

基于散射相消机制的超表面天线罩带外 RCS 缩减特性研究

陈润华¹⁾²⁾, 杨德庆^{1)†}, 郭万涛²⁾, 李想²⁾, 杨佳恒³⁾, 庞永强³⁾

1) (上海交通大学船舶海洋与建筑工程学院, 上海 200240)

2) (洛阳船舶材料研究所, 河南洛阳 471023)

3) (西安交通大学电子科学与工程学院, 陕西西安 710049)

摘要

降低天线罩的带外雷达散射截面一直是隐身技术领域的研究热点, 频率选择表面(FSS)或吸波材料是实现这一目标的常用手段, 但前者受限于特殊形状要求, 后者则因损耗介质的引入会产生插入损耗。本文提出一种基于散射相消机制的超表面复合材料, 旨在实现带内高透波与带外宽带 RCS 缩减。该材料采用夹芯结构, 由石英纤维/环氧树脂复合材料面板、PMI 泡沫及 FSS 层组成, 频率选择表面由两种结构单元组成, 它们在通带外形成接近 180°的反射相位差, 从而将反射波导向至非镜面方向, 从而有效降低目标 RCS。实验结果表明, 在垂直入射条件下, 该结构在 4~8GHz、12~18GHz 宽带范围内 RCS 缩减大于 10dB, 在 8~12GHz 频段内透波率小于 1dB。所设计的超表面复合材料结构简单、制备工艺简便、成本较低, 在隐身天线罩领域具有广阔的应用前景。

关键词: 雷达散射截面; 隐身天线罩; 频率选择表面; 复合材料

PACS:84.40.-x, 73.20.Mf, 41.20.Jb

† 通信作者杨德庆.E-mail: yangdq@sjtu.edu.cn

第一作者陈润华.E-mail: 1796949200@qq.com

1 引言

天线罩主要用于保护内部设备，核心功能是实现电磁波的高效透过^[1-5]。从隐身技术的角度来看，天线罩本身就是主要的散射源，如何抑制其传输频带之外的反射波是降低目标雷达散射截面（RCS）的关键^[6]，最常用的方法之一是借助频率选择表面（FSS）的空间滤波特性将带外回波散射至非威胁方向^[7,8]，但这种方法依赖于特殊外形，在平面类天线罩结构中应用受限^[3-5,7,8]。为克服这一限制，研究者在 FSS 上层叠各类吸波材料，如块状电阻^[9-13]、电阻片^[14-16]或铁氧体^[17,18]，通过损耗效应实现带外宽带吸波效果^[19-27]，但与此同时，由于在天线罩中引入了损耗介质，会导致天线罩透波率降低或透射带宽变窄^[9,14,15,17]。因此，迫切需要一种有效方法可以克服特殊外形及损耗介质引入插损等限制，实现天线罩的带内高透波和带外高隐身。

近年来，散射相消机制为低 RCS 天线罩的设计提供了新思路^[28-35]。该类材料采用平面化布局，通过不同结构单元的排布，在特定区域间形成相位差，从而将反射能量重新分布至非镜面方向，实现 RCS 的有效抑制^[29-32]。基于该机制的天线罩对电磁波损耗极小，不影响其带内传输性能与工作带宽^[36-40]。此外，该结构具备平面化特点，设计与制造相对简单。但是，目前该类设计方案缺乏与复合材料的一体化集成研究，实现带外宽带 RCS 缩减与带内高效透波仍然颇具挑战。

在本文中，我们提出了一种复合材料天线罩的设计与制造方法，可有效实现天线罩带外宽带 RCS 缩减与带内高效透波。首先，我们设计了一种带通天线罩结构，为了兼顾带内高透波与带外 RCS 缩减，在其顶部引入了各向异性的 FSS 层，并通过对两种 FSS 结构单元的空间排布构建了棋盘型布局的超表面平面结构。然后，通过电磁仿真分析了天线罩的 RCS 与传输特性，并结合能量分布与三维散射谱验证了散射相消机制的有效性。按照设计方案加工了 FSS 层、复合材料面

板及泡沫，并通过粘接工艺制备了复合材料原理样件；采用自由空间法测试了天线罩的反射与透波性能，实验结果与仿真结果高度一致，验证了基于散射相消机制的带内透波、带外宽频 RCS 缩减天线罩的设计及制造方法可行性。

2 设计原理

考虑到具有电大尺寸的超表面平板，该平板由两个区域组成，分别定义为区域 0 和区域 1。区域 0 和区域 1 由其单元结构周期排列而成，如图 1(a)和(b)所示。当电磁波垂直入射到平板表面时，其带外 RCS 可表示为^[40]:

$$\text{RCS} = 10 \log \left[\left(\frac{4\pi}{\lambda^2} \right) \left| S_0 A_{r0} e^{j\varphi_{r0}} + S_1 A_{r1} e^{j\varphi_{r1}} \right|^2 \right] \quad (1)$$

其中， S 、 A_r 和 φ_r 分别代表区域 0 和区域 1 的面积、反射幅值及反射相位。其中， A_{r0} 、 A_{r1} 分别表示单元 0 与单元 1 的带外反射幅值，取值范围 $0 \leq A_r \leq 1$ ， $A_r=1$ 对应全反射。通过比较相同尺寸的金属板的 RCS，可以得出平板的带外 RCS 缩减为

$$\text{RCS reduction} = 10 \log \left| f A_{r0} + (1-f) A_{r1} e^{j\Delta\varphi_r} \right|^2 \quad (2)$$

其中， $f=S_0/(S_0+S_1)$ 表示区域 0 在超表面总面积中所占比例，即面积分数。 $\Delta\varphi_r=\varphi_{r1}-\varphi_{r0}$ 是区域 0 和区域 1 之间的反射相位差。当 $\Delta\varphi_r=180^\circ$ 时，两区域的反射波在镜面方向反相相消，实现最大 RCS 缩减。根据式(2)，可通过调整反射率 A_{r0} 和 A_{r1} 、反射相位差 $\Delta\varphi_r$ 以及面积分数 f 来调整天线罩带外 RCS 缩减性能。

同理，对于带内透波率：

$$\text{Transmission} = 10 \log \left| f A_{t0} + (1-f) A_{t1} e^{j\Delta\varphi_t} \right|^2 \quad (3)$$

其中， A_{t0} 、 A_{t1} 分别表示单元 0 与单元 1 的带内透射幅值，取值范围 $0 \leq A_t \leq 1$ ， $A_t=1$ 对应全透射。 $\Delta\varphi_t=\varphi_{t1}-\varphi_{t0}$ 表示区域 0 和区域 1 之间的透射相位差。当 $\Delta\varphi_t=0^\circ$ 时，两区域的反射波在镜面方向同相，实现最佳透波。具体而言，利用式(2)和式

(3)可获得最大 RCS 缩减和透波率，如下所示：

$$fA_{r_0} = (1-f)A_{r_1}, fA_{t_0} = (1-f)A_{t_1}, \Delta\varphi_r = 180^\circ \text{ and } \Delta\varphi_t = 0^\circ \quad (4)$$

对于式（4），假设区域单元 0 和区域单元 1 在带外具有高的带外反射幅值（ $A_{r_0} \approx A_{r_1} \approx 1$ ），同时在带内具有高的透射幅值（ $A_{t_0} \approx A_{t_1} \approx 1$ ）。本研究将区域 0 和区域 1 沿二维平面相间排布，如图 1（c）所示，区域面积分数 $f=0.5$ 。在该条件下，满足最佳带内 RCS 缩减和高透波率的条件可进一步修改为

$$A_{r_0} \approx A_{r_1} \approx 1, A_{t_0} \approx A_{t_1} \approx 1, \Delta\varphi_r = 180^\circ \text{ and } \Delta\varphi_t = 0^\circ \quad (5)$$

根据公式(2)和(3)，可得到相位差 $\Delta\varphi_r$ 和 $\Delta\varphi_t$ 应符合以下条件：

$$\cos \Delta\varphi_r \leq \frac{|\sigma|^2 - 0.25A_{r_0}^2 - 0.25A_{r_1}^2}{0.5A_{r_0}A_{r_1}} \text{ and } \cos \Delta\varphi_t \leq \frac{|\rho|^2 - 0.25A_{t_0}^2 - 0.25A_{t_1}^2}{0.5A_{t_0}A_{t_1}} \quad (6)$$

其中， σ 和 ρ 是 RCS 缩减和透波的线性值。从（6）可以看出，当区域 0 或区域 1 的面积占比为 0.5， A_{r_0} 、 A_{r_1} 、 A_{t_0} 和 A_{t_1} 均为 1 时，为满足 σ 大于 10dB 和透波率小于 1dB 的设计要求，反射相位差 $\Delta\varphi_r$ 和透射相位差 $\Delta\varphi_t$ 应在 $180^\circ \pm 37^\circ$ 和 $0^\circ \pm 51^\circ$ 范围内^[36]。

综上，散射相消机制的核心物理过程可归纳为：将天线罩表面划分为面积相等的两类子区域（区域 0 和区域 1），当电磁波垂直入射时，若两类子区域的反射率幅值接近相等，且反射相位相差约 180° ，则二者产生的反射波在镜面方向等幅反相叠加，相互抵消；而在非镜面方向，由于路径差导致相位关系改变，反射波得以保留并形成四束偏转波束。由此，镜面方向的 RCS 被显著抑制，入射能量被重新导向至非威胁方向。对于透波频段，则要求两区域的传输相位保持一致（相位差约 0° ），以确保透射波能够同相叠加、高效透过。

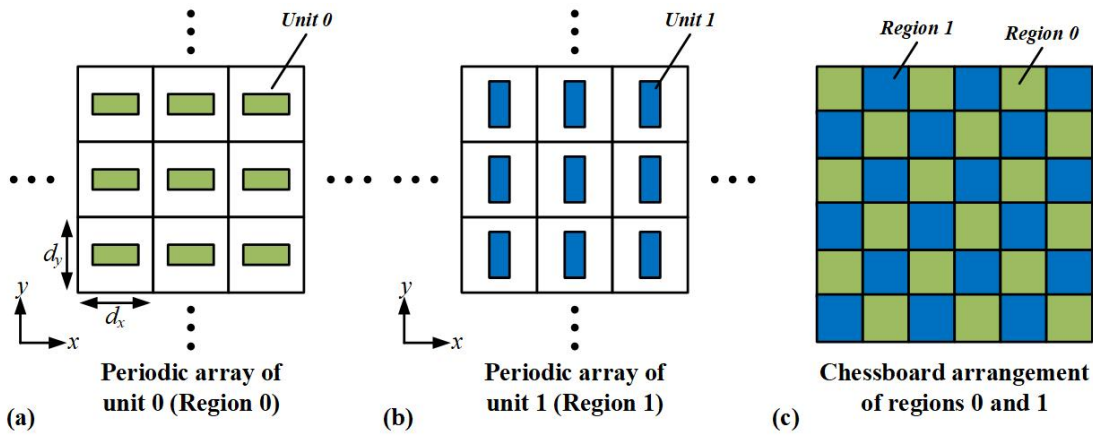


图 1. 棋盘型超表面形成示意图：（a）单元 0 周期列形成区域 0；（b）单元 1 周期列形成区域 1；（c）区域 0 和区域 1 棋盘排布形成超表面

Fig. 1. Schematic diagram of the chessboard metasurface formation: (a) Unit 0 periodically arranged to form Region 0; (b) Unit 1 periodically arranged to form Region 1; (c) Region 0 and Region 1 arranged in a chessboard layout to form the metasurface.

3 材料与制备

本文提出的超表面天线罩为多层复合结构，包括复合材料面板、频选层、泡沫芯材及胶黏剂。其中，频选层采用印刷电路板工艺制备^[34]，如图 2(a)、(b)和(c)所示，包括各向异性、缝隙及贴片 FSS；为最大限度降低材料损耗对透波性能的影响，选择介电性能优异的聚酰亚胺薄膜和聚苯醚薄膜作为 FSS 的介质基底，其上覆有厚度为 0.017mm 的铜箔用于电路刻蚀。表层的石英纤维复合材料面板通过真空辅助（VARI）工艺^[27]制备，厚度为 0.7mm，如图 2(d)所示。成型具体步骤如下：在石英纤维预成型体上依次铺敷脱模布、导流网和导流管，然后采用真空袋进行密封；将环氧树脂与固化剂按质量比 5:1 进行混合，在真空压力下，树脂充分浸渍纤维预成型体；浸渍完成后，将复合材料面板置于 60°C、900mbar 真空度的烘箱中固化 2 小时。天线罩的芯层采用低介电常数的聚甲基丙烯酸酞亚胺(PMI)泡沫，密度为 110g/cm³。

采用粘接工艺^[28]成型典型样件。首先，按照图 1(e)中顺序进行各层材料的组合叠放；然后将树脂与空心玻璃微球按质量比 50:1 混合制成的低介电胶粘剂均匀涂覆在各层材料表面，保证各层粘接稳定；铺层结束后，在预成型体表面覆盖透气毡，整体采用真空袋进行封装并进行固化（图 2(f)），真空压力有助于排除各层材料之间多余树脂及内部气泡，提升层间粘接质量；固化完成后，通过水刀切割得到最终样件，尺寸为 253mm×253mm，总厚度为 25.3mm。样品制备所用材料详细信息见表 1。该制备样件即为后续用于仿真与实测分析的天线罩原型。

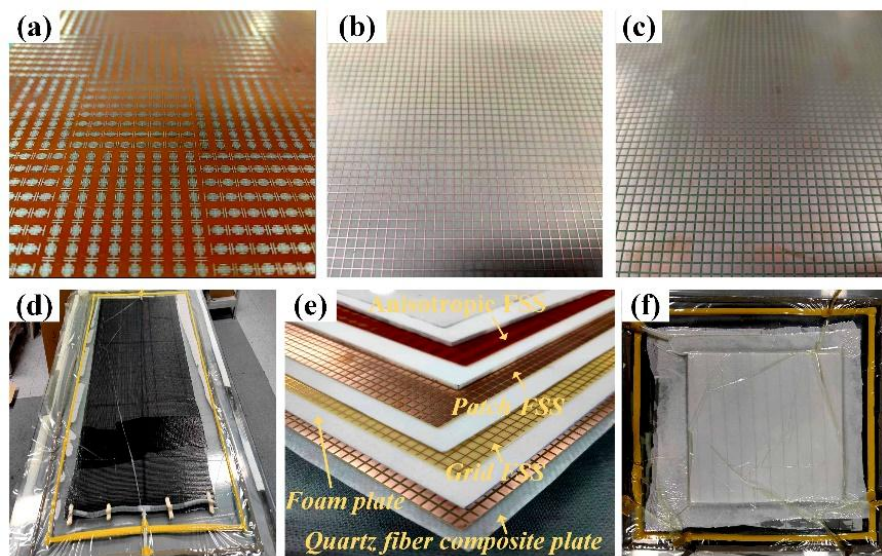


图 2. (a)各向异性 FSS，(b)贴片 FSS，(c)缝隙 FSS；(d)石英纤维复合材料面板，
(e)各层结构叠放顺序，(f)真空袋压制备试样

Fig. 2. Images of (a) anisotropic and (b) grid patch FSSs etched on different dielectric substrates, (d) Preparation of quartz fiber-reinforced composite plates using the VARI process, (e) Placement sequences of structural components in radome composite materials, (f) Preparation of specimens in hand-lay-up process.

表 1.1 所用材料的详细信息

Table. 1. Details of used materials.

所用材料	厚度(mm)	介电常数 (ϵ_r)	损耗因子($\tan\delta$)
聚酰亚胺薄膜	0.2	4.1	0.0067
聚苯醚薄膜	0.1	3.0	0.001
石英纤维复合板	0.7	3.5	0.003
泡沫芯材	-	1.08	0.001

4 结果与讨论

4.1 设计与仿真

首先设计了一种能够在 10GHz 附近透波并在带外反射的带通天线罩，结构如图 3 所示，其基础带通单元由两层贴片 FSS 与一层缝隙 FSS 构成，均蚀刻在聚苯醚薄膜上，FSS 层之间的泡沫厚度为 h_1 ，结构的顶部和底部均为石英纤维复合材料，厚度为 h_2 ，用于保护内部 FSS 功能层和泡沫芯材。带通天线罩单元的周期为 p ，贴片的边长为 l_1 ，栅宽为 w_1 。

为研究该带通天线罩的电磁响应特性，采用 CST 仿真软件进行了电磁仿真^[27-29]。仿真中，电场与磁场沿 x 和 y 方向被激励，在 x 和 y 方向设置单元边界条件，在 z 方向设置开放边界条件。电磁波以垂直入射方式照射天线罩，图 3 为该带通天线罩的反射率与透波率，结果表明，入射波在 8~12GHz 频段内可实现有效传输（损耗低于 0.5dB），在 4~6GHz 与 13~18GHz 频段则呈现反射特性。由此，图 3 所描述的带通型电磁响应得以实现。

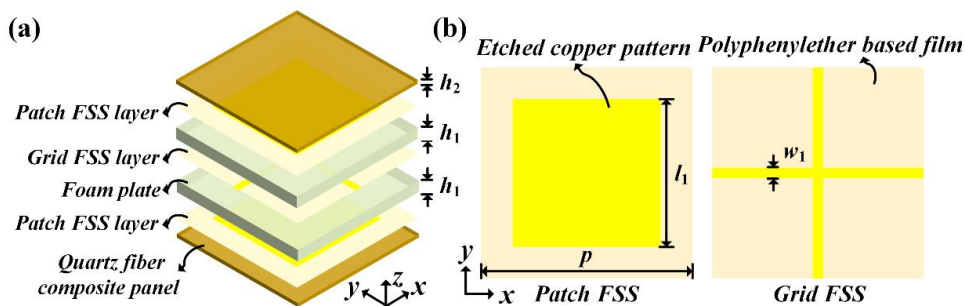


图 3 (a) 带通天线罩结构三维图； (b) 贴片和网格 FSS

Fig. 3. (a) 3-D view of structure unit cell of the bandpass radome, (b) top views of patch and grid FSSs.

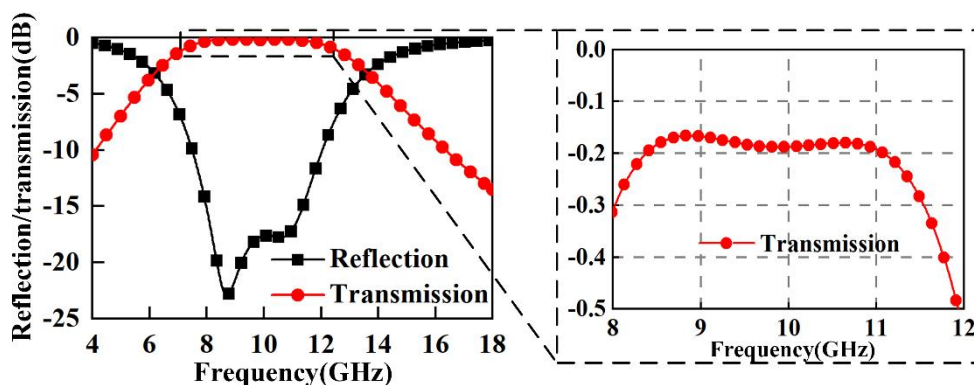


图 4. 带通结构的仿真反射率和透波率；插图为 8~12GHz 的仿真透波率

Fig. 4. Reflection and transmission amplitudes of the bandpass structure; the inset presents the transmission amplitude at 8~12 GHz.

为实现带外 RCS 减缩，我们在带通天线罩顶部增加了一层各向异性 FSS，带通天线罩与各向异性 FSS 之间的泡沫芯层厚度为 h_3 ，在 FSS 顶部依次铺设了厚度为 h_4 的泡沫和厚度为 h_2 的石英纤维复合材料面板，由此成功构建了隐身天线罩的结构单元，如图 5(a)所示。图 5(b)展示了在聚酰亚胺薄膜上蚀刻各向异性铜图案所形成的 FSS 结构几何细节，该结构由沿 x 和 y 方向布置的直导线构成，并在导线中段分别嵌入了长度为 l_{x1} 和 l_{y1} 的多节枝节线，枝节线之间的间距为 g ，FSS 导线的宽度为 w 。FSS 单元两端沿 x 和 y 方向的导线长度分别为 $2l_{x2}$ 和 $2l_{y2}$ ，枝节线到 FSS 单元末端的距离则分别为 l_{x3} 和 l_{y3} 。

我们采用参数扫描法^[29]通过仿真优化，获得了具备合适几何参数的 FSS 构型，其单元结构的具体参数值列于表 2。需要说明的是，上述参数值并未进行全局优化，因此可能存在其他参数同样能够满足隐身天线罩的设计要求。

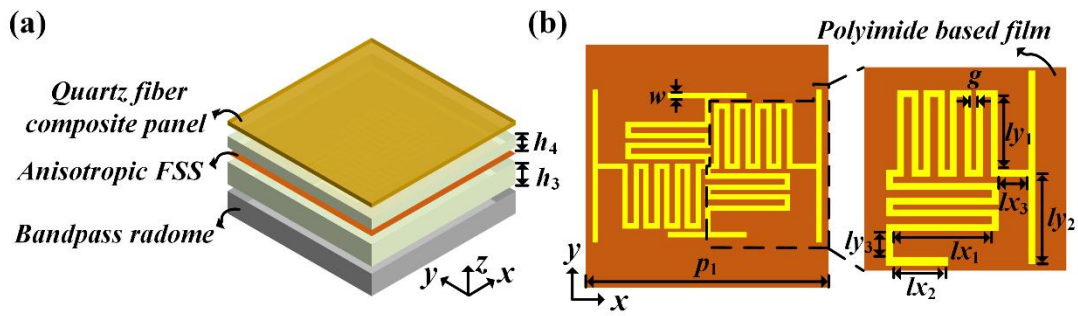


图 5 (a) 基于 FSS 的隐身雷达天线罩结构三维图；(b) 各向异性 FSS

Fig. 5. (a) 3-D view of the structural unit cell for FSS-based stealth radome, (b) top view of the anisotropic FSS structural unit. The inset describes the geometrical details of the anisotropic FSS structural unit.

表 2 带外隐身天线罩结构单元的几何参数 (单位: 毫米)

Table. 2. Geometrical parameters of the structural unit cell for FSS-based stealth radome. (Unit: mm)

w	lx_1	lx_2	lx_3	ly_1	ly_2	ly_3	g
0.15	2.2	1.1	1.4	1.4	0.45	2.3	0.2
p_1	p	l_1	w_1	h_1	h_2	h_3	h_4
8	4	3.3	0.3	1.3	0.7	4.2	3.8

4.2 透波和反射性能

由于 FSS 采用各向异性铜图案结构, 当电场沿 x 和 y 方向激发时, 该天线罩单元呈现不同的电磁响应特性。为便于清晰描述, 将图 5(a)所示结构定义为单元 0, 将其绕 z 轴旋转 90° 后得到的新型结构定义为单元 1。图 6(a)插图中分别绘制了两个单元顶部 FSS 的取向示意图, 可以看到, 单元 0 与单元 1 主体结构相同而仅顶部 FSS 取向不同。当电场沿同一方向激发时, 由于结构各向异性, 单元 0 和单元 1 具有不同的电磁响应。图 6(a)进一步展示了两个单元的线性反射率, 在 4~6GHz 与 14~18GHz 频段, 单元 0 与单元 1 的反射幅值 A_{r0} 与 A_{r1} 均大于 0.8, 表

明二者在此范围内具有带外反射特性。如图 6(b)所示, 在 8~12GHz 频率范围内, 透波幅值 A_{t0} 与 A_{t1} 均高于 0.9, 说明在该频段内大部分入射波可透射进入结构内部。如图 6(c)所示, 受谐振效应引起的相位突变影响^[29], 单元 0 与单元 1 在 4~6GHz 与 14~18GHz 频段表现出不同的反射相位, 因此可利用两单元间的反射相位差实现带外 RCS 的减缩。此外, 如图 6(d)所示, 在 8~12GHz 频带内, 两单元的传输相位 φ_{r0} 与 φ_{r1} 基本一致, 故带内相位延迟对天线实际工作的影响可忽略不计。

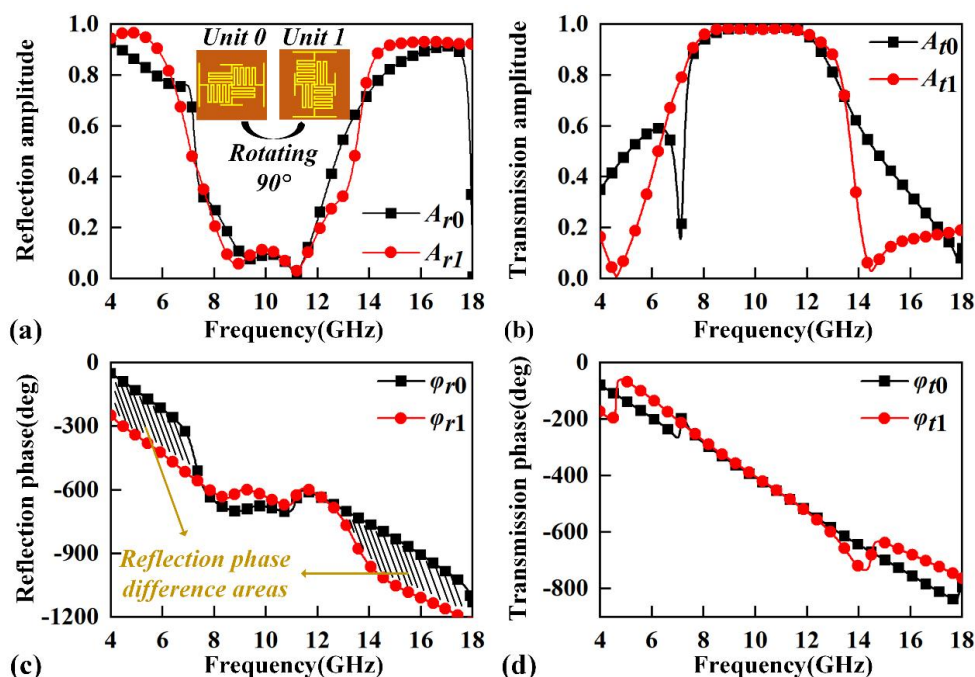


图 6. (a) 反射幅值 A_{r0} 和 A_{r1} , (b) 透波幅值 A_{t0} 和 A_{t1} , (c) 单元 0 和单元 1 的反射相位 φ_{r0} 和 φ_{r1} , (d) 单元 0 和单元 1 的透波相位 φ_{t0} 和 φ_{t1}

Fig. 6. (a) Reflection amplitudes A_{r0} and A_{r1} , (b) transmission amplitudes A_{t0} and A_{t1} , (c) reflection phases φ_{r0} and φ_{r1} , and transmission phases φ_{t0} and φ_{t1} for unit 0 and

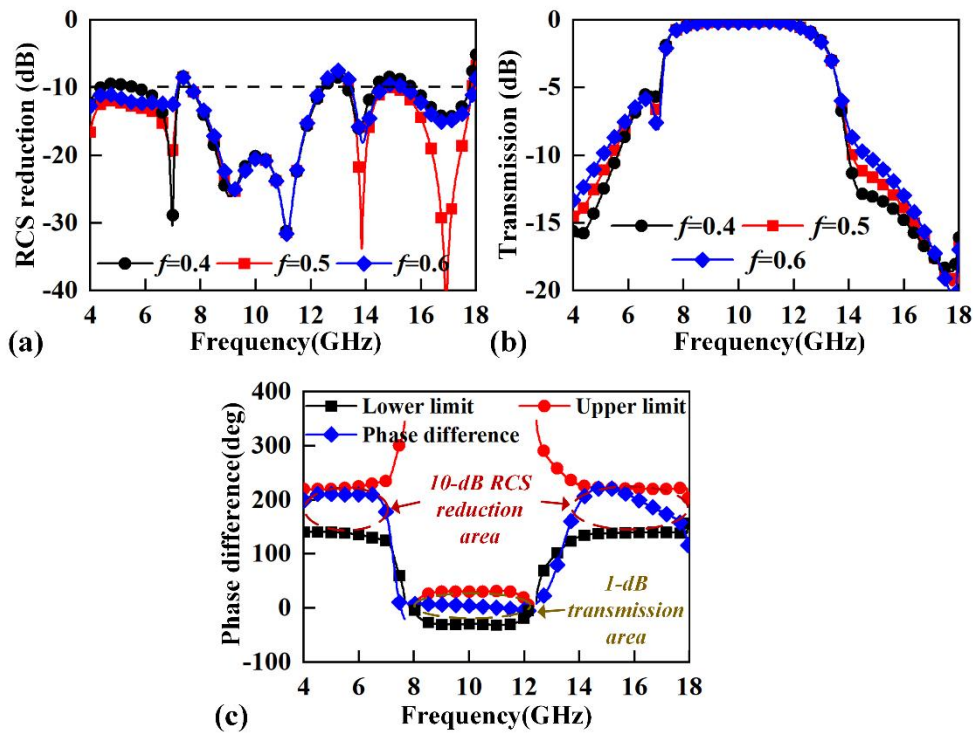


图 7. 不同面积分数 ($f=0.4$ 、 0.5 、 0.6) 条件下(a) RCS 缩减与(b) 透波率的计算结果; (c) $f=0.5$ 时, 实现 10dB RCS 缩减与 1dB 透波率所需的相位差上下限

Fig. 7. Calculated spectra of (a) RCS reduction and (b) transmission with different area fractions $f=0.4$, 0.5 , and 0.6 , (c) upper and lower limits of the phase difference for 10 dB RCS reduction and 1 dB transmission with $f=0.5$.

将单元 0 与单元 1 的反射率、透波率及相位代入公式(2)和(3), 计算得到了由该两种单元构成的天线罩的 RCS 缩减值与透波率, 结果分别如图 7(a)与(b)所示。图 7(a)表明, 在面积分数 f 分别为 0.4 、 0.5 与 0.6 时, 天线罩在 $4\sim 6\text{GHz}$ 与 $14\sim 18\text{GHz}$ 频段均能实现超过 10dB 的 RCS 缩减, 且在 $f=0.5$ 时性能最优。RCS 缩减的三个极大值分别出现在 6.9GHz 、 13.9GHz 与 17GHz 频点, 这归因于上述频点处 180° 的反射相位差。由于构成单元具有较高的透波率 (图 6(b)), 且单元 0 与单元 1 之间的透波相位差较小 (图 6(c)), 天线罩在 $8\sim 12\text{GHz}$ 频段形成了一个小于 1dB 的透波窗口, 且该性能不受面积分数影响 (图 7(b))。

进一步地，利用公式(6)计算得到了相位差的上、下限，如图 7(c)所示。在 4~7GHz 与 13.2~18GHz 频段内，实现 10dB RCS 缩减所需的反射相位差均处于反射相位限值范围内；同样，在 8~12GHz 频段内，满足 1dB 透波要求的透波相位差也位于透波相位限值范围内。因此，根据上述设计原理，采用所提出的单元 0 与单元 1 能够实现带外 RCS 缩减大于 10dB、带内透波率小于 1 dB 的性能目标，该结论与图 6(a)和(b)所示的 RCS 缩减及透波率结果一致。

4.3 RCS 缩减性能

为了研究所设计隐身天线罩的带外 RCS 缩减性能，通过对两个区域的空间排列建立了一个全尺寸原型。如图 8 所示，单元 0 和单元 1 被周期性地排列成 8×8 阵列，尺寸为 64mm×64mm。通过将区域 0 与区域 1 交替排列，以棋盘格布局构建了总尺寸为 256mm×256mm 的平面天线罩原型。需要强调的是，为保持最佳 RCS 减缩性能，构成区域的尺寸需与较低工作频率下的波长相匹配^[27]。此外，区域 0 与 1 的排布需满足 $f=0.5$ ，但亦允许采用其他排布形式^[28]。

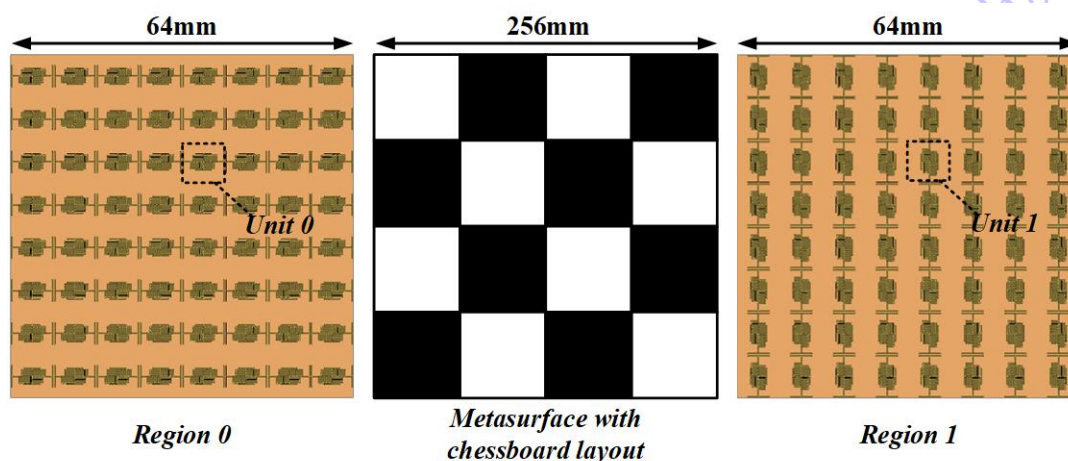


图 8. 棋盘布局的区域布置图

Fig. 8. Schematics of region arrangements with chessboard layouts.

在 RCS 仿真中，于 x 、 y 与 z 方向均设置开放边界条件，并假设平面波垂直入射天线罩。图 9(a)给出了 RCS 仿真结果。作为对比，图中绘制了同等尺寸理想

电导体 (PEC) 板的 RCS。可以看到, 除 10GHz 附近因电磁波传输导致的 RCS 自然降低外, 天线罩在传输带外频段均呈现出显著的 RCS 减缩效果。该 RCS 缩减结果与单元 0 和单元 1 的反射幅值和反射相位相关。从图 6(a)可知, 单元 0 与单元 1 在 4~6GHz 和 14~18GHz 频段的反射率幅值 A_{r0} 与 A_{r1} 均大于 0.8, 表明单个结构单元在带外对入射电磁波呈现强反射特性。这是后续实现散射调控的能量基础, 只有将绝大部分入射能量反射回入射半空间, 才有条件通过相位调控将其重新分配至非镜面方向。

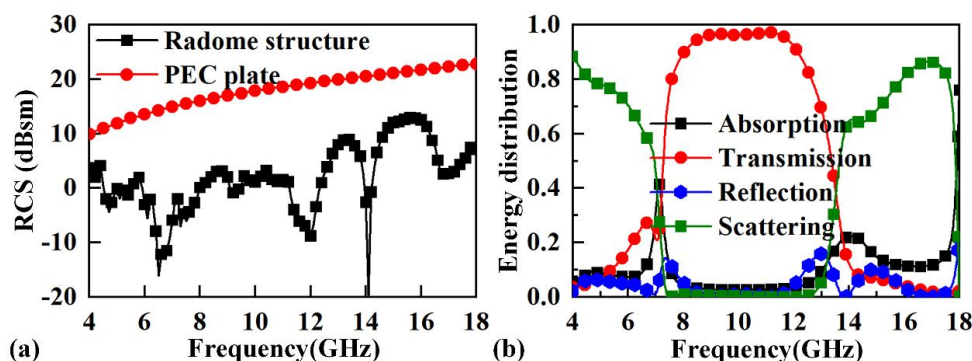


图 9 (a) 带外隐身天线罩与等尺寸 PEC 板的仿真 RCS; (b) 吸收、透波、反射及散射等能量分布

Fig. 9. (a) Simulated RCS spectra of the FSS-based radome and a PEC plate with the same size, (b) Distribution ratio spectra of energetic components such as absorption, transmission, reflection, and scattering.

为了揭示 RCS 减缩的工作机理, 我们对散射、吸收、透波及反射等能量成分的分布比例进行了定量研究, 利用公式(7)^[31]计算得到的能量分布谱如图 9(b)所示。在 4~6GHz 与 14~18GHz 频段, 散射能量占比远高于其他能量成分, 表明大部分入射波并未沿镜面方向反射, 从而显著降低了镜面方向的 RCS。此外, 隐身天线罩所用材料对电磁波的损耗较低, 因此在能量分布谱中 8~12GHz 处的吸收贡献可忽略不计, 这直接导致了该频段的高透波系数。

图 10(a, d, g)分别展示了在 4.5GHz、6GHz 与 14.2GHz 三个特征频点处的三维散射方向图。作为对比，同时给出了同等尺寸 PEC 板的散射方向图。为深入理解波束散射机制，图 10(b, e, h)与(c, f, i)分别描绘了这些频点在 $\text{Phi}=0^\circ$ 与 45° 平面上的 RCS 分布。可以看到，尽管两单元在带外均表现出高反射，但单元 0 与单元 1 的反射相位 φ_{r0} 与 φ_{r1} 在 4~6GHz 和 13.2~18GHz 频段存在显著差异。当单元 0 与单元 1 按棋盘格布局交替排布（图 8）时，二者各自的镜面反射波因接近 180° 的相位差而等幅反相叠加，在法线方向上相互抵消。与此同时，入射能量在上半空间以四波束形式被偏转至偏离法线的非威胁方向，从而实现了单元高反射与总体低 RCS 的统一即反射能量并未消失，而是被重新导向。这与 PEC 板单一主波束的特征形成鲜明对比（图 10(a, d, g)）。由于单元 0 与单元 1 在 4.5GHz 处的反射率存在差异（图 10(a)），少量入射波被反射并在法线方向形成残余波束，导致该频点的 RCS 减缩低于 6GHz 与 14.2GHz。

$$DR = \begin{cases} |f_0 A_{r0} e^{j\varphi_{r0}} + f_1 A_{r1} e^{j\varphi_{r1}}|^2, \text{ Reflection} \\ |f_0 A_{t0} e^{j\varphi_{t0}} + f_1 A_{t1} e^{j\varphi_{t1}}|^2, \text{ Transmission} \\ 1 - |f_0 A_{r0} + f_1 A_{r1}|^2 - |f_0 A_{t0} + f_1 A_{t1}|^2, \text{ Absorption} \\ |f_0 A_{r0} + f_1 A_{r1}|^2 + |f_0 A_{t0} + f_1 A_{t1}|^2 - |f_0 A_{r0} e^{j\varphi_{r0}} + f_1 A_{r1} e^{j\varphi_{r1}}|^2 - |f_0 A_{t0} e^{j\varphi_{t0}} + f_1 A_{t1} e^{j\varphi_{t1}}|^2, \text{ Scattering} \end{cases} \quad (7)$$

录用稿件，

非最终出版内容

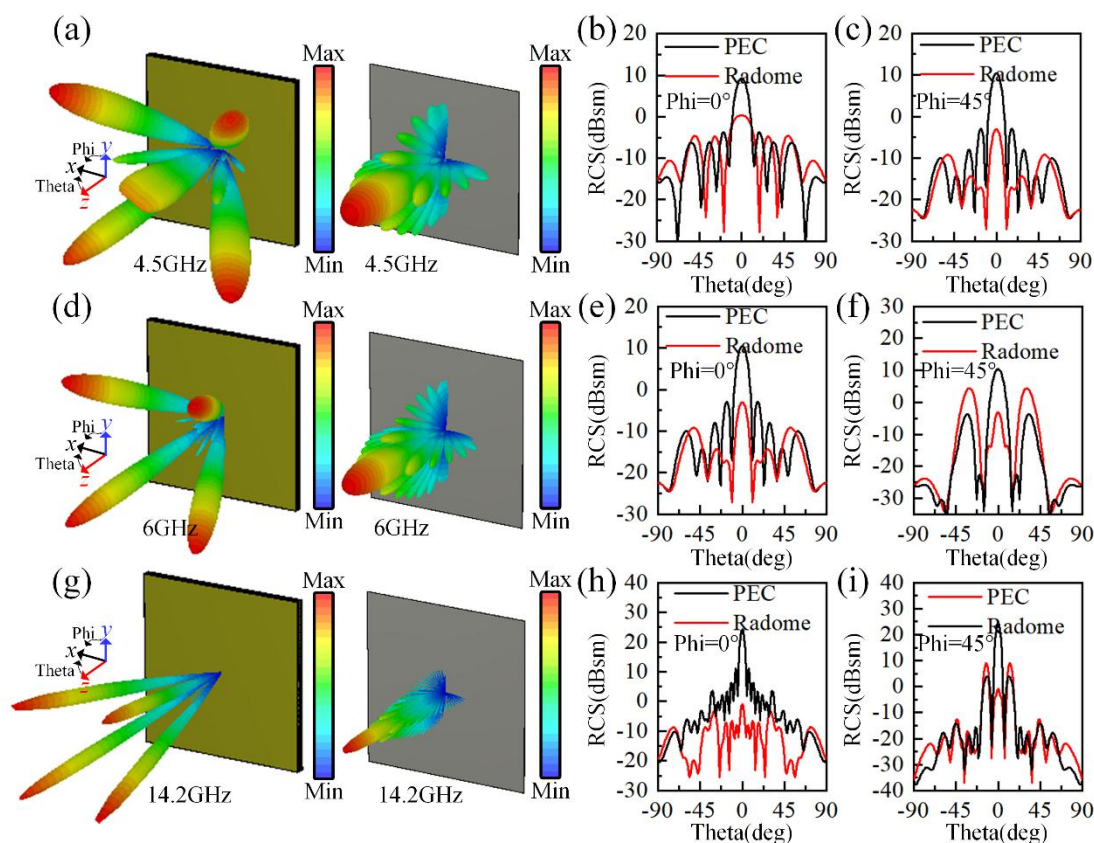


图 10 (a, d, g) 基于超表面的复合结构及等尺寸 PEC 板在 4.5GHz、6GHz 和 14.2GHz 的三维散射方向图, (b, e, h) $\Phi=0^\circ$ 平面上的 RCS 分布, (c, f, i) $\Phi=45^\circ$ 平面上的 RCS 分布

Fig. 10. (a, d, g) 3-D scattering patterns and RCS in planes of (b, e, h) $\Phi = 0^\circ$ and (c, f, i) $\Phi = 45^\circ$ for the metasurface-based composite structure and the same-size PEC plate at 4.5 GHz (top row), 6 GHz (middle row) and (d) 14.2 GHz (bottom row).

4.4 实验验证

在微波暗室中对制备的带外隐身天线罩进行了 RCS 减缩与透波率测试, 测试环境如图 11 所示。测试系统包含一台矢量网络分析仪 (Agilent 8720ET) 和多对不同工作频段的矩形喇叭天线。平面天线罩在垂直入射下的 RCS 减缩量近似等效于远场条件下的镜面反射衰减^[28]。进行反射测量时, 发射与接收天线置于试样同侧 (图 11(a)), 通过将试样与 PEC 板的测量结果进行归一化处理获得反射频谱。进行透波测量时, 发射与接收天线分置试样两侧 (图 11(b)), 试样置于

500mm×500mm 吸波泡沫测试台中部，以消除边缘散射对传输性能的影响，通过将试样与空气介质的测量结果进行归一化处理获得透波率。

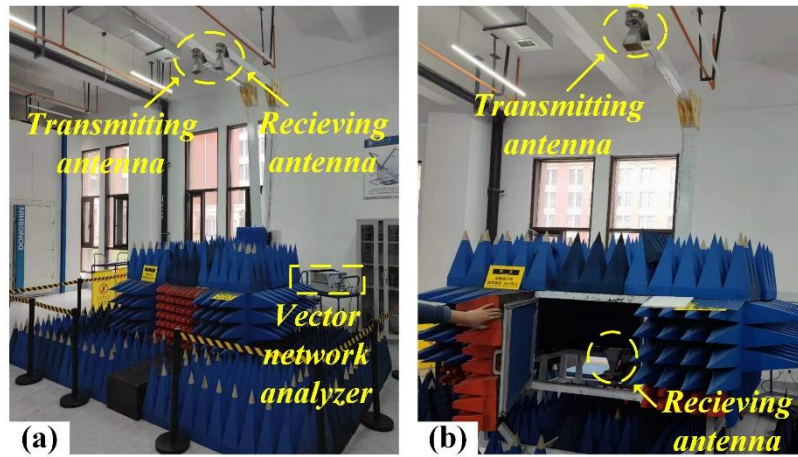


图 11. (a)反射和(b)透波实验的测量环境

Fig. 11. Measurement environments for (a) reflection and (b) transmission experiments.

天线罩平板原理样件实物如图 12(a)所示，柔软且薄的功能膜层被完全封装于天线罩复合材料内部，能够得到良好的保护。测得的反射率和透波率分别如图 12(b)和(c)所示。在 4~8GHz 和 12~18GHz 频率下，天线罩 RCS 缩减量大于 10dB；在 8~11.6GHz 范围内，透波率大于-0.8dB，略小于仿真设计数值，这是因为泡沫芯材和薄膜之间的胶黏剂以及实际制造过程中的其他尺寸误差降低了透波率。尽管如此，所制备试样仍实现了显著的带外 RCS 减缩与高带内透波性能。计算、仿真与实测结果之间吻合良好，验证了所提出带外隐身天线罩具备良好的制造复现性与设计有效性。

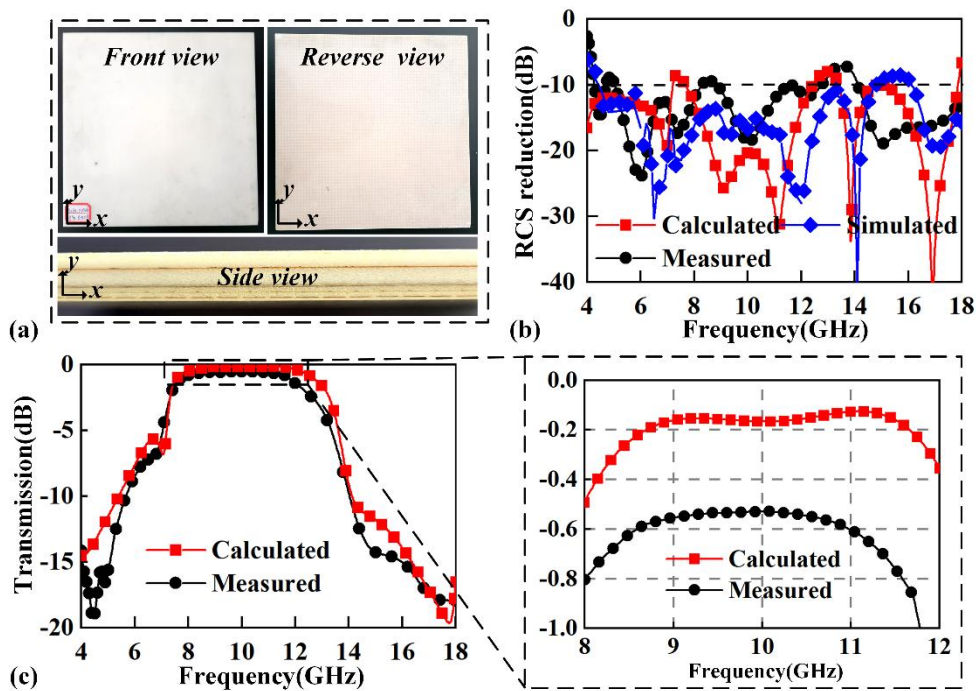


图 12. (a) 原理样件的三视图, (b) RCS 缩减测试与计算对比, (c) 透波率测试与计算对比

Fig. 12. (a) Images of specimen in front, reverse, and side views. Measured spectra for (b) transmission and (c) RCS reduction. The inset presents the transmission amplitudes at 8~12 GHz.

5 结论

我们设计并制备了一种基于频率选择表面和散射相消机制的复合材料天线罩，成功实现了带外 RCS 减缩与带内高效透波的特性。通过将两种 FSS 结构单元按棋盘格构进行空间排布，制备了平面原理样件并进行了透波率与 RCS 缩减测试。计算、仿真与实测结果一致表明：该设计方案在 4~8GHz 与 12~18GHz 频段实现了 10dB 以上的带外 RCS 减缩，在 8~12GHz 频段保持了 1dB 以内的带内透波率，充分验证了所提出方案具备良好的制造可重复性与设计有效性。

本文提出的基于频率选择表面和散射相消机制复合材料天线罩在实现宽带带外 RCS 减缩的同时仍保持了较高的带内透波率。这表明波束散射机制为开发隐身天线罩复合材料提供了一条新颖可行的技术路径，推动了隐身复合材料在隐

身天线罩设计中的应用。与现有带外吸波型隐身天线罩相比，本研究提出的带外散射型隐身天线罩不含有损材料，因此从机理上避免了有损材料对带内透波率与透波工作带宽的不利影响。实验结果也证实，该天线罩在 8~12GHz 频段内透波损耗低于 1dB，且透波窗口未出现收窄现象。需要指出的是，本文主要针对垂直入射条件进行了原理验证与实验验证。受限于当前单元结构周期较大及样件尺寸等因素，斜入射下的性能评估尚未开展。后续工作将围绕两方面展开：一是通过单元小型化设计抑制斜入射条件下的栅瓣效应，以维持宽角域范围内的散射相消效能；二是在增大样件尺寸的基础上，系统开展斜入射下的 RCS 缩减与透波性能实验研究，进一步提升该方案的工程适用性。

参考文献

- [1] Shavit R 2018 *Radome Electromagnetic Theory and Design* (New York: Wiley) pp 1
- [2] Rafieipour H, Setoodeh A, Lao A K 2021 *Compos. Struct.* 127 114256
- [3] Wang B, Luo B L, Hu W, Bao W Y, Fan H L 2023 *Compos. Struct.* 308 116675
- [4] Kim P C, Lee D G, Seo I S, Kim G H 2008 *Compos. Sci. Technol.* 68 2163
- [5] Choi I, Kim J G, Lee D G, Seo I S 2011 *Compos. Sci. Technol.* 71 1632
- [6] Knott E F, Shaeffer J F, Tuley M T 2004 *Radar Cross Section* (2nd Ed.) (London: SciTech Publishing) pp 450-455
- [7] Munk B A 2000 *Frequency Selective Surfaces: Theory and Design* (New York: Wiley) pp 283-290
- [8] Lu G W, Zhang J, Yang J Y, Zhang T X, Kou Yuan 2013 *Acta Phys. Sin.* 62 198401 (in Chinese) [鲁戈舞, 张剑, 杨洁颖, 张天翔, 寇元 2013 物理学报 62 198401]
- [9] Chen Q, Yang S L, Bai J J, Fu Y Q 2017 *IEEE Trans. Antennas Propag.* 65 4897

- [10] Xia J, Wei J F, Liu Y T, Zhang Y L, Gao S, Li C L, Bie S W, Jiang J J 2020 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **68** 5718
- [11] Zhao Y T, Li Y S, Yang G H 2020 *Acta Phys. Sin.* **66** 198101 (in Chinese) [赵宇婷, 李迎松, 杨国辉 2020 物理学报 **66** 198101]
- [12] Guo M, Song D, Yuan F, Guo T T, Zheng Y J, Chen Q, Fu Y Q 2022 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **70** 2009
- [13] Wan W P, Li Y F, Wang H, Zhu Z B, Cheng Y, Jiang L X, Zheng L, Wang J F, Qu S B 2022 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **70** 3506
- [14] Costa F, Monorchio A 2012 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **60** 2740
- [15] Chen H, Lu W B, Liu Z G, Jiang Z H 2020 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **68** 351
- [16] Liu L G, Cha H 2014 *J. Phys. D: Appl. Phys.* **47** 075105
- [17] Yu Y F, Luo G Q, Yu W L, Tong J, Shen Z X 2020 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **68** 7694
- [18] Li B, Shen Z X 2014 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **62** 6536
- [19] Huang Y X, Wu D, Chen M J, Zhang K, Fang D N 2021 *Carbon* **177** 79
- [20] Pang H F, Duan Y P, Dai X H, Huang L X, Yang X, Zhang T, Liu X J 2021 *J. Mater. Sci. Technol.* **88** 203
- [21] Kwak B S, Choi W H, Noh Y H, Jeong G W, Yook J G, Kweon J H, Nam Y W 2020 *Compos. B Eng.* **191** 107952
- [22] Choi J H, Jang M S, Jang W H, Kim C G 2020 *Compos. Struct.* **242** 112129
- [23] Wang P, Zhang Y C, Chen H L, Zhou Y Z, Jin F N, Fan H L 2018 *Compos. Sci. Technol.* **162** 33
- [24] Wang C X, Song W L, Xu Y N, Wei W Y, Chen M J, Tang L Q, Fang D N 2018

Compos. Sci. Technol. **162** 206

[25] Sun H D, Zhang Y, Wu Y, Zhou M, Liu L, Tang S L, Ji G B 2022 *J. Mater. Sci. Technol.* **128** 228

[26] Yuan X J, Huang Y X, Chen M J, Song W J, Fan Q F, Tang L Q, Fang D N 2020 *Compos. Struct.* **235** 111792

[27] Huang Y X, Yuan X J, Chen M J, Song W J, Fan Q F, Tang L Q, Fang D N 2019 *Carbon* **144** 449

[28] Hou Y C, Liao W J, Tsai C C, Chen S H 2016 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **64** 1859

[29] Hou Y C, Liao W J, Ke J F, Zhang Z C 2019 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **67** 3334

[30] Pang Y Q, Li Y F, Wang J F, Yan M B, Qu S B, Xia S, Xu Z 2019 *Carbon* **147** 112

[31] Pang Y Q, Li Y F, Wang J F, Yan M B, Chen H Y, Sun L K, Qu S B 2018 *Compos. Sci. Technol.* **158** 19

[32] Yang J H, Pang Y Q, Wang J F, Sui S, Jiang W, Zhang J Q, Qu S B 2020 *Compos. Sci. Technol.* **200** 108410

[33] Sui S, Wang J F, Pang Y Q, Zhang J Q, Xu Z, Qu S B 2022 *J. Phys. Appl. Phys.* **55** 275002

[34] Shen Y, Zhang J Q, Pang Y Q, Wang J F, Ma H, Qu S B 2018 *Opt. Express* **26** 15665

[35] Zhuang Y Q, Wang G M, Zhang Q F, Zhou C 2018 *IEEE Access* **6** 17306

[36] Huang C, Ji C, Wu X Y, Song J K, Luo X G 2018 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **66** 1628

[37] Zhang B, Li L, Jin C, Lv Q, Mittra R 2021 *IEEE Access* **9** 77863

[38] Fu Y Q, J J D, Wang Y J, Zhou F K, Wang C, Chen P 2022 *IEEE Antennas Wirel.*

Propag. Lett. **21** 822

[39] Li M Y, Zhou L, Shen Z X 2022 *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.* **21** 327

[40] Pang Y Q, Li Y F, Qu B Y, Yan M B, Wang J F, Qu S B, Xu Z 2020 *IEEE Trans.*

Antennas Propag. **68** 7079

录用稿件，非最终出版稿

Reduction of out-of-band radar cross section for the metasurface-based radome
mediated by the scattering cancellation mechanism

CHEN Runhua^{1,2}, YANG Deqing^{1 †}, GUO Wantao², LI Xiang²,
YANG Jiaheng³, PANG Yongqiang³

1) (Shanghai Jiao Tong University, Shanghai 200240, China)

2) (Luoyang Ship Materials Research Institute, Luoyang 471023, China)

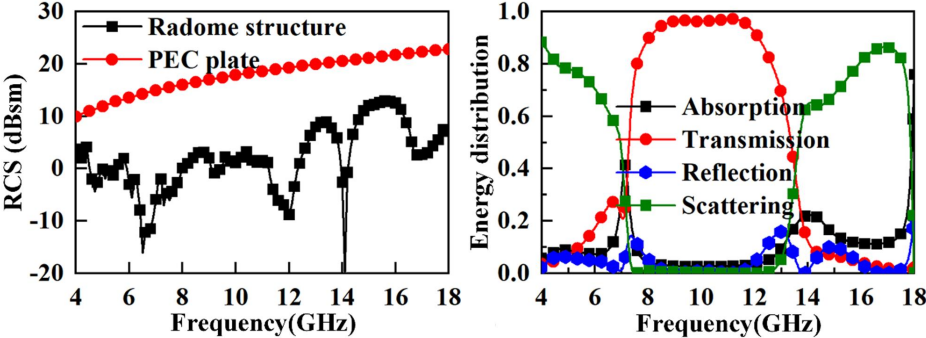
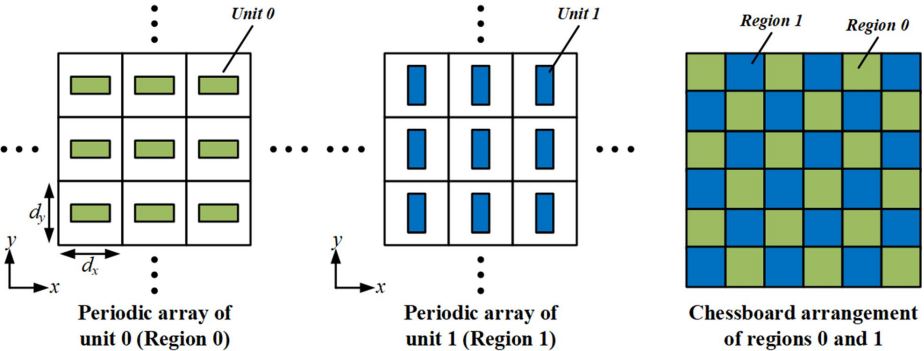
3) (Xian Jiao Tong University, Xi'an 710049, China)

Abstract

Reducing the out-of-band radar cross section (RCS) of radomes while maintaining high in-band transmission efficiency is a key technical challenge in electromagnetic stealth and antenna engineering fields. Conventional solutions rely on frequency selective surfaces (FSS) or microwave absorbing materials. However, FSS structures are often restricted to special curved shapes and difficult to apply in planar cases, and the absorbing materials introduce considerable insertion loss. Both solutions degrade antenna radiation performance. To address these limitations, this paper proposes a metasurface composite radome based on the scattering cancellation mechanism. The proposed design realizes broadband out-of-band RCS reduction and low-loss in-band transmission simultaneously without introducing any lossy medium. The proposed radome adopts a multi-layer sandwiched structure composed of quartz fiber/epoxy composite panels, low-dielectric foam core, and anisotropic FSS layers. Two types of FSS elements with orthogonal orientations are arranged in a chessboard configuration to generate a reflection phase difference close to 180° outside the passband, so that specular reflected waves cancel each other and electromagnetic energy is redirected to non-specular directions, resulting in significant RCS reduction. To gain the phase conditions for scattering cancellation and high-efficiency transmission, full-wave electromagnetic simulations are carried out to design the structural parameters, including FSS patterns, layer thicknesses and unit dimensions. A prototype sample is fabricated via printed circuit board processing, vacuum-assisted resin infusion and low-dielectric adhesive bonding. Free-space measurement in a microwave anechoic chamber shows that the proposed radome achieves over 10 dB RCS reduction in 4–8

GHz and 12–18 GHz under normal incidence, and the insertion loss is less than 1 dB within frequency range of 8–12 GHz. The simulated and measured results are highly consistent, verifying the effectiveness and repeatability of the design. Compared with traditional absorbing radomes, this structure features planar configuration, loss-free mechanism, simple preparation, low cost and stable electromagnetic performance, providing a new feasible scheme for high-performance stealth radome design. It is believed that this work may find potential engineering application for the low-observable design in shipborne, airborne and vehicular antenna systems.

Keywords: Radar cross section reduction; Stealth radome; Frequency selective surface; Composite material



录用稿件