

一种应用于机载通信的 VHF/UHF 低剖面 小型化垂直极化天线

王亚鹏,班永灵,孙 强,胡 俊
(电子科技大学电子科学与工程学院,四川成都 611731)

摘 要: 在机载通信领域,迫切需要一种具有垂直极化全向辐射模式的低剖面小型化天线,尤其是在甚高频 (Very High Frequency, VHF) 频段和特高频 (Ultra High Frequency, UHF) 频段的低频段. 针对这一需求,本文提出了一种有着低剖面、电小尺寸的圆柱腔天线. 通过在圆柱腔内部引入短路柱和导电柱分别激励起 TM_{01} 和 TM_{02} 模,能够获得良好的垂直极化全向辐射模式. 引入锥形套筒在改善输入阻抗的同时,有效降低 TM_{01} 和 TM_{02} 模的谐振频率,使两个模式的谐振频率工作在目标频段. 另外,设计了 4 个状态的宽带匹配网络来进一步改善天线的阻抗匹配. 本文提出的圆柱腔天线尺寸为 $\pi \times (0.11\lambda_{\max})^2 \times 0.045\lambda_{\max}$ (λ_{\max} 是最低频率处的自由空间波长). 仿真和实测结果之间有着良好的一致性. 实测结果表明,本文提出的圆柱腔天线在低频段和高频段分别获得了 47.3% (105~170 MHz) 和 52.3% (207~355 MHz) 的阻抗带宽 ($|S_{11}| < -10$ dB),并在宽频带内获得了稳定的垂直极化全向辐射模式.

关键词: 圆柱腔;低剖面;小型化;全向天线;垂直极化

基金项目: 国家重点研发计划 (No.2020YFB1805003);国家自然科学基金 (No.61971098, No.U19A2055)

中图分类号: TN822

文献标识码: A

文章编号: 0372-2112(2023)10-2754-11

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

DOI: 10.12263/DZXB.20220221

A VHF/UHF Low Profile Miniaturized Vertically Polarized Antenna for Airborne Communications

WANG Ya-peng, BAN Yong-ling, SUN Qiang, HU Jun

(School of Electronic Science and Engineering, University of Electronic Science and Technology of China,
Chengdu, Sichuan 611731, China)

Abstract: In the field of airborne communications, there is an urgent need for a low-profile miniaturized antenna with vertically polarized omnidirectional radiation patterns, especially in VHF and UHF bands. To satisfy this requirement, a cylindrical cavity antenna with a low profile and electrically small size is proposed in this paper. By introducing two short-circuited columns and a conductive column into the cylindrical cavity to excite the TM_{01} and TM_{02} modes, respectively, good vertical polarization omnidirectional radiation patterns can be obtained. A tapered sleeve is introduced to improve the input impedance and effectively reduce the resonant frequencies of the TM_{01} and TM_{02} modes so that the resonant frequencies of the two modes can work in the target frequency band. Besides, a broadband matching network with four states is designed to further improve the impedance matching of the proposed antenna. The size of the proposed cylindrical cavity antenna is $\pi \times (0.11\lambda_{\max})^2 \times 0.045\lambda_{\max}$ (λ_{\max} is the free space wavelength at the lowest frequency). There is good agreement between the simulated and measured results. The measured results show that the proposed cylindrical cavity antenna achieves 47.3% (105~170 MHz) and 52.3% (207~355 MHz) impedance bandwidth in the low-frequency band and high-frequency band ($|S_{11}| < -10$ dB), respectively, and a stable vertical polarization omnidirectional radiation pattern is demonstrated in the wide frequency band.

Key words: cylindrical cavity; low profile; miniaturization; omnidirectional antenna; vertical polarization

Foundation Item(s): National Key Research and Development Program of China (No.2020YFB1805003); National Natural Science Foundation of China (No.6197098, No.U19A2055)

1 引言

VHF/UHF (Very High Frequency/Ultra High Frequency) 天线具有宽频带、高功率、高稳定性的特点,被广泛应用于车载通信、机载通信和移动通信等领域. 对于 VHF/UHF 机载天线来说,为了保证通信质量,往往需要垂直极化全向辐射模式. 此外,为了减小天线自身对飞机空气动力学特性的影响,VHF/UHF 机载天线应具有低剖面小型化的结构特点.

传统的单极天线或单锥天线是典型的垂直极化全向天线^[1-6]. 然而,无论是单极天线还是单锥天线,天线剖面高度大约是最低工作频率的 1/4 波长,这在许多应用场景中过高了,尤其是 VHF/UHF 频段. 目前,已经有一些关于降低单锥天线剖面高度的研究成果. 文献[7]采用盘锥天线的改进结构,提出了一种低剖面 VHF/UHF 天线,实现了 $0.087\lambda_{\max}$ 的剖面高度. 文献[8]通过采用锥形地面和圆盘加载,实现了 $0.1\lambda_{\max}$ 的剖面高度. 文献[9]通过加载铁氧体的方式,实现了仅 $0.005\lambda_{\max}$ 的剖面高度,但由于铁氧体材料高密度和高损耗的特性,天线偏重且增益很低,在低频处的峰值增益为 -22 dBi. 文献[10]利用等离子体,实现了具有全向特性的宽带可重构低剖面 VHF/UHF 天线,具有 $0.1\lambda_{\max}$ 的剖面高度.

在 TM_{0n} 模式下,工作的圆形微带天线同样可以产生垂直极化全向辐射,并且有着较低的剖面高度,但往往需要较大的地平面^[11-19]. 并且,对于 VHF/UHF 频段,即使天线具有低剖面小型化的结构特点,但实际物理尺寸仍然很大. 受限于实际加工工艺,采用圆形微带天线是不可行的. 此外,受边缘场影响,圆形微带天线的有效半径比实际半径偏大,在工作频段内,波束峰值过早地出现倾斜,使高频处的辐射形式为锥形波束. 文献[20]提出了一种 SIW 背腔缝隙耦合贴片天线,通过结合圆环贴片 TM_{02} 模、背腔 TM_{01} 和 TM_{02} 模,实现了三重谐振带宽,具有 $0.087\lambda_{\max}$ 的剖面高度和 64.6% 的阻抗带宽. 文献[21]利用人工磁导体表面,减小单极天线的剖面高度,具有 $0.174\lambda_{\max}$ 的剖面高度和 45% 的相对带宽. 文献[22]则通过将四元缝隙天线阵列与人工磁导体表面结合,实现了期望的辐射模式,并具有 $0.077\lambda_{\max}$ 的剖面高度和 25.6% 的相对带宽. 而文献[23]和[24]利用磁电偶极子降低了剖面高度,分别获得了 $0.173\lambda_{\max}$ 和 $0.09\lambda_{\max}$ 的剖面高度. 另外,电磁带隙结构^[25-27]和超表面结构^[28,29],由于具有同相反射特性,可作为天线反射板,降低天线剖面高度. 然而,这些方案仅适用于工作频率较高的情况,且主要为水平极化,不适用于 VHF 频段和 UHF 频段的低频段.

与以往的研究作不同,本文针对 VHF 频段和 UHF 频段的低频端,提出了一种具有低剖面小型化结构特

点的圆柱腔天线,具有低成本、易加工的特点,还可以避免表面波和边缘场对天线性能的影响. 针对圆柱腔天线 TM_{01} 和 TM_{02} 模的谐振特点,引入锥形套筒,在改善输入阻抗的同时,有效降低 TM_{01} 和 TM_{02} 模的谐振频率,使两个模式的谐振频率工作在目标频段,实现双波段天线,并设计了 4 个状态的宽带匹配网络来改善阻抗匹配特性. 本文提出的圆柱腔天线总体积仅为 $\pi \times (0.11\lambda_{\max})^2 \times 0.045\lambda_{\max}$ (λ_{\max} 是最低频率处的自由空间波长). 制作了圆柱腔天线原型,并进行了相关的测试工作.

本文提出的圆柱腔天线的新颖之处表现在 3 个方面:(1)由于 VHF 频段和 UHF 频段的低频端波长较长,即使天线为电小尺寸,实际物理尺寸仍然很大,且采用圆柱腔实现 VHF/UHF 天线,可以免受实际加工工艺的限制;(2)针对 TM_{01} 和 TM_{02} 模的谐振特点,引入锥形圆筒,可以降低两者的谐振频率,使两者在电小尺寸下工作,并改善圆柱腔天线的输入阻抗;(3)引入导电柱,既可以解决实际同轴探针尺寸不足的问题,又可以引入额外的电感分量,有利于对 TM_{01} 和 TM_{02} 模进行调谐.

2 天线工作原理及设计

机载天线往往需要垂直极化全向辐射模式,以收发来自不同方位的电磁波信号. 由于飞机往往处于高速运动状态,因此机载天线应具有低剖面、小型化特点,以减小机载天线对飞机气动性能的影响. 然而,采用传统的单极天线往往难以满足上述需求,尤其是 VHF 频段和 UHF 频段的低频段. 因此,本文基于圆柱腔 TM_{0n} 模提出了一种具有低剖面、小型化结构特点的 VHF/UHF 垂直极化天线.

2.1 天线工作原理

传统的圆柱腔天线主要由上下两层金属贴片组成,属于开放式空腔结构. 基于腔模理论,圆柱腔天线的辐射主要由空腔四周的缝隙产生. 根据等效原理,缝隙上电场的辐射可以等效为面磁流的辐射,因此可以采用等效环形磁流来分析圆柱腔 TM_{0n} 模的辐射性能,如图 1(a)所示. 将圆柱腔的上下壁和侧壁分别定义为理想导体和理想磁导体,使用商业软件 ANSYS HFSS 的本征模求解器来分析圆柱形谐振腔的模式. 图 1(b)和(c)分别给出了 TM_{01} 和 TM_{02} 模的电场分布,两种模式皆通过四周缝隙的同向电场产生辐射.

根据文献[30],等效环形磁流产生的远区辐射场,可以根据下式得出:

$$E_{\theta} = -\frac{2\pi aV}{\lambda r} e^{-jkr} J_1(ka \sin \theta) \quad (1)$$

$$H_{\phi} = -\frac{aV}{60\lambda r} e^{-jkr} J_1(ka \sin \theta) \quad (2)$$

其中, k 为自由空间中的波数; a 为等效环形磁流的半径; θ 为观测点与天线法向之间的夹角; λ 为自由空间中的波长; V 为等效缝隙的射频电压; J_1 为第一类一阶贝塞尔函数.

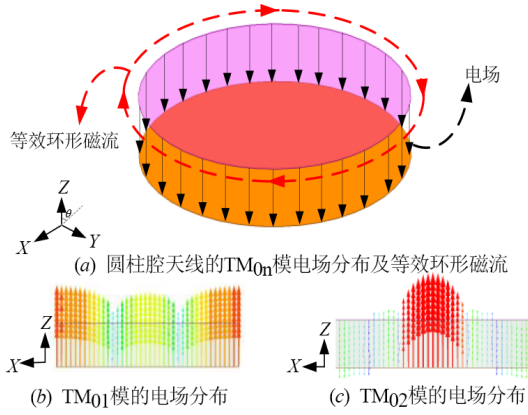


图1 圆柱腔天线的辐射机理

根据式(1)和式(2),可以得到等效环形磁流的波束峰值指向角以及方向性系数与 ka 的函数关系,如图2所示. 当 $ka < 1.85$ 时,最大值出现在 $\theta = \pi/2$ 处,波束峰值位于方位面内;当 $ka \geq 1.85$ 时,最大值出现在 $\theta = \arcsin(1.85/ka)$ 处,波束峰值出现倾斜. 随着 ka 的增大,方向性系数逐渐下降,在 $ka = 2.2$ 处达到最小值. 当 ka 继续增大时,方向性系数迅速增大,但波束峰值已经偏离方位面. 图3给出了几种不同 ka 值下的归一化辐射方向图. 等效环形磁流在 ka 较小时具有良好的辐射方向图;但随着 ka 的增大,波束峰值出现倾斜,甚至出现旁瓣^[31].

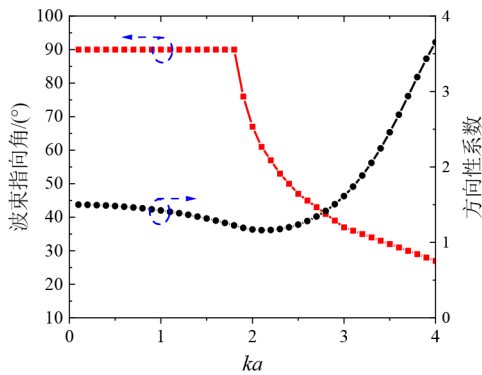


图2 波束峰值指向角和方向性系数与 ka 的关系

一般情况下,当 $ka \leq 1$ 时,式(1)和式(2)可以近似为以下形式:

$$E_{\theta} = -\frac{2\pi V}{r} \cdot \frac{\pi a^2}{\lambda^2} e^{-jkr} \sin \theta \quad (3)$$

$$H_{\phi} = -\frac{V}{60r} \cdot \frac{\pi a^2}{\lambda^2} e^{-jkr} \sin \theta \quad (4)$$

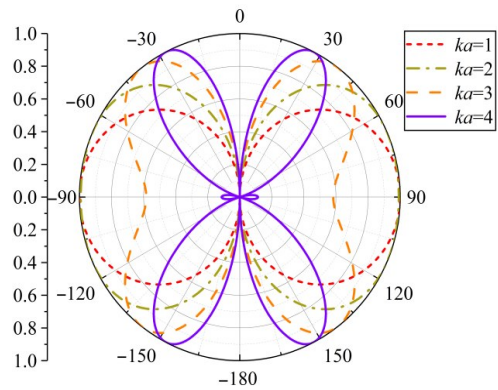


图3 不同 ka 值下归一化辐射方向图

VHF/UHF 机载天线一般为电小尺寸天线,满足 $ka \leq 1$. 根据式(3)和式(4),当圆柱腔天线为电小尺寸时,其方向图函数可以近似为 $\sin \theta$. 换言之,采用圆柱腔的 TM_{0n} 模来实现具有垂直极化全向辐射特性的低剖面、小型化天线是合适的. 然而,天线结构是否为电小尺寸由工作频率来决定. 这意味着随着工作频率的增大,方向图函数将不再是 $\sin \theta$,而是 $J_1(ka \sin \theta)$,波束峰值将出现倾斜. 为了便于分析波束峰值的倾斜程度,图4给出了波束峰值的倾斜角与工作频率之间的关系(倾斜角定义为波束峰值偏离方位面的角度). 当 a 固定时,随着频率的增大,波束峰值逐渐发生倾斜,频率升高,倾斜角变大;当工作频率固定时,随着 a 的增大,波束峰值逐渐发生倾斜, a 越大,倾斜角越大. 为了在需求频段内获得良好的辐射特性,使波束峰值的倾斜角尽可能小,应设法减小等效环形磁流的半径. 也就是说,圆柱腔天线的半径 r 应尽可能小. 但过小的天线尺寸对阻抗匹配不利. 折中考虑后,本文提出的圆柱腔天线的半径 r 设置为 300 mm.

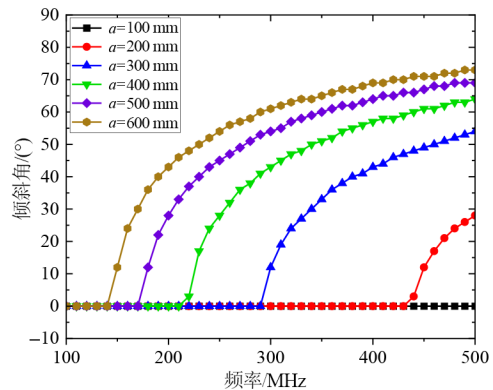


图4 当 a 不同时,倾斜角与工作频率之间的关系

对于圆柱形谐振腔,其 TM_{0n} 模的谐振频率如下:

$$f_{0n} = \frac{c\mu'_{0n}}{2\pi r} \quad (5)$$

其中, f_{0n} 为 TM_{0n} 模的谐振频率; c 为自由空间中的光速;

μ'_{0n} 为零阶贝塞尔函数的导数的第 n 个根; r 为圆柱腔天线的半径.

根据式(5),表1给出了几种常见的 TM_{0n} 模对应的谐振频率的理论计算值和 HFSS 模拟值. 在理论计算中, $r=300$ mm. 与传统的圆形微带天线^[11-19]相比,圆柱腔天线不需要考虑边缘场效应,且不受限于实际加工工艺. 根据表1, TM_{01} 模的谐振频率为 0. 也就是说, TM_{01} 模无法独立产生辐射,往往需要引入短路柱才能激励出来,短路柱数量越多, TM_{01} 模的谐振频率越高^[14]. 从等效电路的角度来看,引入短路柱等效为引入一个并联电感^[15]. 短路柱数量越多,并联的电感越多,总电感值越小, TM_{01} 模谐振频率越高.

表1 不同 TM_{0n} 模谐振频率的理论值与仿真值 单位: MHz

	TM_{01}	TM_{02}	TM_{03}	TM_{04}
$f_{TM_{0n}}$ (理论值)	0	610	1 116	1 619
$f_{TM_{0n}}$ (仿真值)	0	617	1 130	1 638

2.2 天线结构及分析

基于上述理论,本文设计了一种利用圆柱腔作为辐射体的可调谐天线. 天线的结构配置呈现在图5中,它由两层金属贴片、一个导电柱、一个锥形套筒和两个短路柱组成. 如图5所示,两层金属贴片构成了圆柱腔天线,导电柱、锥形套筒和短路柱位于圆柱腔内部,导电柱和锥形套筒位于圆柱腔天线的中心轴线上,两者并未相接. 通过4个尼龙塑料柱来固定上下两层金属贴片. 为简洁起见,尼龙塑料柱并未显示. 两个短路柱对称分布在导电柱和锥形套筒两侧,采用 50Ω SMA 连接器激励导电柱来产生垂直极化场. 所提的圆柱腔天线的尺寸列于表2中.

VHF 频段和 UHF 频段的低频段是机载通信中常用的频带范围. 如何在两个波段内获得良好的垂直极化全向辐射,且具有足够的频带宽度,是设计过程中的一个难点. 一个可行的思路是让圆柱腔天线的 TM_{01} 和 TM_{02} 模分别工作在 VHF 频段和 UHF 频段的低频段. 当圆柱腔天线的横向尺寸对于 TM_{01} 和 TM_{02} 模来说属于电小尺寸时,两种模式的方向图函数可以近似为 $\sin \theta$, 可以获得良好的垂直极化全向辐射. 然而,圆柱腔天线为电小尺寸不仅会对阻抗匹配造成困难,而且还会提高 TM_{01} 和 TM_{02} 模的工作频率,超出需求频段. 虽然增大横向尺寸会降低 TM_{01} 和 TM_{02} 模的谐振频率,提升两者的带宽潜力,但这会导致两种模式的波束峰值在工作频带内上倾严重,也不符合 VHF/UHF 机载天线的应用背景. 因此,利用圆柱腔天线的 TM_{01} 和 TM_{02} 模在电小尺寸的状态下实现 VHF/UHF 双波段的垂直极化全向辐射的关键问题在于如何降低 TM_{01} 和 TM_{02} 模的谐振频率.

短路柱的数量会影响 TM_{01} 模的谐振频率,数量越

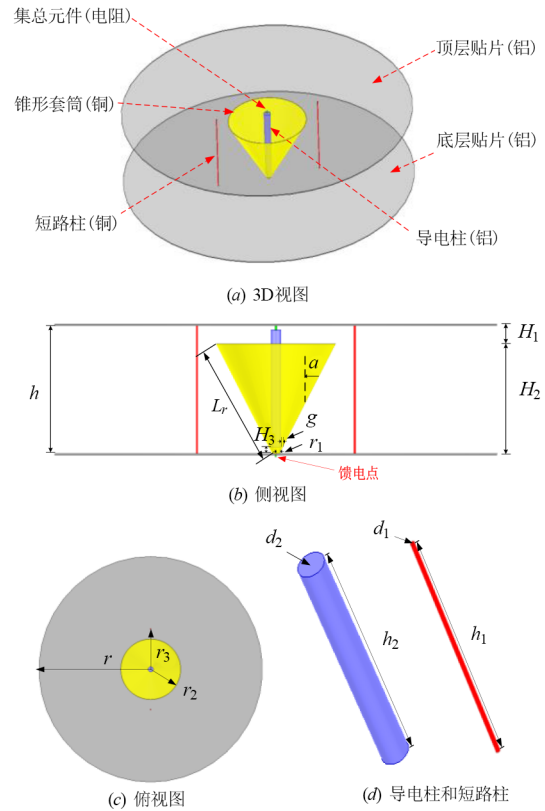


图5 圆柱腔天线的几何结构

表2 圆柱腔天线的尺寸参数

参数	$H_1/$ mm	$H_2/$ mm	$H_3/$ mm	$h/$ mm	$h_1/$ mm	$h_2/$ mm	$L_r/$ mm	$R/$ ohm
数值	18	105	5	125	123	111	132	30
参数	r_1	r_2	r_3	g	r	d_1	d_2	$\alpha/$ (°)
数值	4	80	107	0.5	300	2.4	14	35

多,谐振频率越高. 根据文献[21],当短路柱数量为1时, TM_{01} 模的谐振频率最低,此时需将短路柱放置在圆柱腔的中心,但这会影响 TM_{02} 模的激励. 因此,所提的圆柱腔天线在内部加载了两个短路柱. 当圆柱腔天线为电小尺寸时,其输入阻抗的实部为小电阻,虚部为大电容,这不利于天线的阻抗匹配. 为了改善圆柱腔天线的输入阻抗,在上层贴片与导电柱之间加载了 30Ω 电阻. 电阻加载使输入阻抗变化趋于平缓,如图6所示. 其中,“TS”代表锥形套筒(Taper Sleeve, TS). 需要强调的是,虽然电阻加载会部分降低辐射效率,但这并不意味着辐射增益不足.

在圆柱腔内部加载短路柱旨在将 TM_{01} 模激励出来,并根据短路柱加载位置对 TM_{01} 和 TM_{02} 模的影响,选择短路柱的加载位置. 图7描绘了不同加载位置下, TM_{01} 和 TM_{02} 模的谐振频率与 f_{ref1} 和 f_{ref2} 的比值,其中 $f_{ref1} = 165$ MHz, $f_{ref2} = 300$ MHz,分别为 VHF 频段的中心频率和 UHF 频段的最低频率,用来量化两种模式与目

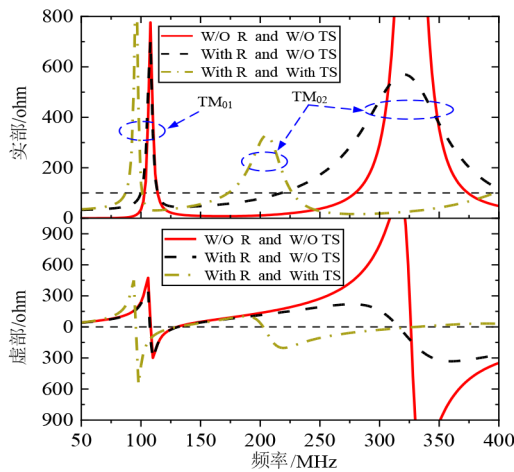


图6 圆柱腔天线的输入阻抗

标频段的偏离程度. 短路柱越靠近中心, TM_{01} 模的工作频率距离 f_{ref1} 越近, TM_{02} 模的谐振频率则距离 f_{ref2} 较远. 当短路柱逐渐远离中心时, 情况相反. 折中考虑后, 所提的圆柱腔天线将短路柱加载在 $r_3/r_4 = 0.36$ 处. 此时, TM_{01} 模的谐振频率与 f_{ref1} 的比值为 1.10, TM_{02} 模的谐振频率与 f_{ref2} 的比值为 2.53, 两种模式的谐振频率仍处在高位. 根据图 7, TM_{02} 模的谐振频率始终比理论计算值偏大, 这是因为导电柱的引入减小了总电感值, 导致 TM_{02} 模的谐振频率升高. 引入导电柱主要是为了解决实际同轴探针尺寸不足的问题.

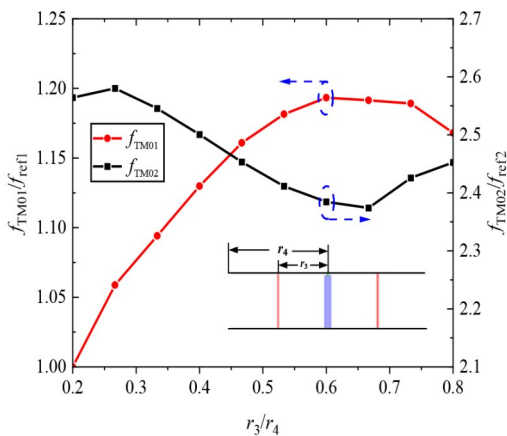


图7 短路柱加载位置对两种模式谐振频率的影响

TM_{01} 模的谐振频率与 f_{ref1} 的比值较小, 较为靠近. 然而, TM_{02} 模的谐振频率与 f_{ref2} 的比值仍较大, 距离较远. 通过改变短路柱加载位置可以调整 TM_{01} 和 TM_{02} 模的谐振频率, 但两种模式的谐振频率与短路柱加载位置的变化规律相反, 这导致无法同时兼顾两种模式. 增加短路柱的数量, 则会升高 TM_{01} 和 TM_{02} 模的谐振频率; 减小短路柱的数量, 虽会降低 TM_{01} 和 TM_{02} 模的谐振频率, 但在 TM_{01} 和 TM_{02} 模都能被激励出来时, 两个短路柱

已经是最小数目. 也就是说, 通过改变短路柱的位置和增减短路柱的数量来降低 TM_{01} 和 TM_{02} 模的谐振频率是不可行的. 因此, 需要寻找一种方法或引入一种结构, 同时有效地降低 TM_{01} 和 TM_{02} 模的谐振频率, 并且该方法或该结构应侧重于降低 TM_{02} 模的谐振频率. 这是因为 TM_{02} 模的谐振频率距离 f_{ref2} 仍较远, 其与 f_{ref2} 的比值是 TM_{01} 模谐振频率与 f_{ref1} 的比值的 2.3 倍.

基于此, 为了进一步降低 TM_{01} 和 TM_{02} 模的谐振频率, 在圆柱腔内部引入锥形套筒. 对于 TM_{01} 模, 锥形套筒可以减小短路柱与圆柱腔中心之间的相对距离, 使 TM_{01} 模的谐振频率降低. 对于 TM_{02} 模, 锥形套筒既可以增大其电流路径, 又可以引入来自锥形套筒与导电柱、上下层贴片之间的并联电容, 使 TM_{02} 模的谐振频率降低. 如图 6 所示, 引入锥形套筒, 不仅可以降低 TM_{01} 和 TM_{02} 模的谐振频率, 还可以改善圆柱腔天线的输入阻抗. 圆柱腔天线的仿真和实测反射系数如图 8 所示. 引入锥形套筒后, TM_{01} 模的谐振频率与 f_{ref1} 的比值为 0.80, TM_{02} 模的谐振频率与 f_{ref2} 的比值为 1.17, TM_{02} 模的谐振频率降低了 53.7%. 此时, TM_{01} 和 TM_{02} 模的谐振频率分别谐振在所期望的频段.

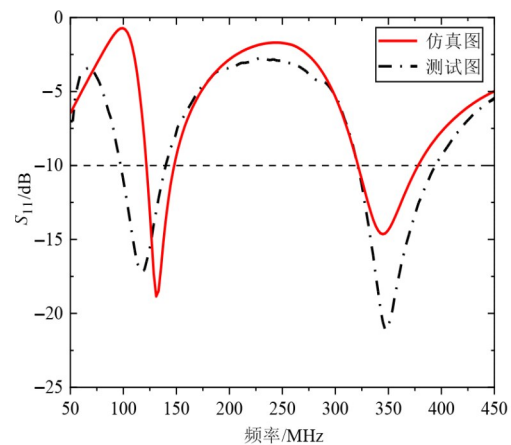


图8 端口反射系数

锥形套筒的锥体斜高 L_r 决定了其对 TM_{01} 和 TM_{02} 模的调谐程度, 尤其是 TM_{02} 模. 通常情况下, 可取 $L_r = \lambda/4$, λ 为 TM_{02} 模的工作波长. 而在圆柱腔天线中, 锥形套筒的实际工作频率有所降低. 从等效电路的角度来看, 锥形套筒与导电柱、上层贴片和下层贴片之间皆存在着并联电容, 这使总电容值的增大, 导致锥形套筒的谐振频率降低, 等效于缩减了锥形套筒的谐振长度, 所以应取 $L_r < \lambda/4$. 为了表示锥形套筒与导电柱、上下层贴片之间的并联电容对 TM_{02} 模的影响, 本文引入一个缩减因子 K , 用于量化锥形套筒谐振长度缩减的程度, 表达式为

$$K = \frac{L_o - L_r}{L_o} = \frac{f_r - f_o}{f_r} \quad (6)$$

其中, L_r 表示实际缩减后的锥体斜高; L_o 表示独立工作时的锥体斜高; f_r 表示实际缩减后的谐振频率; f_o 表示独立工作时的谐振频率. K 值越大, 表示缩减程度越大; K 值越小, 表示缩减程度越小. 利用数值方法求得了 300~400 MHz 频段的 K 值, 并使用最小二乘法拟合 K 值, 得到了 K 值的拟合曲线, 如图 9 所示.

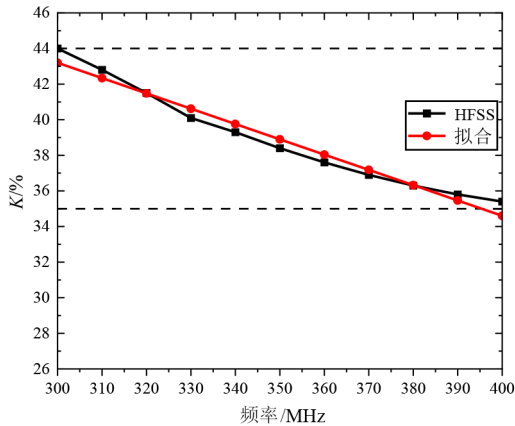


图9 缩减因子 K 随频率的变化曲线

随着频率的增大, K 值逐渐减小. 从等效电路的角度来看, 随着频率的增大, 圆锥套筒的锥体斜高逐渐减小, 其与导电柱、上层贴片和下层贴片之间的并联电容减小, 等效于由并联电容导致的缩减效果减弱, K 值减小. K 值的拟合曲线关系式为 $K = -0.86f + 0.69$, 频率单位为 GHz. 通过 K 值的拟合曲线, 估算出某一频率下的 K 值, 再利用式(6)求得该频率下的锥体斜高.

图 10 给出了 TM_{01} 和 TM_{02} 模的电场分布和电流分布. TM_{01} 模的谐振电流主要分布在短路柱上, 依靠短路柱上的垂直电流激励出圆柱腔内部的垂直电场, 因此锥形套筒是通过减小短路柱与圆柱腔中心之间的相对距离, 降低其谐振频率的. 而 TM_{02} 模的谐振电流主要分布在锥形套筒上, 依靠锥形套筒上的垂直电流激励出圆柱腔内部的垂直电场. 因此, 锥形套筒通过增大其电流路径来降低其谐振频率. 换言之, 引入锥形套筒主要根据 TM_{01} 和 TM_{02} 模的谐振性质来进行, 还兼有改善输入阻抗的作用. 可以注意到, 此时的短路柱并没有放置在 TM_{02} 模的电压波节点上. TM_{01} 和 TM_{02} 模在圆柱腔天线的边缘处, 电场为垂直极化同向分布, 在远场区形成垂直极化全向辐射.

与传统的盘锥天线或单锥天线相比, 圆柱腔天线的谐振特性并不由其剖面高度决定. 理论上, 圆柱腔天线剖面高度可以降到极低. 为了说明圆柱腔天线谐振特性与剖面高度的关系, 本文研究了圆柱腔天线 TM_{01} 和 TM_{02} 模的谐振频率、 Q 值、相对带宽与剖面高度的关

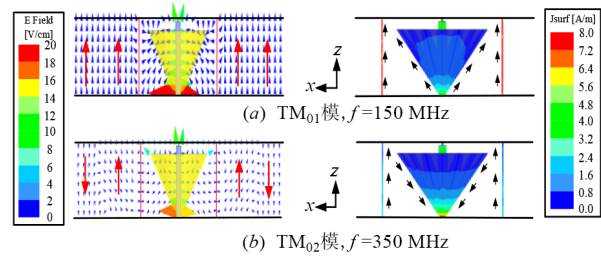


图 10 两种模式下的电场和电流分布

系, 如图 11 所示. 随着剖面高度 h 的增大, 两种模式的 Q 值增大, 带宽变窄. 从等效电路的角度来看, 随着剖面高度 h 的增大, 短路柱的等效电感增大, 导致 TM_{01} 模的谐振频率减小、 Q 值增大、相对带宽减小; 锥形套筒与上层贴片之间的等效电容减小, 导致 TM_{02} 模的谐振频率增大、 Q 值增大、相对带宽减小. 也就是说, 圆柱腔天线的谐振特性并不由其剖面高度决定. 增大剖面高度, 两种模式的相对带宽反而减小, 这主要是受圆柱腔内部结构的影响. 换言之, 在圆柱腔内部结构几何尺寸一定时, 低剖面结构对圆柱腔天线的谐振特性反而是有利的, 与盘锥天线或单锥天线相比, 这具备较强的优势.

2.3 套筒参数分析与匹配网络设计

为了详细说明锥形套筒对 TM_{01} 和 TM_{02} 模谐振频率的影响, 在本节中, 对锥形套筒的几个结构参数进行了分析和研究.

图 12(a) 显示了不同的 r_2 值时圆柱腔天线的反射系数. 随着 r_2 值的增大, TM_{01} 和 TM_{02} 模的谐振频率减小, 并且后者受 r_2 值的影响较大. 当 r_2 值增大时, 短路柱与圆柱腔中心之间的相对距离减小, TM_{01} 模的谐振频率降低; TM_{02} 模的谐振电流路径增大, 且锥形套筒与导电柱、上下层贴片之间的并联电容增大, TM_{02} 模的谐振频率降低.

图 12(b) 显示了不同的 H_2 值时, 圆柱腔天线的反射系数. 随着 H_2 的增大, TM_{02} 模的谐振电流路径增大, TM_{02} 模的谐振频率降低. H_2 值的变化几乎不影响 TM_{01} 模的谐振频率, 因为短路柱与圆柱腔中心之间的相对距离没有发生改变.

此外, 导电柱作为圆柱腔天线内部垂直电场的激励源, 其结构参数也会影响 TM_{01} 和 TM_{02} 模的谐振频率. 图 12(c) 显示了不同的 d_2 值时圆柱腔天线的反射系数. 随着 d_2 的增大, 总电感值减小, TM_{01} 和 TM_{02} 模的谐振频率增大. 导电柱既可以解决实际同轴探针尺寸不足的问题, 又可以引入额外的电感分量, 有利于对圆柱腔天线的性能进行优化.

为了进一步改善圆柱腔天线的输入阻抗, 本文设计了 4 个状态的宽带匹配网络, 对应的宽带匹配网络呈现在图 13 中. 每个集总元件对应的值呈现在表 3 中.

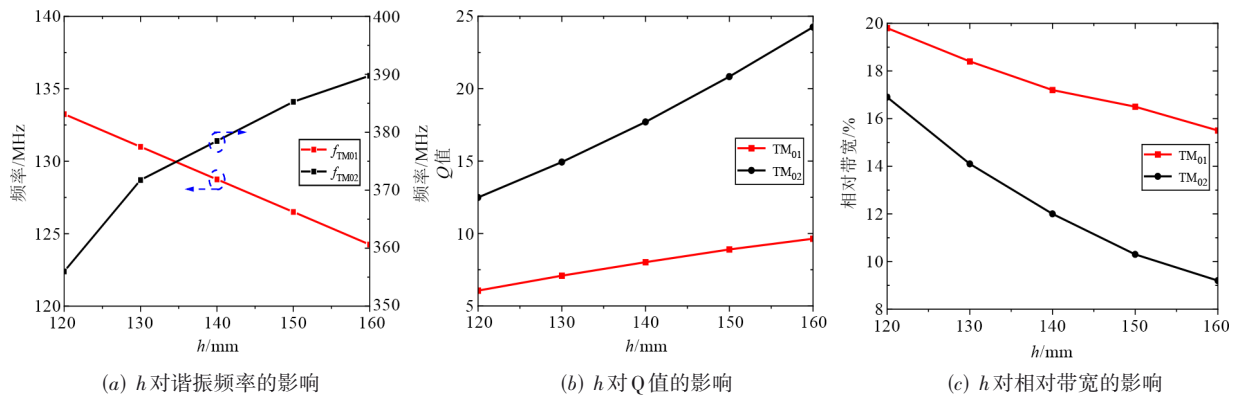


图 11 剖面高度对天线性能的影响

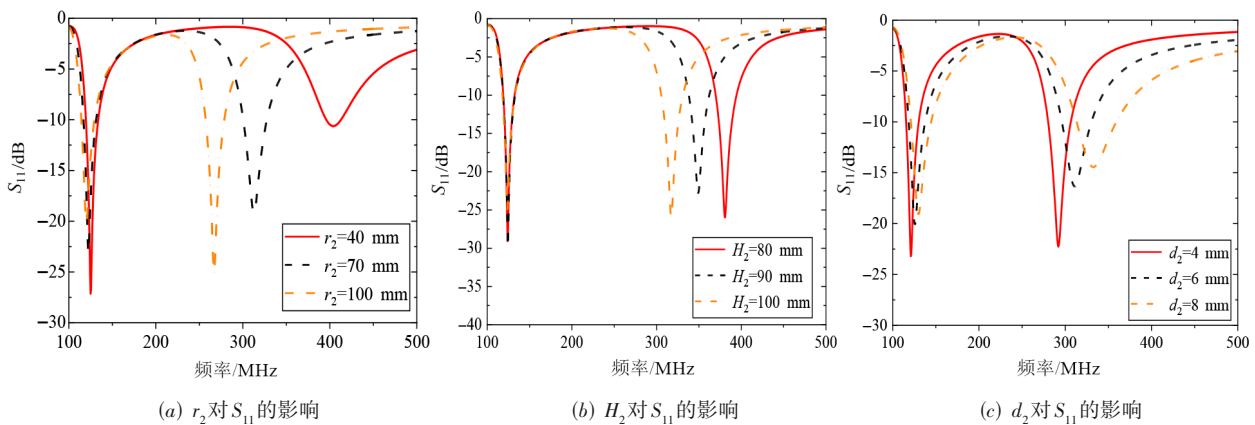


图 12 参数分析

实际使用时,需要将每个集总元件焊接在两端微带线之间.微带线印刷在 2 mm 厚的 FR-4 介质基板上,相对介电常数为 4.4,损耗角正切为 0.02. 本文将匹配网络与圆柱腔天线相结合来分析反射系数,这将在下一节中介绍.

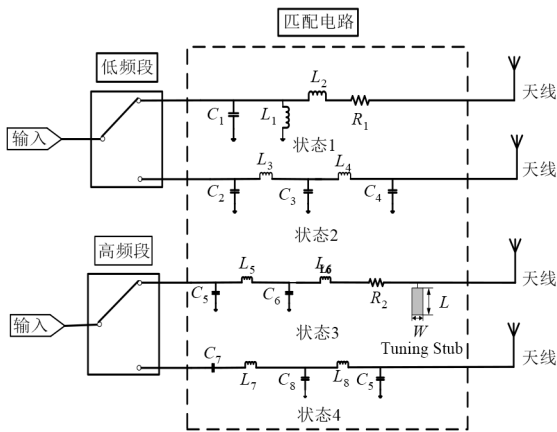


图 13 4 个状态的匹配电路

3 仿真与实测结果

为了验证设计,制作并测试了圆柱腔天线的原型.制作出来的原型如图 14 所示.由于铜圆锥套筒和铝导

表 3 匹配电路中集总元件的值

参数	数值	参数	数值	参数	数值	参数	数值
L_1	16 nH	L_6	37 nH	C_3	62 pF	C_8	22 pF
L_2	82 nH	L_7	33 nH	C_4	30 pF	R_1	10 ohm
L_3	27 nH	L_8	13 nH	C_5	16 pF	R_2	25 ohm
L_4	43 nH	C_1	120 pF	C_6	20 pF	W	6 mm
L_5	27 nH	C_2	27 pF	C_7	6.2 pF	L	21 mm

电柱并未直接连接,两者之间存在 0.5 mm 的间隙,铝导电柱靠近铜圆锥套筒的一端被敷上厚度为 0.5 mm 的聚酰亚胺绝缘材料,以保证铜圆锥套筒与铝导电柱的非电气连接,并在铜圆锥套筒的内部加入聚四氟乙烯泡沫材料来固定铝导电柱.圆柱腔天线的部分结构采用铝制成来节约成本.在实际工程应用中,可以更换为黄铜材料.图 15 给出了加载匹配网络后,圆柱腔天线的 S 参数仿真和实测结果.实测结果表明,圆柱腔天线在低频处和高频处分别获得了 47.3% (105~170 MHz) 和 52.3% (207~355 MHz) 的相对带宽 ($|S_{11}| < -10$ dB). 仿真结果与实测结果的差异主要源于组装过程中引入的误差、测试环境不理想以及元件制造的公差(包括集总元件的公差和制造精度)等.

图 16 给出了实际辐射增益的仿真和实测结果.在微波暗室中对圆柱腔天线的辐射特性进行测量.在

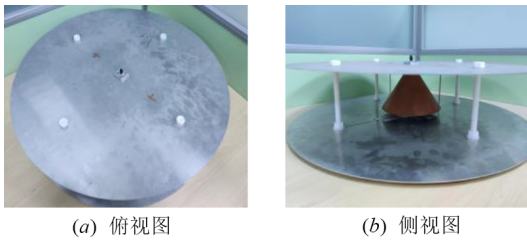
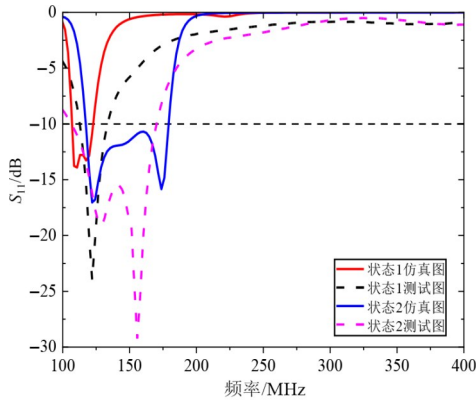
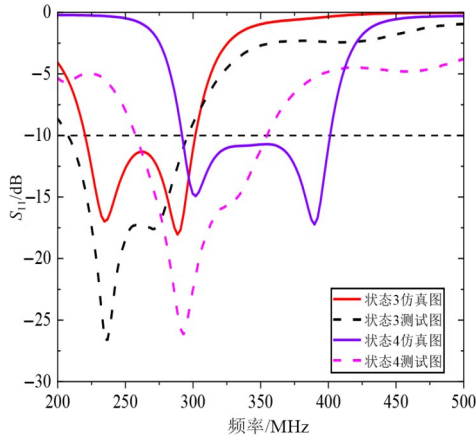


图 14 圆柱腔天线实物图



(a) 状态1和状态2下的反射系数 S_{11}



(b) 状态3和状态4下的反射系数 S_{11}

图 15 加载匹配网络后圆柱腔天线的 S 参数

100~400 MHz 频段内,除个别频点外,圆柱腔天线测试增益与仿真增益皆大于-6 dBi,对于 VHF/UHF 频段的机载天线来说,这是足够的.此外,两者之间的最大误差为 1.65 dBi,在总体趋势上具有良好的一致性,可以验证该方案的可行性.在某些频点下,圆柱腔天线测试增益发生跳变,导致仿真增益与测试增益误差增大,这是由微波暗室静区反射率电平偏大和远场区域距离不足^[10]导致的.

图 17 给出了 E 面和 H 面交叉极化的测试和模拟结果.与模拟结果相比,测量结果虽存在偏差,但总体上获得了良好的一致性.在 100~400 MHz 频段内,微波暗室对电磁波的吸收有限,造成某些角度反射率电平升高,反射波与入射波反相抵消后,这些角度垂直极化分

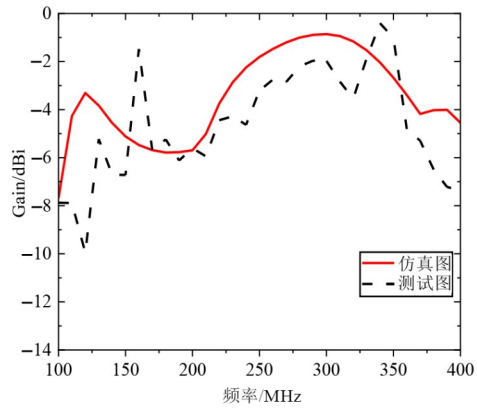


图 16 圆柱腔天线的辐射增益

量降低,水平极化分量相对偏高,比如:150 MHz, E 面的-30°和-165°.此外,由于零陷角度的垂直极化分量几乎不存在,背景噪声会对天线实测性能参数造成很大干扰,这使零陷角度的水平极化分量也相对偏高.

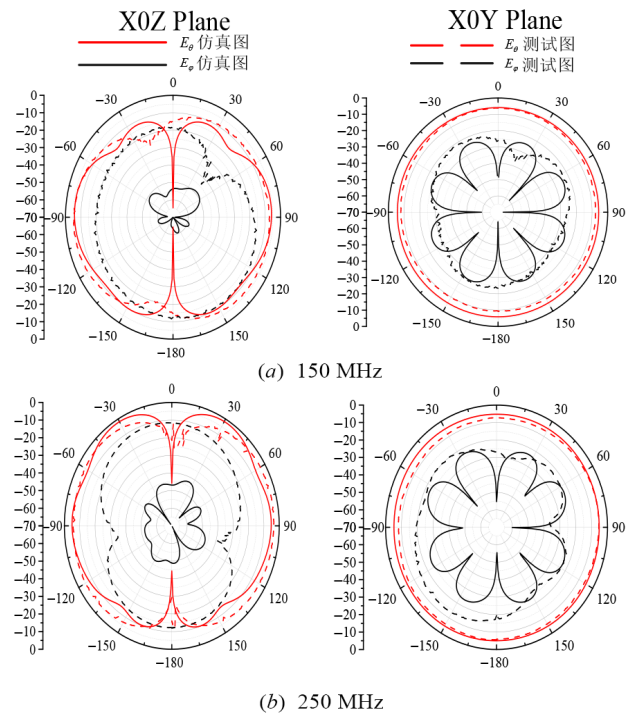


图 17 圆柱腔天线的辐射方向图

表 4 给出了所提的圆柱腔天线与已报道的几种低剖面小型化天线的对比.文献[7]通过改进盘锥天线的结构,实现 $0.087\lambda_{\max}$ 的剖面高度.文献[8]则采用锥形地面和顶加载技术实现了 $0.1\lambda_{\max}$ 的剖面高度.在文献[7]和[8]中,天线的剖面高度虽然得到了降低,但对于机载天线来说,仍不够低.文献[9]虽然通过加载铁氧体的方式,实现了 $\pi \times (0.07)^2$ 的横向尺寸和 $0.005\lambda_{\max}$ 的剖面高度,但由于铁氧体材料的高密度和高损耗的特性,天线偏重且增益很低,在低频处的峰值增益为

-22 dB_i. 文献[16~18, 20]分别采用圆形贴片贴片和 SIW 背腔缝隙耦合贴片天线来实现低剖面垂直极化天线,但由于使用了足够大的地平面,横向尺寸相对较大. 文献[22~24]则分别利用人工磁导体和磁电偶极子降低了剖面高度,但极化方式为水平极化,且仍有着较高的剖面高度和较大的横向尺寸. 此外,受限于实际加

工工艺,除文献[7~9]外,其他方案仅适用于工作频率较高的情况(1 GHz 以上),并不适用于 VHF 频段和 UHF 频段的低频段. 与上述工作相比,所提出的圆柱腔天线仅有 $0.045\lambda_{\max}$ 的剖面高度和 $\pi \times (0.11)^2$ 的横向尺寸,在低剖面小型化方面更具有优势,并且有着足够的频带宽度.

表 4 与几种低剖面小型化天线的性能比较

参考文献	总尺寸(λ_{\max}^3)	中心频率/GHz	相对带宽/%	极化方式
本文	$\pi \times (0.11)^2 \times 0.045$	0.14/0.28	41.1/52.3	垂直
文献[7]	$\pi \times (0.23)^2 \times 0.087$	0.32	76 (VSWR<2.5)	垂直
文献[8]	$\pi \times (0.27)^2 \times 0.1$	0.30	133 (VSWR<3)	垂直
文献[9]	$\pi \times (0.07)^2 \times 0.005$	0.17	164	垂直
文献[16]	$\pi \times (0.53)^2 \times 0.088$	1.96	65.3	垂直
文献[17]	$\pi \times (0.41)^2 \times 0.108$	1.90	30.0	垂直
文献[18]	$0.77 \times 0.77 \times 0.059$	2.33	66.0	垂直
文献[20]	$\pi \times (0.41)^2 \times 0.087$	12.90	64.6	垂直
文献[22]	$0.97 \times 0.97 \times 0.077$	5.62	25.6	水平
文献[23]	$1.23 \times 1.23 \times 0.173$	2.00	38.0	水平
文献[24]	$0.66 \times 0.66 \times 0.09$	2.30	43.6	水平

4 飞机平台对天线性能的影响

在机载通信领域,为了减小天线自身对飞机空气动力学特性的影响,往往需要将天线嵌入飞机机身内,使飞机的流线型不被破坏. 这就需要分析飞机机身结构对天线性能的影响,探讨嵌入机身后的天线性能如何变化,如图 18(a)所示. 利用商业软件 ANSYS HFSS 来分析飞机机身结构对天线性能的影响,飞机模型为

实际飞机的简化模型,整体尺寸为 $23.8 \text{ m} \times 11 \text{ m} \times 3.77 \text{ m}$,机身厚度为 1.6 m . 在实际工程应用中,往往需要将圆柱腔天线放置在飞机腹部. 因此,飞机模型的腹部存在一个比圆柱腔天线尺寸稍大的腔体,用来容纳圆柱腔天线,该腔体半径为 400 mm ,深度为 124 mm ,如图 18(b)所示. 圆柱腔天线被放置在飞机腹部的腔体内,与腔体之间存在着 100 mm 的间隙,天线上层贴片与飞机腹部平面在同一平面内,无突出结构. 当圆柱腔天线嵌入到飞机机身上时, TM_{01} 模的谐振频率发生改变,往低频移动了 30 MHz . 而 TM_{02} 模的谐振频率没有发生改变. 这是因为当参考地的尺寸远远大于谐振频率的波长后,参考地尺寸继续变化对天线性能几乎没有影响. 图 18(c)和(d)给出了圆柱腔天线与飞机集成时 TM_{01} 和 TM_{02} 模的三维辐射方向图. 受飞机机身不规则金属平面的影响, TM_{01} 模和 TM_{02} 模的方向图皆发生了变化. 由于 TM_{02} 模的谐振频率较高,工作波长较小,所以 TM_{02} 模的方向图变化较大. 与之相比, TM_{01} 模的方向图变化较小. 与独立状态的圆柱形谐振腔天线相比,集成在机身上的圆柱腔天线性能虽然存在偏差,但在总体趋势上获得了良好的一致性. 也就是说,本文提出的圆柱腔天线对现实平台是适用的.

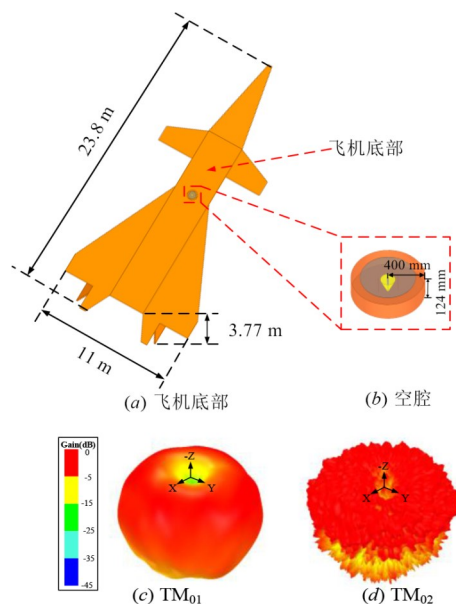


图 18 圆柱腔天线与飞机集成

5 结论

本文针对机载通信的 VHF 频段和 UHF 频段的低频段,设计、制造和测量了一种具有垂直极化全向辐射

的低剖面小型化圆柱腔天线. 在电小尺寸下, 圆柱腔的 TM_{01} 和 TM_{02} 模能够实现良好的垂直极化全向辐射特性, 这符合 VHF/UHF 机载天线的应用背景. 通过在圆柱腔内部引入短路柱和导电柱分别激发圆柱腔的 TM_{01} 和 TM_{02} 模. 采用锥形套筒在改善输入阻抗的同时, 有效降低 TM_{01} 和 TM_{02} 模的谐振频率, 使两个模式的谐振频率工作在目标频段, 实现了双频段天线. 为了改善天线的输入阻抗, 本文采用了电阻加载和宽带匹配网络技术. 但这并不意味着天线的辐射增益是不足的. 最终, 本文提出的圆柱腔天线总体积为 $\pi \times (0.11\lambda_{\max})^2 \times 0.045\lambda_{\max}$ (λ_{\max} 是最低频率处的自由空间波长), 这有利于天线与飞机机身集成. 实测结果表明, 圆柱腔天线在低频处和高频处分别获得了 47.3% (105~170 MHz) 和 52.3% (207~355 MHz) 的相对带宽 ($|S_{11}| < -10$ dB), 并在宽频带内获得了稳定的垂直极化全向辐射模式. 为了验证所提的天线对现实平台的适用性, 我们将其嵌入飞机腹部的腔体内. 根据仿真结果可知, 当天线嵌入飞机上时, 它是有用的.

参考文献

- [1] BAI X D, LIANG X L, ZHANG C H, et al. A UHF broadband spider-shaped monopole antenna[J]. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2014, 13: 782-785.
- [2] NOSRATI M, JAFARGHOLI A, PAZOKI R, et al. Broadband slotted blade dipole antenna for airborne UAV applications[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2018, 66(8): 3857-3864.
- [3] ZHANG Z Y, ZHAO Y R, ZUO S L, et al. A broadband horizontally polarized omnidirectional antenna for VHF application[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2018, 66(5): 2229-2235.
- [4] ZHANG X, SUN F, ZHANG G X, et al. Compact UHF/VHF monopole antennas for CubeSats applications[J]. *IEEE Access*, 2020, 8: 133360-133366.
- [5] WON H, HONG Y K, LI L F, et al. VHF/UHF open-sleeve dipole antenna array for airborne ice sounding and imaging radar[J]. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2021, 20(6): 883-887.
- [6] MANOHAR V, BHARDWAJ S, VENKATAKRISHNAN S B, et al. VHF/UHF ultrawideband tightly coupled dipole array for CubeSats[J]. *IEEE Open Journal of Antennas and Propagation*, 2021, 2: 702-708.
- [7] CHEN A X, JIANG T H, CHEN Z Z, et al. A wideband VHF/UHF discone-based antenna[J]. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2011, 10: 450-453.
- [8] GUPTA N, MUKHERJEE S, MAUNDEKAR L. Wide-band VHF/UHF tapered ground compact disc loaded monopole antenna[C]//2021 IEEE Indian Conference on Antennas and Propagation (InCAP). Piscataway: IEEE, 2022: 988-991.
- [9] MOON H, LEE G Y, CHEN C C, et al. An extremely low-profile ferrite-loaded wideband VHF antenna design[J]. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2012, 11: 322-325.
- [10] WANG C, YUAN B, SHI W X, et al. Low-profile broadband plasma antenna for naval communications in VHF and UHF bands[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2020, 68(6): 4271-4282.
- [11] GONZALEZ-POSADAS V, SEGOVIA-VARGAS D, RAJO-IGLESIAS E, et al. Approximate analysis of short circuited ring patch antenna working at TM_{01} mode [J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2006, 54(6): 1875-1879.
- [12] AL-ZOUBI A, YANG F, KISHK A. A broadband center-fed circular patch-ring antenna with a monopole like radiation pattern[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2009, 57(3): 789-792.
- [13] LAU K L, LUK K M. A wide-band monopolar wire-patch antenna for indoor base station applications[J]. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2005, 4: 155-157.
- [14] LIU J H, XUE Q, WONG H, et al. Design and analysis of a low-profile and broadband microstrip monopolar patch antenna[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2013, 61(1): 11-18.
- [15] JECKO B, DECROZE C. The "monopolar wire patch antenna" concept[C]//2nd European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2007). Edinburgh: Institution of Engineering and Technology, 2007: 1-5.
- [16] CUI L, WU W, FANG D G. Wideband circular patch antenna with conical radiation pattern[J]. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2015, 14: 458-461.
- [17] GUO Y X, CHIA M Y W, CHEN Z N, et al. Wide-band L-probe fed circular patch antenna for conical-pattern radiation[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2004, 52(4): 1115-1116.
- [18] WEN S C, DONG Y D. A low-profile vertically polarized antenna with conical radiation pattern for indoor micro base station application[J]. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2021, 20(2): 169-173.
- [19] LIN S J, ROW J S. Monopolar patch antenna with dual-band and wideband operations[J]. *IEEE Transactions on*

- Antennas and Propagation, 2008, 56(3): 900-903.
- [20] CAI S Q, LIU J H, LONG Y L. Investigation of SIW cavity-backed slot and patch antennas with conical radiation patterns[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2020, 68(8): 5978-5988.
- [21] WU J L, YANG S W, CHEN Y K, et al. A low profile dual-polarized wideband omnidirectional antenna based on AMC reflector[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2017, 65(1): 368-374.
- [22] CAO Y F, ZHANG X Y, MO T. Low-profile conical-pattern slot antenna with wideband performance using artificial magnetic conductors[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2018, 66(5): 2210-2218.
- [23] WU B Q, LUK K M. A wideband, low-profile, conical-beam antenna with horizontal polarization for indoor wireless communications[J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2009, 8: 634-636.
- [24] GE L, GAO S, ZHANG D G, et al. Magnetolectric dipole antenna with low profile[J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2018, 17(10): 1760-1763.
- [25] 杨波, 孟庆东. 一种新型EBG低剖面的微带基站天线设计[J]. 电子技术应用, 2019, 45(4): 92-94.
YANG B, MENG Q D. New low-profile BS antenna based EBG structure[J]. Application of Electronic Technique, 2019, 45(4): 92-94. (in Chinese)
- [26] 黄世界. 小型化及多频电磁带隙结构在天线设计中的应用[D]. 合肥: 安徽大学, 2021.
HUANG S J. Application of Miniaturization and Multi-Frequency Electromagnetic Band Gap Structure in Antenna Design[D]. Hefei: Anhui University, 2021. (in Chinese)
- [27] 陈壁坚. EBG结构在降低基站天线辐射单元剖面高度中的应用[D]. 广州: 华南理工大学, 2014.
CHEN B J. The Application of the EBG Structure in Reducing the Profile Height of the Base Station Antenna Element[D]. Guangzhou: South China University of Technology, 2014. (in Chinese)
- [28] 刘桂凤, 杜彪, 何应然. 基于超表面的超宽带低剖面双极化天线[J]. 无线电工程, 2022, 52(2): 268-273.
LIU G F, DU B, HE Y R. A low profile ultra-wideband dual-polarized antenna based on metasurface[J]. Radio Engineering, 2022, 52(2): 268-273. (in Chinese)
- [29] 顾怡敏, 杨雪霞. 一种低剖面的宽带双极化超表面天线[J]. 无线电工程, 2022, 52(2): 244-249.
GU Y M, YANG X X. A broadband dual-polarized metasurface antenna with low profile[J]. Radio Engineering, 2022, 52(2): 244-249. (in Chinese)
- [30] WANG J J H. Theory of a class of planar frequency-independent omnidirectional traveling-wave antennas[C]// 2005 IEEE International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications. Piscataway: IEEE, 2006: 434-437.
- [31] WEN S C, XU Y Z, DONG Y D. A low-profile dual-polarized omnidirectional antenna for LTE base station applications[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2021, 69(9): 5974-5979.

作者简介



王亚鹏 男, 2001年生, 河南周口人. 电子科技大学电子科学与工程学院硕士研究生. 主要研究方向为VHF/UHF机载天线、特征模理论.
E-mail: 535498360@qq.com



班永灵(通讯作者) 男, 1978年生, 河南商丘人. 电子科技大学电子科学与工程学院教授, 入选校百人计划. 2020年/2021年入选爱思唯尔中国高被引学者. 主要研究方向为5G/6G微波毫米波天线及阵列、相控超表面天线阵、透镜天线.
E-mail: byl@uestc.edu.cn



孙强 男, 1994年生, 河南信阳人. 电子科技大学电子科学与工程学院博士研究生. 主要研究方向为毫米波多波束阵列天线、超表面天线.
E-mail: 1372079898@qq.com



胡俊 男, 1973年生, 浙江龙游县人. 电子科技大学电子科学与工程学院教授, 教育部“长江学者”特聘教授, 国家杰出青年科学基金获得者, 2017年任电子科技大学副校长. 主要研究方向为计算电磁学、电磁散射与辐射、电波传播等. 发表研究论文300余篇, 先后荣获2002年国家科技进步二等奖、2005年度教育部科技进步一等奖、2012年军队科技进步一等奖、2019年四川省科技进步一等奖、2019年中国电子学会自然科学二等奖、2021年中国电子学会科技进步一等奖、第五届中国电子学会十佳优秀科技工作者, 以及2018年IEEE APS谢昆诺夫论文奖等多项奖励. 担任国际无线电科学联盟(URSI)中国委员会电磁场理论及应用委员会委员、中国电子学会电波传播分会副主任委员、中国核学会计算物理分会常务理事. 中国电子学会会员编号: E190007405M.
E-mail: hujun@uestc.edu.cn