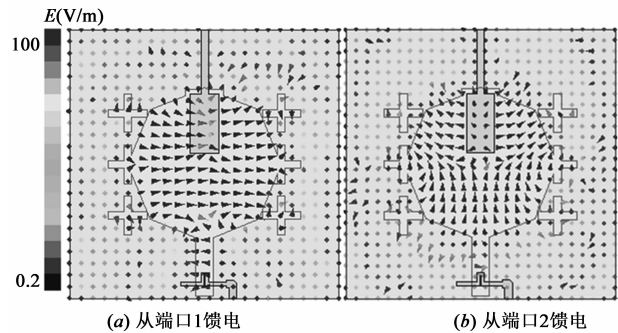


图2 缝隙里电场分布

3.1 隔离度

为了提高天线两端口间的隔离度, 本文采用了两个不同结构的微带馈电线, 即端口 1 的曲折微带线和端口 2 的阶梯状微带线, 并将其放置在相互对立的位置, 正如图 1 所示. 在决定采用该馈电结构之前, 讨论了其他两种馈电方式, 即两个端口的馈电线均为曲折(或阶梯状)微带线, 并置于相互垂直的位置. 从仿真结果可以看出, 后两种馈电结构隔离度比本天线采用的馈电结构隔离度差了约 25dB, 由于本天线采用的阶梯状馈电线和曲折馈电线相互正交, 后者通过缝隙耦合能适当的抑制高次模, 而且两馈电线放置在对立的位置上, 远离彼此, 产生的电场相互垂直, 彼此间的干扰较小, 因此能大大提高两个端口间的隔离度. 所以本文采用了如图 1 所示的馈电结构.

3.2 小型化和宽频带

天线的小型化是指其工作在相同频带范围内天线结构尺寸变小, 或天线结构不变的情况下可以工作在更低的频带范围内.

出于对成本及加工制作难度的考虑, 最简单有效的方法就是在地板上开缝隙, 通过延长电流在地板表面流过的路径来降低其谐振频率, 从而达到小型化目的. 因此, 最初的方法就是在地板上增加十字形缝隙①②⑤⑥, 采用该方法前后两端口的 S 参数仿真结果如图 3(a) 所示. 从图中可以看出, 增加缝隙①②⑤⑥之后, 两端口的谐振频率都明显降低, 因此该方法可以有效的对天线进行小型化, 但在 -10dB 阻抗带宽范围内其性能并不优异. 又通过开缝隙的方法使天线在工作频

率附近增加谐振点,从而扩展天线的带宽.所以尝试增加了缝隙③和④,其仿真结果仍如图 3(a)所示,可以发现此时有两个非常明显的谐振点,有利于展宽天线带宽.因此,在该天线原有结构的基础上增加十字形缝隙不但有利于减小天线尺寸,还可以在一定范围内改善天线性能.

3.3 阻抗匹配与增益

通过以上讨论,将天线表面尺寸减小为 $105 \times 105 \text{mm}^2$, 然后进行优化设计使两个端口分别匹配,并实现宽频带性能.

由于天线的高隔离度性能,两端口之间影响较小,因此在调节匹配时可以分别进行.端口 1 的带宽主要受到矩形缝隙大小和馈电位置 a 的影响,因此主要通过调节参数 l_2 、 w_2 和 a 的大小来实现匹配;端口 2 的匹配问

题主要通过调节阶梯状微带线尺寸以及缝隙⑦来解决.

在确定采用窄矩形缝隙⑦之前也进行了一系列讨论,最初的方法是将缝隙⑦设定为同样的十字形缝隙,从仿真结果可以看出,虽然能够在宽频带范围内实现匹配,但是从端口 2 馈电时天线的增益较小,因此,将十字形缝隙改为了窄矩形缝隙⑦.分别采用十字形缝隙和窄矩形缝隙时天线增益仿真结果如图 3(b)所示,从图中可以发现,采用窄矩形缝隙时天线增益明显优于采用十字形缝隙时的增益,这是因为窄矩形缝隙不但能很好的调节 2 端口的匹配,使更多的能量用于天线的辐射,而且窄矩形缝隙与十字形缝隙相比,前者相当于增大了地板表面积,可以使更多的能量反射到天线的最大辐射方向上,从而提高天线的增益.

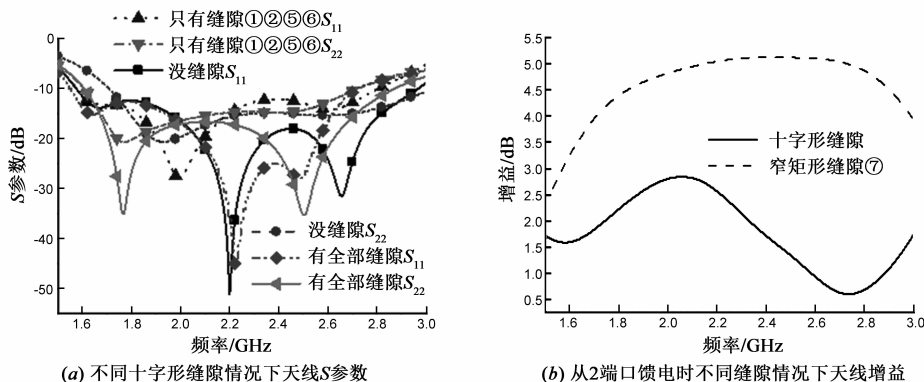


图3 不同缝隙对天线性能的影响

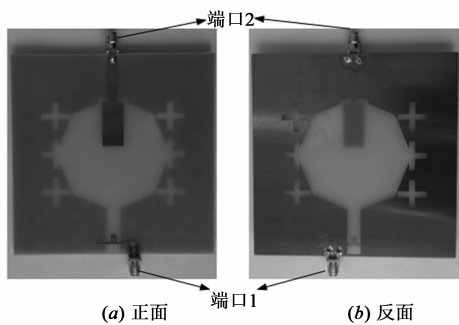


图4 天线实物图

4 天线的实测结果与分析

根据仿真优化得到的天线最优尺寸,加工制作了天线实物,如图 4 所示.利用 Agilent N5230C 矢量网络分析仪测试天线的 S 参数特性,测试与仿真结果如图 5(a)所示.从图中可以看出,仿真结果和测试结果有些许差异,这是由于测量误差、电缆损耗以及加工精度不够高引起的,但曲线变化趋势和谐振点的位置还是比

较吻合.也可以从图中观察到:端口 1 和端口 2 小于 -10dB 的测试阻抗带宽分别为 1120MHz ($1.67 \sim 2.79 \text{GHz}$, 51%) 和 1180MHz ($1.63 \sim 2.81 \text{GHz}$, 54%),两个端口的带宽都能覆盖 LTE 的工作带宽 $1.71 \sim 2.69 \text{GHz}$;在整个工作频带内 ($1.71 \sim 2.69 \text{GHz}$),两端口之间的仿真隔离度接近 40dB ,测试结果仍高于 35dB .

从天线的 S 参数特性可以发现,其性能和文献[1]和[16]中提出的天线性能类似,但是本文提出的天线在获得高隔离度的同时,结构更简单、剖面更低、尺寸更小.和文献[3]中设计的天线相比,本文设计的天线尺寸更小,减小了 51% ;两个端口的共同带宽更宽,展宽了 5% ;隔离度更高,高出 2dB .

天线的仿真及测试增益如图 5(b)所示,在 $1.71 \sim 2.69 \text{GHz}$ 频带范围内,两端口的增益均高于 3.1dB ,其最大增益约为 5.1dB .

图 6 分别给出了天线在 1.8GHz 、 2.0GHz 、 2.5GHz 处各端口 E 面和 H 面实测及仿真辐射方向图.当测试某一端口时,另一端口接 50Ω 匹配负载.从图中可以看

出,天线在 E 面始终呈“8”字形辐射,说明天线在 E 面辐射性能较稳定;从端口 1 馈电时,H 面的辐射性能随着工作频率升高而逐渐恶化;从端口 2 馈电时,H 面近似于全向辐射,类似于偶极子天线.天线的交叉极化随

着频率升高会轻微恶化,但是在最大辐射方向上交极化电平在整个工作频段内均低于 -20dB ,天线辐射性能较好.

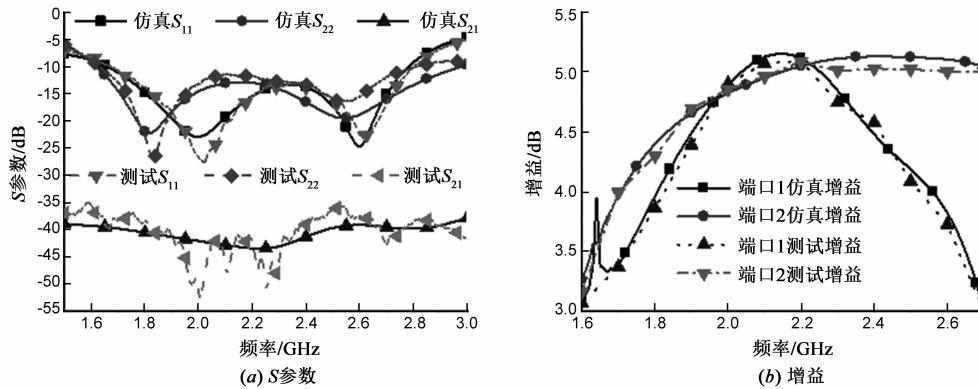


图5 天线实测与仿真曲线

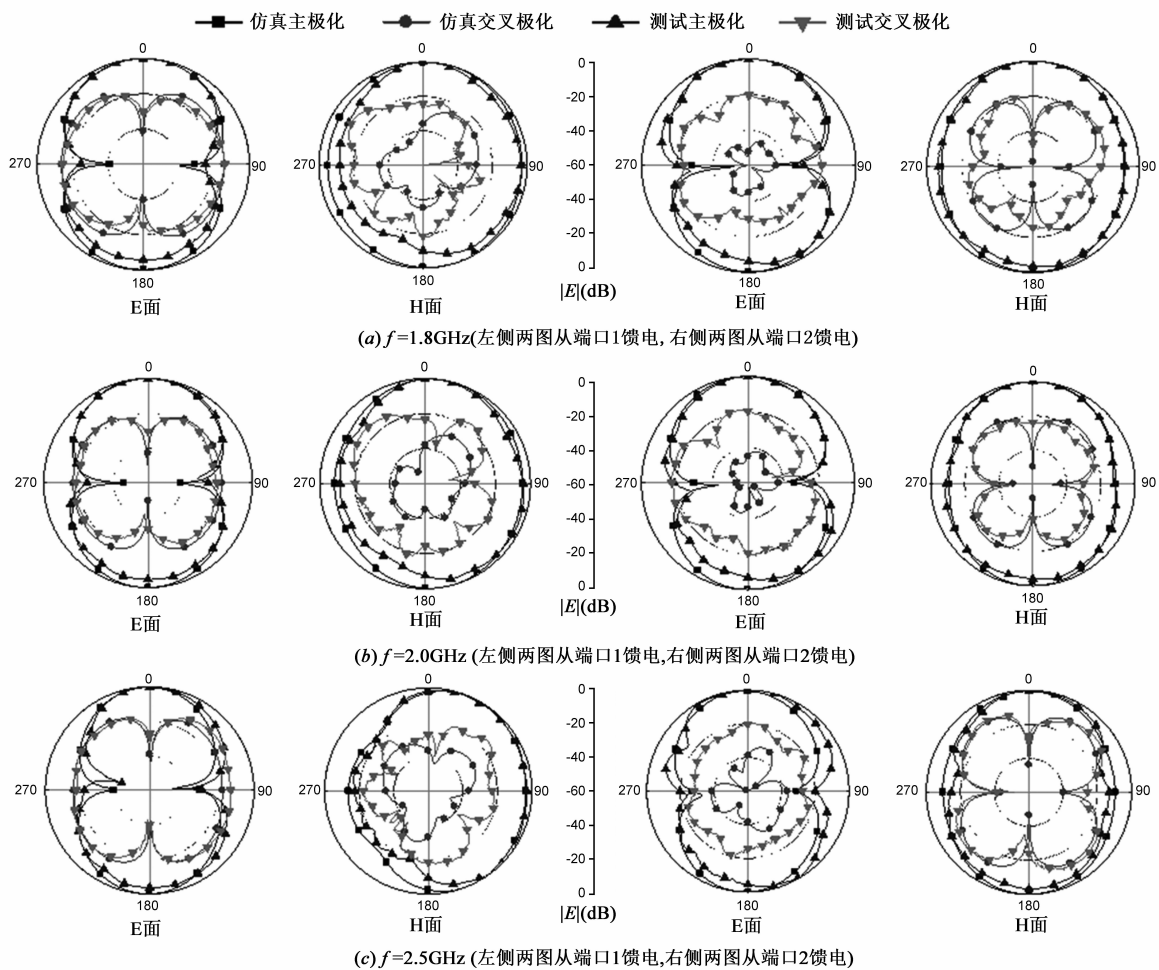


图6 天线仿真及测试方向图

5 结束语

本文设计了一个宽带高隔离度低剖面双极化微带

缝隙天线.利用不同的馈电结构来提高天线隔离度,同时采用开槽技术来展宽天线带宽、减小天线尺寸和调节匹配.测试结果表明,该天线两个端口的阻抗带宽分

别为 1120MHz (1.67 ~ 2.79GHz, 51%) 和 1180MHz (1.63 ~ 2.81GHz, 54%), 两端口之间的隔离度在整个工作频段范围内高于 35dB, 主瓣交叉极化电平低于 -20dB. 该天线性能优异, 体积较小, 结构简单, 便于加工制作, 适用于移动通信的实际应用中.

参考文献

- [1] Li B, Yin Y Z, Hu W, et al. Wideband dual-polarized patch antenna with low cross polarization and high isolation[J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2012, 11: 427 - 430.
- [2] Li Y, Zhang Z, Feng Z, et al. Dual-mode loop antenna with simple compact feed for polarization diversity[J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2011, 10: 95 - 98.
- [3] Jiang X, Zhang Z, Li Y, et al. A wideband dual-polarized slot antenna[J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2013, 12: 1010 - 1013.
- [4] Li Y, Zhang Z, Chen W, et al. A dual-polarization slot antenna using a compact CPW feeding structure[J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2010, 9: 191 - 194.
- [5] Hsu S H, Ren Y J, Chang K. A dual-polarized planar-array antenna for S-band and X-band airborne applications[J]. IEEE Antennas and Propagation Magazine, 2009, 51(4): 70 - 78.
- [6] Guo Y X, Luk K M, Lee K F. Broadband dual polarization patch element for cellular-phone base stations[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2002, 50(2): 251 - 253.
- [7] Barba M. A high-isolation, wideband and dual-linear polarization patch antenna[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2008, 56(5): 1472 - 1476.
- [8] Mak K M, Hang W, Luk K M. A shorted bowtie patch antenna with a cross dipole for dual polarization[J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2007, 6: 126 - 129.
- [9] Wong K L, Tung H C, Chiou T W. Broadband dual-polarization aperture-coupled patch antennas with modified H-Shaped coupling slots[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2002, 50(2): 188 - 191.
- [10] Serra A A, Nepa P, Manara G, et al. A wide-band dual-polarization stacked patch antenna[J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2007, 6: 141 - 143.
- [11] Guclu C, Sloan J, Pan S, et al. Direct use of the high impedance surface as an antenna without dipole on top[J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2011, 10: 1536 - 1539.
- [12] Vallecchi A, Luis J R, Capolino F, et al. Low profile fully planar folded dipole antenna on a high impedance surface[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2012, 60(1): 51 - 62.
- [13] Agarwal K, Nasimuddin, Alphones A. RIS-based compact circularly polarized microstrip antennas[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2013, 61(2): 547 - 554.
- [14] Dong Y, Toyao H, Itoh T. Design and characterization of miniaturized patch antennas loaded with complementary split-ring resonators[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2012, 60(2): 772 - 785.
- [15] Chen W L, Wang G M, and Zhang C X. Small-size microstrip patch antennas combining Koch and Sierpinski fractal-shapes[J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2008, 7: 738 - 741.
- [16] Cui Y H, Li R L, Fu H Z. A broadband dual-polarized planar antenna for 2G/3G/LTE base stations[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2014, 62(9): 4836 - 4840.

作者简介



张健丰 男, 1990年9月生于重庆万州. 现为解放军理工大学通信工程学院硕士研究生. 主要研究方向为天线技术和微波毫米波技术.
E-mail: zjfqaz@163.com



李平辉 男, 1966年1月生于福建福州. 现为解放军理工大学副教授、硕士生导师. 主要研究方向为微波电路设计、天线技术及电磁场数值计算.
E-mail: lph8210@126.com