

DOI: 10.7511/jslx20221216002

基于 77 GHz 毫米波角雷达的天线罩优化设计方法

邓舒文^{1,2}, 彭辉^{1,2}, 万振中³, 高仁璟^{*1,2}

(1. 大连理工大学 工业装备结构分析优化与 CAE 软件全国重点实验室, 大连 116024;
2. 大连理工大学 宁波研究院, 宁波 315016; 3. 比亚迪汽车工业有限公司, 深圳 518118)

摘要: 77 GHz 毫米波雷达因其体积小和分辨率高等特点在无人驾驶车辆领域具有广阔的应用前景。天线罩作为毫米波雷达系统的重要组成部分,能有效防御恶劣环境对雷达系统工作性能的影响,但天线罩在保护雷达系统的同时会在雷达电磁波传播路径上引入介质,从而造成天线辐射性能的衰减。为了改善天线罩对雷达天线辐射性能的影响,本文提出了一种基于 77 GHz 毫米波角雷达天线罩的优化设计方法。该优化方法以遗传算法(GA)作为优化算法,运用 MATLAB 将 GA 与高频仿真软件 HFSS 结合,通过优化拱形天线罩横截面圆弧的圆心角和天线罩与天线的垂直间距,使雷达天线在其工作频段内具有高增益和低旁瓣的同时,增大天线 3 dB 方位面波束宽度,提高毫米波角雷达视场角的宽度。仿真结果表明,优化天线罩后阵列天线的 3 dB 方位面波束宽度增大了 37°,工作带宽增大了 1.04 GHz,俯仰面最大旁瓣降低了 1.02 dB。分析结果表明,基于优化方法设计的天线罩能够有效增大毫米波角雷达阵列天线的视场角,拓宽该雷达天线阵列的工作频带,并降低其俯仰面最大旁瓣。77 GHz 毫米波角雷达天线罩数值算例验证了该优化方法的有效性。

关键词: 天线罩;毫米波角雷达天线;宽视场角;优化方法

中图分类号: TP732.1;O224

文献标志码: A

文章编号: 1007-4708(2024)04-0618-08

1 引言

近年来,得益于宽频、高分辨率、强环境适应性和具有全天候性等优势^[1],毫米波雷达广泛应用于目标检测^[2]、手势识别^[3]、安全避障^[4]和健康监测^[5]等各个领域。相比于低频段的毫米波雷达,77 GHz 毫米波雷达具有体积小、精度和分辨率高的优点,可应用于智能车辆环境感知、智能交通流量监控和车辆超速违章取证等,已成为国内外智能传感器的研究重点^[6-8]。根据探测距离范围的不同,可以将毫米波雷达分为长距雷达、中距雷达以及短距雷达。其中,短距毫米波雷达可用于车载角雷达,用于对车尾和车侧等直接接近车辆的目标进行实时监控,并辅助车辆实现倒车和变道等功能,因此需要在方位面内实现大角度范围的监测,具有更高的空间分辨率和更大的视场角 FOV(Field of View)^[8-11]。

天线罩作为毫米波雷达系统的重要组成部分,其主要作用是防止外界恶劣环境对雷达天线工作

状态的影响,确保雷达在雨雪、风沙、高温及低温等各种工况下全天候正常运行^[12,13]。但天线罩在保护雷达系统的同时会在雷达天线发射和接收电磁波的路径上引入介质,这通常会造成天线的辐射性能衰减、辐射方向图畸变和产生交叉极化等问题^[14,15]。因此,为了使角雷达天线具有高增益、低旁瓣、宽视场角和宽工作带宽的辐射性能,并确保雷达能够全天候正常工作,需要对天线罩进行合理设计。

雷达天线罩的设计是一项涉及电磁学、结构和空气动力学等多学科的研究^[16]。Hsu 等^[17]系统地提出了设计天线罩剖面厚度以改善雷达电磁性能的方法,采用 B 样条曲线参数化表示剖面厚度,并采用模拟退火算法优化瞄准误差性能。Nair 等^[18]提出了一种基于最优功率反射的变厚度机载天线罩,并采用 3D 光线追踪和孔径积分法评估天线罩的性能参数,其电磁性能优于传统均匀厚度天线罩。Xu 等^[19]在对机载流线型天线罩厚度轮廓

收稿日期:2022-12-16;修改稿收到日期:2023-01-14。

基金项目:国家自然科学基金(12172076);深圳市科技研究发展基金(JSGG20200102155001779)资助项目。

作者简介:高仁璟*(1964-),女,博士,教授(E-mail:renjing@dlut.edu.cn)。

引用本文:邓舒文,彭辉,万振中,等.基于 77 GHz 毫米波角雷达的天线罩优化设计方法[J].计算力学学报,2024,41(4):618-625.

DENG Shu-wen, PENG Hui, WAN Zhen-zhong, et al. An effective optimization method for radome based on 77 GHz millimeter wave corner radar[J]. Chinese Journal of Computational Mechanics, 2024, 41(4): 618-625.

设计过程中,引入了插入相位延迟校正,能够有效降低其瞄准误差。Hong 等^[20]针对一种调频连续波雷达(FMCW)弹载锥型天线罩引起的辐射畸变问题,从电磁波的反射和透射特性的角度进行了理论分析,通过进一步优化天线罩壁厚与入射角之间的关系,使该雷达系统的增益特性和方向图对称性得到了改善,但仍存在旁瓣电平过高的问题,会对雷达探测产生不利影响。上述天线罩设计方法的优化目标是找到天线罩的最佳厚度分布,从而提高雷达系统特定的辐射性能,这些研究都是对天线罩本身的结构形式和尺寸进行设计,没有考虑到天线罩与天线的相对位置关系,不利于实现雷达辐射性能的进一步提升。并且,现有的研究大多集中在机载和弹载天线罩结构的优化设计上,其结构形式通常为符合空气动力学要求的流线型、正切卵型或锥型等,这类天线罩的结构形式和设计方法都不适用于具有小型化要求、需要与车辆进行集成的毫米波雷达。

因此,针对无人驾驶车辆对77 GHz毫米波角雷达的特定应用需求,本文提出了毫米波角雷达天线罩的优化设计方法,该方法采用MATLAB与HFSS联合仿真,对天线罩的结构尺寸和位置参数进行协同设计。以天线罩的横截面圆心角及间距为优化目标,定义了优化设计问题,提出了优化设计列式,给出了求解该优化问题的分析方法和优化流程。最后通过数值算例对77 GHz毫米波角雷达天线罩进行了电性能优化设计,结果表明通过优化天线罩横截面圆弧的圆心角和天线罩与天线的垂直间距,使雷达天线在其工作频段内具有高增益和低旁瓣的同时,有效地增大了其3 dB方位面波束宽度,实现了毫米波角雷达对宽视场角的要求,验证了本文优化方法的有效性。

2 77 GHz毫米波角雷达天线罩优化设计方法

2.1 优化模型与优化列式

如图1所示,77 GHz毫米波角雷达的天线罩放置在阵列天线介质基板的上方,天线罩需要具有良好的透波性能。天线罩的结构形式、尺寸参数和天线罩与天线的相对位置都会影响雷达阵列天线的辐射性能。为了满足天线罩的安装要求并实现雷达阵列天线期望的辐射性能,需要合理地设计天线罩的结构尺寸和位置参数。可以看出,天线罩的尺寸和位置参数包括天线罩横截面圆弧的圆心角 θ 、天线罩与天线介质基板的垂直间距 h 、天线罩横截面的内圆弧弦长 D 以及天线罩的安装卡槽长度 W_{12} 。

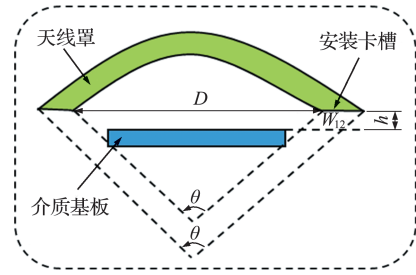


图1 雷达天线系统
Fig.1 Radar antenna system

确定天线罩横截面圆弧的圆心角 θ ,内圆弧弦长 D 和安装卡槽长度 W_{12} 即可确定天线罩的横截面形状,确定天线罩与阵列天线的垂直间距 h 即可确定天线罩的位置。对 θ, h, D 和 W_{12} 四个参数进行敏感性分析,图2对比了不同参数下雷达天线的

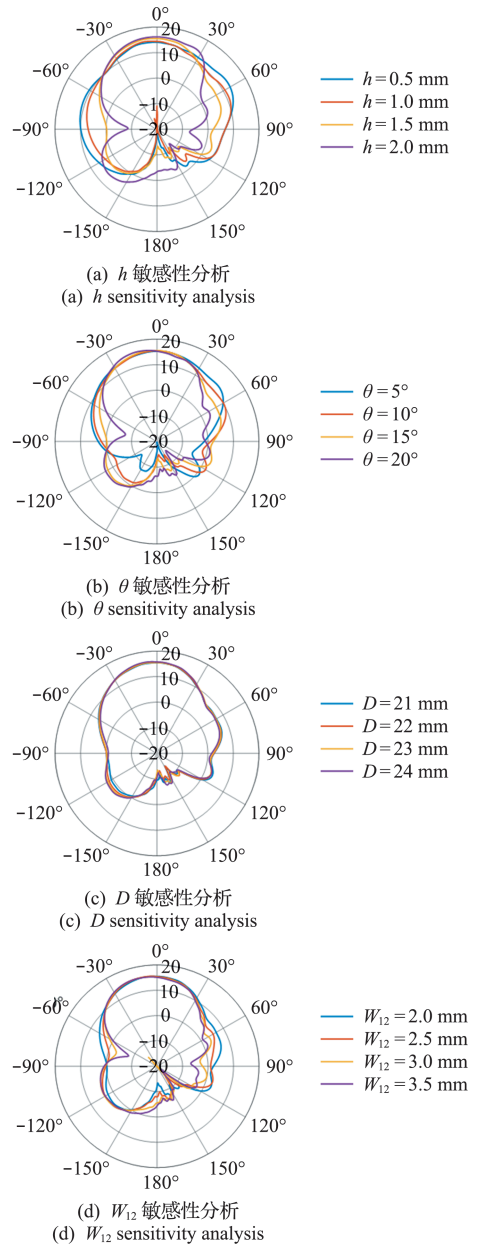


图2 方位面方向图对比

Fig.2 Azimuth plane pattern comparison

方位面方向,表1给出了 θ, h, D 和 W_{12} 四个参数改变时对应的雷达FOV的最大值、最小值以及最大值与最小值的差值。在其他参数不变的情况下,分别改变 θ, h, D 和 W_{12} 的值,雷达的最大和最小FOV分别相差 $31.7^\circ, 48.3^\circ, 3.0^\circ$ 和 3.8° 。由于 θ 和 h 两个参数对雷达的FOV影响较大,而 D 和 W_{12} 两个参数对雷达的FOV影响较小,因此为了兼顾优化速度和雷达辐射性能,选定 θ 和 h 两个参数为优化设计变量。

表1 不同尺寸参数对应的雷达FOV值(单位:°)
Tab.1 Radar FOV with different size parameters (unit:°)

FOV值	改变 θ	改变 h	改变 D	改变 W_{12}
最大值	89.2 ($\theta=5^\circ$)	105.8 ($h=0.5$ mm)	57.5 ($D=17$ mm)	58.5 ($W_{12}=3.5$ mm)
最小值	57.5 ($\theta=15^\circ$)	57.5 ($h=1.5$ mm)	54.5 ($D=17.5$ mm)	54.7 ($W_{12}=2.5$ mm)
差值	31.7	48.3	3.0	3.8

为了获得最优的雷达性能,定义以下优化模型,优化天线罩横截面圆弧的圆心角 θ 和天线罩与天线的垂直间距 h ,使雷达天线在其工作频段内具有高增益和低旁瓣的同时,3 dB方位面波束宽度最大。优化设计模型可表示为

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{find: } \theta, h \\ \text{min: } U = \alpha_{\text{G3dB}}^{\min} - \alpha_{\text{G3dB}}^{\max} \\ \text{s. t. : governing equation} \\ S_{11}(f_i, f_u) \leq S_c \\ S_{11}(f_c) \leq S_0 \\ G \geq G_c \\ \text{SLL} \leq \text{SLL}_c \\ \theta^{\min} \leq \theta \leq \theta^{\max} \\ h^{\min} \leq h \leq h^{\max} \end{array} \right. \quad (1)$$

式中 设计变量的上下限分别为 $[\theta^{\min}, \theta^{\max}]^\circ$ 和 $[h^{\min}, h^{\max}]$ mm。 $\alpha_{\text{G3dB}}^{\min}$ 和 $\alpha_{\text{G3dB}}^{\max}$ 分别表示主瓣最大辐射方向增益下降3 dB对应的两个方位角的最小值和最大值, U 是该优化问题的目标函数。目标函数通过最小化主瓣最大辐射方向增益下降3 dB对应方位角的最小值与最大值的差值 $\alpha_{\text{G3dB}}^{\min} - \alpha_{\text{G3dB}}^{\max}$ 表征。 S_{11} 表示雷达阵列天线的反射系数, f_l, f_u 和 f_c 分别表示所需工作频段的最低、最高和中心频点,要求在特定频率范围 $[f_l, f_u]$ 内的 S_{11} 均小于一个给定值 S_c ,在中心频点 f_c 处的 S_{11} 小于一个给定值 S_0 ,以确保所需雷达天线系统的工作频段; G, SLL, G_c 和 SLL_c 分别表示雷达阵列天线的增益、俯仰面最大旁

瓣,增益下限和俯仰面最大旁瓣上限,以保证雷达阵列天线高增益和低旁瓣的辐射性能。

为了方便地求解该优化问题,建立雷达系统的辐射性能与设计变量的参数化模型,便于清晰地分析优化迭代过程中目标函数的变化。为了建立参数化模型,首先需要求解优化列式中含有设计变量的控制方程,下面将阐述控制方程的分析求解方法。

2.2 分析求解方法

本文采用有限元法求解带有天线罩的雷达阵列天线控制方程。该方法能够精准拟合曲面,在分析复杂结构时具有独特优势^[21,22]。使用有限元法分析天线的辐射或散射问题时,需要电磁场传播的无限区域截断在有限的计算域内,截断边界 Γ 应最大程度地减小辐射场穿过时引起的变形或反射现象。通过求解麦克斯韦方程组可得到在有限元计算域 B 内关于电场 \mathbf{E} 的矢量波动方程

$$\nabla \times (1/\mu_r \cdot \nabla \times \mathbf{E}) - n_0^2 \epsilon_r \cdot \mathbf{E} = -jk_0 \eta_0 \mathbf{I}_s \quad (2)$$

式中 μ_r 和 ϵ_r 分别为相对磁导率和相对介电常数, n_0 和 η_0 分别为自由空间波数和特征阻抗,式(2)右侧表示有限元计算域内加载的电流源激励。

为了利用有限元法近似求得数值解,使用棱边元将计算域内连续的电场和磁场离散成合适的有限元网格,电场 \mathbf{E} 即可表示为一系列离散量的插值替换。利用变分原理及近似的索末菲边界条件可以得到离散后含设计变量的电场 \mathbf{E} 泛函表达式 $F(\mathbf{E})$,令 $\delta F(\mathbf{E}) = 0$ 可以获得控制方程,即

$$\mathbf{A}(\theta, h) \mathbf{E} = \mathbf{u} \quad (3)$$

$$\mathbf{A}_e = \iiint_{B_e} \left[\frac{1}{\mu_r} (\nabla \times \mathbf{f}_e) \cdot (\nabla \times \mathbf{f}_e)^T - n_0^2 \epsilon_r \mathbf{f}_e \mathbf{f}_e^T \right] dv + jn_0 \iint_{\Gamma_e} \frac{1}{\mu_r} (\hat{\mathbf{n}} \times \mathbf{f}_e) \cdot (\mathbf{n} \times \mathbf{f}_e)^T ds \quad (4)$$

$$\mathbf{u}_e = - \iiint_B jn_0 \eta_0 \mathbf{I}_s \mathbf{f}_e dv \quad (5)$$

式中 \mathbf{f}_e 为电场插值参量的基函数, \mathbf{A}_e 和 \mathbf{u}_e 分别为第 e 个单元的稀疏矩阵和与外部激励相关的向量, \mathbf{E} 为待求的电场参数向量。

基于上述全波有限元法求解控制方程能够得到计算域内任意位置的电场 \mathbf{E} ,进而可以计算出天线的输入阻抗和辐射方向等特性,再根据式(6~8)计算天线的 S_{11}, G 和SLL值。

$$S_{11} = 20 \lg |(Z_{in} - Z_c) / (Z_{in} + Z_c)| \quad (6)$$

$$G(\text{dB}) = 10 \lg \frac{\mathbf{E}_M^2 r^2}{60 P_{in}}, \text{SLL} = 20 \lg \frac{|\mathbf{E}_{sm}|}{|\mathbf{E}_{max}|} \quad (7, 8)$$

式中 Z_{in} 为天线输入阻抗归一值, Z_c 为馈线特性

阻抗, E_M 为场强最大值, r 为天线所在平面与其最大辐射方向的远区某点距离, P_{in} 为天线输入功率, E_{sm} 为电场旁瓣最大值, E_{max} 为电场主瓣最大值。

天线 3 dB 方位面波束宽度定义为在天线方位面方向图中,主瓣最大辐射方向增益下降 3 dB 对应的方位角差值,根据上述有限元法求得的辐射方向图及天线增益特性能够方便地计算出 α_{G3dB}^{min} 和 α_{G3dB}^{max} 并得到 U 。

2.3 优化流程

基于上述优化列式和有限元分析方法,求解 77 GHz 毫米波角雷达天线罩的优化设计模型。由于 GA 具有全局优化和隐含并行性的特点,特别适用于常规优化方法难以解决的天线罩的综合优化设计问题^[23]。由于 MATLAB 具有计算功能强大和运行高效的特点,本文选用 MATLAB 编写遗传算法模块,通过调用 MATLAB 与 HFSS 的接口程序,对天线系统进行仿真并得到所需的辐射性能,再将天线系统辐射性能的仿真结果传递给 GA 模块并得到适应度值。通过大量的迭代,得到满足指定要求的天线罩结构和位置参数。本文优化方法的主要求解步骤如下。

(1) 在 MATLAB 的 GA 模块中设置初始优化信息,包括设计变量的初始值为 (θ_0, h_0) , 设计变量的上下限分别为 $[\theta^{min}, \theta^{max}]^\circ$ 和 $[h^{min}, h^{max}]$ mm。设置天线辐射性能的约束值分别为 S_c, S_0, f_l, f_u, G_c 和 SLL_c 。设置优化的种群和交叉变异率等。

(2) 调用 MATLAB 与 HFSS 的接口程序,将迭代变化的设计变量信息传递给 HFSS,基于 HFSS 软件构建含有参数化 (θ, h) 的带有天线罩的雷达阵列天线模型,将优化过程中迭代变化的 (θ, h) 代入式(3~5)的控制方程,并求解 E 。

(3) 基于场强、输入阻抗和辐射方向等特性,根据式(6~8)计算得到 $S_{11}, G, SLL, \alpha_{G3dB}^{min}$ 和 α_{G3dB}^{max} , 传递给 MATLAB 的 GA 模块并得到式(1)定义的目标函数值 U , 更新最优的目标函数值。

(4) 判断优化是否达到最大迭代次数或获得满足收敛条件的目标函数值。若是,则优化停止,跳转至步骤(5);若否,则产生下一代种群,返回至步骤(2)。

(5) 输出优化后的 θ 和 h , 并计算带有天线罩的雷达阵列天线的辐射方向,得到 $S_{11}, G, SLL, \alpha_{G3dB}^{min}$ 和 α_{G3dB}^{max} 。

3 数值算例

在对雷达天线辐射性能要求比较高的使用场合,需要选择曲面变换平缓、曲率半径大和电磁波入射角小的天线罩^[24]。对于毫米波雷达天线罩,单层薄壁结构具有在不同极化时插入相位随入射角变化较小的优势^[25]。因此,考虑到毫米波雷达对辐射性能与工作频段的要求,本文设计了一种 77 GHz 毫米波角雷达的拱形单层薄壁天线罩验证本文优化方法的有效性。

3.1 天线系统材料、构型及优化参数确定

从毫米波雷达的用途和使用环境角度考虑,制作天线罩的材料应采用具有良好的介电性能、耐高温性能、耐冲击性能和耐腐蚀性能的透波材料。为了减少电磁波在空气与天线罩界面的反射和在透过天线罩过程中转化为热量而损耗掉的能量,透波材料的介电常数应尽可能低,介电损耗角正切应低至接近于零^[26]。在力学性能方面,天线罩材料应具有较高的强度和刚度以保证天线罩在受到外力作用时不易损坏和变形,给天线提供稳定可靠的工作环境。

综合考虑材料的介电性能和机械性能,本文选用热塑性聚酯塑料 PBT SK605 NC010 制作天线罩,该材料采用 30% 玻纤增强,材料的相关属性参数列入表 2。

表 2 天线罩材料参数

Tab. 2 Material parameters of the radome

材料属性	值	材料属性	值
屈服应力 σ /MPa	140	相对介电常数 ϵ_1	3.8
抗弯强度 σ_b /MPa	200	介电损耗角正切 $\tan\delta_1$	0.018

天线介质基板的材料为松下 R5515 基板,该材料具有超低的传输损耗,介电常数 ϵ_2 为 3.09,介电损耗角正切 $\tan\delta_2$ 为 0.0035,基板厚度为 0.127 mm。放置在介质基板上方的分别是贴片天线和接地板,材料均为铜,铜片厚度分别为 0.014 mm 和 0.029 mm。微带天线采用两发三收(2T/3R)串馈贴片阵列天线,如图 3 所示。两个发射天线线阵的间距 W_1 与三个接收天线线阵的间距 W_3 相同。每个线阵由馈线和 12 个贴片单元构成,贴片单元通过馈线串联,相邻贴片的间距 L_1 相同,每个贴片单元的长度 L_2 相同。为了抑制天线的旁瓣,采用泰勒综合法调整贴片单元宽度 $(W_5 - W_{10})$ 控制各单元激励电流幅度,贴片宽度由中间向两端对称分布。接地板长 L 和宽 W 与介质基板相同。图 3(a)为

77 GHz 雷达 2T/3R 阵列天线模型,图 3(b)为线阵模型,天线面阵尺寸列入表 3,线阵尺寸列入表 4。为了计算带有天线罩的阵列天线的辐射方向,采用侧面馈电的方式给端口加载 1 V 激励电压,并设置馈线输入阻抗为 50 Ω 。

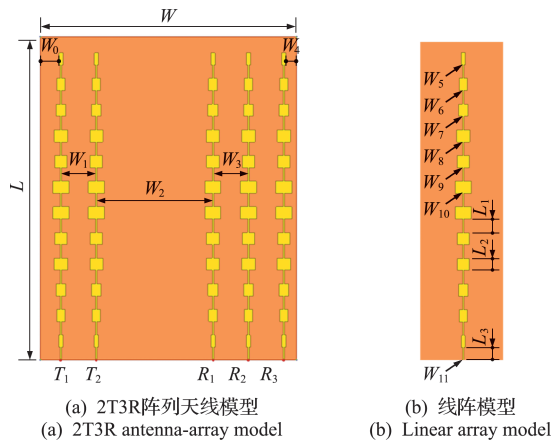


图 3 77 GHz 雷达天线设计模型
Fig. 3 77 GHz radar antenna design model

表 3 2T3R 天线面阵尺寸(单位:mm)
Tab. 3 2T3R antenna array size parameters
(unit:mm)

参数	L	W	W_0	W_1	W_2	W_3	W_4
值	28.4	19	1.2	2.6	8.9	2.6	0.8

表 4 天线线阵尺寸(单位:mm)
Tab. 4 Antenna subarray size parameters
(unit:mm)

参数	L_1	L_2	L_3	W_5	W_6	W_7	W_8	W_9	W_{10}	W_{11}
值	1.2	1.1	1.2	0.3	0.7	0.8	1.1	1	1.3	0.1

考虑到天线罩的安装需求,天线罩横截面内圆弧弦长应不小于阵列天线介质基板的宽度,给定天线罩横截面内圆弧弦长 D 和安装卡槽长度 W_{12} 分别为 23 mm 和 2 mm。由于车载毫米波雷达通常安装在汽车保险杠或其他仪表板的后方,为了便于毫米波雷达与车身进行集成,拱形天线罩横截面圆弧的圆心角不宜过大,将设计变量 θ 的取值范围设置为 $[5^\circ, 20^\circ]$,初始值 θ_0 为 15° 。为了实现毫米波雷达的小型化,其纵向尺寸不宜过大,因此将设计变量 h 的取值范围设置为 $[0.5 \text{ mm}, 2 \text{ mm}]$,初始值 h_0 为 1.5 mm。采用 HFSS 进行仿真分析可知,相比于无天线罩的阵列天线,加载了优化前初始构型天线罩的雷达系统的工作带宽减小了 1.35 GHz, 3 dB 波束宽度减小了 14.8° ,其辐射性能严重恶化,不能达到毫米波角雷达的工作要求,因此需要对天线罩构型进行优化设计。

基于 77 GHz 毫米波角雷达对于天线工作频段、增益和旁瓣等辐射性能的要求,设置优化参数 S_c 和 S_o 分别为 -10 dB 和 -15 dB ,给定该阵列天线的工作频段下限 f_l 和上限 f_u 分别为 77 GHz 和 78.5 GHz,中心频点 f_c 为 77.75 GHz,并设置增益下限 G_c 为 15 dB,俯仰面最大旁瓣上限 SLL_c 为 -20 dB 。对于本算例,选择种群数为 20,交叉率为 0.75,变异率为 0.01,迭代收敛准则采用相邻两次迭代的适应度函数相对变化小于 0.6%。确定优化参数后,利用 GA 求解该优化问题。

3.2 电性能优化与分析

为了在特定工作频段内满足 77 GHz 毫米波角雷达对于宽视场角、高增益和低旁瓣的要求,对毫米波雷达天线罩进行优化设计。优化过程迭代曲线如图 4 所示。优化后得到的阵列天线和天线罩构成的天线系统,其三维视图、主视图和俯视图如图 5 所示。表 5 给出了天线罩与天线的垂直间距 h 、天线罩横截面圆弧的圆心角 θ 的优化结果以及雷达天线罩的基本尺寸 $L_{\text{zhao}}, W_{\text{zhao}}, D, W_{12}, R_1$ 和 R_2 , R_1 和 R_2 为天线罩内外圆弧曲率半径,与尺

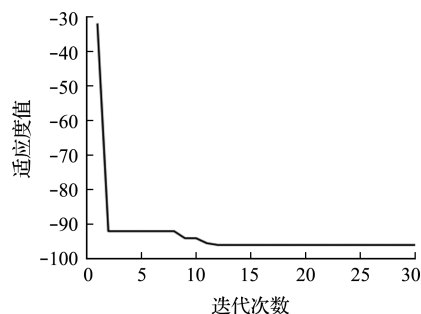


图 4 优化过程迭代曲线
Fig. 4 Optimization process iteration curve

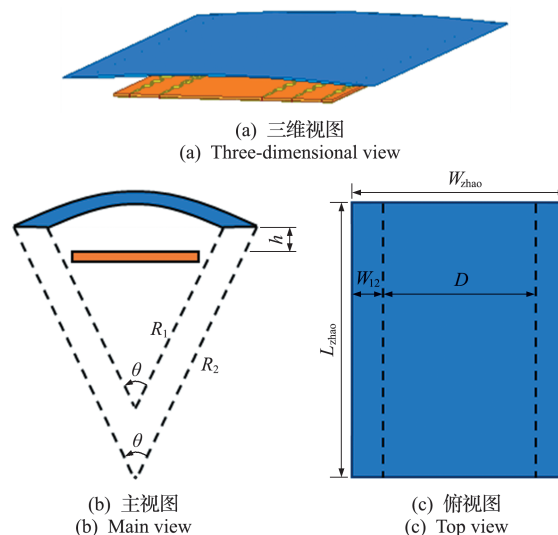


图 5 77 GHz 雷达天线系统设计模型
Fig. 5 77 GHz radar antenna system design model

表5 雷达天线罩尺寸
Tab.5 Radar radome size parameters

参数	L_{zhao} /mm	W_{zhao} /mm	D /mm	W_{12} /mm	h /mm	θ /°	R_1 /mm	R_2 /mm
值	30.43	27	23	2	1.24	5.83	226	265.3

寸参数 θ, D 和 W_{12} 的关系为

$$R_1 = \frac{\sqrt{2}D}{2} \sqrt{\frac{1}{1 - \cos\theta}} \quad (9)$$

$$R_2 = \frac{\sqrt{2}}{2} (D + 2W_{12}) \sqrt{\frac{1}{1 - \cos\theta}} \quad (10)$$

在 HFSS 软件中进行天线罩优化前后的雷达辐射性能仿真分析,天线的回波损耗曲线对比如图 6 所示。初始构型在 76.46 GHz~77.69 GHz 范围内的 S_{11} 小于 -10 dB,工作带宽为 1.23 GHz,在中心频点 77.75 GHz 处天线 S_{11} 值为 -9.68dB,没有全部覆盖 77 GHz~78.5 GHz 雷达工作频段。优化构型在 76.66 GHz~78.93 GHz 范围内的 S_{11} 小于 -10 dB,工作带宽为 2.27 GHz,在 77.75 GHz 处天线 S_{11} 值最小为 -16.89 dB,覆盖了 77 GHz~78.5 GHz 雷达工作频段,且在中心频点处的 S_{11} 值小于 -15 dB。由此可见,优化构型实现了良好的阻抗匹配,覆盖了雷达所需工作频带,优化构型比初始构型的工作带宽增大了 1.04 GHz,中心频点处的 S_{11} 降低了 7.21 dB。天线罩优化前后的天线方位面方向和俯仰面方向对比结果如图 7 所示,初始构型天线的增益为 15.47dB,俯仰面最大旁瓣为 -19.78 dB,3 dB 方位面波束宽度为 57.5°。优化构型天线的增益为 15 dB,俯仰面最大旁瓣为 -20.8 dB,3 dB 方位面波束宽度为 94.5°。由此可见,优化后的天线罩能够使雷达阵列天线的俯仰面最大旁瓣降低 1.02 dB,并增大了 37°的 3 dB 方位面波束宽度,优化后雷达的工作频带、增益和

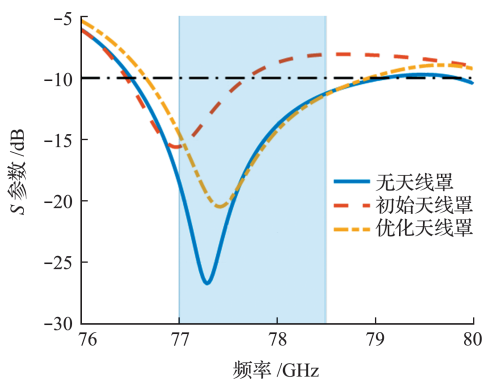


图6 雷达天线系统 S 参数对比
Fig.6 S-parameters comparisons of the radar antenna system

旁瓣性能均满足雷达性能要求。表 6 给出了天线罩优化前后雷达天线系统的辐射性能对比。

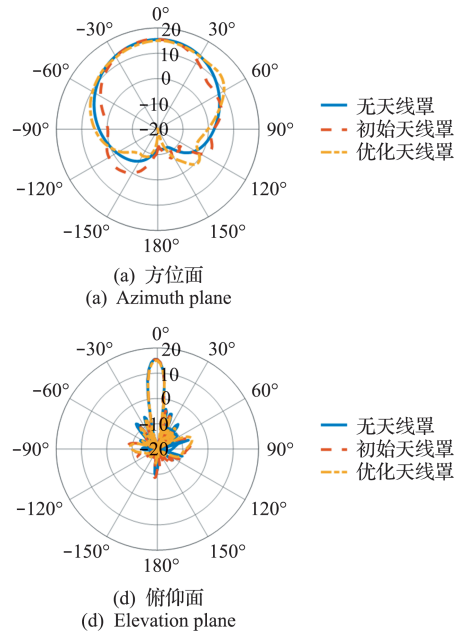


图7 雷达天线系统辐射方向图对比
Fig.7 Radiation patterns of the radar antenna system

表6 77 GHz 雷达天线系统辐射性能对比
Tab.6 Comparison of radiation performance of 77 GHz radar antenna system

辐射特性	初始天线罩	优化天线罩
工作频段/GHz	76.46~77.69	76.66~78.93
增益/dB	15.47	15
俯仰面最大旁瓣/dB	-19.78	-20.8
3 dB 方位面波束宽度/°	57.5	94.5

由仿真结果可知,优化后的辐射方向满足 77 GHz毫米波角雷达在其工作频段内对于高增益和低旁瓣的要求,并且天线罩能够有效增大雷达探测的视场角,使其获得更广的方位面探测视野范围。该数值算例验证了本文方法的有效性。

4 结 论

本文提出了一种基于 77 GHz 毫米波角雷达的天线罩优化设计方法。该方法采用 MATLAB 与 HFSS 联合仿真,通过优化拱形天线罩横截面圆弧的圆心角和天线罩与天线的垂直间距,有效增大了雷达阵列天线的视场角和工作带宽,减小了其俯仰面最大旁瓣。数值算例表明,优化天线罩后阵列天线的 3 dB 方位面波束宽度增大了 37°,工作带宽增大了 1.04 GHz,俯仰面最大旁瓣降低了 1.02 dB,从而增大了雷达视场角,实现了车载角雷

达在其工作频带内宽视场角、高增益、低旁瓣的辐射性能。本文提出的天线罩优化设计方法可以扩展到其他频段的毫米波雷达天线罩设计中,以提升其所需辐射性能。

参考文献(References):

- [1] 刘 兵,李旭光,傅海鹏,等.毫米波雷达前端芯片关键技术探讨[J].电子与信息学报,2021,**43**(6):1485-1497. (LIU Bing, LI Xu-guang, FU Hai-peng, et al. Discussion on the key technique of millimeter-wave radar front-end[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2021, **43**(6): 1485-1497. (in Chinese))
- [2] Qin F, Bu X X, Zeng Z Y, et al. Small target detection for FOD millimeter-wave radar based on compressed imaging [J]. *IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters*, 2022, **19**:4020705.
- [3] Palipana S, Salami D, Leiva L A, et al. Pantomime [J]. *Proceedings of the ACM on Interactive, Mobile, Wearable and Ubiquitous Technologies*, 2021, **5**(1):1-27.
- [4] He W, Hu S L, Pan W, et al. Application of millimeter wave radar in safety obstacle avoidance of crane in electric power construction [J]. *Journal of Physics: Conference Series*, 2021, **2108**(1):012069.
- [5] Lü W J, Zhao Y, Zhang W, et al. Remote measurement of short-term heart rate with narrow beam millimeter wave radar [J]. *IEEE Access*, 2021, **9**:165049-165058.
- [6] 孙美玲,熊 毅.浅谈智能网联系统 77 GHz 毫米波雷达的应用[J].科技视界,2019(27):31-32. (SUN Mei-ling, XIONG Yi. The application of 77 GHz millimeter wave radar in the intelligent & connected vehicle[J]. *Science & Technology Vision*, 2019(27):31-32. (in Chinese))
- [7] Xu T Q, Du L. A calibration method for 77 GHz millimeter-wave radar based on virtual instrument technology [A]. International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT) [C], 2021.
- [8] Wang J H, Jiang X, Wu B. Design of 77 GHz coupling resonant wide beam antenna [A]. IEEE [C], 2021.
- [9] Lee J, Lee J M, Hwang K C. Sector-beam antennas for wide detection area in 79 GHz automotive Short Range Radar (SRR) sensor [A]. Asia-Pacific Microwave Conference (APMC) [C], 2018.
- [10] Hasch J, Topak E, Schnabel R, et al. Millimeter-wave technology for automotive radar sensors in the 77 GHz frequency band [J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2012, **60**(3):845-860.
- [11] 姜 兴,祝雪龙,廖 欣,等.77 GHz 汽车角雷达宽波束平坦增益阵列天线设计[J].电波科学学报,2021, **36**(1):43-48. (JIANG Xing, ZHU Xue-long, LIAO Xin, et al. Design of 77 GHz automotive angular radar array antenna with wide beamwidth and flat gain [J]. *Chinese Journal of Radio Science*, 2021, **36**(1):43-48. (in Chinese))
- [12] Mancini A, Lebron R M, Salazar J L. The impact of a wet S-band radome on dual-polarized phased-array radar system performance [J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2019, **67**(1):207-220.
- [13] Diaz J D, Salazar J L, Mancini A, et al. Radome design and experimental characterization of scattering and propagation properties for atmospheric radar applications [A]. Proceedings of American Meteorological Society [C], 2014.
- [14] Wang L Y, Zhai C, Zhao X W, et al. Analysis of the influence of large ground radome on the radiation characteristics of array antenna [A]. International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT) [C], 2020.
- [15] Oguzer T. Analysis of circular reflector antenna covered by concentric dielectric radome [J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2001, **49**(3):458-463.
- [16] Hossain M M S, Saqueeb S A N, Arage A H, et al. Wide-band radomes for millimeter-wave automotive radars [J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2022, **70**(2):1178-1186.
- [17] Hsu F, Chang P R, Chan K K. Optimization of two-dimensional radome boresight error performance using simulated annealing technique [J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 1993, **41**(9):1195-1203.
- [18] Nair R U, Jha R M. Electromagnetic performance analysis of a novel monolithic radome for airborne applications [J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2009, **57**(11):3664-3668.
- [19] Xu W Y, Li P, Qiu Y Y. Efficient variable thickness radome design with insertion phase delay correction [J]. *International Journal of Antennas and Propagation*, 2019, **2019**:9150361.
- [20] Hong K D, Zhong S D, Zhang X, et al. A monolithic missile radome with improved radiation patterns for application in frequency modulated continuous wave radar [J]. *AEU-International Journal of Electronics and Communications*, 2021, **132**:153653.
- [21] 佟佳琦.微带贴片天线的非共形区域分解有限元分析 [D].北京理工大学,2016. (TONG Ji-yu. Non-Con-

- formal Domain Decomposition Finite Element Analysis of Microstrip Patch Antenna[D]. Beijing Institute of Technology, 2016. (in Chinese))
- [22] 沈梦雨. 基于有限元方法的大型天线阵列仿真分析[D]. 西安电子科技大学, 2020. (SHEN Meng-yu. Simulation Analysis of Large Antenna Array Based on Finite Element Method [D]. Xidian University, 2020. (in Chinese))
- [23] 邱婷. 复杂结构天线罩电性能分析与GA优化[D]. 东南大学, 2006. (QIU Ting. Electrical Performance analysis and GA Optimization of Radome with Complex Structure [D]. Southeast University, 2006. (in Chinese))
- [24] 明永晋. 复杂天线罩的电性能优化设计研究[D]. 南京航空航天大学, 2014. (MING Yong-jin. Research on Optimal Design of Electrical Performance of Complex Radome [D]. Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2014. (in Chinese))
- [25] 唐亮, 王贵军, 孙宝华. Ku~Ka波段地面雷达天线罩应用展望及设计要点[J]. 纤维复合材料, 2008, **25**(3): 11-14. (TANG Liang, WANG Gui-jun, SUN Bao-hua. Application perspectives and design factors of Ku~Ka band ground radomes [J]. *Fiber Composites*, 2008, **25**(3): 11-14. (in Chinese))
- [26] 于技强, 刘敬松, 霍冀川. 透波介质材料的介电性能及测试方法[J]. 四川兵工学报, 2011, **32**(4): 99-101, 108. (YU Ji-qiang, LIU Jing-song, HUO Ji-chuan. Dielectric properties and testing methods of wave-transparent dielectric materials [J]. *Journal of Sichuan Ordnance*, 2011, **32**(4): 99-101, 108. (in Chinese))

An effective optimization method for radome based on 77 GHz millimeter wave corner radar

DENG Shu-wen^{1,2}, PENG Hui^{1,2}, WAN Zhen-zhong³, GAO Ren-jing^{*1,2}

(1. State Key Laboratory of Structural Analysis, Optimization and CAE Software for Industrial Equipment,

Dalian University of Technology, Dalian 116024, China;

2. Ningbo Institute of Dalian University of Technology, Ningbo 315016, China;

3. BYD Auto Industry Company Limited, Shenzhen 518118, China)

Abstract: 77 GHz millimeter-wave radar has broad application prospects in the field of unmanned vehicles due to its small size and high resolution. As an important part of the millimeter wave radar system, radome can protect radar working state from the harsh environment. However, the radome will introduce a medium on the propagation path of the radar electromagnetic wave, which will cause the antenna radiation to be attenuated. In order to improve the influence of the radome on the radiation performance of the radar antenna, this paper proposes an optimal design method for radome based on 77 GHz millimeter-wave corner radar. The optimization method uses the genetic algorithm (GA) as the optimization algorithm and uses MATLAB to combine the GA and the high-frequency simulation software HFSS. The method optimizes the arc central angle of the arched radome cross section and the vertical distance between radome and antenna, so that the radar antenna has a high gain and low side lobes in its working frequency band, and increases the 3 dB azimuth bandwidth to increase the width of the field of view of millimeter-wave corner radar. The simulation results show that the 3 dB azimuth bandwidth of the array antenna with the optimized radome is increased by 37°, the working bandwidth is increased by 1.04 GHz, and the maximum side lobe in the elevation plane is reduced by 1.02 dB. The results show that the radome designed based on the proposed optimization method can effectively increase the field of view of the millimeter-wave corner radar array antenna, widen the working frequency band of the radar antenna array, and reduce the elevation maximum side lobes. The numerical example of the 77 GHz millimeter-wave corner radome verifies the effectiveness of the optimization method.

Key words: radome; millimeter wave corner radar antenna; wide field of view; optimization method