

超宽带 Vivaldi 天线的设计及分析

王府生,刘淑芳,李慧敏,张静雅,史小卫

(西安电子科技大学 天线与微波技术国家重点实验室,西安 710071)

摘 要:针对机载、弹载等平台的空间有限,设计了一种双指数渐变结构的超宽带 Vivaldi 天线。天线由微带渐变线馈电,通过矩形共面带线阻抗变换器将小型的超宽带巴伦与天线集成,从而获得 2~18 GHz 的带宽。仿真结果表明:在 2~18 GHz 的工作频段内,天线的回波损耗小于 -10 dB,天线增益最高可达到 10.5 dB 以上,实测结果与仿真结果基本吻合。将所设计的 Vivaldi 天线放置于一金属腔体内,对金属腔体对天线性能的影响进行了研究与分析。仿真结果表明:将天线单元放置于金属腔体后,辐射方向相对于原来的辐射方向发生了一定程度的偏转,但随着频率增高,偏转角度逐渐减小。

关键词:Vivaldi 天线;巴伦;双指数渐变;高频结构仿真;超宽带;高增益;腔体

中图分类号:TN822+.8

文献标志码:A

DOI:10.19328/j.cnki.1006-1630.2018.03.014

Design and Analysis of Ultra-Wideband Vivaldi Antenna

WANG Fusheng, LIU Shufang, LI Huimin, ZHANG Jingya, SHI Xiaowei

(Xidian University, National Key Laboratory of Antenna and Microwave Technology, Xi'an 710071, Shaanxi, China)

Abstract: For the space of airborne and missile-borne platforms is limited, an ultra-wideband Vivaldi antenna with double exponential tapered structure is designed. The antenna is fed by the microstrip tapered line, and the small ultra-wideband balun is integrated with the antenna through the rectangular coplanar stripline impedance converter to get the bandwidth of 2—18 GHz. The simulation results show that the antenna return loss is less than -10 dB in the working frequency band of 2—18 GHz, and the antenna gain can be up to 10.5 dB or more and maintain a good flatness over the entire frequency band. The measured result is basically consistent with the simulation result. Then the designed Vivaldi antenna is placed in a metal cavity, and the influence of the metal cavity on the antenna performance is studied and analyzed. The simulation results show that, when the antenna element is placed in the metal cavity, the radiation direction is deflected to a certain degree relative to the original radiation direction. But as the frequency increases, the deflection angle gradually decreases.

Keywords: Vivaldi antenna; balun; double exponentially tapered; high frequency structure simulator (HFSS); ultra-wideband; high gain; cavity

0 引言

Vivaldi 天线是 GIBSON 于 1979 年提出的一种指数渐变槽线天线,作为一种超宽带行波缝隙天线,其逐渐变宽形成喇叭口形状的缝隙结构是辐射或接收能量的主体^[1]。由于在不同的频率上,槽线不同部分发射或接收电磁波,因此 Vivaldi 天线具有端射、工作频带较宽、增益较高、方向图波束对称等特

点^[2]。此外,它具有剖面低、质量轻、易于制作、便于共形、便于和微波电路集成等优点,在微波和毫米波段具有广泛的应用^[3]。

近年来国内外对 Vivaldi 天线的研究很多,但总体来说对于同时实现超宽带、低剖面、稳定高增益的文献还很少。例如:陈文星等^[4]在平衡对跖 Vivaldi 天线的基础上,对天线开不对称半椭圆槽的

收稿日期:2017-09-08;修回日期:2018-01-18

基金项目:国家自然科学基金青年基金(NSFC61301066);上海航天科技创新基金(SAST2016065)

作者简介:王府生(1993—),男,硕士研究生,主要研究方向为相控阵天线、可重构天线、超宽带天线、射频识别。

方法克服方向图不对称的问题;DE OLIVEIRA A 等^[5]通过将槽线形状改变为利用傅里叶级数设计不规则曲线,虽然具有 2.1~9.2 GHz 的阻抗带宽,但其在 4.5~6.5 GHz 频段内增益较低,增益不平稳;AUN R G 等^[6]提出一种棕榈树状指数槽边改进的 Vivaldi 天线,扩展了低频段的带宽限制,提高了主瓣增益,但设计结构较为复杂。

由于机载、弹载等平台的空间有限,希望用一副天线实现雷达、通信和电子对抗等多种功能,这就需要天线具有低剖面、超宽带等特点^[7-10]。本文在分析常规型 Vivaldi 天线的基础上,设计改进了 1 副频段为 2~18 GHz 的双指数渐变 Vivaldi 天线,天线采用双指数渐变结构,目的是消除开口突然结束产生的散射,从而获得较宽的带宽。与常见对跖 Vivaldi 天线和平衡 Vivaldi 天线的 2 个辐射贴片分别置于介质基板的上下 2 个表面不同,本文将 Vivaldi 天线的 2 个辐射贴片置于介质基板的同一表面,与传统 Vivaldi 天线相比具有剖面低,结构简单,容易加工的优点。同时不存在 E 面方向图不对称的问题,性能较优越。

1 天线结构

本文设计的微带线-槽线馈电形式的 Vivaldi 天线,主要由天线、阻抗变换器、巴伦和金属微带线 4 部分组成,是对常规 Vivaldi 天线的一种改进。

为取材方便,选用介质基板为厚度 0.8 mm 的

Arlon Tc350 材料(相对介电常数=3.5,介质损耗角正切=0.002)。

Vivaldi 天线结构如图 1 所示。长度为 a ,宽度为 b ,厚度为 h 的介质板上表面由天线贴片,矩形共面带线阻抗变换器和超宽带巴伦 3 部分组成。其中天线贴片的双指数渐变对称结构由起始点 $P_1(x_1, y_1)$, 终点 $P_2(x_2, y_2)$ 和槽线渐变率 R 共同决定,渐变槽线上下开口宽度分别为 $L_{\pm} = 2(y_2 - y_1) + D_6$, $L_{\mp} = D_6$, 槽线的长度 $C = (x_2 - x_1)$ 。共面带线阻抗变换器为图 1 中长度为 L_3 , 宽度为 D_5 的矩形。巴伦结构包括上底为 $2D_4 + D_6$, 下底为 D_1 , 高为 L_1 的梯形和 2 个长度为 L_2 , 宽度为 D_4 的矩形组成。介质板下表面为上底为 D_3 , 下底为 D_2 , 长度小于最低频率 1/4 波长的金属微带渐变线。

微带馈线通过介质板的金属通孔与上表面巴伦结构上宽为 L_4 的微小缝隙共同调节传输到共面带线上,同时实现微带线与共面带线的宽带阻抗匹配^[11]。

根据微带传输线及槽线理论,给出计算 Vivaldi 天线结构基本参数的分析过程与详细步骤^[12]。

由于微带线要与同轴线匹配,因此选定微带线特性阻抗 $Z=50 \Omega$, 然后确定微带渐变线初始宽度;有如下公式

$$q = 2\pi u d / \lambda_0 + \arctan(u/v) \quad (1)$$

$$u = \sqrt{\epsilon_r - (\lambda_0/\lambda_s)^2} \quad (2)$$

$$v = \sqrt{(\lambda_0/\lambda_s)^2 - 1} \quad (3)$$

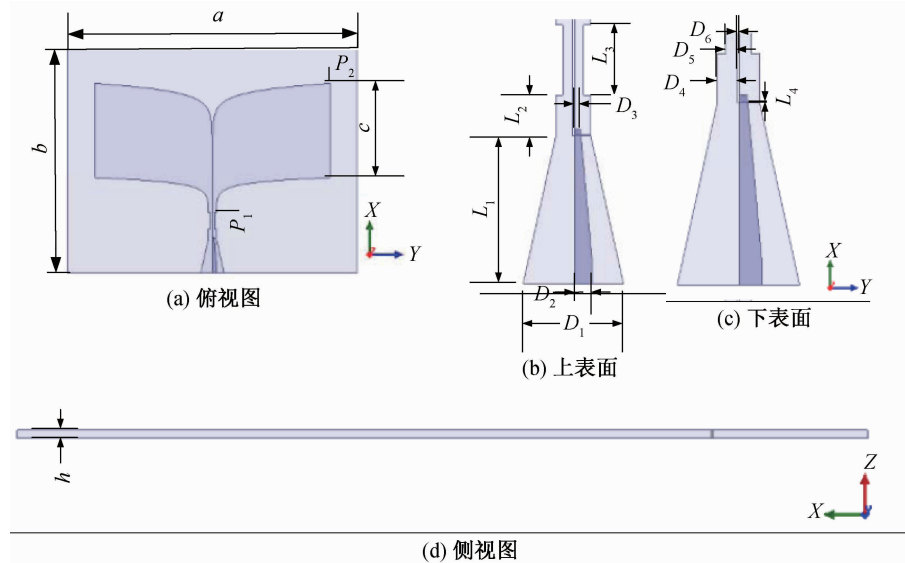


图 1 Vivaldi 天线结构示意图

Fig. 1 Schematic diagram of Vivaldi antenna

式中： d 为介质基板厚度； ϵ_r 为有效介电常数； λ_0 为自由空间波长； λ_s 为槽线内介质波长。则耦合因子为

$$N = \cos(2\pi ud/\lambda_0) - \cot(q)\sin(2\pi ud/\lambda_0) \tag{4}$$

微带线特性阻抗 Z 与槽线特性阻抗 Z_t 之间的关系为

$$Z = N^2 Z_t \tag{5}$$

从而可以得到槽线特性阻抗 Z_t ，再由下式可求得槽线宽度 w 。

$$Z_t = 60 + 3.69\sin\left[\frac{(\epsilon_r - 2.22)\pi}{2.36}\right] + 133.5\ln(10\epsilon_r)\sqrt{w/\lambda_0} + 2.81[1 - 0.011\epsilon_r(4.48 + \ln\epsilon_r)](w/d)\ln(100d/\lambda_0) + 131.1(1.028 - \ln\epsilon_r)\sqrt{d/\lambda_0} + 12.48(1 + 0.18\ln\epsilon_r) \frac{w/d}{\sqrt{\epsilon_r - 2.06 + 0.85(w/d)^2}} \tag{6}$$

天线开口宽度分别由所设计的工作频段的高、低截止频率决定。通常取开口最宽处为低频截止频率所对应介质波长的 1.3 倍左右，最窄处宽度为高频截止频率所对应工作波长的 2% 左右^[13]。从而确定 Vivaldi 天线渐变槽线的上下开口宽度。

根据天线渐变槽线的上下开口宽度和槽线长度确定指数渐变槽线起始点 $P_1(x_1, y_1)$ 和终止点 $P_2(x_2, y_2)$ ，然后通过 Vivaldi 天线指数线模型公式确定双指数方程。

Vivaldi 天线指数线模型公式^[11]为

$$y = \pm (c_1 e^{Rx} + c_2) \tag{7}$$

式中： $c_1 = \frac{y_2 - y_1}{e^{Rx_2} - e^{Rx_1}}$ ， $c_2 = \frac{y_1 e^{Rx_2} - y_2 e^{Rx_1}}{e^{Rx_2} - e^{Rx_1}}$ 为常数； x 为槽线长度； R 为指数渐变率。

通过以上步骤即可初步计算出超宽带 Vivaldi 天线的基本参数。本文所设计的双指数渐变天线的渐变线由两部分组成。

- 1) 内部渐变线取值为： $R = 0.1, x_1 = 0, y_1 = 0.1, x_2 = 55, y_2 = 50.1$ 。
- 2) 外部渐变线取值为： $R = 0.5, x_1 = 0, y_1 = 1.73, x_2 = 15, y_2 = 50.1$ 。

代入式(7)中即可得出内侧指数渐变线方程与外侧指数渐变线方程。最后利用电磁仿真软件 Ansoft HFSS 对所设计的 Vivaldi 天线各参数进行设计优化，优化后天线的结构关键参数见表 1。

表 1 天线单元相关参数
Tab. 1 Relative parameters of antenna units

参数	尺寸/mm	参数	尺寸/mm
a	100.20	D_5	0.93
b	102.75	D_6	0.20
c	40.00	L_1	14.75
D_1	10.00	L_2	4.00
D_2	1.80	L_3	7.00
D_3	0.60	L_4	0.10
D_4	1.63	h	0.80

2 天线仿真结果与分析

利用电磁仿真软件 Ansoft HFSS 对所设计的 Vivaldi 天线进行仿真。

2.1 天线 S_{11} 参数仿真结果

内指数渐变率 R 不同时天线的 S_{11} 参数如图 2 所示。天线的 S_{11} 参数与 R 有关， R 减小时，可以改善整个频段内特别是低频端的回波损耗。

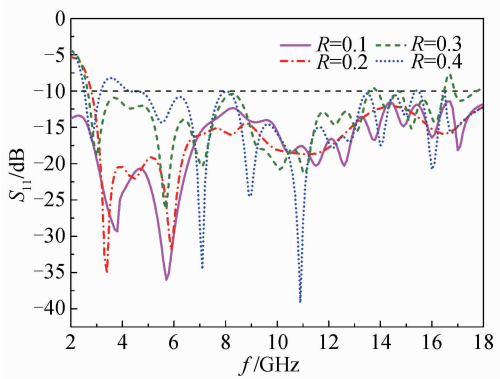


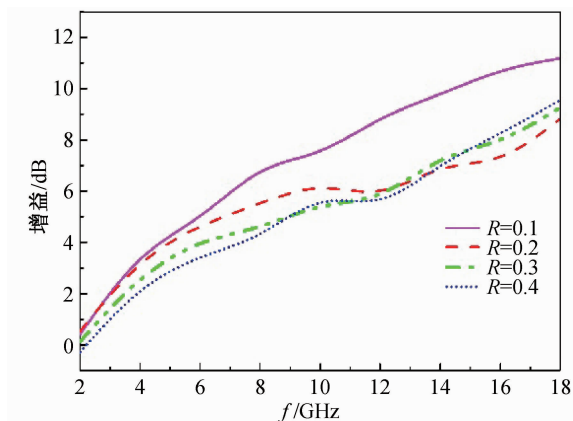
图 2 内指数渐变率 R 不同时天线的 S_{11} 参数
Fig. 2 Antenna parameter S_{11} changing with R

2.2 天线增益仿真结果

R 不同时天线的增益如图 3 所示。随着 R 的增大，同一频率下天线的增益减小，特别是在低频至中心频率范围内这一趋势表现更为明显。

对小型 Vivaldi 天线而言， R 的取值会直接影响天线输入端口的回波损耗和天线的增益。综合不同 R 时的天线的 S_{11} 参数和增益，本文取 $R=0.1$ 。

槽线内波导波长比自由空间波长小，因此槽线的能量聚集在槽线的附近。大量实验证明，槽线传

图3 内指数渐变率 R 不同时的天线增益Fig. 3 Antenna gain changing with R

输线的基本传输模式是“准 TEM 模”,而不是 TEM 模^[14-16]。Vivaldi 天线贴片表面电流分布如图 4 所示,辐射单元上的电流主要分布在渐变槽线附近。

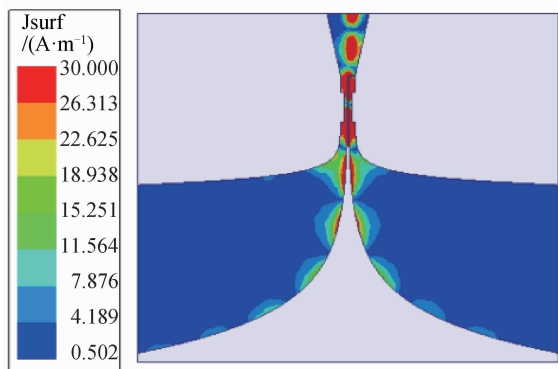


图4 Vivaldi 天线贴片表面电流分布图

Fig. 4 Current distribution of patch surface of Vivaldi antenna

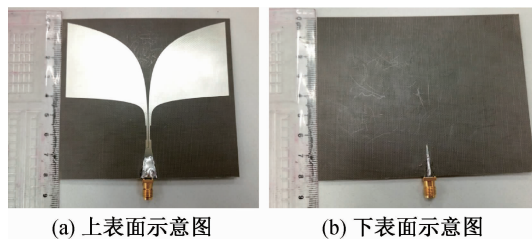
3 天线测试结果与分析

3.1 天线实物制作

根据仿真数据确定天线尺寸大小,并实际加工制作了双指数渐变槽线天线实物,如图 5 所示。

同时利用矢量网络分析仪 Agilent MS46322 A 在 2~18 GHz 频带内对所加工天线的 S_{11} 参数进行了测量,结果如图 6 所示。

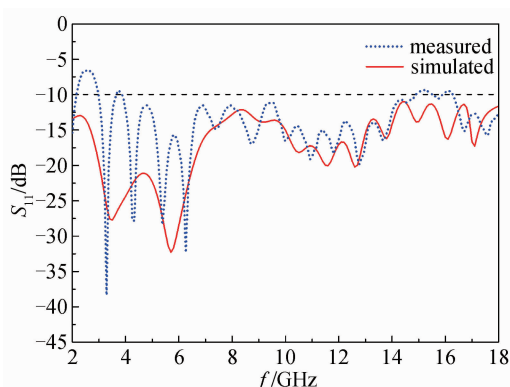
从图 6 可看出,该天线实际测量的 S_{11} 参数在低频 4~6 GHz 内存在一定差异,除此之外在全频带内的变化趋势与仿真结果基本一致,在 2~18 GHz 全频带内仿真与测量的 S_{11} 参数都优于 -10 dB。出现这种情况的原因是:在低频端,天线匹配较差,不能进行有效辐射;在高频端,天线上的电流沿天线衰



(a) 上表面示意图 (b) 下表面示意图

图5 Vivaldi 天线加工实物图

Fig. 5 Physical drawing of Vivaldi antenna

图6 Vivaldi 天线 S_{11} 参数仿真与测量结果对比Fig. 6 Comparison of Vivaldi antenna parameter S_{11} simulation and measurement results

减较为迅速,辐射性能好。

3.2 天线方向图测试结果

为了验证小型化超宽带 Vivaldi 天线的辐射性能,对所设计加工的 Vivaldi 天线的方向图和增益进行了测试。并与仿真结果进行对比,本文给出 5 个典型频点远场方向图的仿真与测试结果,如图 7 所示。

从图 7 可看出,实测和仿真的方向图存在细微差异。这是由于天线加工误差、安装误差及测试环境不理想等原因引起的。同时由于天线加工精度的原因,天线实物与仿真模型在指数渐变最窄处不能很好地吻合,会直接影响到高频段的辐射性能。天线在高频段会引起高次模激励,因此,图 7(e)中出現较多旁瓣。但总体来说,整个工作频段内天线方向图的测试与仿真结果基本一致,且天线端射特性良好。

3.3 天线增益测试结果

Vivaldi 天线增益仿真与测量结果对比如图 8 所

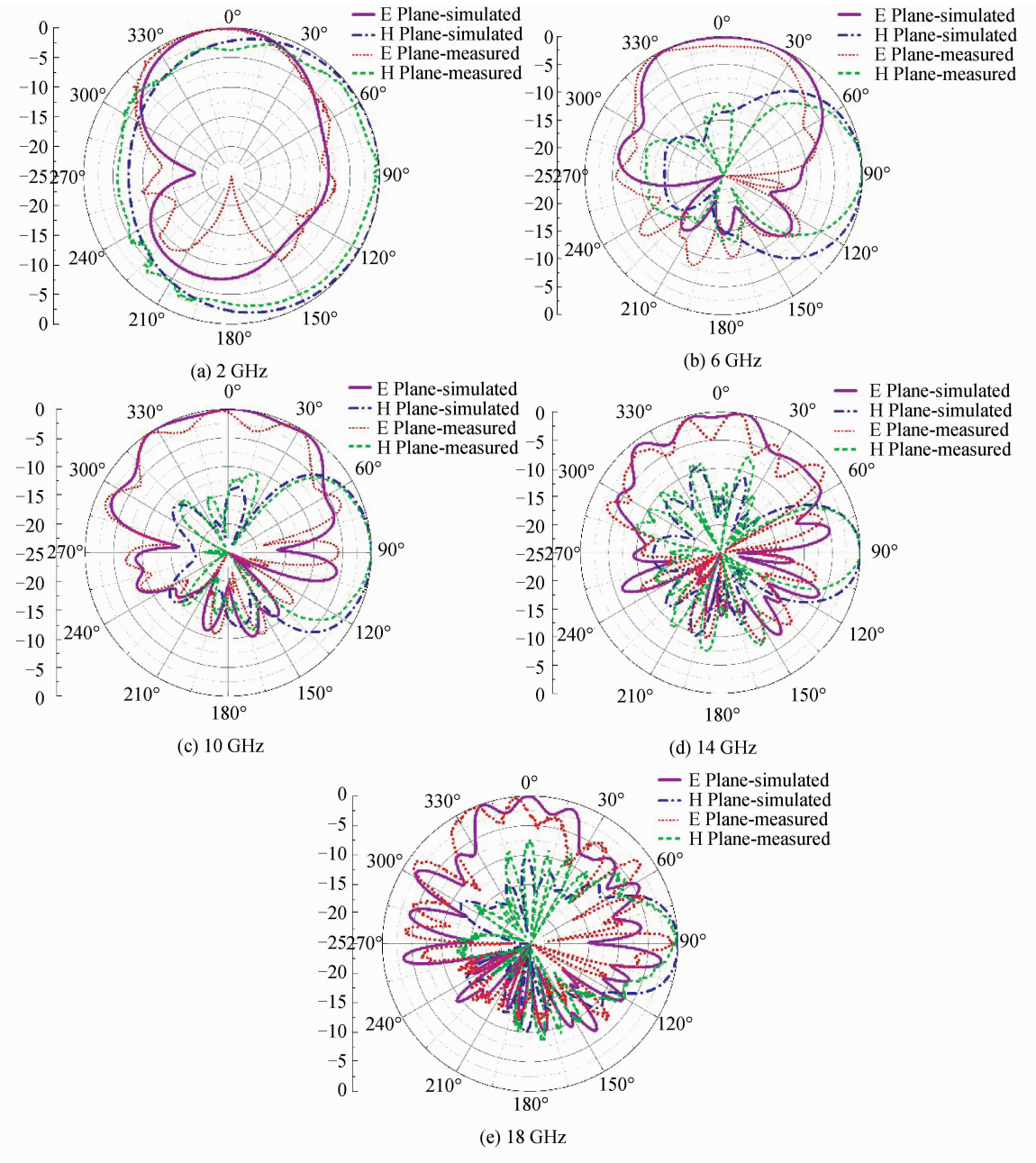


图 7 Vivaldi 天线仿真与测试归一化方向图对比

Fig. 7 Comparison of Vivaldi antenna simulation and test normalized directional pattern

示。在整个工作频段内 Vivaldi 天线的增益随着频率增高而增加,且最高可达 10.5 dB。天线在整个频段内主辐射方向增益的实测和仿真结果基本一致。

4 腔体对超宽带 Vivaldi 天线影响

在实际应用中,为了符合载体的性能与美观要求,天线往往置于金属皮层内,这就需要对位于金属腔体内的天线实际辐射情况进行研究。

置于腔体内的超宽带 Vivaldi 天线仿真如图 9

所示。将所设计的 Vivaldi 天线放置于一无盖金属腔体内,其中 Ground_z 为腔体底面至天线的距离,Ground_x 为沿 X 轴即天线最大辐射方向上腔体侧面至天线的距离。

4.1 腔体尺寸对参数 S₁₁ 的影响

以参数 S₁₁ 的仿真结果为参考,对所设置的变量进行参数扫描分析,得出金属腔体的最佳尺寸。

对变量 Ground_x 和 Ground_z 进行参数扫描,

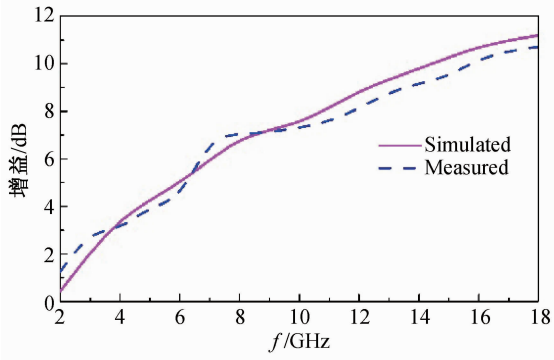


图 8 Vivaldi 天线增益仿真与测量结果对比
Fig. 8 Comparison of Vivaldi antenna gain simulation and measurement results

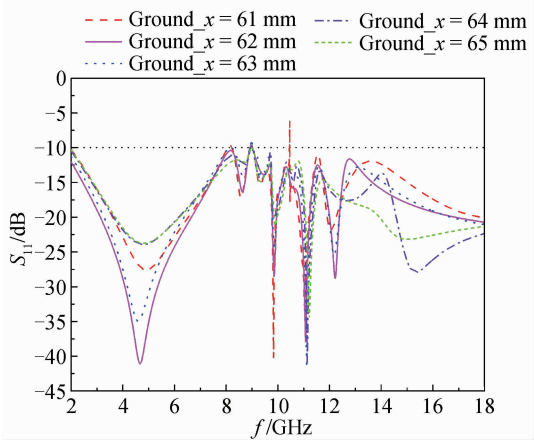


图 10 S_{11} 随 $Ground_x$ 的变化
Fig. 10 S_{11} changing with $Ground_x$

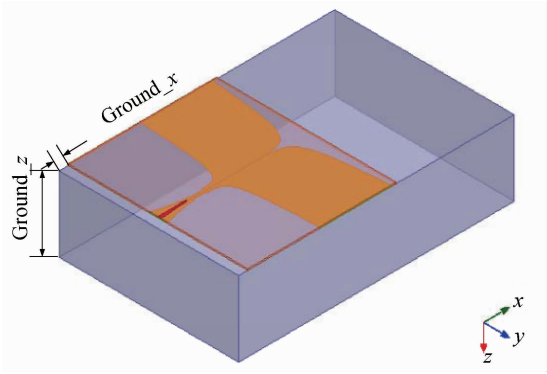


图 9 置于腔体内的超宽带 Vivaldi 天线仿真图
Fig. 9 Ultra-wideband Vivaldi antenna placed in cavity

其 S_{11} 的仿真结果如图 10、11 所示。由图 10 可见，当 $Ground_x=62\text{ mm}$ 时，即沿天线最大辐射方向上腔体侧面至天线的距离为 62 mm 时，天线的 S_{11} 仿真结果较好，在 2~18 GHz 全频段内均优于 -10 dB。由图 11 可见，当 $Ground_z=42\text{ mm}$ 时，即腔体底面至天线的距离为 42 mm 时，天线的 S_{11} 仿真结果较好，在 2~18 GHz 全频段内均优于 -10 dB。

通过优化最终确定腔体底面至天线的距离为 42 mm，沿天线最大辐射方向上，腔体侧面至天线的距离为 62 mm。最终参数 S_{11} 的仿真结果如图 12 所示。

4.2 腔体对天线单元的影响

采用上述腔体结构参数，仿真分析腔体对天线方向图的影响，3 个典型频点处的 3D 方向图如图 13 所示。为便于比较，同时给出了未放置于腔体前的方向图。

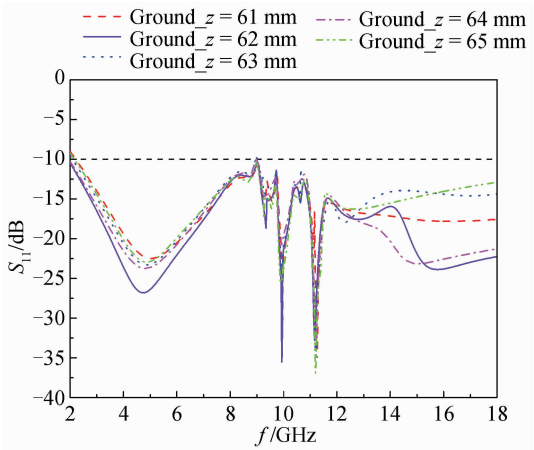


图 11 腔体底面至天线的不同距离 $Ground_z$ 所对应的 S_{11}
Fig. 11 Corresponding S_{11} of $Ground_z$ (distance from the bottom of the cavity to the antenna)

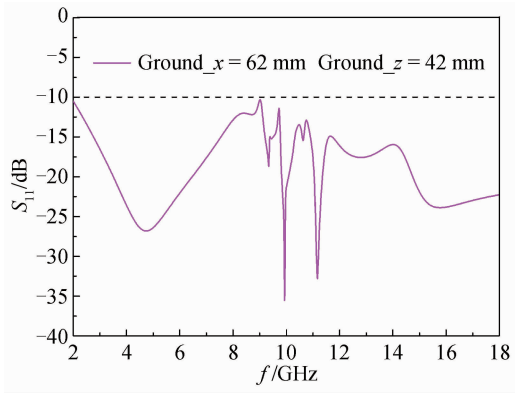


图 12 天线放置于确定尺寸腔体内参数 S_{11} 仿真结果
Fig. 12 Parameter S_{11} simulation results of the antenna placed in cavity with determined dimensions

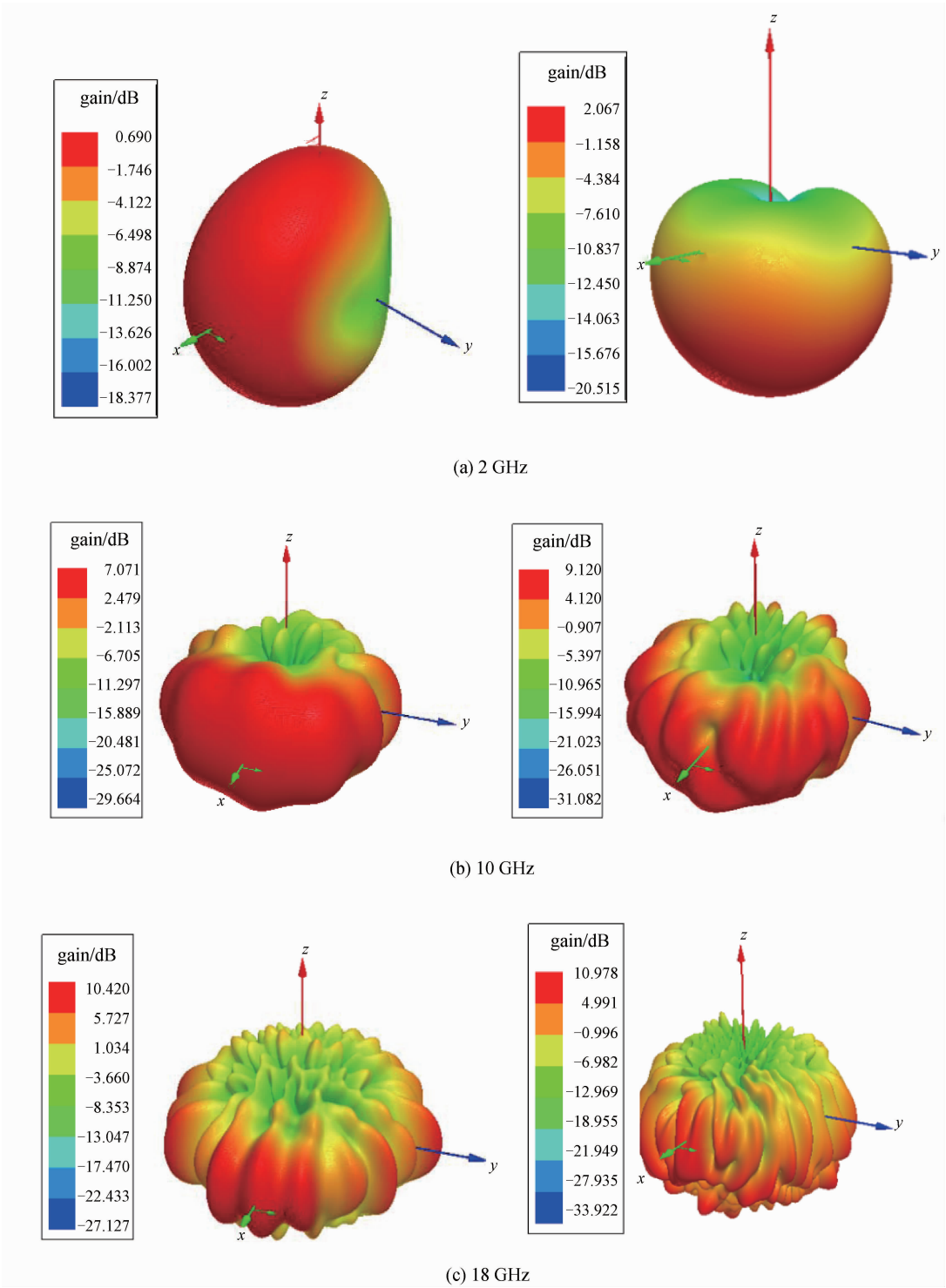


图 13 不同频点处的三维方向图对比

Fig. 13 Comparison of three-dimensional patterns at different frequencies before and after Vivaldi antenna is placed in the cavity

通过对比天线单元放置于腔体内前、后在典型频点处的三维方向图,可看出将天线单元放置于金属腔体后,最大辐射方向发生了一定程度的偏转,特别在低频 2 GHz 时,偏转较为明显。但随着频率增高,偏转变得不明显,这是由于腔体的金属面存在一定程度的反射所致。

5 结束语

本文在分析传统型 Vivaldi 天线的基础上,改进设计了一种 2~18 GHz 的双指数渐变结构 Vivaldi 天线,并完成对天线的实物加工与测试。实测结果表明:该天线在工作频段内的回波损耗优于 -10 dB,增益最高可达到 10.5 dB。与传统 Vivaldi 天线相比,改进后天线具有超宽带、增益高且平稳、方向图对称,以及结构简单等特点。并通过将天线单元放置于金属腔体内来模拟实际应用环境,仿真表明:低频端辐射方向相对于原来的辐射方向会发生一定偏转,但随着频率增高,方向图偏转角度明显减小甚至不发生偏转,天线单元依然具有良好的端射特性,可广泛应用于对带宽和增益有严格要求的高频段导弹、雷达系统以及微波探测等军用、民用领域。

在实际应用中,考虑到尺寸限制、加工成本等因素,今后的研究过程中在保证天线具有较好辐射特性的前提下,尽可能做到小型化、低交叉极化。同时可将设计的高增益 Vivaldi 天线单元组成阵列,研究和分析其各方面指标特性。

参考文献

- [1] GIBSON P J. The Vivaldi Aerial [C]// 1979 9th European Microwave Conference, Brighton UK; IEEE, 1979:101-105.
- [2] 王照峰, 杨宏春, 阮成礼. 新型异面结构高功率 Vivaldi 天线[J]. 微波学报, 2009, 25(3): 22-24, 38.
- [3] LEE K F, CHEN W. Advances in microstrip and printed Antennas [M]. New York: John Wiley & Sons, 1997:39-44.
- [4] 陈文星, 雷虹, 罗勇, 等. 平衡对拓 Vivaldi 天线的改进设计[J]. 电子元件与材料, 2014, 33(4): 37-39.
- [5] DE OLIVEIRA A M, PEROTONI M B, KOFUJI S T, et al. A palm tree antipodal vivaldi antenna with exponential slot edge for improved radiation pattern [J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2015, 14: 1334-1337.
- [6] ANU R G, KUMAR S S. Design of Vivaldi like antenna using fourier series approach [C]// Eleventh International Conference on Wireless & Optical Communications Networks (WOCN), Vijayawada, India: IEEE, 2014:1-5.
- [7] MUNK B, TAYLOR R, DURHARN T, et al. A low-profile broadband phased array antenna [C]// Antennas and Propagation Society International Symposium. IEEE, 2003: 448-451.
- [8] STIGLITZ M R, BLANCHARD C. Practical phased-array antenna systems [D]. London: Artech House, 1991.
- [9] CHAN K K, PENG B T, OH H K, et al. Design of a compact and light weight wideband dual-polarized VHF-UHF array [D]. Texas: IEEE Antennas & Propagation Society International Symposium Int. Symp, 2002.
- [10] DUFFLEY B G, MORIN G A, MIKAVICA M, et al. A wide-Band printed double-sided dipole array [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2004, 52(2): 628-631.
- [11] KAHAR M, MANDAL J, MANDAL M K. A compact Vivaldi antenna with microstrip feed line for the 2-18GHz ultra-wideband applications [C]// IEEE Applied Electromagnetics Conference (AEMC), 2016: 1-2.
- [12] 刘阳洋. 超宽带、大扫描角 Vivaldi 相控阵天线的研究与设计[D]. 西安: 西北大学, 2015.
- [13] 徐海涛, 刘涌, 赵国强. Vivaldi 超宽带天线的设计 [C]// ANSYS2010 中国用户大会, 2010:121-128.
- [14] SHEEN J W, LIN Y D. Surface-wave-like mode in slot line [J]. IEEE Microwave & Guided Wave Letters, 1996, 6 (7): 259-261.
- [15] SHEEN J W, LIN Y D. Propagation characteristics of the slotline first higher order mode [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 1998, 46 (11): 1774-1781.
- [16] ZEHENTNER J, MACHAC J, MIGLIOZZI M. Upper cutoff frequency of the bound wave and new leaky wave on the slotline [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 1998, 46(4): 378-386.

(本文编辑:姚麒伟)