

学校编码: 10384

分类号 _____ 密级 _____

学号: X2011222014

UDC _____

厦 门 大 学

工 程 硕 士 学 位 论 文

角 馈 背 腔 缝 隙 双 极 化 天 线 特 性 分 析

Study on Corner-Fed Cavity-Backed Slot Dual-Polarized
Antennas

谢 昇

指导教师姓名: 李伟文 副教授

专业名称: 电子与通信工程

论文提交日期: 2015 年 5 月

论文答辩时间: 2015 年 5 月

学位授予日期: 2015 年 月

答辩委员会主席: _____

评 阅 人: _____

2015 年 月

厦门大学学位论文原创性声明

本人呈交的学位论文是本人在导师指导下,独立完成的研究成果。本人在论文写作中参考其他个人或集体已经发表的研究成果,均在文中以适当方式明确标明,并符合法律规范和《厦门大学研究生学术活动规范(试行)》。

另外,该学位论文为()课题(组)的研究成果,获得()课题(组)经费或实验室的资助,在()实验室完成。(请在以上括号内填写课题或课题组负责人或实验室名称,未有此项声明内容的,可以不作特别声明。)

声明人(签名):

年 月 日

厦门大学学位论文著作权使用声明

本人同意厦门大学根据《中华人民共和国学位条例暂行实施办法》等规定保留和使用此学位论文，并向主管部门或其指定机构送交学位论文（包括纸质版和电子版），允许学位论文进入厦门大学图书馆及其数据库被查阅、借阅。本人同意厦门大学将学位论文加入全国博士、硕士学位论文共建单位数据库进行检索，将学位论文的标题和摘要汇编出版，采用影印、缩印或者其它方式合理复制学位论文。

本学位论文属于：

1.经厦门大学保密委员会审查核定的保密学位论文，
于 年 月 日解密，解密后适用上述授权。

2.不保密，适用上述授权。

（请在以上相应括号内打“√”或填上相应内容。保密学位论文应是已经厦门大学保密委员会审定过的学位论文，未经厦门大学保密委员会审定的学位论文均为公开学位论文。此声明栏不填写的，默认为公开学位论文，均适用上述授权。）

声明人（签名）：

年 月 日

摘 要

为了在 2.4GHz 频段 WLAN 中实现具有方向性辐射的 MIMO 技术, 采用背腔环形缝隙结构辐射元, 通过倒置正交微带线激励, 设计具有一定方向性的正交双极化天线结构。为提高端口间的隔离度和辐射场的极化纯度, 在馈线正对的另一侧共面加载尺寸完全一致的接地或不接地导体带条。在此基础上, 采用角馈的方法以期进一步改善天线的性能, 并对各种可能天线形态进行对比分析。具体内容如下。

(1) 对于边馈情形(即馈线位置垂直平分矩形导体腔表面的直角边), 可以发现, 没有加载导体条时, 较佳隔离度对应的频带要高于阻抗工作频带, 且相隔距离较大。加载导体条但导体条没有接地时, 可使较佳隔离度频带下移并靠近阻抗工作频带, 但其仍略高于工作频带。对加载导体条进行接地时, 则可使较佳隔离度频带低于工作频带或使两者频带完全一致, 达到工作频带内的最佳端口隔离特性。

加载导体条提高隔离特性的原因是, 加载导体条后天线结构的对称性得到改善。或者说, 加载导体条后使某一频段内对应方向的极化电场更为集中, 从而提高了其极化纯度。而导体条接地后可使隔离频带与工作频带更趋于一致, 其原因是导体条接地等效于引入一个电感, 即接地导体条可等效于一个串联 LC 谐振电路, 对另一个端口而言相当于引入一个带阻滤波器, 电感 L 增大使滤波的谐振频率下移。也可以说, 两端口间的隔离相当一个周长为一个波长环形耦合器(实际环形耦合器周长为 $3/2$ 波长) 端口间的隔离, 加载线只是增加了带阻滤波功能, 或者说引入了反相相消功能。

此种情形中对天线性能影响最大的结构参数是馈电微带线或加载导体条越过缝隙的延伸部分, 因其直接影响了阻抗匹配特性。同时, 由于边馈时馈线和导体条带长度很小, 天线性能对其非常敏感, 因此对天线的加工精度要求很高, 成品率很低。为此提出角馈结构天线。

(2) 角馈结构是指微带馈线处于导体腔矩形表面的对角线位置, 与其正对的加载导体条也处于另侧的对角线上。因为此时顶角到缝隙的距离最大, 故对应的馈线长度也最大, 从而可有效地减少馈电端口对天线性能的敏感影响。但此时

如对加载导体条进行接地处理,会出现较佳隔离频带远低于阻抗工作频带(就趋势而言是与边馈情形一致的),因此角馈时不应对加载导体带进行接地处理,其原因是角馈较长加载线本身具有较大电感值。加载不接地的角馈导体带时,可实现较佳隔离频带与阻抗工作频带的正对,达到端口的良好隔离。同时还由于馈线的加长,降低了天线性能对端口馈线的敏感响应。这种情形,同样是馈线或加载线延伸出缝隙部分的长度对天线的阻抗工作频带影响最大,但天线加工的容差得到改善。

设计了三类天线以对上述分析结果进行验证,它们的腔体都是矩形结构,但辐射缝隙分别是圆环形、边与腔平行的矩形环、以及错角 45 度的矩形环。结果表明,采用圆环形和错角 45 度的矩形环缝隙时,天线性能最佳,其原因是此时腔顶角到环缝的最近距离最大。

实际上,角馈提高端口隔离度,也可以说是因为角馈增加了端口间间距的结果,这在方形微带双极化天线上也得到验证。

(3) 总结上面分析可知,加载线主要作用在于调整较佳隔离度的频带位置,尽管它同时也影响阻抗带宽位置,但影响不如对隔离频带来得显著,因此可以实现两者频带的正对。或者说,其作用相当于在环形结构的两个端口间引入一工作频率可调的带阻抗滤波器。也可以说,加载导体带吸收了缝隙辐射后剩余的电磁能量,从而使其耦合到另一个端口能量降低到最小,达到端口隔离的目的。从这个角度看,如果加载线终端端接一负载电阻,当可进一步增加端口间的隔离,但这可能同时影响天线的辐射效率。

(4) 由于采用了背腔结构,天线具有一定方向性,但方向性不是很强。这对于室壁挂基站的应用是足够的。由于采用缝隙结构辐射元,腔的深度不需要很大,约 $1/10$ 波长即可满足要求,因此天线还具有较低剖面的特点。方向性不强的原因,除了腔深度和表面积都较小原因外,还有一个可能是由于表面介质基板没有封闭进腔内而有较大的表面波散射。

关键词: 双极化天线; 环形缝隙天线; 背腔天线; 端口隔离度; MIMO

Abstract

To meet the application requirement of MIMO (Multi Input and Multi Output) dual-polarized directional radiation for 2.4-GHz WLAN systems, the cavity-backed annular slot antennas, which have two orthogonal and inverted microstrip feed lines, are adopted. To improve the isolation between ports and the polarization purity, a pair of conductive strips, which have the same shape and size as the feed microstrip lines and are grounded or not, are located on the coplanar opposite position of the feed lines. To further enhance the antenna performance, the corner-fed technologies are proposed for the proposed antennas. The main paper contents are described as follows.

(1) For the case of edge feed that the feed lines lies on the perpendicular bisectors of the right-angle sides of the rectangular cavity surface, the frequency band position corresponding to the better isolation values is above the operating impedance band and the spacing between them is larger, if there are no loaded strips on the surface. When a pair of strips, which are not grounded, is loaded on the surface, the isolation band position shifts down and is close to the impedance band, though it is still above the operating band. However, when the loaded strips is grounded, the isolation band position can be lower than the operating band, or the both are just the same, and the desired large isolation value in the operating band can be attained.

The reason for the isolation enhancement is that the construction symmetry of the antennas with the loaded strips is improved. In other words, the loaded strips make the desired-polarized electric fields within the corresponding band get further concentrated, which can improve the polarization purity. For the case of the grounded strips, the grounding effect is equivalent to an inductance L , and the grounded strip introduces an equivalent series LC resonant circuit, which can function as a band rejection filter for the other port and the L value increases to move down the resonant frequency. Or to say, the isolation between two ports is

equivalent that of a rat race coupler of one-wavelength perimeter (an actual coupler perimeter is $3/2$ wavelength) and the loaded strips just have the function of rejection filters.

In such case, the extending length of the feed lines and the strips over the slot has the largest influence on the antenna characteristics due to their immediate impact to the impedance matching. However, the most unbearable is that the resonant performance is very sensitive to the length of feed lines and strips, which are usually too short. Then the accuracy requirement of the antenna manufacture is very severe. To solve this problem the corner-fed antenna is proposed.

(2) The corner-fed antenna mean the feed microstrips and the loaded strips are located on the diagonal lines of the cavity rectangular surface. Because the distance between the corner and the slot has the largest value, the feed lines also have the largest length and the feed port impact on the antenna resonant performance can be reduced. However, if the loaded strips are grounded in such case, the better isolation frequency positions will be far lower than the operating band, which has the same variation trend as the edge feed's. The reason for it is that the corner-fed line would present larger inductance value just by itself. So for the corner-fed case the loaded strips should not be grounded and by this way the better isolation band position can be the same with the operating band and the good ports isolation is obtained. Due to the large feed line length the ports have little influence on the antenna resonance and the antenna manufacture gets more feasibility, though the extending sector over the slot for feed lines and strips still are the major factor to decide the impedance matching.

Three types of antenna, which all are of the rectangular cavity, are proposed to verify the above analysis results. The difference between them is that their radiation slots are annular, rectangular annular, and rectangular annular of 45-degree rotary angle, respectively. The results show that the antennas of annular, or dislocated rectangular annular, have better performance.

In fact, the high isolation for the corner-fed antenna can also be explained by the larger spacing between two ports, which has been verified by the square patch

antenna of dual-polarized radiation.

(3) With the help of the above analysis, it can be concluded that the loaded strips can effectively modify the better isolation band position, while they have little affection on that of the operating band. The other explanation is that the strips can import the frequency-tunable rejected filters into between ports of the ring structure. We also can say that the strips absorb the residual energy when most electromagnetic energy has been radiated out from the slot radiation element. Thus the coupling energy from one port to another get small and the isolation is improved. Viewed from this angle, if a load resistance is connected to the strip, the isolation can be further enhanced. However, it may also reduce the radiant efficiency.

(4) Supported by the back cavity, the antennas have the directional radiation patterns. Although the directivity is not fortissimo, it is enough for the application in the indoor wall-mounted base station systems. The slot radiation element can help reduce the depth of the cavity. To carry out the effectively radiating the depth just a bit larger than $1/10$ wavelength is needed, which indicates the proposed antennas have the low profile. The responsibility for the weak direction performance, except for the shallow cavity depth and the small surface size, is the surface waves scattering due to the substrate, which is not closed into the cavity.

Key Words: Dual-polarized antenna; Annular slot antenna; Cavity-backed antenna; Ports isolation; MIMO

目 录

第一章 绪论	1
1.1 通信体系	1
1.2 MIMO 技术	2
1.3 分集天线	4
1.4 论文内容	9
参考文献	10
第二章 多极化天线	13
2.1 极化特性应用	13
2.1.1 主极化与交叉极化	13
2.1.2 极化复用	14
2.1.3 空间分集与极化分集	14
2.1.4 极化复用与极化分集联合使用	16
2.1.5 极化应用性能要求	16
2.2 双极化天线	16
2.2.1 基于偶极子结构双极化天线	16
2.2.2 基于单极子结构双极化天线	19
2.2.3 基于微带结构双极化天线	22
2.3 三维多极化天线	27
2.4 小结	28
参考文献	28
第三章 背腔圆环缝隙双极化天线	33
3.1 设计理论	33
3.2 天线结构	36
3.3 天线 S 参数特性	38
3.4 天线极化性能	40
3.5 天线方向性	42
3.6 双极化天线的相关系数和分集增益	43
3.7 参数敏感性分析	44
3.8 小结	50
参考文献	50
第四章 背腔方环缝隙双极化天线	52
4.1 天线结构	52
4.2 天线 S 参数特性	54
4.3 天线极化特性	58
4.4 天线辐射场特性	61
4.5 小结	63

第五章 背腔错角方环缝隙双极化天线.....	64
5.1 天线结构	64
5.2 天线的 S 参数特性.....	66
5.3 天线的极化特性	69
5.4 天线的辐射场特性.....	71
5.5 加载微带线的接地作用.....	73
5.6 天线尺寸	75
5.7 小结	75
第六章 总结与展望.....	76
致谢	78

厦门大学博硕士学位论文摘要库

CONTENTS

Chapter1 General Description.....	1
1.1 Communication Systems.....	1
1.2 MIMO Technologies.....	2
1.3 Antenna Diversity.....	4
1.4 Article Contents.....	9
References	10
Chapter2 Multi-Polarized Antennas.....	13
2.1 Applications of Dual-Polarized Antennas.....	13
2.1.1 Main Polarization and Cross Polarization.....	13
2.1.2 Polarization Multiplexing.....	14
2.1.3 Space Diversity and Polarization Diversity.....	14
2.1.4 Associative Action of Polarization Multiplexing and Diversity...	16
2.1.5 Requirements for Polarization Application.....	16
2.2 Dual-Polarized Antennas.....	16
2.2.1 Dipole-Based Antennas.....	16
2.2.2 Monopole-Based Antennas.....	19
2.2.3 Patch-Based Antennas.....	22
2.3 Three-Dimensional Multi-Polarization.....	27
2.4 Summary	28
References	28
Chapter3 Cavity-Backed Annular Slot Antennas.....	33
3.1 Design Theories.....	33
3.2 Antenna Structure.....	36
3.3 S Parameters	38
3.4 Polarization Performance.....	40
3.5 Directivity	42
3.6 Correlation Coefficient and Diversity Gain.....	43
3.7 Sensibility Parameters.....	44
3.8 Summary	50
References	50
Chapter4 Cavity-Backed Square Ring Slot Antennas.....	52
4.1 Antenna Structure.....	52
4.2 S Parameters	54
4.3 Polarization Performance.....	58
4.4 Radiation Patterns.....	61
4.5 Summary	63

Chapter5 Cavity-Backed Rotary Square Ring Slot Antennas .	64
5.1 Antenna Structure.....	64
5.2 S Parameters	66
5.3 Polarization Performance.....	69
5.4 Radiation Patterns.....	71
5.5 Grounding Effect of Loaded Strips.....	73
5.6 Antenna Size	75
5.7 Summary	75
Chapter6 Summary and Expectation.....	76
Acknowledgements.....	78

第一章 绪论

未来无线通信的目标是实现一个无所不在的无线通信系统，以提供无缝、高 QoS、高速率的无线业务，这需要对各种通信体系、频谱分配及使用上不断进行创新，利用各种新技术对无线传输网络、无线业务和应用进行开拓。

1.1 通信体系

随着信息化社会的发展，人们对无线通信的容量和质量提出了越来越高的要求。为顺应发展要求，我国移动通信已开始从 3G（WCDMA、CDMA2000 和 TD-SCDMS 三大标准）时代向 4G（FDD/TDD LTE、LTE Advanced；LTE: Long Term Evolution）时代迈进，并已开始 5G 系统的规划。

就 4G 系统而言，FDD 使用不同的频谱来处理上传和下载数据，而 TDD 使用同一频率来处理上传和下载的数据，采用时间来控制何时上传、何时下载。对于应用而言，4G 系统须具有大于 100Mb 的下载速率，以适应诸如视频、电话会议等业务的要求。3GPP 着力推进的 LTE，是以 OFDM 为核心的技术，并采用使系统可以适应宏小区、微小区、热点等各种环境的 MIMO（多入多出）技术。多天线 MIMO 也是 4G 标准的核心技术，是通信系统不断提高频谱效率的基础[1]。

而 5G（IMT-2020）系统是通过现有无线技术演进和开发补充性的新技术来构建的网络，通过集成多种无线接入技术提供极限体验来满足用户不同的需求。5G 技术将采用一些新的传输和网络关键技术，包括 60GHz 频段传输技术、多进多出的多天线传输技术、同时同频全双工技术、终端直通技术、密集网络技术、以及新型网络架构技术[2]。

无线局域网 WLAN（Wireless Local Area Network）以其灵活性和便捷性而得到迅速而广泛的应用。当前 WLAN 的 IEEE 802.11n 设备最大信息传输速率可达 600Mbit/s。802.11n 标准中空间复用是其强制性组件，而 MIMO 则是实现空间复用所必须的，802.11n 采用复杂的 4×4MIMO 配置[3]。但由于 802.11n 设备多数是基于 2.4GHz 频段的设计，一方面，2.4GHz 本身频段的可用信道较少，另一方面，还有其它工作于 2.4GHz 频段的设备（如蓝牙，微波炉、无线图像监视等）

的干扰，在实际网络应用环境中，常会发生信道的相互冲突。

IEEE 802.11ac 是专门为 5GHz 频段设计，能够将现有的无线局域网性能提高到可与有线千兆级网络相媲美的程度。从核心技术看，802.11ac 是在 802.11a 标准上发展起来的，802.11ac 借鉴了 802.11n 的各种优点，在此基础上作进一步优化。在通道的设置上，802.11ac 沿用 802.11n 的 MIMO 通信技术，并推广到多用户。802.11ac 如采用 8×8 的 MIMO 配置，可实现 1Gbit/s 的传输速率。同时，802.11ac 采用 MU-MIMO（多任务处理 MIMO）技术，由相同的频道将波束成型同步传输给不同方向的站点[4]。

IEEE 802.11ad 是面向超过 1Gbit/s 的如多路高清视频和无损音频需求，尤其是室内高速数据传输。802.11ad 使用拥有 57~66GHz 未分配频段的 60GHz 频谱高频载波，可以在 MIMO 技术的支持下实现多信道的同时传输，而每个信道的传输带宽都将超过 1Gbit/s。但 60GHz 频段的路径损耗非常严重，因此只适合于短距离范围的覆盖，一般要求在 10m 以内[5]。

1.2 MIMO 技术

多进多出（MIMO）技术的基本思路是利用多根收发天线所具有的高空间自由度，通过增加系统的频谱利用率，以提高无线通信的传输速率并改善其通信质量。MIMO 可以在不增加带宽或总发送功率的情况下大幅增加系统的数据吞吐量及传送距离，实现“既快又好”的信息传输。

一般而言，MIMO 系统的信道容量随着天线数目的增加而线性增大，可在不增加工作带宽和系统发射功率的条件下，成倍地提高频谱效率。同时，还可以增加对应信道的可靠性，降低信号的误码率。前者是利用了 MIMO 信道提供的空间复用增益（Spatial Multiplexing Gain），后者是利用了 MIMO 信道提供空间分集增益（Spatial Diversity Gain）[6, 7]。

MIMO 技术利用多天线来抑制信道衰落的负面影响。尤其是在室内复杂电磁环境下，电波信道存在多径效应、与频率相关的选择性衰落、以及其他干扰源。

多径效应引起的衰落会损害传统的无线传输速率和品质，而对于 MIMO 系统来说，多径效应可以作为一个有利因素加以利用。MIMO 系统在发射端和接收端均采用多天线和多通道，图 1-1 为 MIMO 系统的原理图[8]。

原来的信息流 $S(k)$ 经过空时编码处理, 分解成 N 个信息子流 $C_i(k)$, $i = 1, \dots, N$, 它们由 N 个天线发射出去。这 N 个子流是同时发送到各自的信道, 但各发射信号利用同一频带, 因此不会增加工作带宽。 N 个子流然后由 M 个天线接收, 再由接收机利用空时编码技术解码对应的数据子流, 以实现最佳的信号处理。因为各发射接收天线通道的响应是相互独立的, MIMO 系统实际上是创造了多个并行空间信道, 通过它们独立地传输信息, 从而提高数据传输速率[8]。

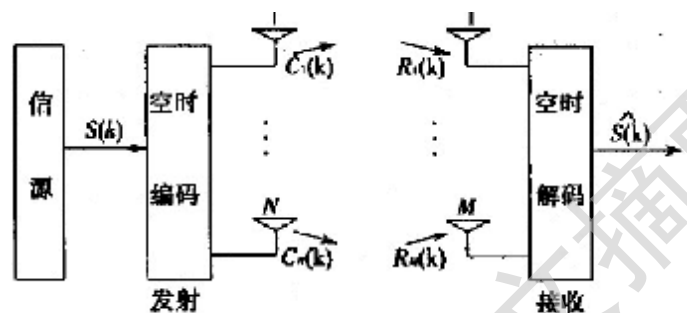


图 1-1 MIMO 系统原理示意图[8]

系统容量表征的是通信系统的最大传输率。对于具有 N 个发射天线和 M 个接收天线 (N 、 M 很大) 的 MIMO 系统, 当对应的信道为独立瑞利衰落信道时, 其信道容量 C 可近似为如下公式[9]

$$C = [\min(M, N)] B \log_2(\rho/2) \quad (1-1)$$

其中 B 为信号带宽, ρ 为接收端平均信噪比, $\min(M, N)$ 为取 M , N 的较小值。

式 (1-1) 表明, 当发射功率和信号带宽固定时, MIMO 系统的最大传输容量随天线数目的最小值增加而线性增加。而对于只在接收端或发射端采用多天线的普通智能天线系统, 在相同条件下, 其通信容量仅与天线数目成对数增加[9]。

MIMO 技术是将多径无线信道与发射/接收作为一个整体来进行优化, 以实现大的通信容量和高的频谱效率。可见, 它是一种接近于最优的空域-时域联合的分集技术和干扰对消处理技术[10]。

可见, 空时编码是 MIMO 系统实现的关键技术之一。当前, 常用的空时编码方法主要是空时块码和空时格码。空时码通过空间和时间上的编码, 可以同时实现空间分集和时间分集作用, 进而降低信道误码率。

通常的通信系统中, 多径效应降低系统的通信质量。而在 MIMO 系统中, 反而利用了信道的多径分量, 它具有抗多径衰落的功能。但是 MIMO 技术对于频率

选择性衰落仍然是无能无力，当前一般是利用均衡技术解决MIMO系统中频率选择性衰落[11]。

MIMO 技术领域另一个研究热点是无相干性多天线的设计。因 MIMO 系统要求各信道是独立的，这就要求各天线是非相干的，也就是说是无关的，这表现为天线间的耦合要尽可能的小。

1.3 分集天线

多天线，或称分集天线，是提高MIMO系统通信容量和质量的关键之一。从多天线技术的发展过程看，它经历着从无源到有源，从二维到三维，从高阶MIMO到大规模阵列的演变，实现了频谱效率的大幅度提升。

例如，采用有源天线阵列时，在基站一侧，其协作天线数可达到 128。又如，由二维天线阵列拓展到三维阵列，形成 3D-MIMO 技术后，可支持多用户波束智能赋型，从而减少用户间干扰。如果同时采用毫米波技术，则可进一步使无线通信性能得到改善。绿色节能实现和覆盖能力提升，是未来无线通信设计的目标，基站端使用超大规模的天线单元能同时实现这两个指标[12]。

总之，MIMO 技术中，基站将配备多根天线，同时一台移动设备也应拥有多根天线。为达到 MIMO 的通信容量和质量要求，表现出较高的复用增益和分集增益，各天线信道应是相互独立的，即要求各天线间是不相关的，这可用天线相关系数来表征。

如果天线的相关系数较高，如大于 0.7，则天线的分集增益和复用增益迅速降低。当相关系数为 1 时，分集增益和复用增益消失[1]。在移动通信系统中，包络相关性系数（ECC）概念的应用更为广泛。包络相关性系数 r_e 与复相关性系数 r_c （也称互相关系数 r_{ij} ）之间的关系为：

$$r_e = |r_c|^2 \quad (1-2)$$

天线包络相关性系数可用三种方法估值：（1）辐射远场；（2）天线终端的散射参数；（3）归一化电阻[13]。

对于双天线情况，用辐射场表示的天线包络相关性系数如下[13]：

Degree papers are in the “[Xiamen University Electronic Theses and Dissertations Database](#)”.

Fulltexts are available in the following ways:

1. If your library is a CALIS member libraries, please log on <http://etd.calis.edu.cn/> and submit requests online, or consult the interlibrary loan department in your library.
2. For users of non-CALIS member libraries, please mail to etd@xmu.edu.cn for delivery details.