

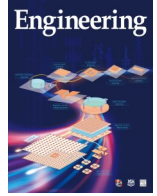


ELSEVIER

Contents lists available at ScienceDirect

Engineering

journal homepage: www.elsevier.com/locate/eng



Research
Advanced Antennas for Wireless Connectivity—Article

面向高速机载通信系统的水平全向天线分集系统

张永健^{a,b}, 李越^{a,b,*}, 张伟泉^{a,b}, 张志军^{a,b}, 冯正和^{a,b}

^a Department of Electronic Engineering, Tsinghua University, Beijing 100084, China

^b Beijing National Research Center for Information Science and Technology, Tsinghua University, Beijing 10084, China

ARTICLE INFO

Article history:

Received 21 July 2020

Revised 1 September 2020

Accepted 15 October 2020

Available online 29 December 2020

关键词

天线分集系统

空气动力学

电磁学

水平全向辐射

高速机载通信

摘要

本文提出了一种由电磁学与空气动力学协同设计的水平全向双极化天线,可用于高速机载分集系统。天线主体结构包含探针馈电的金属腔和微带线馈电的横槽,可分别实现水平极化与垂直极化。此外,设计的双层超表面结构可作为人工磁导体边界,不仅尺寸紧凑,而且使天线具备可直接安装金属机身的能力。为提升天线流体力学性能,在天线表面贴附一楔形块结构,用于降低风阻。针对本文所提出的天线进行设计验证,实测结果与仿真结果一致。垂直极化的工作带宽在2.37~2.55 GHz的范围内,水平面方向图的增益不圆度为3.67 dB;水平极化的工作带宽在2.45~2.47 GHz的范围内,增益不圆度为3.71 dB。包含楔形块结构在内,天线整体尺寸为 $0.247\lambda_0 \times 0.345\lambda_0 \times 0.074\lambda_0$ (其中 λ_0 为中心频率下自由空间波长),两端口间的隔离度可达33 dB以上。本文所提出的天线分集系统兼具电磁学与空气动力学的性能优势,在高速机载通信应用中表现出优良潜力。

© 2020 THE AUTHORS. Published by Elsevier LTD on behalf of Chinese Academy of Engineering and Higher Education Press Limited Company. This is an open access article under the CC BY-NC-ND license (<http://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/4.0/>).

1. 引言

双极化天线可以收发两个正交极化的电磁波,由于其具有增强信道容量及避免极化失配的优势而在多输入多输出系统中备受关注[1–6]。同时,水平全向天线可用来实现水平面的全向覆盖[7–12],因此可以提升通信链路的可靠性。基于这些性能优势,水平全向双极化(omnidirectional dual-polarized, ODP)天线近些年得到广泛研究。在ODP天线的设计过程中有两个关键指标,即极化隔离度与辐射方向图(远场区域内电磁波辐射水平的角度分布),因此需要合理地设计与放置ODP天线的辐射单元。文献[13]加工了一个交叉领结形偶极子天线和一个倒锥形

单极子天线,将两个结构互相垂直放置,可实现水平极化和垂直极化。文献[14]将一个优化单极子天线和一个圆环天线结合起来设计了一款ODP天线。文献[15]通过将一个非对称双锥天线和6个印刷偶极子合理放置,也实现了一款ODP天线。文献[16–17]设计了一款介质谐振天线作为ODP天线,用于在不同模式下工作。

此外,在高速机载系统中天线还需要满足低风阻要求[18–19]。例如,空中防撞系统具有以下两点要求:①水平面360°信号覆盖用以全方位检测;②多个电磁极化分量用以避免极化失配。因此,安装在战斗机机身表面的ODP天线需要降低风阻并缩小尺寸,以减少因风阻而导致的能量损耗。文献[20]提出了一种应用于穿戴式通信系

* Corresponding author.

E-mail address: lyee@tsinghua.edu.cn (Y. Li).

统的低剖面 ODP 天线阵列，该阵列包含 L 形槽结构与顶端加载的贴片结构。在文献[21]中，研究人员在细长腔体上刻蚀背腔槽与折叠槽，用于实现较高的端口隔离度与水平全向方向图。为了进一步降低尺寸，文献[22]采用一个开口薄腔实现了水平全向水平极化方向图，再用一个折叠槽实现了水平全向垂直极化方向图。然而，文献[20–22]中提出的紧凑型天线必须与金属地面（作为理想电导体边界）保持至少四分之一波长的距离，因此增加了整个系统的体积。除此之外，近期的研究通过引入超表面的概念实现了天线的小型化[23–25]，但是还未实现 ODP 天线的设计。

本文提出了一种兼具电磁学和空气动力学优良性能的双层超表面马刀形 ODP 天线。图 1 为该天线（安装在战斗机高速机载系统中）的应用场景示意图。通过对紧凑的双层超表面进行优化设计，将该天线插入薄腔内作为人工磁导体（artificial magnetic conductor, AMC）边界。因此，所提出的天线可以直接安装在金属表面上，以实现系统尺寸的紧凑化。为了进一步降低风阻，通过流体力学分析，在腔体上贴附了一个楔形块。最终，这款 ODP 天线由一个薄的探针馈电金属腔、一个微带线馈电的槽结构、两块双层超表面和一个楔形块组合而成，尺寸为 $30 \text{ mm} \times 42 \text{ mm} \times 9 \text{ mm}$ ，即 $0.247\lambda_0 \times 0.345\lambda_0 \times 0.074\lambda_0$ ，其中 λ_0 为中心频率下自由空间波长。天线的风阻系数相较于不加楔形块的传统设计降低了 29.6%，端口间隔离度高于 33 dB，适用于极化分集系统。在两种极化状态下，测得的水平面辐射方向图的增益不圆度均低于 3.71 dB，其中增益不圆度含义为在方向图中增益最大值与最小值的差值。

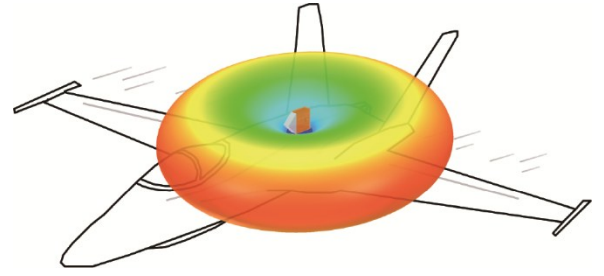


图 1. 本文提出的水平全向覆盖天线在高速机载系统中的应用场景示意图。

2. 理论与测试

2.1. 天线设计

图 2 描绘了本文所提出的 ODP 天线结构，该结构由一个马刀形腔体和一个折叠槽组成，可以分别实现水平极化与垂直极化。如图 2 (a) 所示，腔体金属的厚度为 $t = 1.0 \text{ mm}$ ，腔体开口的一面为楔形块（ $\epsilon_r = 1$ ，其中 ϵ_r 为相对介电常数），其他 5 个面为金属壁。图 2 (b) 描绘了天线结构的爆炸视图，在腔体内插入两个双层超表面结构作为 AMC 边界。当射频信号通过端口 1 馈入时，腔体沿 Z 轴的电磁场在零次模式（即均匀电场分布）下工作，实现水平全向水平极化的辐射。在腔体上刻槽以实现垂直极化，当信号由 50Ω 微带线通过端口 2 馈入时，折叠槽在一次模式（半正弦分布，中间最大，两端最小）下工作。本文所提出的天线采用 F4BM265 电介质（ $\epsilon_r = 2.65$ ， $\tan \delta = 0.002$ ，其中 δ 为介质损耗角）。利用商用软件 ANSYS Electronics Desktop 18.0（美国 ANSYS 公司研发）对该天线进行建模和数值研究。表 1 列出了天线结构的详细参数。

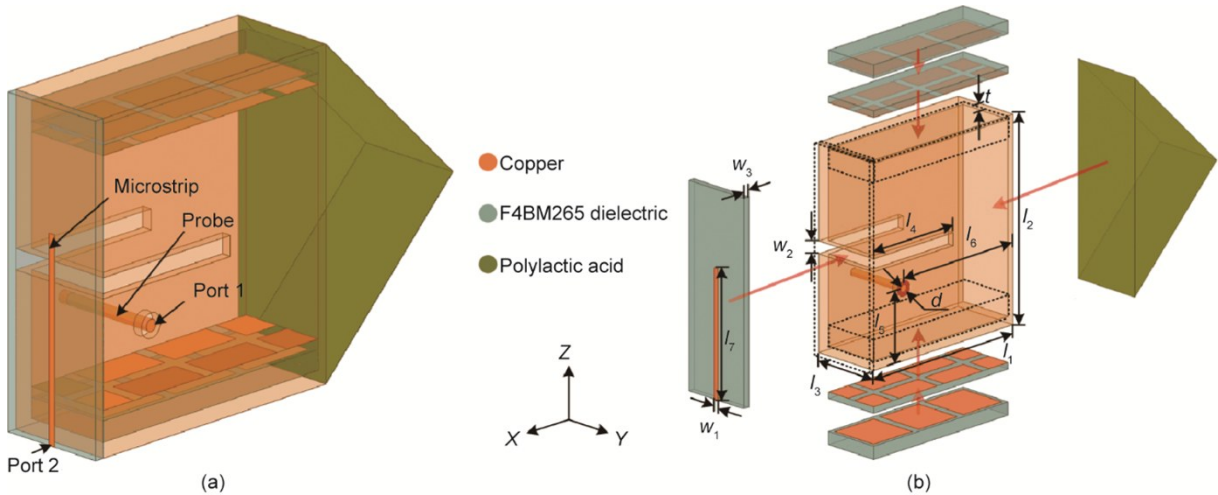


图 2. 本文所提出的天线的几何结构图。(a) 透视图；(b) 爆炸图。 t : 腔体金属的厚度； w_1 : 微带线的宽度； w_2 : 水平横槽的宽度； w_3 : 介质的厚度； l_1 : 腔体的长度； l_2 : 腔体的高度； l_3 : 腔体的宽度； l_4 : 水平横槽弯折部分的长度； l_5 : 探针的长度； l_6 : 探针与楔形块的距离； l_7 : 微带线的长度； d : 探针的直径。

表1 本文所提出的天线的详细尺寸参数

Parameter	Value (mm)	Parameter	Value (mm)
l_1	27	l_7	19.0
l_2	30	w_1	0.7
l_3	9	w_2	2.0
l_4	15	w_3	0.25
l_5	10	t	1.0
l_6	22	d	1.2

2.2. AMC设计

如图3 (a) 所示, 天线A为一常规的腔体天线, 其中两面为开口状态 (蓝色虚线), 一面作为辐射口面 (绿色虚线), 另外三面为金属边界。基于腔体天线谐振理论, 腔体的谐振频率可以由下述公式得出:

$$f = \frac{c}{2\pi} \sqrt{\left(\frac{2\pi}{\lambda_x}\right)^2 + \left(\frac{2\pi}{\lambda_y}\right)^2 + \left(\frac{2\pi}{\lambda_z}\right)^2} \quad (1)$$

式中, c 为真空中的光速; λ_x 、 λ_y 和 λ_z 分别为沿 X 、 Y 和 Z 轴的谐振波长。在天线A中, 沿 X 和 Z 轴的电场都是均匀的, 即 λ_{zA} 为无穷大的零次模式 (λ_{zA} 为天线A沿 Z 轴的谐振波长)。根据边界条件, 天线A沿 Y 轴的电场呈四分之一正弦分布, 即一端为最大值, 另一端为最小值。因此天线A沿 Y 轴的宽度应为:

$$w_A = \frac{1}{4} \lambda_{yA} = \frac{c}{4f} \quad (2)$$

式中, w_A 为天线A的长度; λ_{yA} 为天线A沿 Y 轴的谐振波长。由于天线沿 Z 轴在零次模式下工作, 因此天线A的高度 (h_A) 可以取任意值, 在这里取 $c/4f$ 。当能量由探针馈入时, 天线A在辐射口面上实现均匀电场分布, 因此沿 Z 轴的等效磁流 (黑色虚线) 可以实现水平全向的辐射方向图。然而, 天线A必须放置在距离金属机身至少四分之一波长的高度上。

为了将天线直接放置在金属机身上, 设计如图3 (b) 所示的天线B。天线改为采用两金属面作为短路边界 (红色虚线), 使得天线可被直接安装在金属机身。沿 X 轴的电场仍为均匀分布, 沿 Y 轴的电场仍为四分之一正弦分布, 但是沿 Z 轴的电场变为半正弦分布。因此, 天线B的尺寸为:

$$w_B = \frac{1}{4} \lambda_{yB}, h_B = \frac{1}{2} \lambda_{zB} \quad (3)$$

式中, w_B 为天线B的长度; λ_{yB} 为天线B沿 Y 轴的谐振波长; h_B 为天线B的高度; λ_{zB} 为天线B沿 Z 轴的谐振长度。显然, 天线B的尺寸大于天线A。基于流体力学理论[26], 定义无量纲的风阻系数 C_D 为:

$$C_D = \frac{2F_D}{\rho v^2 A_\rho} \quad (4)$$

式中, F_D 为风阻; ρ 为气体密度; v 为气体流速; A_ρ 为物体朝向来流的横截面面积。当天线形状与气流不变时, 风阻系数为一常数, 天线风阻将与天线的横截面面积成正比, 因此天线B的风阻大于天线A。

为了降低风阻, 设计如图3 (c) 所示的天线C。在天线C中, 在腔体内插入两块相同的超表面结构作为AMC边界。这样, 即使腔体的上下两面仍为金属表面, 但是由于AMC边界条件, 天线仍可以沿 Z 轴在零次模式下工作。因此天线C具有与天线A相同的尺寸和风阻, 即 $h_C = h_A$, $w_C = w_A$ 。其中 h_C 为天线C的高度, w_C 为天线C的长度。在损耗方面, 与天线A相比, 插入天线C的超表面结构将会带来37.4%的介质损耗。图3 (d) 为超表面的具体结构, 包含双层介质与交错放置的双层贴片。基于等效电路模型分析[27–28], 超表面结构在腔体天线内可作为AMC边界。为了将该超表面结构插入薄腔内, 针对该结构进行了小型化设计, 使之能按照预设频率工作。通过对超表面结构与腔体结构进行协同优化, 最终对本文所提出的天线只采用了三单元的超表面结构作为AMC边界。如图3 (d) ~ (f) 所示, 超表面的结构尺寸为: 单元贴片宽度 $d_1 = 7.75$ mm, 同层相邻贴片间距 $d_2 = 1.25$ mm, 第一层介质厚度 $h_1 = 0.25$ mm, 第二层介质厚度 $h_2 = 3$ mm。图3 (d) 为本文所提出的天线使用的三单元的超表面结构 (虚线部分)。

2.3. 双极化设计

在ODP天线设计中, 需要两个极化状态均具有水平全向的辐射方向图。在水平极化的腔体天线基础上, 在腔体结构上刻蚀一个垂直极化的槽结构, 可以实现水平全向辐射及优良的阻抗匹配。折叠槽结构的总长度为 $l_3 + 2l_4 = 33$ mm, 即约为 $\lambda_0/2$ 。通过优化馈电微带线的长度, 垂直极化的槽可在一次模式下工作。图4描绘了在两种极化状态下腔体侧壁的表面电流分布。如图4 (b) 所示, 当能量由端口1馈入腔体时, 可以观察到在侧壁1、侧壁2、侧壁3上表面的电流方向相同。因此, 总电流密度 J_H 沿水平方向且平行于槽结构。如图4 (c) 所示, 当能量由端口2馈入时, 电流主要集中于水平横槽的边缘, 且电流密度 J_V 沿垂直方向且垂直于槽结构。最终, 水平极化状态下总的电流分布与垂直极化状态下的电流分布相互垂直, 即两种电流分布的积分相当小, 因此可实现较高的端口隔离度。该隔离度值可由两端口实测的传输系数表征。也就是说, 从端口1馈入的能量仅有一小部分从端口2泄漏。因此, 可以在该紧凑结构内实现高隔离度。

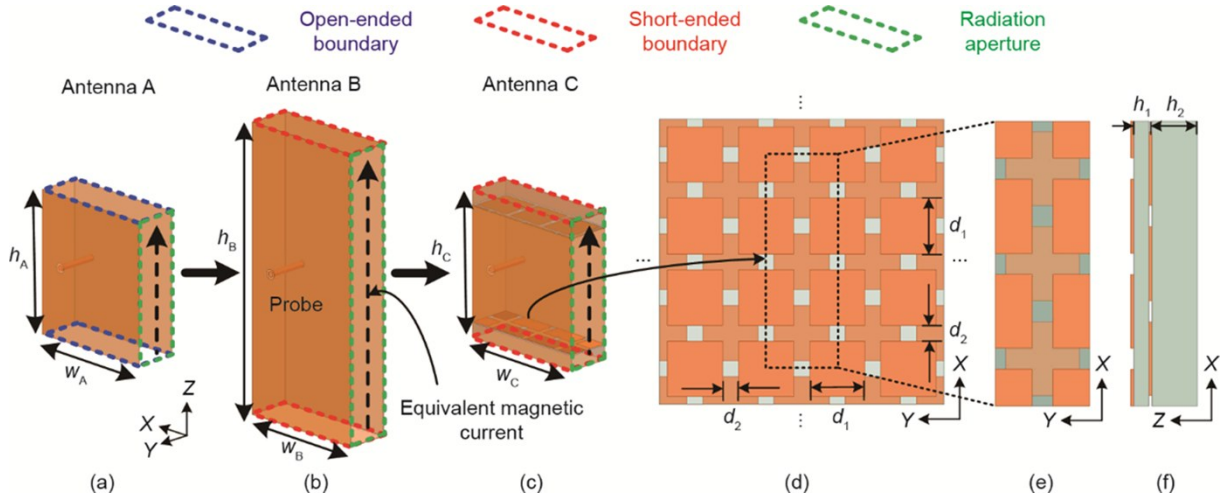


图3. 水平极化天线的演进示意图。(a) ~ (c) 工作于 2.465 GHz 下不同边界的天线；(d) 完整超表面结构的顶视图；(e) 本文提出的天线的超表面结构顶视图；(f) 本文提出的天线的超表面结构侧视图。 w_A : 天线 A 的长度； w_B : 天线 B 的长度； w_C : 天线 C 的长度； h_A : 天线 A 的高度； h_B : 天线 B 的高度； h_C : 天线 C 的高度； d_1 : 单元贴片的宽度； d_2 : 相邻贴片间距； h_1 : 第一层介质厚度； h_2 : 第二层介质厚度。

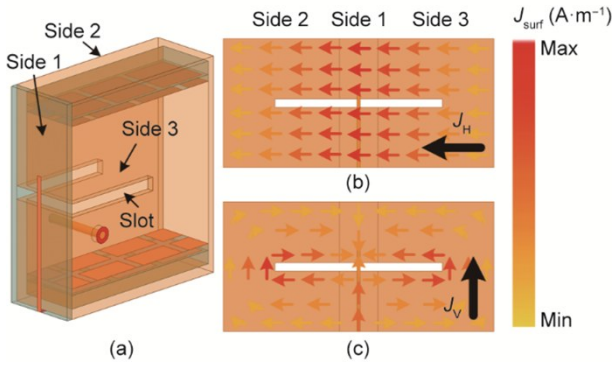


图4. 腔体侧壁的表面电流分布图。(a) 本文所提出天线的透视图。在两种极化状态下天线的展开图及表面电流分布示意图：水平极化 (b) 和垂直极化 (c)。 J_H : 水平极化状态下的总电流分布； J_V : 垂直极化状态下的总电流分布； J_{surf} : 表面电流分布；Max: 表面电流幅度最大值；Min: 表面电流幅度最小值。

3. 结果

如图 5 所示，本文制作了带有贴附楔形块的 ODP 天线的实物，并对其进行测试。在腔体内插入两个双层超表面（分别放置在腔体的上下两侧）。折叠槽由 SMA (subminiature version A) 接头连接微带线进行馈电。薄腔由 50 Ω 同轴电缆进行馈电，其中电缆的内导体与探针连接，外导体焊接在腔体表面。楔形块为一空心结构，使用聚乳酸三维打印制作而成。因此，可将楔形块的等效相对介电常数视为 $\epsilon_r = 1$ 。使用 N9917A 矢量网络分析仪（产于美国 Keysight 科技公司）测试天线的端口特性，并在微波暗室中测量其辐射特性。

图 6 (a) 描绘了该天线的散射 (scattering, S) 参数曲线。测得的 -10 dB 阻抗带宽 $|S_{11}|$ 和 $|S_{22}|$ 分别为 2.45~2.47 GHz 和 2.37~2.55 GHz ($|S_{MN}|$ 为当能量经由端口 N 输入时从端口

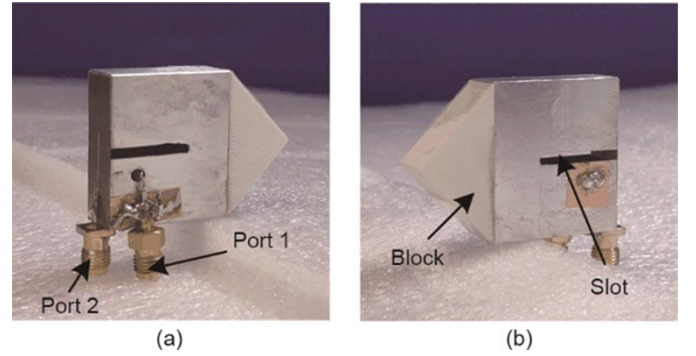


图5. 本文所提出 ODP 天线的照片。(a) 前视图；(b) 后视图。

M 收到的能量与输入能量的比值，工作阻抗带宽通常定义为反射系数 $|S_{NM}| < -10$ dB 的频率范围 [7-9])。由于插入超表面结构后腔体具有较高的品质因数，因而水平极化带宽较窄，此带宽受限问题可以通过增加体积，如增大 l_2 值来解决。仿真与实测的 $|S_{21}|$ 值均低于 -33 dB，表明此天线满足双极化系统对端口隔离度的需求 [4-5]。图 6 (b) 描绘了该天线仿真与实测的可实现增益及总效率。当由端口 1 馈电产生水平极化时，测得的增益在频带 2.45~2.47 GHz 中为 0.7~0.84 dBi (dBi 为相对于三维全向天线的增益值)，与仿真结果相符。当由端口 2 馈电产生垂直极化时，总效率较高，且测得的增益为 2.18~2.25 dBi。

图 7 描绘了本文所提出的天线在 2.465 GHz 下两种极化状态的归一化方向图，其中 E_φ 和 E_θ 分别为电场的 φ 分量和 θ 分量。如图 7 (a) 所示，当激励端口 1 时，主极化 (想要的极化) 辐射方向图在 XY 平面为全向的，且测得的可实现增益不圆度为 3.71 dB。图 7 (c) 描绘了当激励端口 2 时在 XY 平面的归一化方向图，测得水平面增益不圆度为 3.67 dB，且交叉极化 (不想要的极化) 水平均低

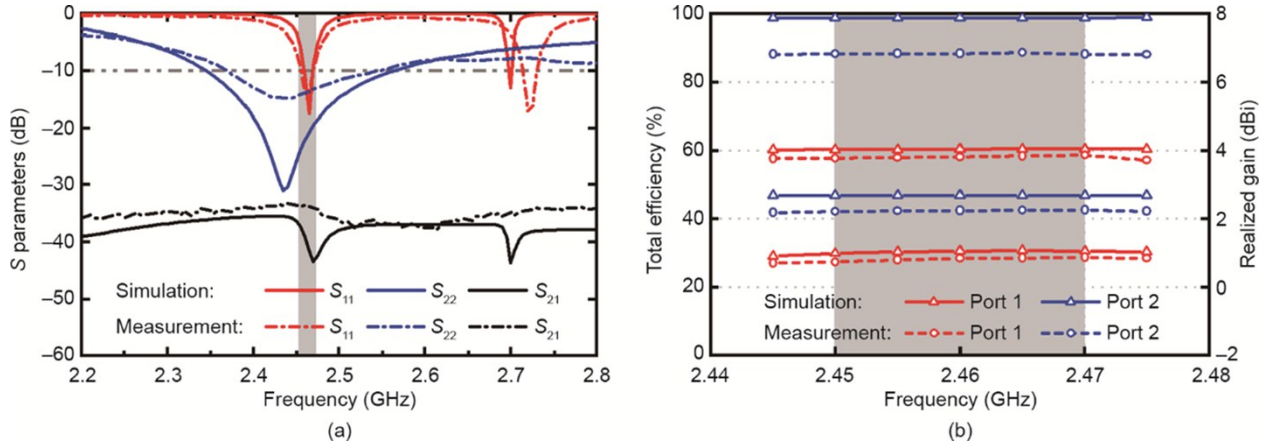


图6. (a) S 参数; (b) 本文提出的ODP天线可实现增益与总效率的仿真与实测结果。 $|S_{MN}|$: 当能量经端口 N 输入时从端口 M 收到的能量与输入能量的比值; dBi: 相对于三维全向天线的增益值。

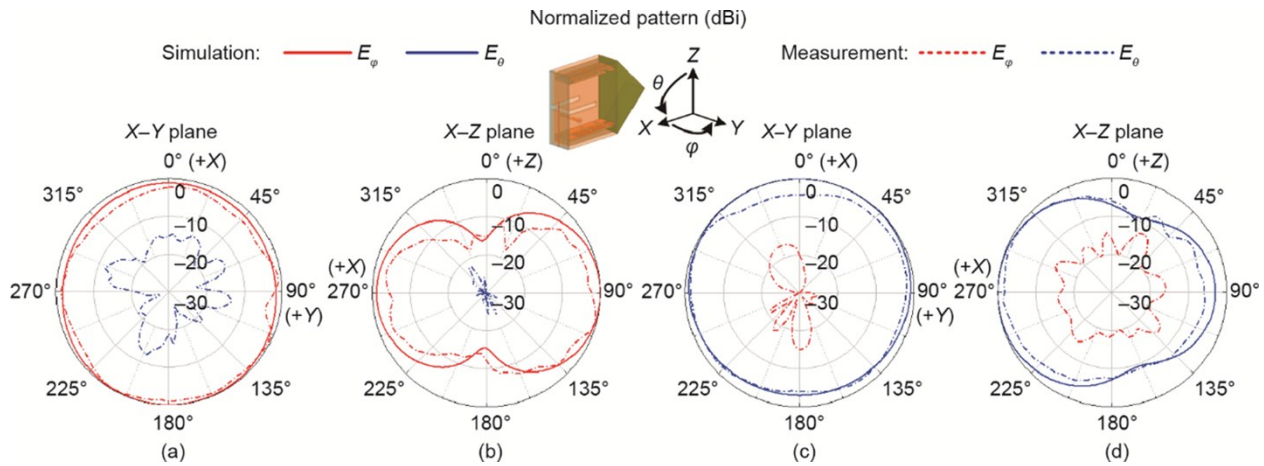


图7. 本文提出的天线的归一化方向图的仿真与实测结果。(a)、(b) 水平极化; (c)、(d) 垂直极化。

于 -10 dB, 测得的垂直极化可实现增益和总效率分别为 2.25 dBi和 88.6% , 均与仿真结果相符。由于插入带有损耗的超表面结构, 水平极化可实现增益和总效率分别为 0.84 dBi和 58.3% 。

使用商用软件ANSYS ICEM CFD 16.1 (美国ANSYS公司研发) 对本文所提出的带楔形块结构的天线进行流体力学仿真。表2列举了本文所提出的天线与其他现有设计的性能对比。与现有设计相比, 本文所提出的天线具有可与之比拟的电磁性能, 但横截面积却更小。更重要的是, 作为高速通信系统中的重要指标, 通过加载楔形块结构, 该天线的风阻系数降低了 29.6% 。

表2 性能对比

Reference	Cross-sectional area	Horizontally/vertically polarized bandwidth (GHz)	Horizontally/vertically polarized gain variation (dB)	Windage coefficient
[22]	$0.301\lambda_0 \times 0.073\lambda_0$	2.36–2.50/2.36–2.80	3.18/4.41	1.756
[29]	$0.342\lambda_0 \times 0.073\lambda_0$	2.38–2.51/2.28–2.53	3.60/3.45	1.592
This work	$0.247\lambda_0 \times 0.074\lambda_0$	2.45–2.47/2.37–2.55	3.71/3.67	1.237

4. 讨论

4.1. 电磁性能参数分析

对于具有水平全向覆盖需求的ODP天线而言, 辐射方向图的增益不圆度是设计的关键指标。图8讨论了参数腔体的宽度 l_3 对辐射方向图的影响。当 l_3 从 12 mm变化至 6 mm时, 将会降低金属腔体对等效磁流后向辐射的阻挡效应, 因此提升了水平极化的水平全向辐射特性。然而, 参数腔体宽度 l_3 受插入的超表面结构尺寸限制, 因而最终的取值为 $l_3 = 9$ mm。

本文所提出的腔体的长度 l_1 为 $\lambda_0/4$ 。通过调节馈电探

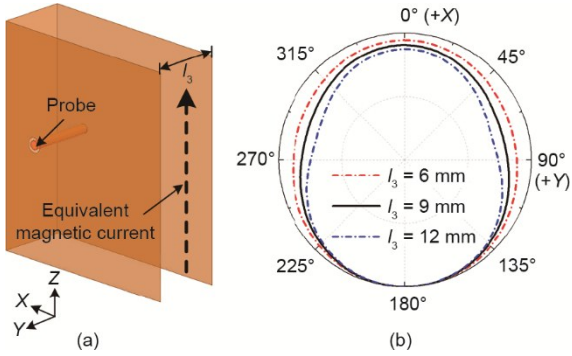


图8. 辐射方向图增益不圆度随参数 l_3 的变化示意图。(a) 天线A的结构；(b) 在2.465 GHz下XY平面归一化方向图随 l_3 的变化曲线。

针的位置，可以实现当从端口1馈电时，薄腔沿X轴工作于四分之一波长模式、沿Z轴工作于零次模式。如图9(a)所示，在辐射口面的大部分区域内电场呈均匀分布。图9(b)描绘了沿中心线(AA')的电场幅度分布，其中在点 P_a 和点 P_d 上达到最大值，从中可以看出，在双层超表面结构内存在强谐振现象。电场在点 P_b 至点 P_c 之间保持均匀，表明超表面结构起到了AMC边界的作用。因此，在辐射口面上等效存在一个均匀磁流，可实现水平全向的方向图。值得说明的是，因使用超表面而带来的损耗将会降低水平极化的效率，限制其阻抗带宽。图9(c)讨论了腔体高度 l_2 对端口1反射系数的影响。当 l_2 由30 mm增加至70 mm时，谐振频率保持不变，且由于腔体体积变大，使品质因数变低，阻抗带宽变宽。因此需要考虑带宽和尺寸对腔体高度 l_2 进行优化设计。

4.2. 流体力学性能参数分析

图10对放置在F-15型战斗机模型上的天线结构进行了数值研究，所采用的工具为商用软件Altair HyperWorks FEKO 2017.1(美国Altair公司研发)。F-15型战斗机的最大飞行速度可达2.5 Ma(在10 km高度时 $1 \text{ Ma} \approx 306 \text{ m} \cdot \text{s}^{-1}$)，机身长19.45 m，翼展长13.05 m，机身高度为5.65 m。就电

磁学研究而言，可将战斗机机身视为较大的金属反射面，当机身相对于天线足够长时，机身的缩放比例不会对天线系统的电磁性能产生太大的影响。因此，由于数值计算资源受限，将F-15型战斗机等比例缩放至原有尺寸的二十分之一，且将金属机身简化处理，如图10(a)橙色区域所示。该结构得到的数值结果对研究仍具有指导意义，且可用来验证电磁学与流体力学协同设计的准确性。将贴附楔形块结构的天线直接放在缩放后的战斗机机身上。图10(b)、(c)描绘了在2.465 GHz下两个极化状态的三维辐射性能。从图中可以看到由于金属机身的存在，辐射方向图均呈上倾趋势，工作频率有些许偏移，但该ODP天线仍保持稳定的工作模式。在公式(4)中，风阻与风阻系数 C_D 相关。除了与天线外形相关之外，风阻系数也与气流相对于天线的流速密切相关。例如在低声速状态下，水滴状物体具有最小的风阻系数。然而在超声速背景下，水滴状结构将会产生正激波，进而导致风阻系数增大。就超声速环境而言，楔形物体将会产生斜激波，该类型的激波与其他激波相比可以将风阻系数降低到极小值。

因此，为降低天线的风阻系数，在腔体外侧贴附角度为 α 的共形楔形块($\epsilon_r = 1$) [图11(a)中]。图11(b)描绘了来流方向和天线的摆放角度。随着角度 α 变化，风阻系数也会变化。在相对流速 $v_a = 2 \text{ Ma}$ 及飞行高度 $h = 10 \text{ km}$ 状态下，对有无楔形块的几款天线进行数值仿真，图11(c)~(f)描绘了不同状态下的压力云图。图12讨论了不同角度(α 值)下的天线尺寸与风阻系数的变化。未加楔形块时，天线具有较高的风阻系数($C_D = 1.743$)。通过加载楔形块，随着角度 α 从 120° 降低至 60° ，风阻系数可以从1.513降低至0.828。然而随着 α 值的降低，天线的尺寸也会随之增大。权衡天线的尺寸与风阻系数后，角度 α 取值 90° ，此时风阻系数 $C_D = 1.237$ 。最终，贴附楔形块的天线结构相较于不贴附楔形块的天线结构的风阻系数降低了29.6%，且横截面面积保持不变。

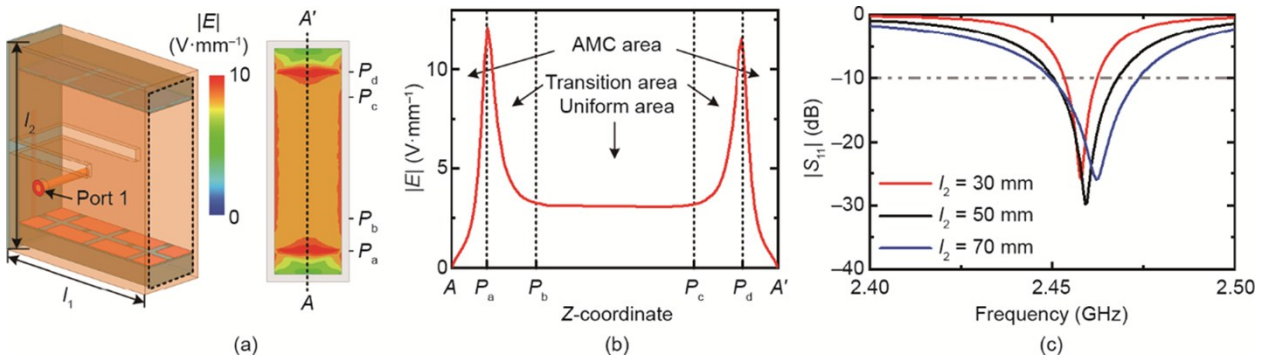


图9. 水平极化腔体辐射口面上的均匀电场特性图。(a) 在2.465 GHz下的表面电场幅度分布；(b) 中心线(AA')在2.465 GHz下的电场幅度分布；(c) 天线 $|S_{11}|$ 随参数 l_2 的变化。

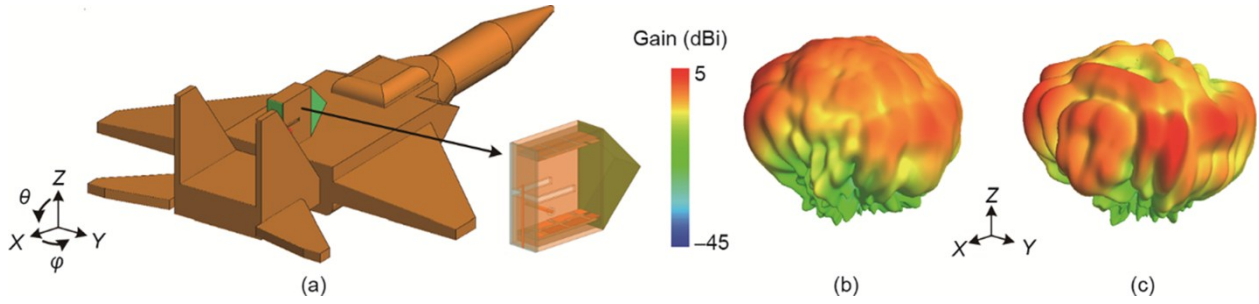


图10. 2.465 GHz下放置于战斗机模型上的天线辐射特性图。(a) 仿真模型；(b) 水平极化三维辐射方向图；(c) 垂直极化三维辐射方向图。

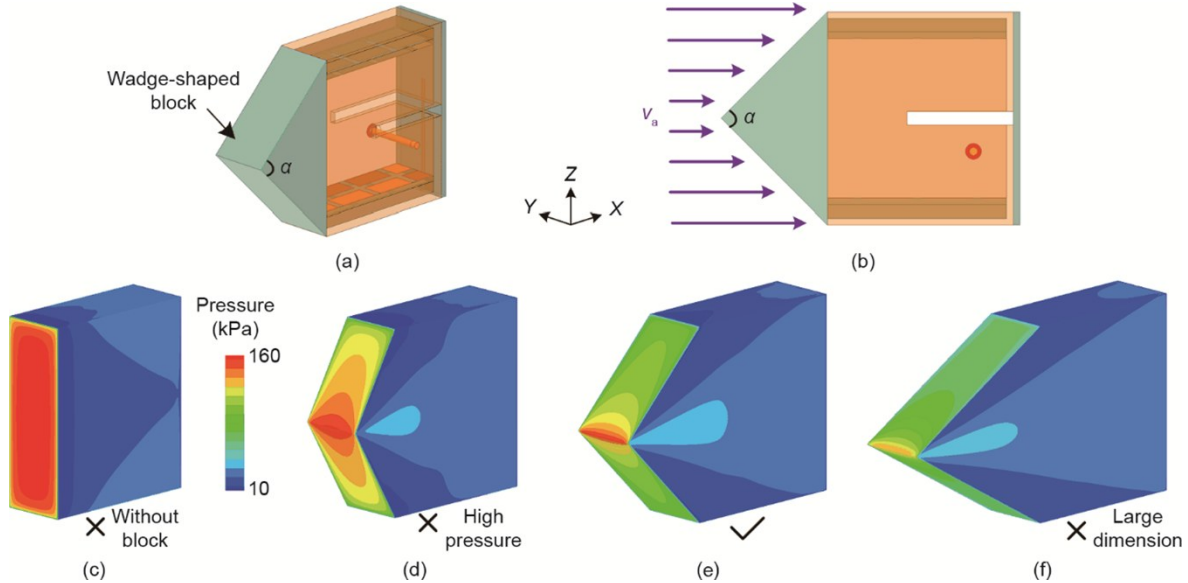


图11. 贴附楔形块天线的几何结构与流体力学特性图。(a) 天线的透视图；(b) 来流方向示意图；(c) 未贴附楔形块的天线压力云图；(d) 贴附角度为 120° 楔形块的天线压力云图；(e) 贴附角度为 90° 楔形块的天线压力云图；(f) 贴附角度为 60° 楔形块的天线压力云图。 α ：楔形块结构的角； v_a ：相对流速。

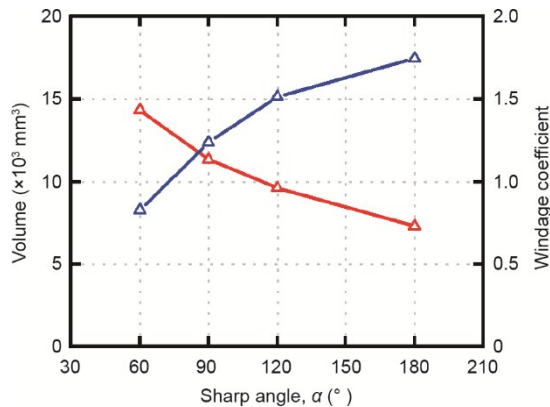


图12. 天线尺寸与风阻系数随角度 α 变化的示意图。

5. 结论

本文提出了一种适用于安装在高速机载金属表面的低风阻ODP天线系统。为优化其电磁特性，提出了一种插入超表面的马刀形腔体用于水平极化辐射，并刻蚀了共形槽结构用于垂直极化辐射，从而提高了隔离度（大于

33 dB）。测得的可实现增益不圆度小于4 dB，满足实际应用需求。为提高空气动力学性能，在天线上贴附了一个 90° 的楔形块，从而使高速飞行时的风阻系数降低了29.6%。该天线分集系统具有低风阻、机身可直接安装、体积小、极化隔离度高、水平全向覆盖等优点，在高速、低风阻的机载通信中具有广阔的应用前景。

致谢

感谢北京市自然科学基金(4182029)、北京市优秀人才培养资助——青年拔尖项目、国家重点研究与发展计划(2018YFB1801603)的支持。

Compliance with ethics guidelines

Yongjian Zhang, Yue Li, Weiquan Zhang, Zhijun Zhang, and Zhenghe Feng declare that they have no

conflict of interest or financial conflicts to disclose.

References

- [1] Qin F, Gao SS, Luo Q, Mao CX, Gu C, Wei G, et al. A simple low-cost shared-aperture dual-band dual-polarized high-gain antenna for synthetic aperture radars. *IEEE Trans Antennas Propag* 2016;64(7):2914–22.
- [2] Ferrando-Rocher M, Herranz-Herruzo JI, Valero-Nogueira A, Bernardo-Clemente B, Zaman AU, Yang J. 8×8 Ka-band dual-polarized array antenna based on gap waveguide technology. *IEEE Trans Antennas Propag* 2019;67(7):4579–88.
- [3] Bolt RJ, Cavallo D, Gerini G, Deurloo D, Grooters R, Neto A, et al. Characterization of a dual-polarized connected-dipole array for Ku-band mobile terminals. *IEEE Trans Antennas Propag* 2016;64(2):591–8.
- [4] Yu W, Luo GQ, Yu Y, Pan Y, Cao W, Pan Y, et al. Dual-polarized band-absorptive frequency selective rasorber using meander-line and lumped resistors. *IEEE Trans Antennas Propag* 2019;67(2):1318–22.
- [5] He Y, Li Y, Sun W, Zhang Z. Dual-polarized, high-gain, and low-profile magnetic current array antenna. *IEEE Trans Antennas Propag* 2019;67(2):1312–7.
- [6] Yang J, Pantaleev M, Billade B, Ivashina M, Carozzi T, Helldner L, et al. A compact dual-polarized 4-port eleven feed with high sensitivity for reflectors over 0.35–1.05 GHz. *IEEE Trans Antennas Propag* 2015;63(12):5955–60.
- [7] Ha J, Al-Tarifi MA, Filipović DS. Design of wideband combined annular slot-monopole antenna. *IEEE Trans Antennas Propag* 2016;64(9):4138–43.
- [8] Hong W, Sarabandi K. Low-profile, multi-element, miniaturized monopole antenna. *IEEE Trans Antennas Propag* 2009;57(1):72–80.
- [9] Nguyen-Trong N, Ta SX, Ikram M, Bertling K, Abbosh AM. A low-profile wideband tripolarized antenna. *IEEE Trans Antennas Propag* 2019;67(3):1946–51.
- [10] Byun G, Choo H, Ling H. Optimum placement of DF antenna elements for accurate DOA estimation in a harsh platform environment. *IEEE Trans Antennas Propag* 2013;61(9):4783–91.
- [11] Abbosh AM, Bialkowski ME. Design of ultrawideband planar monopole antennas of circular and elliptical shape. *IEEE Trans Antennas Propag* 2008;56(1):17–23.
- [12] Ha J, Elmansouri MA, Filipovic DS. A compact ultrawideband reflector antenna: using a wide-band omnidirectional antenna with a mechanically steerable endfire beam to illuminate a half-cut paraboloid reflector. *IEEE Antennas Propag Mag* 2018;60(3):75–86.
- [13] Wang J, Shen Z, Zhao L. Wideband dual-polarized antenna for spectrum monitoring systems. *IEEE Antennas Wireless Propag Lett* 2017;16:2236–9.
- [14] Quan X, Li R. A broadband dual-polarized omnidirectional antenna for base stations. *IEEE Trans Antennas Propag* 2013;61(2):943–7.
- [15] Dai XW, Wang ZY, Liang CH, Chen X, Wang LT. Multiband and dual-polarized omnidirectional antenna for 2G/3G/LTE application. *IEEE Antennas Wireless Propag Lett* 2013;12:1492–5.
- [16] Yang N, Leung KW, Li WW. Linearly polarized omnidirectional polarization-diversity dielectric resonator antenna. In: *Proceedings of 2019 IEEE Conference on Antenna Measurements and Applications (CAMA)*; 2019 Oct 23–25; Bali, Indonesia; 2019.
- [17] Li W, Leung KW, Yang N. Omnidirectional dielectric resonator antenna with a planar feed for circular polarization diversity design. *IEEE Trans Antennas Propag* 2018;66(3):1189–97.
- [18] Martín P, Elena VB, Loredó-Souza AM, Camaño EB. Experimental study of the effects of dish antennas on the wind loading of telecommunication towers. *J Wind Eng Ind Aerodyn* 2016;149:40–7.
- [19] Anderson R, Dorrenbacher C, Krausz R, Margerum D. A multiple telemetering antenna system for supersonic aircraft. *IEEE Trans Antennas Propag* 1955;3(4):173–6.
- [20] Bhattacharjee S, Maity S, Chaudhuri SRB, Mitra M. A compact dual-band dual-polarized omnidirectional antenna for on-body applications. *IEEE Trans Antennas Propag* 2019;67(8):5044–53.
- [21] Li Y, Zhang Z, Feng Z, Iskander MF. Design of omnidirectional dual-polarized antenna in slender and low-profile column. *IEEE Trans Antennas Propag* 2014;62(4):2323–6.
- [22] Liu P, Meng Z, Wang L, Zhang Y, Li Y. Omnidirectional dual-polarized saber antenna with low wind drag. *IEEE Trans Antennas Propag* 2020;68(1):558–63.
- [23] Syue CJ, Kehn MNM, Quevedo-Teruel O. Compact mikaelian lens design using metasurface structure. In: *Proceedings of 2016 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP)*; 2016 Oct 24–28; Okinawa, Japan; 2016.
- [24] Shang Y, Shen Z. Polarization-independent backscattering enhancement of cylinders based on conformal gradient metasurfaces. *IEEE Trans Antennas Propag* 2017;65(5):2386–96.
- [25] Raad HR, Abbosh AI, Al-Rizzo HM, Rucker DG. Flexible and compact AMC based antenna for telemedicine applications. *IEEE Trans Antennas Propag* 2013;61(2):524–31.
- [26] Morrison FA. *An introduction to fluid mechanics*. Cambridge: Cambridge University Press; 2013.
- [27] Presse A, Tarot AC. Circuit model of a double-layer artificial magnetic conductor. *IEEE Antennas Wireless Propag Lett* 2016;15:1061–4.
- [28] Kuse R, Hori T, Fujimoto M, Seki T, Sato K, Oshima I. Equivalent circuit analysis for double layer patch type AMC in consideration of mutual coupling between layers. In: *Proceedings of 2013 Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings (APMC)*; 2013 Nov 5–8; Seoul, Republic of Korea; 2013.
- [29] Liu P, Li Y, Zhang Z, Feng Z. Omnidirectional dual-polarized antenna with sabre-like structure. *IEEE Trans Antennas Propag* 2017;65(6):3221–5.