

高端口隔离度双极化贴片天线设计*

李伟文¹ 陈晓建¹ 颜聪泉¹ 刘勇²

(1. 厦门大学 电子工程系, 厦门 361005; 2. 南京军区第 5 通信团, 福州 350000)

摘要: 针对 WLAN 的 MIMO 系统应用要求, 并缩小天线所占据的空间, 设计具有高端口隔离度的双极化贴片天线。采用共面带状线馈电的环形贴片和微带馈电单极贴片相结合形式, 利用环形辐射元与单极子辐射元产生正交线极化的特点, 实现双馈双极化天线。实验结果显示, 所设计天线的工作频带范围为 2.27~2.73GHz, 端口隔离度在 31dB 以上。同时, 单极结构辐射元主极化要比其交叉极化大 25dB 以上, 环形结构辐射元在较大空间范围内其主极化比交叉极化大 23dB 以上。这表明所设计双馈双极化天线具有较高的端口隔离度, 且有良好的极化纯度。通过结构参数调整, 还可望同时覆盖 5.8GHz 频段, 以满足 IEEE802.11n 标准要求。

关键词: 贴片天线, 双极化天线, 端口隔离度, MIMO

Dual-Polarized Patch Antenna with High Port Isolation

LI Wei-wen¹, CHEN Xiao-jian¹, YAN Cong-quan¹, LIU Yong²(1. Department of Electronic Engineering, Xiamen University, Xiamen 361005, China;
2. The Fifth Communication Regiment, Nanjing Military Area, Fuzhou 350000, China)

Abstract: A dual-polarized patch antenna with high port isolation is designed to reduce the antenna space in MIMO systems for WLAN. A ring patch of coplanar stripline port and a monopole patch of microstrip feed line are co-located constructing the dual-port antenna, where the ring radiator and monopole patch can excite the orthogonally linear polarization radiation patterns. The experimental results show that the operating frequency range of the prototype antenna is from 2.27 to 2.73GHz and the port isolation is larger than 31dB over the working band. For the monopole radiator the co-polarization electric field level is 25dB larger than the cross-polarization while for the ring radiator this value is larger than 23dB over the working spatial angle. So it can be concluded that the designed antenna has the characteristics of high port isolation and acceptable polarization. By adjusting the structure parameters, it is possible for this antenna to cover the 5.8GHz frequency band as the protocol IEEE802.11n requirement.

Key words: patch antenna, dual-polarized antenna, port isolation, MIMO

引言

传统无线通信系统中, 多径衰落的影响将降低系统的通信容量。与之相反, MIMO 系统借助多径传播效应建立并行空间传输通道, 采用空时编码方法实现发射分集与接收分集, 获得了相对于常规无线通信系统效果明显的复用增益与分集增益。其各并行数据通道占用同一频带, 提高了信道有效带宽, 从而显著提升了信道容量。MIMO 系统可在不增加发射功率前提下, 实现功率最优分配^[1-3]。

但在 MIMO 系统中, 要求发射端或接收端安置的多个天线间隔足够大, 即要求各天线是互不相关的, 以构造多条相互独立的通道, 实现系统容量随最小天线数目线性增长^[4]。已经证实, 为达到 MIMO 系统天线非相关性的要求, 共极化天线的最小间距应在 1/2 波长以上^[5-6], 对于系统而言这必然会产生较大体积要求, 不利于设备的小型紧凑化。

文献[5]也表明, 利用极化分集特性实现的天线非相关性, 同样可达到 MIMO 系统的应用要求。基于此, 针对 WLAN 的 2.4GHz 工作频段, 本文采用

* 收稿日期: 2014-03-11; 修回日期: 2014-06-21

基金项目: 厦门市科技计划项目(3502Z20123012); 高校博士学科点专项科研基金(20120121120027)

贴片单极子和环形结合的结构,构建具有极化分集特点的高隔离度双馈双极化共置 MIMO 贴片天线。所设计天线的结构紧凑,实测工作频率范围为 2.27 ~ 2.73GHz,端口隔离度在 31dB 以上。两端口辐射元产生正交线极化辐射场,单极结构天线的主极化要比其交叉极化大 25dB 以上,环形结构天线在较大空间范围内其主极化比交叉极化大 23dB 以上。

1 结构设计

如图 1 所示构建双端口双极化贴片天线。端口 1 采用微带馈电,微带线延伸形成单极子,它位于微波介质基板的反面。在基板正面有一周长约为工作波长的大环结构贴片,它与微带馈线对应的接地面相接,并在微带单极子正对侧切断环片,作为单极子的接地面。端口 1 激励时,大环结构上表面电流主要分布于两侧边,如图 2(a) 所示,形成两个对称电流驻波。由于左右对称,故产生垂直极化辐射波。在微带单极子正对方向的大环上,为电流波节,其断开与否对单极子天线辐射特性不产生影响,因此在此处把大环切口断开构建天线激励端口 2。如图 1,大环贴片切口处连接有共面带状线,形成端口 2 作为天线的另一个激励口,此时与其相连的大环结构变成圆环天线辐射元。由于圆环周长约为一个工作波长,端口 2 激励时产生基模为 TM_{11} 模的水平线极化波^[7]。其表面电流分布如图 2(b) 所示,在端口 1 和端口 2 对应的圆环位置形成电流波腹,而其波节位于圆环两侧。

由图 2 可以看到,端口 1 激励时在端口 2 对应的圆环位置电流分布最弱;而端口 2 激励时,在端口 1 位置对应的圆环上电场方向与端口 1 垂直。或者说,端口 1 激励时,在端口 2 位置产生电压波腹,但是以偶模形式存在,而端口 2 天线工作需由差模(奇模)激励,因此端口 1 对端口 2 的影响很小。端口 2 激励时,在端口 1 位置为电压波节,故端口 2 对端口 1 的影响也很小。同时考虑两端口对应天线的辐射机理不同,即单极天线模和圆环天线模,可以设想,该设计天线应有较高的端口隔离度。

2 实验结果

采用相对介电常数为 2.3、损耗角正切为 0.02、厚度为 1.5mm 的双面敷铜 FR4 微波基板。取如图 1 所示的结构参数,按 WLAN 的 2.4GHz 工作频段,由商用电磁软件 XFDTD 进行仿真优化,所得天线结构参数列于表 1。最后采用蚀刻法制作原型天线,

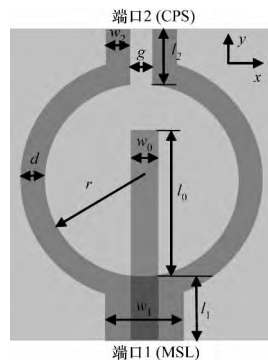
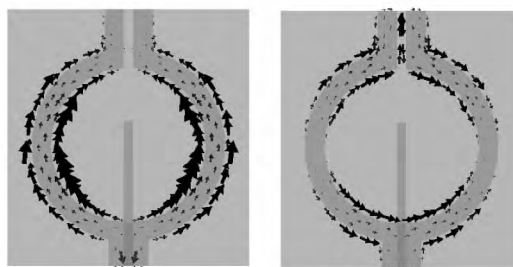


图 1 天线结构及参数示意图



(a) 端口 1 激励 (b) 端口 2 激励

图 2 不同端口激励时天线表面电流分布

并对天线性能进行测试和分析。

表 1 设计天线结构参数 mm

w_0	l_0	w_1	l_1	w_2	l_2	d	g	r
2	21	8	9	4	12	4	2	16

图 3 为天线 S 参数曲线,仿真或测试时另一端口接 50Ω 匹配负载。可以看到,对于端口 1,其 S_{11} 小于 -10dB 的阻抗带宽仿真结果为 2.03 ~ 2.95 GHz,相对带宽达到 36.9%,其宽带化正是带有渐变接地面单极天线所具有的特点^[8]。实测频带范围为 2.1 ~ 2.73GHz,相对于仿真值带宽有所减少,但工作带宽内实测 S_{11} 值要优于仿真值,实测最低值达到 -27.8 dB,而仿真值仅为 -18.5dB。就端口 1 阻抗带宽特性曲线变化趋势而言,仿真与实测值基本一致。

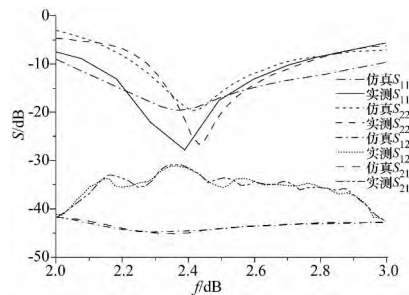


图 3 天线 S 参数曲线

对于端口 2,其 S_{22} 小于 -10dB 阻抗带宽范围的

仿真结果为 $2.24 \sim 2.66\text{GHz}$ 相对带宽为 17.1% ,它约为端口 1 天线带宽的一半。某种程度而言,端口 2 馈电时大环天线相当于一半波折合振子,其带宽有类似特点^[9]。实测频带范围为 $2.27 \sim 2.74\text{GHz}$,与仿真值吻合较好,且两者的变化趋势基本一致。同样地,工作带宽内实测的 S_{22} 值要远优于仿真结果,实测最低值为 -26.5dB ,而仿真值为 -19dB 。

端口 1 和端口 2 在工作频带内实测 S_{11} / S_{22} 值优于仿真结果,其原因可能是仿真时没考虑介质的损耗等因素。图 3 结果表明,两端口同时满足阻抗要求的实测频率覆盖范围为 $2.27 \sim 2.73\text{GHz}$,满足 WLAN 的 2.4GHz 频段要求。

图 3 还表明,在 $2.27 \sim 2.73\text{GHz}$ 频带范围内,端口隔离度仿真值在 43dB 以上,实测的最小值也达到 31dB ,这说明天线端口间满足高隔离度要求^[10]。其高端口隔离度的实现,正是基于两端口天线的不同辐射模式以及不同馈电结构。但也正是这两个原因,造成实测隔离度值的下降。

从天线辐射角度看,本实验端口隔离度是在普通室内环境进行,因此两端口天线虽以正交极化波辐射,但环境的反射波仍可能被另一端口天线接收。对比图 3 中仿真和实测曲线可明显看到,仿真的 S_{21} 和 S_{12} 曲线差别很小,这是由于仿真时处于理想辐射空间,而实测的 S_{21} 和 S_{12} 曲线间出现较大波动,是环境反射波波动造成。对环境反射波的吸收,同时还导致实测隔离度最小值出现在工作频带范围内,即其变化趋势与仿真曲线不一致。另外,测试时也观察到,连接矢网仪的馈线位置变化,也会对隔离度产生影响,这表明测试用馈线也可成为二次辐射源而降低端口隔离度。

从馈电角度看,仿真结果表明,隔离度对端口结构参数较为敏感。实际上,在天线结构第一次优化的仿真结果中,在工作频带内隔离度最小值与 S_{11} 最小值的频率位置是对应的。正是通过对端口结构参数的细小调整,达到了端口隔离度最大值与 S_{11} 最小值的频率对应,即实现如图 3 中 S_{21} / S_{12} 的仿真曲线,而此调整对端口阻抗特性的影响甚小。但原型天线制作时加工精度上的限制,可能导致这些细微结构尺寸变化无法体现。同时,馈电点的焊接因素,以及连接器的微小电磁泄漏,也可降低天线端口间的隔离度。

总之,天线结构的加工误差、焊接或连接因素、测试仪器的馈线位置对天线端口隔离度的影响要远大于对天线端口阻抗带宽影响,或者说,天线高端口

隔离度对天线加工和焊接连接提出了更高要求。图 4 为天线在 2.44GHz 时的辐射方向图,仿真时另一端口接匹配负载。其中图 4(a) 和 (b) 分别为端口 1 对应天线的 H 面和 E 面方向图,图 (c) 和 (d) 分别为端口 2 对应天线的 E 面和 H 面方向图。

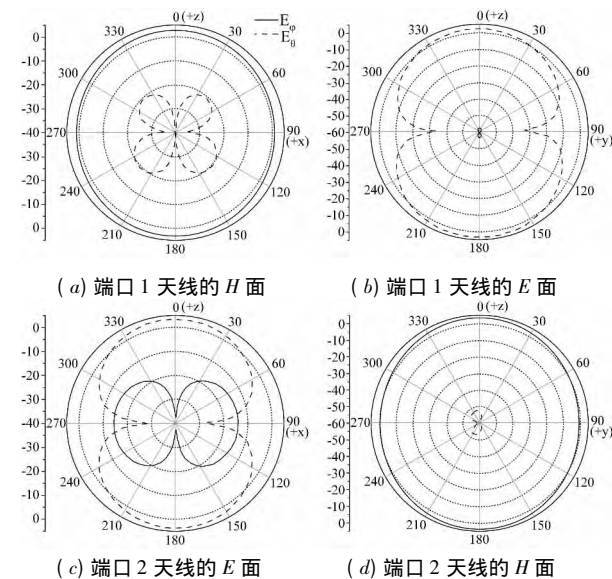


图 4 天线在 2.44GHz 的辐射方向图

由图 4(a) 和 (b) 可以看到,端口 1 激励时天线辐射场主极化为沿垂直方向(y 轴方向)的线极化,辐射场特性和单极子天线类似,其 E 面(即 yo 面)为“8”字形。而 H 面(即 xo 面)主辐射近似为圆形,但沿 z 轴方向辐射场稍大于沿 x 轴方向,其原因是端口 1 馈电形成的是贴片结构单极子,表面电流分布于关于 y 轴对称的贴片上,而不像柱状单极天线那样具有旋转对称性。同时还可看到,在 H 面其交叉极化要比主极化电场低 25dB 以上,而在 E 面其交叉极化分量更低,基本可忽略。在 H 面的 45° 、 135° 、 225° 和 315° 方向上,其交叉极化分量较大,原因是单极子天线对应的两段圆弧接地面在此方向上几何对称性最差,产生的水平辐射场分量不能很好相消。

由图 4(c) 和 (d) 可见,端口 2 激励时天线辐射场主极化为沿水平方向(x 轴方向)的线极化,辐射场主极化特性与端口 1 激励时情形基本类似,其 H 面(此时为 yo 面)近似为圆形, E 面(此时为 xo 面)为“8”字形。但交叉极化辐射场与端口 1 的情形有所区别,其 H 面交叉极化方向图是与端口 1 的 E 面类似。而 E 面交叉极化辐射场与端口 1 的 H 面一样都有较大值,差别在于端口 2 的 E 面交叉极化方向图为“8”字形,而端口 1 的 H 面交叉极化方向图为花瓣形,其原因是端口 2 激励时辐射元是由

上下侧半圆弧构成两个半波振子阵,在 x 轴方向其垂直分量辐射场不能实现良好的反相相消,但在 -30° 至 $+30^\circ$ 范围内,其交叉极化分量相对于主极化仍低 23dB 以上。也正是由于端口 2 激励时在 x 轴向存在较大交叉极化,实际应用可把天线沿 z 轴旋转 90° 放置,以实现天线具有较高极化隔离度的全向辐射特性。

3 特性分析

端口 1 激励时,天线利用微带馈电,由与微带接地面相连的两侧半圆弧和微带延伸线构成类单极天线产生辐射。但由于接地的圆弧段与微带延伸线在同一侧,因此与普通单极子天线有所不同,此时两侧圆弧段与微带延伸线同时参与辐射,形成双辐射元机制,而这也正是端口 1 天线具有宽带特性的原因。

图 5 为微带延伸线长度 l_0 变化时端口 1 天线的阻抗特性曲线。由图可知,微带延伸线主要对低频端产生影响。通过仿真也可发现,两侧圆弧长度的变化(即半径 r 变化)主要对高频端产生明显作用。这些现象表明,端口 1 激励时两侧圆弧段与微带延伸线都成为辐射元。这由图 4(a) 交叉极化呈花瓣形也可得到说明,因为只有两侧圆弧参与辐射才可能产生此形状。这是其与普通单极子天线不同之处。

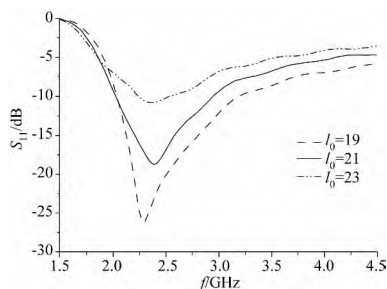


图 5 端口 1 天线阻抗特性随微带延伸线 l_0 变化曲线

图 6 为圆弧片宽度 d 变化时端口 1 天线的阻抗特性变化曲线。可以看到,圆弧宽度较大时,谐振作用变弱,尤其是高频端,其谐振特性近于消失。当圆弧宽度变小,呈现明显双谐振特点,此时高频端的谐振远强于低频端。这是因为,当圆弧宽度较大时,它更趋于接地面的作用,其谐振辐射特性减弱;当宽度较小时,则更趋于辐射元特性,与微带延伸线辐射形成双谐振特性。这与多频印制单极天线特性类似,只是它们多频的产生是基于介质板同一面上多条微带延伸线^[11],而本设计天线是基于介质板不同面上导体条。

端口 2 对应的环形天线利用共面带状线进行端

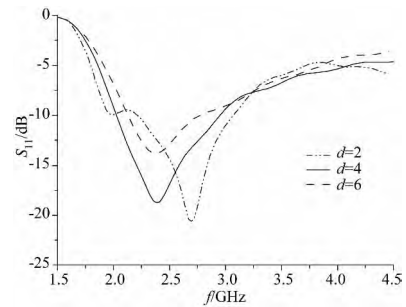


图 6 端口 1 天线阻抗特性随圆弧宽度 d 变化曲线

口激励。共面带状线为平衡馈电结构,当两侧导体片宽度变大,即向槽线结构过渡。图 7 为其它结构参数不变,端口 2 两侧导体片宽度 w_2 变化时的阻抗特性曲线。可以看到,宽度变大时,端口阻抗匹配特性变好,并可利用双谐振特性实现宽带化。但其工作频带范围要高于端口 1 天线的工作频带,本设计天线只利用了端口 2 天线的低频端,即端口 1 天线的高频段与端口 2 天线的低频端相交部分构成了设计天线的实际工作频带范围。因此,通过馈电结构和天线辐射体结构的适当调整,使两端口天线的工作频带范围相符,应当可实现大带宽的双馈双极化特性。但要注意的是,如增加端口 2 两侧导体片的宽度,由于导体片的反射作用,可能会减弱端口 2 天线在 $+y$ 方向的辐射场,虽然在有的场合这种情形是有利的。

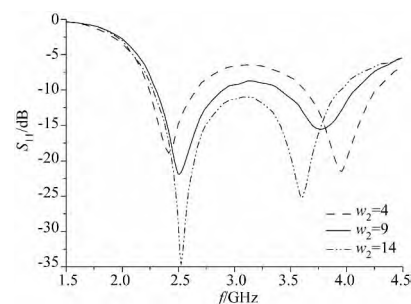


图 7 端口 2 天线共面带状线导体宽度 w_2 变化时的阻抗特性

4 结论

利用环形和单极子结构辐射元,通过馈电端口的的设计,实现了具有较高端口隔离度和极化纯度的双馈双极化贴片天线。天线结构紧凑,所设计原型天线可用于 WLAN 在 2.4GHz 频段的 MIMO 系统。利用微带端口单极天线不同侧面导体可产生多频,以及共面带状线端口环天线本身具有的双谐振特性,通过结构的调整,还可望实现具有双频特性 (2.4GHz 和 5.8GHz 频段) 的双馈双极化天线结构。

参 考 文 献

- (1) Gore D A , Paulraj A J. MIMO antenna subset selection with space-time coding [J]. *IEEE Transactions on Signal Processing* ,2002 ,50 (10) : 2580-2588
- (2) Gesbert D , Shafi M , Shiu D S , et al. From theory to practice: an overview of MIMO space - time coded wireless systems [J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications* ,2003 ,21(3) : 281-302
- (3) Jensen M A , Wallace J W. A review of antennas and propagation for MIMO wireless communications [J]. *IEEE Transactions on Antenna and Propagation* , 2004 , 52 (11) : 2810-2824
- (4) Chae S H , Oh S K , Park S O. Analysis of mutual coupling , correlations , and TARC in WiBro MIMO array antenna [J]. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters* ,2007 6: 122-125
- (5) Nabar R U , Bölcskei H , Erceg V , et al. Performance of multiantenna signaling techniques in the presence of polarization diversity [J]. *IEEE Transactions on Signal Processing* ,2002 50(10) : 2553-2562
- (6) Dong L , Choo H , Heath R W , et al. Simulation of MIMO channel capacity with antenna polarization diversity [J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications* ,2005 ,4 (4) : 1869-1873
- (7) Deepukumar M , George J , Aanandan C K , et al. Broad-band dual frequency microstrip antenna [J]. *Electronics Letters* ,1996 ,32(17) : 1531-1532
- (8) 吕文俊,程勇,程崇虎,等. 共面波导馈电小型平面超宽带天线的设计与研究[J]. *微波学报*,2006 ,22 (4) : 19-23
- Lv W J , Cheng Y , Cheng C H , et al. Design and study of coplanar waveguide (CPW) -fed compact planar ultra-wideband (UWB) antenna [J]. Journal of Microwaves* , 2006 ,22(4) : 19-23
- (9) Harrison C W Jr , King R W P. Folded dipoles and loops [J]. *IRE Transactions on Antennas and Propagation* , 1961 ,9(2) : 171-187
- (10) Park S , Jung C. Compact MIMO antenna with high isolation performance [J]. *Electronics Letters* ,2010 ,46(6) : 390-391
- (11) John M , Ammann M J. Integrated antenna for multiband multi-national wireless combined with GSM1800 / PCS1900 / IMT2000 + extension [J]. *Microwave and Optical Technology Letters* ,2006 ,48(3) : 613-615
- 李伟文 硕士生导师 副教授。研究方向为微波器件与天线技术 光纤通信器件。
E-mail: wwl@xmu.edu.cn
- 陈晓建 男,1990年生,硕士生。研究方向为天线及微波技术。
E-mail: 1040763134@qq.com
-
- (上接第25页)
- (5) Lee C J , Leong K M K H , Itoh T. Composite right/left-handed transmission line based compact resonant antennas for RF module integration [J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* ,2006 ,54(8) : 2283-2291
- (6) 耿林. 分布式复合左右手传输线结构及其应用研究 [D]. 西安: 空军工程大学 2013
- Geng L. Investigation into distributed composite right/left-handed transmission line structures and their applications [D]. Xi'an: University of Air Force Engineering of China* ,2013
- (7) Lai A , Caloz C , Itoh T. Composite right/left handed transmission line metamaterials [J]. *IEEE Microwave Magazine* ,2004 ,5(3) : 34-50
- (8) Ibrahim A A , Safwat A M E. Microstrip-fed monopole antennas loaded with CRLH unit cells [J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* ,2012 ,60(9) : 4027-4036
- (9) 郑龙. 共面波导馈电的小型化双/多频天线设计 [D]. 西安: 空军工程大学 2013
- Zheng L. Design of miniaturization dual/multi-band antennas fed by coplanar waveguide [D]. Xi'an: University of Air Force Engineering of China* ,2013
- (10) Ibrahim A A , Safwat A M E , Hennawy H E. Triple-band microstrip-fed monopole antenna loaded with CRLH unit cell [J]. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters* 2011 ,10: 1547-1550
- 李海鹏 男,1991年生,硕士生。主要研究方向:左手材料及其在天线上的应用。
E-mail: s_lihaipeng@sina.com
- 王光明 男,1964年生,教授,博士生导师。主要研究方向:微波电路、射频天线以及电磁散射与逆散射等。
- 周成 男,1989年生,博士生。主要研究方向:超材料及其在微带天线上的应用。
- 宗彬锋 男,1988年生,博士生。主要研究方向:天线与微波毫米波电路。