DOI:10.13878/j.cnki.jnuist.2019.01.008

于琪[1]　陈益凯[1]　杨仕文[1]

基于特征模理论的低剖面 MIMO 立方体天线

摘要

基于特征模理论,给出了一种适用于室内环境的 16 端口多输入多输出(MIMO)立方体天线设计.首先利用特征模理论在对一个矩形金属片进行模式分析的基础上,同时激励金属片的不同模式,设计了一款工作于 5.150~5.875 GHz 的高隔离度的 4 端口 MIMO 天线单元,并引入人工磁导体(AMC)表面代替原天线的地板,大大降低了天线的剖面.进一步地,围绕立方体环绕一周组成 4×4 端口的 MIMO 立方体天线,在较小的空间内实现了天线的多端口与多极化.仿真和测试结果表明:天线在 5.150~5.875 GHz 频段内端口反射系数S_{ii}< -10 dB,端口间隔离度 $|S_{ij}|$> 20 dB.

关键词

特征模理论;MIMO 立方体天线;人工磁导体;低剖面

中图分类号 TN820

文献标志码 A

0　引言

随着无线通信系统的快速发展,有限的频谱资源与无线通信系统对信道容量不断增长的需求之间的矛盾日益加深.而多输入多输出(MIMO)天线由于其在不增加额外功率及频谱资源的前提下可通过多径传输提升系统信道容量的特性得到广泛应用[1-3],因此具有良好的应用前景.现在由于有限空间资源的限制,MIMO 天线的小型化受到了越来越高的重视.

传统的较多端口的 MIMO 天线一般是平面阵列[4],这样的 MIMO 天线占用空间较大且极化种类较少.而 MIMO 立方体天线可以在较小的空间内实现多个天线的集成以及极化多样性,在天线小型化方面有着明显的优势.文献[5]将 12 个偶极子安置在立方体的 12 条边上,在 0.5λ × 0.5λ × 0.5λ 的空间内实现了 12 端口的 MIMO 天线,文献[6]则在 0.76λ × 0.76λ × 0.76λ 的空间内实现了工作于 2.40~2.48 GHz 的 18 端口的 MIMO 天线,但它们所提出的天线带宽均很窄.

MIMO 天线的小型化会增强其端口间的耦合,所以在 MIMO 天线的设计中,在有限空间内实现各个单元间的去耦尤其重要.在现有的文献中提出了很多去耦技术:可通过正交排布天线单元[7],减小端口间的近场耦合,从而提高端口间的隔离度,但是这种方法具有较大的局限性;也可通过引入去耦网络达到去耦效果[8],但引入去耦网络的同时还需引入匹配网络,这无疑会增加天线的复杂度.比较常见的一种方法是在地板上开适当长度的槽来充当滤波器[9],滤除部分耦合分量,或是引入电子带隙(EBG)结构[10],抑制表面波的传播,提高天线的隔离度,当然这种方法也是引入其他结构,也会增加设计难度.

本文采用了基于特征模理论的去耦方法.首先通过分析天线自身的模式电流,得到了 5 种显著的相互正交的模式,通过同时激励起这 5 种相互正交的模式得到一个高隔离度的 4 端口的 MIMO 天线单元.该去耦合方法基于天线自身特性,不引入其他结构,大大简化了天线的设计难度.然后,为了降低天线剖面加入 AMC 结构将天线剖面降为原来的 34%,并将该天线组成立方体结构,而各单元空间位置的正交性确保端口间的隔离度没有恶化,从而得到了 16 端口的小型化 MIMO 立方体天线.

收稿日期 2018-11-28

资助项目 国家自然科学基金(61671127,61631006,61721001)

作者简介

于琪,女,硕士生,研究方向为 MIMO 天线阵列与基站天线技术. m18710899464@163.com

陈益凯(通信作者),男,博士,教授,博士生导师,研究方向为特征模理论及基站、相控阵天线等.ykchen@uestc.edu.cn

1　电子科技大学 电子科学与工程学院,成都,611731

1 矩形金属片的模式分析

特征模理论是 Garbacz[11] 在 1965 年首次提出的.一个物体的特征模指的是用于描述物体表面电流的一系列完全正交的电流,即特征电流 $\boldsymbol{J}_n$.同时这些电流所对应的辐射远场也是相互正交的,而特征电流 $\boldsymbol{J}_n$ 可由下面的矩阵方程计算得出:

$$\boldsymbol{X}\boldsymbol{J}_n = \lambda_n \boldsymbol{R}\boldsymbol{J}_n, \tag{1}$$

式中,$\boldsymbol{X}$ 和 $\boldsymbol{R}$ 分别表示的是电场积分方程阻抗矩阵的虚部和实部,λ_n 是 $\boldsymbol{J}_n$ 所对应的特征值.λ_n 的范围从 $-\infty$到 $+\infty$,而它的模值 $|\lambda_n|$ 决定了一个辐射系统所存储的能量,$|\lambda_n|$ 越大,系统所储存的能量越多,反之亦然.在辐射与散射问题中,$\lambda_n = 0$ 时的情况尤其重要,此时的模式称为谐振模式,对应系统储存能量为零时的情况,而本文中所需关注的也就是 λ_n 接近于零的模式.模式显著性(MS,其量值记为 S_M)是用于描述当物体受到外部激励时,若每一个模式均被理想地激励时,它们对整体电流分布的贡献率,可用以下方程表示:

$$S_M = \left| \frac{1}{1 + j\lambda_n} \right|. \tag{2}$$

定义 $S_M \geqslant \frac{1}{\sqrt{2}}$,即 $\lambda_n \leqslant 1$ 的模式为显著模式,反之为不显著模式.

本文中对一个矩形金属片在 5~6 GHz 进行特征模分析.该金属片尺寸为 $0.85\lambda_0 \times 0.85\lambda_0$($\lambda_0$ 为 5.5 GHz 所对应的真空中的波长),在其正下方距离 $0.38\lambda_0$ 处放置一地板,得到的矩形金属片特征模的模式显著性随频率变化的曲线如图 1 所示,可看出该矩形金属片的显著模式,即 $S_M \geqslant \frac{1}{\sqrt{2}}$ 的模式有 5 个,为图 1 中所标示的 Mode1—Mode5.

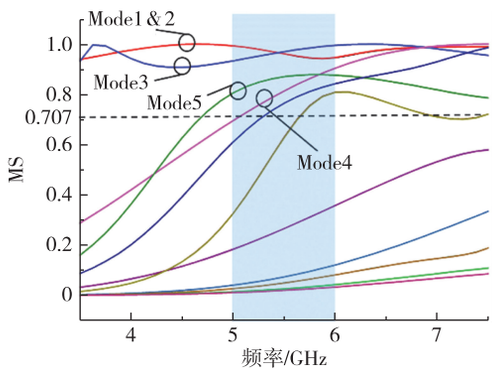


图 1 矩形金属片特征模的模式显著性

Fig. 1 The modal significance of the rectangular plate

图 2 给出了该矩形金属片 5 个显著模式随频率变化的模式电流分布和辐射方向图,可以看出在 5~6 GHz 频段间,这 5 个显著模式的模式电流分布和辐射方向图均只有微小的变化.

为了激励出 Mode1—Mode5 这 5 个模式,在金属片电流最大处进行开 T 形槽馈电,即在矩形金属片 4 个边的中心处以及 4 个角处进行开槽馈电,所得到的矩形金属片电流分布如图 3 所示.值得注意的是,Mode3 和 Mode5 的馈电位置发生重叠,为了简化设计,可将这 2 种模式合在一起构成新的 Mode3.

2 天线单元的设计

图 4 给出了天线单元馈电端口的设计方案,给

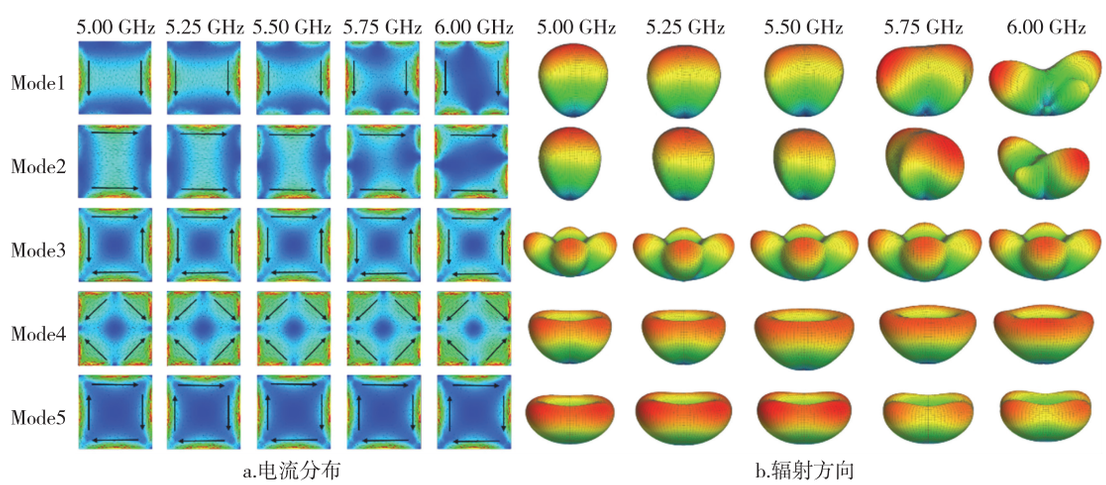


图 2 Mode1—Mode5 随频率变化的模式电流分布与辐射方向图

Fig. 2 Modal current distribution of Mode1-Mode5 as a function of frequency

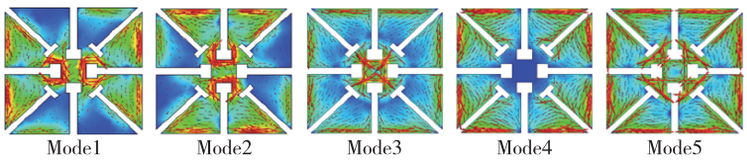


图 3　开槽后矩形金属片的模式电流分布

Fig. 3　The modal current distribution of the rectangular pate with slots

其中每一组端口以图中所示方向电流馈以等幅同相的电流,即可激励出所需的 4 种模式.以此原则设计馈电网络,采用一分二 Wilkinson 功分器连接 Port11 与 Port12 馈以等幅同相的电流可激励 Mode1;采用 0°和 180°环形电桥连接 Port21 和 Port22(Port31 和 Port32),分别馈以等幅同相和等幅反相的电流,即可分别激励出 Mode2 和 Mode3;采用一分四 Wilkinson 功分器连接 Port41、Port42、Port43 和 Port44,馈以等幅同相的电流,便可激励出 Mode4.

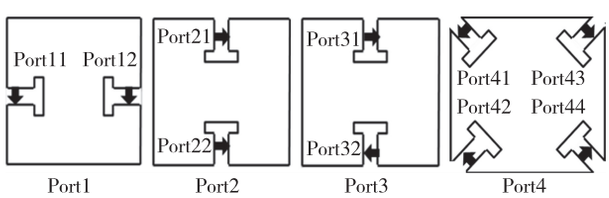


图 4　天线单元端口设计图

Fig. 4　Design for antenna unit ports

本文所设计的天线在 HFSS 中完成仿真设计,仿真模型如图 5a 所示.在同轴线处以理想集总端口激励,将所得全波仿真数据导入 HFSS 自带的 2D 电路中,利用其中自带的功分器与 0°和 180°环形电桥进行馈电,所得到的天线单元 4 个端口的反射系数与隔离度如图 5b 所示.由图 5b 可以看出,在 5.150~5.875 GHz 整个频段内,4 个端口的反射系数 S_{ii}<-10 dB,阻抗匹配良好,而各个端口之间的隔离度 $|S_{ij}|$>25 dB,端口间的互耦很小,这正是由特征模的相互正交性所带来的.

3　低剖面天线单元设计

前文所设计的天线单元采用理想导电体平面作为反射板,天线距离反射板高度为 $0.38\lambda_0$,约为 21 mm.人工磁导体表面是一种周期性结构,具有反射同相的特性,可以代替传统的理想导电体平面作为天线的反射板,非常适用于低剖面天线的设计[12].

为了降低天线剖面,本文采用图 6a 所示的 AMC 表面单元,为一“井”字形贴片敷在厚度为 3.175 mm、介电常数为 4.5 的 TP-2 的介质板上,上方放置一厚度为 1.58 mm、介电常数为 2.17 的 TLY-5A 的介质板.由图 6b 可以看出,该 AMC 结构在 5.150~5.875 GHz 频段内反射相位均在+90°~-90°之间,可作为天线的反射板.最终采用由 8×8 个 AMC 单元构成的 AMC 表面作为地板,其中为了避免同轴线对 AMC 表面的影响,去掉了 Port4 的 4 根同轴线所穿过的 4 个 AMC 单元,所得到的天线距离地板尺寸为 7.175 mm(含介质板厚度),天线剖面缩减了 66%.

由前文给出的天线馈电网络设计原理设计了一分二功分器、一分四功分器与 0°和 180°环形电桥.为了缩减天线的尺寸,将地板尺寸缩减为 $1.05\lambda_0\times1.05\lambda_0$,同时将馈电网络放置在 2 层厚度为 0.508 mm、介电常数为 3.5 的 RF-35 的介质板上,第 1 层

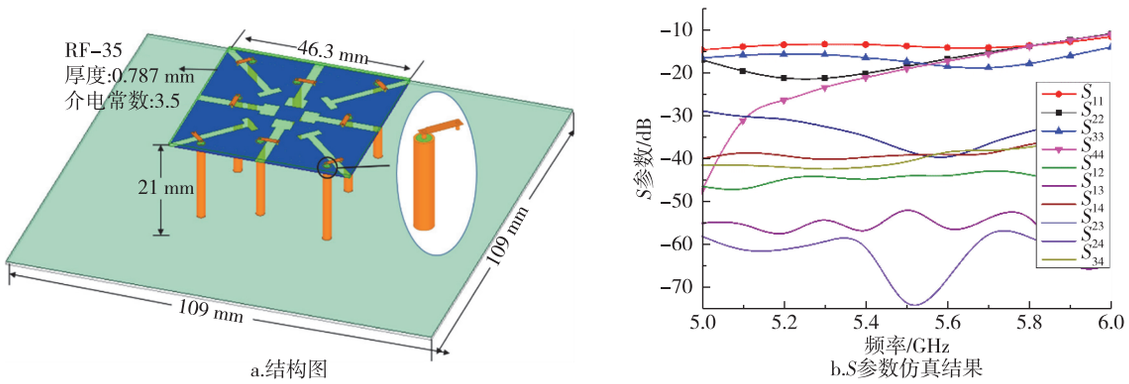
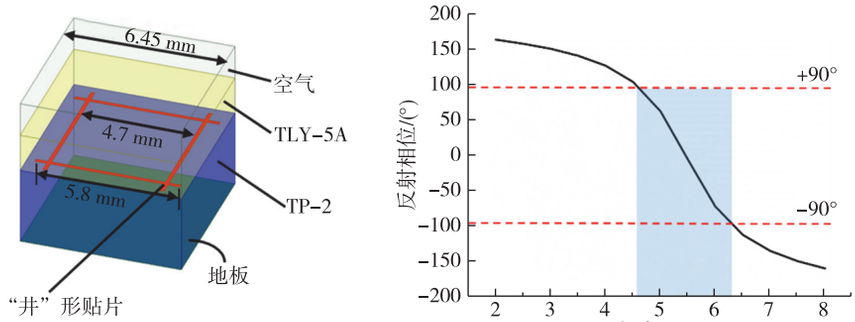


图 5　天线单元结构与 S 参数仿真结果

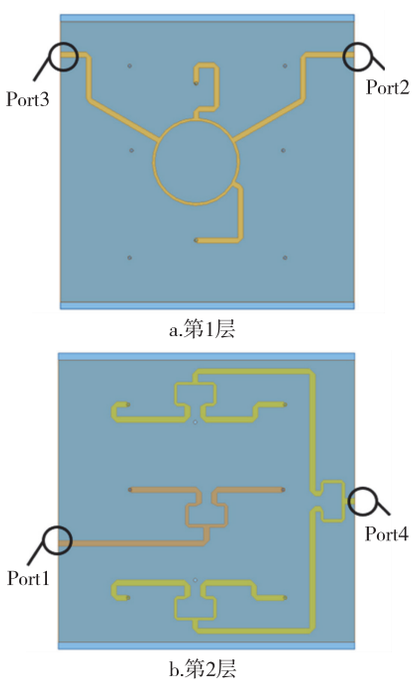
Fig. 5　The structure and simulated S-parameter of antenna unit



a.单元结构　　b.反射相位仿真结果

图 6　AMC 单元与其反射相位仿真结果

Fig. 6　The structure and simulated reflection phases of AMC unit cell:(a) structure;(b) simulated reflection phases

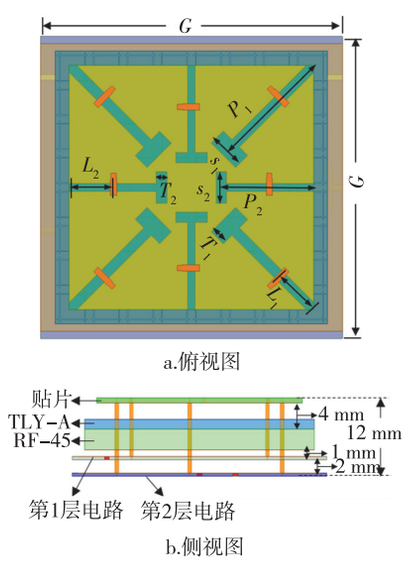


a.第1层

b.第2层

图 7　天线单元馈电网络

Fig. 7　The feeding structure of antenna unit:(a) layer one;(b) layer two



a.俯视图

b.侧视图

图 8　低剖面天线单元结构

(s_1=6.5 mm,s_2=6 mm,T_1=2.8 mm,T_2=2 mm,P_1=21 mm,P_2=16.5 mm,L_1=9 mm,L_2=8.3 mm)

Fig. 8　The structure of low-profile antenna unit:(a) top view;(b) side view

放置一个 0°和 180°环形电桥,第 2 层放置一个一分二功分器与一个一分四功分器(如图 7 所示).最终所得天线单元结构如图 8 所示,其端口 S 参数仿真结果如图 9 所示,在工作频段内端口反射系数 S_{ii} < −10 dB,隔离度 $|S_{ij}|$ > 20 dB.

4　4×4 端口的 MIMO 立方体天线设计

将 4 个最终得到的低剖面天线单元环绕立方体一周组成一个尺寸为 1.26λ_0 × 1.26λ_0 × 1.05λ_0 的 MIMO 立方体天线,如图 10a 所示.这样的设计在较小的空间内实现了 16 端口的 MIMO 天线设计,并且增加了极化多样性,非常适合室内环境.

基于天线仿真模型,加工了实物模型,如图 10b 所示,测试结果如图 11 所示.由于该立方体天线的对称特性,在图 11 中只给出了 A 面天线单元端口的 S 参数和 A、B 面间端口隔离度以及 A、C 面间端口隔离度的测试结果.由测试结果可看出,A 面端口的反射系数在 5.150~5.875 GHz 频段间均小于−10 dB,隔离度均大于 20 dB,而 A 面与 B 面、C 面之间端口隔离度均大于 30 dB,因此可认为该立方体天线在 5.150~5.875 GHz 频段内所有端口反射系数均小于 −10 dB,端口隔离度大于 20 dB.同时图 12 给出了该立方体天线其中一个单元在 xoz 面和 yoz 面上的辐

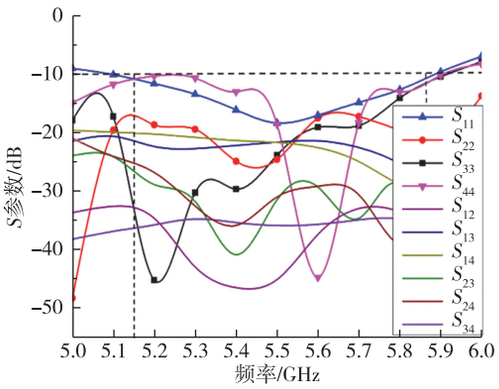
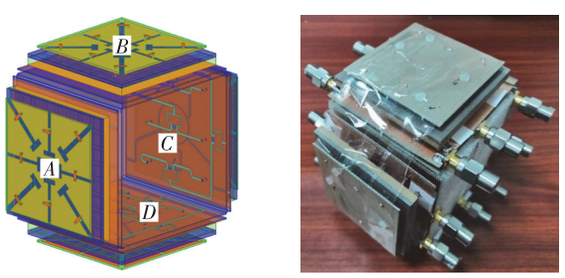


图 9　低剖面天线单元 S 参数仿真结果

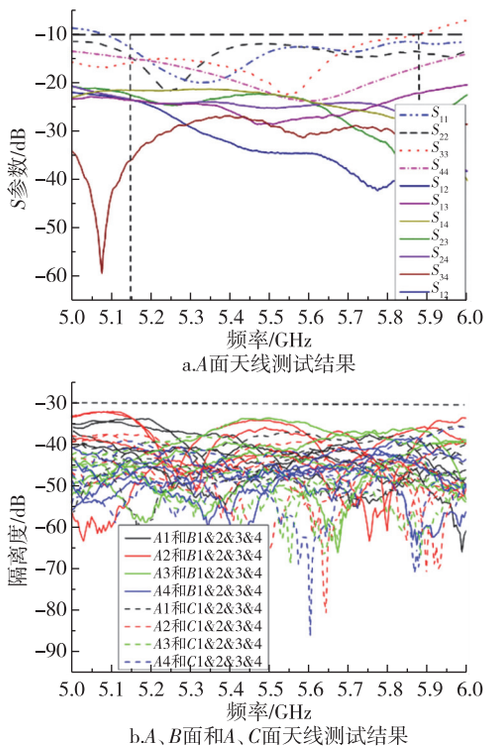
Fig. 9　The simulated S-parameter of low-profile antenna unit



a.仿真模型　　b.实物模型

图 10　MIMO 立方体天线模型

Fig. 10　MIMO cube antenna model: (a) simulation model; (b) physical model



a.A面天线测试结果

b.A、B面和A、C面天线测试结果

图 11　MIMO 立方体天线 S 参数测量结果

Fig. 11　Measured S-parameter of MIMOcube antenna: (a) measured results ofantenna in face A; (b) measured results between antenna in face A & B and face A & C

射方向图的测试结果与仿真结果,可看出一个天线单元的 4 个端口可以激励出多种极化,而将单元环绕一周所得到的立方体天线则会具有更多的极化,可以更好地接收来自各个方向的信号.

为了衡量本文所设计的 MIMO 天线在使用时的分集性能,计算了天线端口间的包络相关系数[13],计算所用的公式如下:

$$\rho_{i,j}=\frac{\oint_{\Omega}E_i(\theta,\varphi)\cdot E_j(\theta,\varphi)\,\mathrm{d}\Omega}{2Z_0\sqrt{P_{\mathrm{rad},i}}\sqrt{P_{\mathrm{rad},j}}},\tag{3}$$

式中 $\rho_{i,j}$ 为端口 i 和端口 j 间的包络相关系数,$E_i(\theta,\varphi)$ 为端口 i 激励其他端口匹配时的辐射远场,$E_j(\theta,\varphi)$ 为端口 j 激励其他端口匹配时的辐射远场.

由图 11 的测试结果可以看出,各单元间的端口耦合非常小,单元间几乎没有影响,故本文中只计算了单元内部端口间的包络相关系数.同时,由于用现有测试设备测试 3D 方向图比较困难且精度不高,而天线测试结果与仿真结果较为贴合,所以采用仿真结果计算包络系数,所得结果如图 13 所示.一般情况下 MIMO 天线各端口之间的包络相关系数小于 0.5 时,才有较为显著的分集效果[14],由图 13 可以看出该天线端口间包络相关系数均小于 0.5,即可认为它有良好的分集性能.

5　结束语

本文基于特征模理论设计了一款工作于 5.150~5.875 GHz、尺寸为 $1.26\lambda_0\times1.26\lambda_0\times1.05\lambda_0$ 的 16 端口 MIMO 立方体天线.该天线利用特征模理论实现了天线单元的多极化与各端口间的高隔离度,并通过加载 AMC 表面实现了天线单元的低剖面,从而在较小空间内实现了多端口、高隔离度、多极化的 MIMO 立方体天线.实验结果表明该天线在工作频段内反射系数小于-10 dB,端口间隔离度大于 20 dB,满足 MIMO 天线的设计要求.

参考文献

References

[1] Foschini G J,Gans M J.On Limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas[J].Wireless Personal Communications,1998,6

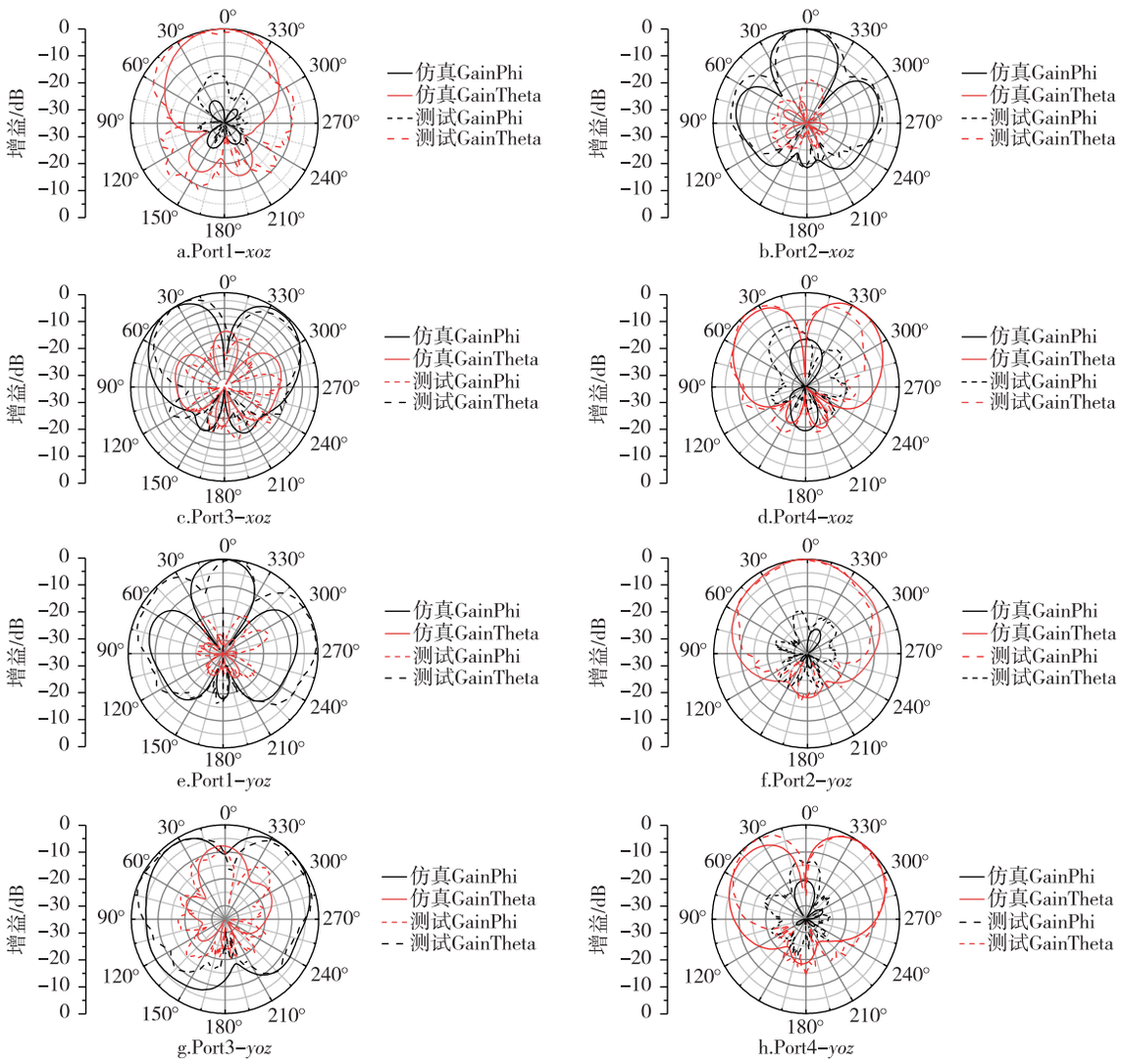


图 12　MIMO 立方体天线中一个天线单元的仿真与测试辐射方向图

Fig. 12　The radiation pattern of an antenna unit in MIMO cube antenna

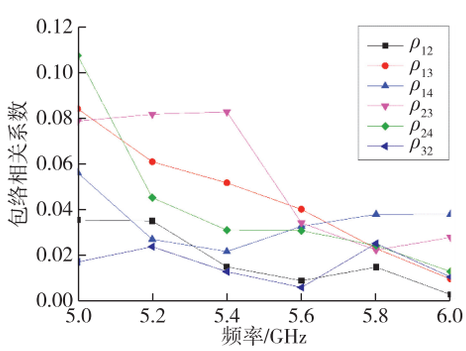


图 13　MIMO 立方体天线中一个天线单元中端口间包络相关系数仿真结果

Fig. 13　Simulated envelope correlationcoefficient of an antenna unit in MIMO cube antenna

(3):311-335

[2] 帅吉莉.电脑 MIMO 天线应用简介[J].科技创新导报,2011(1):22
SHUAI Jili. Introduction to computer MIMO antenna application[J]. Science and Technology Innovation Herald, 2011(1):22

[3] Bae H, Harackiewicz F J, Park M J, et al. Compact mobile handset MIMO antenna for LTE700 applications[J]. Microwaveand Optical Technology Letters, 2010, 52(11): 2419-2422

[4] Yang BQ, Yu Z Q, Dong Y Y, et al. Compact tapered slot antenna array for 5G millimeter-wave massive MIMO systems [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2017, 65(12):6721-6727

[5] Getu B N, Andersen J B. The MIMO cube: a compact MIMO antenna[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2005, 4(3):1136-1141

[6] Zheng JF, Gao X, Zhang Z J, et al. A compact eighteen-port antenna cube for MIMO systems[J]. IEEE Transac-

tions on Antennas and Propagation, 2012, 60(2): 445-455
[7] LinS Y,Huang H R.Ultra-wideband MIMO antenna with enhanced isolation [J]. Microwave and Optical Technology Letters,2009,51(2):570-573
[8] Cui S, Liu Y, Jiang W, et al. Compact dual-band monopole antennas with high port isolation [J]. Electronics Letters,2011,47(10):579
[9] 韩国瑞,段美玲,李莉.采用缺陷地的高隔离 MIMO 天线设计[J].测试技术学报,2017,31(1):51-55
HAN Guorui,DUAN Meiling,LI Li.Design of a high isolation MIMO antenna with DGS[J].Journal of Test and Measurement Technology,2017,31(1):51-55
[10] 闫敦豹,付云起,张国华,等.EBG 结构在微带天线阵中的应用[J].微波学报,2005,21(b04):75-78
YAN Dunbao,FU Yunqi,ZHANG Guohua,et al.The application of EBG structure to microstrip antenna array [J].Journal of Microwaves,2005,21(b04):75-78
[11] Garbacz R J.Modal expansions for resonance scattering phenomena[J].Proceedings of the IEEE,1965,53(8):856-864
[12] Feresidis A P, Goussetis G, Wang S H, et al. Artificial magnetic conductor surfaces and their application to low-profile high-gain planar antennas[J].IEEE Transactions on Antennas and Propagation,2005,53(1):209-215
[13] Manteuffel D,Martens R.Compactmultimode multielement antenna for indoor UWB massive MIMO[J].IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2016, 64(7): 2689-2697
[14] Cihangir A, Ferrero F, Jacquemod G, et al. Neutralized-coupling elements for MIMO operation in 4G mobile terminals[J].IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters,2014,13:141-144

Low-profile MIMO cube antenna based on characteristic mode theory

YU Qi[1] CHEN Yikai[1] YANG Shiwen[1]
1 School of Electronic Science and Engineering,University of Electronic Science and Technology of China,Chengdu 611731

Abstract Based on the characteristic mode theory, a 16-port multiple-input multiple-output (MIMO) cube antenna design for an indoor environment is presented.First,a high-isolation 4-port MIMO antenna unit operating at 5.150-5.875 GHz is designed by exciting different modes of a rectangular plate simultaneously,based on a modal analysis using the characteristic mode theory.An artificial magnetic conductor (AMC) surface is introduced to replace the reflector of the original antenna,which greatly reduces the profile of the antenna;it is also used to surround the antenna to form a 16-port (4×4) MIMO cube antenna.This antenna fulfils the multi-port and multi-polarization requirement within a small space.The simulation and experimental results show that the antenna operates with a port reflection coefficient S_{ii}<-10 dB and port isolation $|S_{ij}|$>20 dB in the 5.150-5.875 GHz band.

Key words characteristic mode theory;MIMO cube antenna;artificial magnetic conductor;low-profile