

# 基于小型化频率选择表面的辐射散射一体化低散射天线

王博洋, 崔学武, 杨伟, 韩垒, 郭肃丽

(中国电子科技集团 第54研究所, 石家庄 050081)

**摘要:** 针对低散射微带天线在散射性能和辐射性能之间不易平衡的问题进行了研究, 设计了一种基于小型化频率选择表面的辐射散射一体化微带天线; 采用弯曲频率选择表面单元支臂, 增加频率选择表面臂等效长度的方法, 使频率选择表面的尺寸结构小型化; 通过优化尖劈状频率选择表面天线罩与微带天线之间的参数, 增强了微带天线在工作频带内的辐射性能, 缩减了微带天线在宽频带内的雷达散射截面; 计算结果表明, 频率选择表面与原结构相比尺寸减小了18.5%; 实现了与原天线相比辐射一体化天线辐射增益增加了0.26 dB, 在1~18 GHz的频率范围内雷达散射截面面积均值为-28 dB。

**关键词:** 微带天线; 频率选择表面 (FSS); 辐射散射一体化; 小型化; 雷达散射截面 (RCS)

## Miniaturized FSS-Based Radiation Integrated Low-Scattering Antenna

WANG Boyang, CUI Xuewu, YANG Wei, HAN Lei, GUO Suili

(The 54th Research Institute of China Electronics Technology Corporation, Shijiazhuang 050081, China)

**Abstract:** Research on the difficult balance between the scattering and radiation performance of low-scattering microstrip antennas was conducted, this paper designed a radiation-scattering integrated microstrip antenna based on miniaturized frequency selective surface (FSS). The bent arm of the FSS unit was used to increase the equivalent length of the FSS arm, and to miniaturize the size and structure of the FSS. The parameters between the wedge-shaped frequency selective surface radome and the microstrip antenna were optimized to enhance the radiation performance of the microstrip antenna within the operating frequency band, and to reduce the radar cross-section of the microstrip antenna in the wide frequency band. Calculation results show that the size of the FSS is reduced by 18.5% compared with the original structure, the radiation gain of the radiation-scattering integrated antenna is increased by 0.26 dB compared with the original antenna, and the average radar cross-section (RCS) is -28.0 dB with a frequency range of 1.0~18.0 GHz.

**Keywords:** microstrip antenna; FSS; integrated radiation-scattering; miniaturization; RCS

## 0 引言

隐身技术是在未来战争中保护自身不被敌方发现的一种关键技术, 主要包括视距隐身、雷达隐身等。而在现代空中飞行平台中应用较为广泛的便是雷达隐身技术。

雷达隐身技术的关键是天线隐身技术。天线孔径是飞机或舰艇的主要散射源之一, 天线孔径的低散射设计是缩减平台隐身性能的关键之处。实现天线雷达散射截

面 (RCS, radar cross section) 缩减的方法主要有以下几种方式: 加载吸收式频率选择反射 (AFSR, absorptive frequency selective reflection) 结构<sup>[1-2]</sup>, 加载磁导体 (AMC, artificial magnetic conductor)<sup>[3-5]</sup>, 加载极化转换超材料 (PCM, polarization conversion metasurface) 单元结构, 天线修形技术<sup>[6-7]</sup>, 棋盘式子阵对消技术<sup>[8-9]</sup> 和在天线周围放置吸波材料或吸波器<sup>[10-12]</sup>。

文献 [13] 提出了一种低雷达散射截面的可调波束偶极子阵列。此天线将二维周期性偶极子天线阵列与吸

收稿日期:2024-11-11; 修回日期:2024-12-18。

作者简介:王博洋(1999-),男,硕士研究生。

通讯作者:郭肃丽(1972-),女,硕士,研究员。

引用格式:王博洋,崔学武,杨伟,等. 基于小型化频率选择表面的辐射散射一体化低散射天线[J]. 计算机测量与控制, 2025, 33(2):269-277.

收性频率选择性反射结构相结合。但是吸收性频率选择性反射结构也会严重影响偶极子天线的辐射效率。文献 [14] 提出了一种低剖面宽带紧耦合偶极子阵列, 通过在天线阵列的地板上设计 PCM 单元, 能够有效地反射线极化的入射波, 并实现  $90^\circ$  的极化旋转, 从而在法向上实现有效的宽带散射控制。但由于没有考虑天线结构所带来的强散射的情况, 该天线的雷达散射截面缩减效果并不理想。文献 [15] 提出了设计并研究了一种由单极天线和圆锥形频率选择表面天线罩组成的天线系统。圆锥形频率选择表面天线罩由频率选择表面单元组成。在工作频带内, 与原始天线相比天线系统的增益下降了 2 dB, 且波束指向性发生了偏移。

这些方法的设计步骤繁琐, 在电磁波斜入射时的散射缩减效果也并不理想。其中, 实现天线雷达散射截面缩减最直接有效的方法是在天线周围放置吸波材料或吸波器。一些宽带吸波材料被用于增强频带的散射缩减效果<sup>[16-18]</sup>。但是吸波材料和吸波器被用于改善天线散射性能的同时, 不可避免地会对天线的辐射效率产生负面的影响。而使用频率选择表面 (FSS, frequency selective surface) 可以有效地解决上述问题, 例如使用频率选择表面作为天线罩<sup>[19-20]</sup>。为了解决或改善天线辐射特性和散射特性互相矛盾的难点, 相关科研人员提出了辐射散射一体化设计的诸多思路<sup>[21-22]</sup>。文献 [23] 提出了一种基于吸波原理的集成天线阵列, 由 C、X 和 Ku 三个波段的超宽带吸波 MA 单元和  $4 \times 4$  的微带天线阵列组成。与参考天线阵列相比一体化阵列的辐射增益下降了 0.58 dB, 但相对缩减带宽达到了 128% (19.5 GHz 为中心频率), 最大 RCS 缩减幅度为 32.5 dB, 实现了辐射散射一体化设计但在辐射增益上仍有改进空间。

本文基于贴片天线和尖劈结构频率选择表面天线罩, 进行了辐射散射一体化设计, 缩减了微带天线在宽频带内的雷达散射截面, 并提高了微带天线在工作频带内的辐射性能。本文首先从理论上研究了频率选择表面的工作原理, 利用等效模拟电路分析了频率选择表面的工作状态。然后设计了带十字谐振结构与弯折之臂的小型化频率选择表面。最后针对频率选择表面天线罩会降低天线辐射增益的问题, 对天线、FSS 进行一体化优化设计, 实现宽频带隐身性能优化的同时, 提升了天线增益。

## 1 频率选择表面工作原理与分析方法

### 1.1 频率选择表面工作原理

FSS 单元主要分为为贴片型和缝隙型两类, 分别对应于带通和带阻设计。频率选择表面单元通常由金属和

介质板组成。实际上, 金属和介质板的材质并不具有吸波特性, 但将其进行周期性排布后, 就构成了一种空间滤波器。所以频率选择表面的工作机理和滤波器相似。本文首先对频率选择表面的工作原理进行分析, 分别以贴片型 FSS 和缝隙形 FSS 为例:

对于贴片型 FSS, 金属贴片呈周期性分布。电磁波垂直于贴片阵列入射。入射波的电场会激励金属贴片上的自由电子, 并使其产生振荡。电子的震荡可以消耗部分入射波。而剩余的入射波则可以继续传播。当入射波频率为谐振频率时, 自由电子产生的振荡最激烈, 电磁场的绝大部分能量被用于震荡电子, 插入损耗较高。当入射电磁波频率不在谐振频率, 大部分电磁波可以高效地通过频率选择表面, 此时的频率选择表面对电磁波并不起作用。从空间滤波器的角度来看, 频率选择表面的滤波特性可以用 LC 等效电路来模拟, 金属为等效电感, 金属间的间隙为等效电容, 其等效 LC 滤波电路为 LC 串联电路。金属贴片型频率选择表面呈现带阻特性。

对于缝隙型 FSS, 金属缝隙呈现周期性分布, 电磁波垂直入射。当入射波频率不在通带范围内时, 入射电磁波的能量被自由电子的震荡所消耗, 频率选择表面阻碍了电磁波的传播。入射波频率在通带范围内时, 电子震荡较弱, 并不能大量消耗入射电磁波的能量, 使得入射电磁波可以穿过频率选择表面。从空间滤波器的角度来看, 此种频率选择表面的滤波特性可以用 LC 等效电路来模拟, 金属为等效电感, 金属间缝隙为等效电容。其 LC 等效电路为 LC 并联电路。缝隙形频率选择表面呈现带通特性。

### 1.2 频率选择表面的等效电路分析法

为了对频率选择表面结构的等效电路数值进行计算, 本文从无限大金属条阵列的等效电感与等效电容的经验公式出发, 对方形频率选择表面单元等效电容与等效电感的计算公式进行推导。无限大金属条阵列的等效电感与等效电容的经验公式为:

$$X_{TE} = \frac{p \cos \theta}{\lambda} \left[ \ln \csc \left( \frac{\pi w}{2p} \right) + G(p, w, \lambda, \theta) \right] \quad (1)$$

$$B_{TE} = \frac{4 p \sec \theta}{\lambda} \left[ \ln \csc \left( \frac{\pi w}{2p} \right) + G(p, w, \lambda, \theta) \right] \quad (2)$$

$$X_{TM} = \frac{p \sec \bar{\omega}}{\lambda} \left[ \ln \csc \left( \frac{\pi w}{2p} \right) + G(p, w, \lambda, \bar{\omega}) \right] \quad (3)$$

$$B_{TM} = \frac{4 p \sec \bar{\omega}}{\lambda} \left[ \ln \csc \left( \frac{\pi w}{2p} \right) + G(p, w, \lambda, \bar{\omega}) \right] \quad (4)$$

其中:  $G(D, s, \lambda, \theta)$  修正项,  $w$  是金属条的宽度,  $p$  是相邻两个金属条之间的周期距离。 $\theta$  和  $\varphi$  是电磁波的入射角度,  $\lambda$  为入射电磁波的波长。

假设导电平面的厚零, 并且位于自由空间中。导体

表面与入射波的磁场平行, 电场与缝隙方向正交, 通过式 (1) ~ (4) 可以得到:

$$C = 4\epsilon_0\epsilon_{\text{eff}} \frac{D\cos\theta}{2\pi} \left\{ \ln \left[ \left( \sin \frac{\pi s}{2D} \right)^{-1} \right] + G(D,s,\lambda,\theta) \right\}$$

(5)

式中,  $D$  为阵列的周期间距,  $s$  为贴片之间的间距,  $\epsilon_{\text{eff}}$  为阵列周围介质的等效介电常数, 对于方形的频率选择表面单元结构, 本文通过式 (5) 可以推导出等效电容的计算公式为:

$$C = \epsilon_0\epsilon_{\text{eff}} \frac{2D}{\pi} \left\{ \ln \left[ \left( \sin \frac{\pi s}{2D} \right)^{-1} \right] \right\}$$

(6)

其中:  $\epsilon_{\text{eff}}$  的计算公式为:

$$\epsilon_{\text{eff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2}$$

(7)

假设导电平面的厚零, 并且位于自由空间中。导体表面与入射波的磁场垂直, 电场与缝隙方向平行, 通过式 (1) ~ (4) 可以得到:

$$L = \mu_0\mu_{\text{eff}} \frac{D\cos\theta}{2\pi} \left\{ \ln \left[ \left( \sin \frac{\pi w}{2D} \right)^{-1} \right] + G(D,s,\lambda,\theta) \right\}$$

(8)

其中:  $\mu_0$  为真空磁导率,  $\mu_{\text{eff}}$  为相对磁导率,  $w$  为金属贴片的宽度, 对于正方形频率选择表面, 通过式 (8) 可以得出等效电感的计算公式:

$$L = \mu_0 \frac{D}{2\pi} \ln \left[ \left( \sin \frac{\pi w}{2D} \right)^{-1} \right]$$

(9)

综合上述分析可以看出, 设计频率选择表面, 需要通过计算频率选择表面结构中等效电感和等效电容的数值, 建立其等效模拟电路模型。而对频率选择表面的优化, 不仅在等效电路模型的基础上对具体数值进行改进, 同时还要将不可计算部分电容与电感考虑在优化范围内。

2 频率选择表面单元小型化

2.1 频率选择表面单元小型化设计

传统频率选择表面的设计方法是首先将频率选择表面单元结构的大小设定为谐振频率的半波长, 其次通过对金属频率选择表面单元结构进行设计, 使得频率选择表面单元所构成的周期阵列结构具有带通或者带阻特性。但电磁波的入射角度和极化方式, 会严重影响频率选择表面的带通特性。减小频率选择表面单元结构尺寸, 是降低电磁波入射角度和极化方式对频率选择表面带通特性影响的有效办法。本文通过使用有限元分析法的仿真软件对频率选择表面结构进行仿真分析。

为了实现频率选择表面的小型化设计并得到单通带的频率选择表面, 以耶路撒冷单元结构为基础, 图 1 说明了频率选择表面单元小型化设计过程中单元结构的变



图 1 FSS 小型化设计结构优化

化。耶路撒冷单元的结构如图 1 (a) 所示, 单元尺寸为  $9.54\text{ mm} \times 9.54\text{ mm}$ 。其在 TE、TM 极化下不同入射角度的传输曲线, 如图 2 所示。

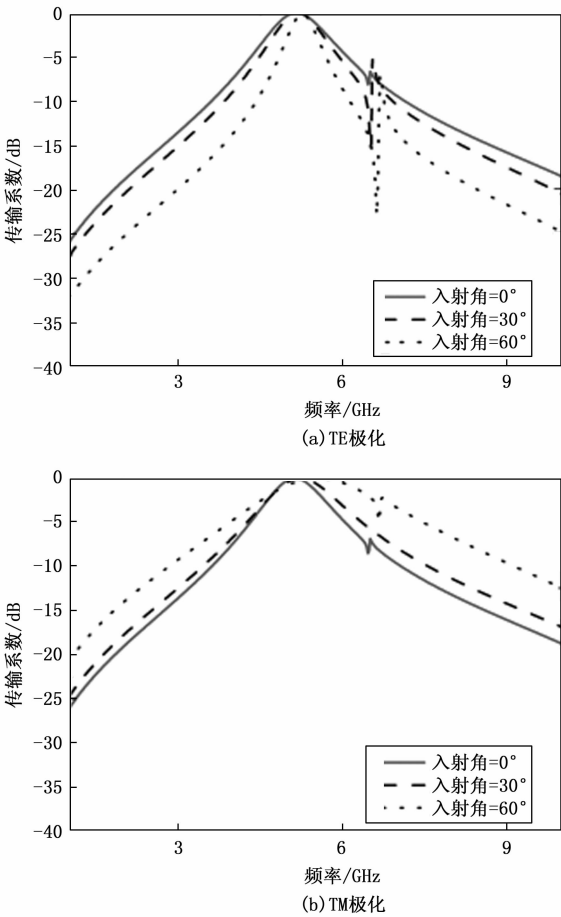


图 2 耶路撒冷单元在 TE、TM 极化下不同入射角度的传输曲线

从图 2 中可以看出, 当入射波角度为  $0^\circ$  时, 所设计的耶路撒冷单元的中心频率为  $5.2\text{ GHz}$ , 耶路撒冷单元在 TE 极化下, 中心频率点的传输系数为  $-0.15\text{ dB}$ ,  $-10\text{ dB}$  带宽为  $3.49\text{ GHz}$ , 在 TM 极化下的中心频率点的传输系数为  $-0.21\text{ dB}$ ,  $-10\text{ dB}$  带宽为  $3.43\text{ GHz}$ 。随着入射角度的增加, 在入射角为  $60^\circ$  的情况下, TE 极化的中心频率从  $5.2\text{ GHz}$  变化到  $5.3\text{ GHz}$ , 中心频率的传输系数为  $-0.41\text{ dB}$ , 而 TM 极化的中心频率从

5.2 GHz 变化到 5.5 GHz, 中心频率的传输系数为  $-0.38$  dB。由此可知, 基础的耶路撒冷单元在角度稳定性, 极化稳定性和小型化上的性能并不优异。

为了得到小型化的频率选择表面单元, 本文将耶路撒冷单元支臂进行弯折设计。通过弯折设计可以增加频率选择表面单元支臂的等效长度, 从而实现频率选择表面的小型化。弯折后的频率选择表面单元结构如图 1 (b) 所示, 单元尺寸为  $7.65 \text{ mm} \times 7.65 \text{ mm}$  其在 TE、TM 极化下不同入射角度的传输曲线, 如图 3 所示。

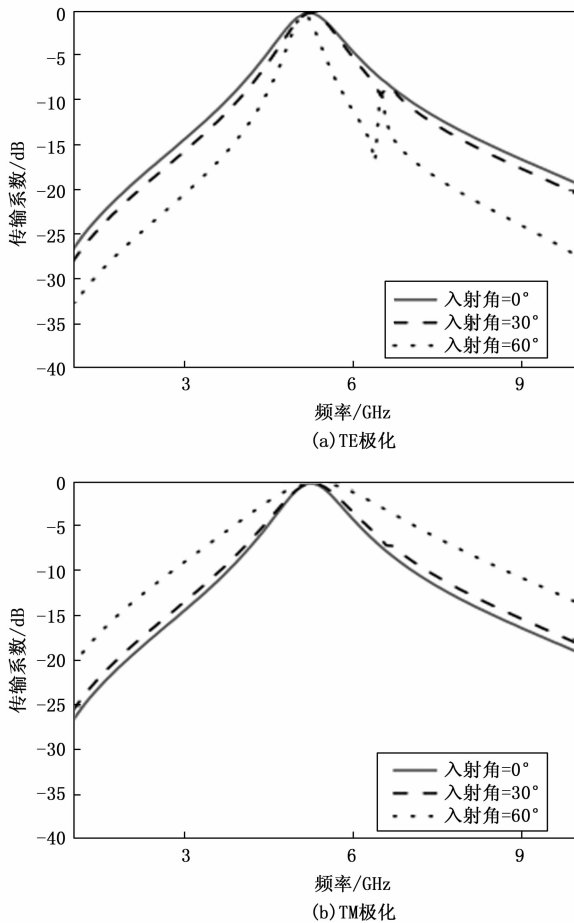


图 3 B 型 FSS 单元在 TE、TM 极化下不同入射角度的传输曲线

如图 3 所示, 当入射波角度为  $0^\circ$  时, 所设计的 B 型单元中心频率为 5.2 GHz。其在 TE 极化下, 中心频率点的传输系数为  $-0.14$  dB,  $-10$  dB 带宽为 3.29 GHz, 在 TM 极化下的中心频率点的传输系数为  $-0.17$  dB,  $-10$  dB 带宽为 3.33 GHz。随着入射角度的增加, 在入射角为  $60^\circ$  的情况下, TE 极化的中心频率从 5.2 GHz 变化到 5.1 GHz, 中心频率的传输系数为  $-0.55$  dB, 而 TM 极化的中心频率从 5.2 GHz 变化到 5.4 GHz, 中心频率的传输系数为  $-0.19$  dB。

由上述数据可知, B 型频率选择表面结构与耶路撒冷单元相比, 在中心频率不变的情况下, 使得频率选择表面单元尺寸减小了 19.8%, 并降低了频率选择表面的  $-10$  dB 带宽。但 B 型结构的角稳定性较差, 在大角度入射时, 中心频率会产生较大偏移。

为了使频率选择表面具有更好的角度稳定性, 在 B 型结构上引入了 4 个中心对称的十字槽, C 型的频率选择表面单元结构如图 1 (c) 所示, 单元尺寸为  $7.77 \text{ mm} \times 7.77 \text{ mm}$  其在 TE、TM 极化下不同入射角度的传输曲线, 如图 4 所示。

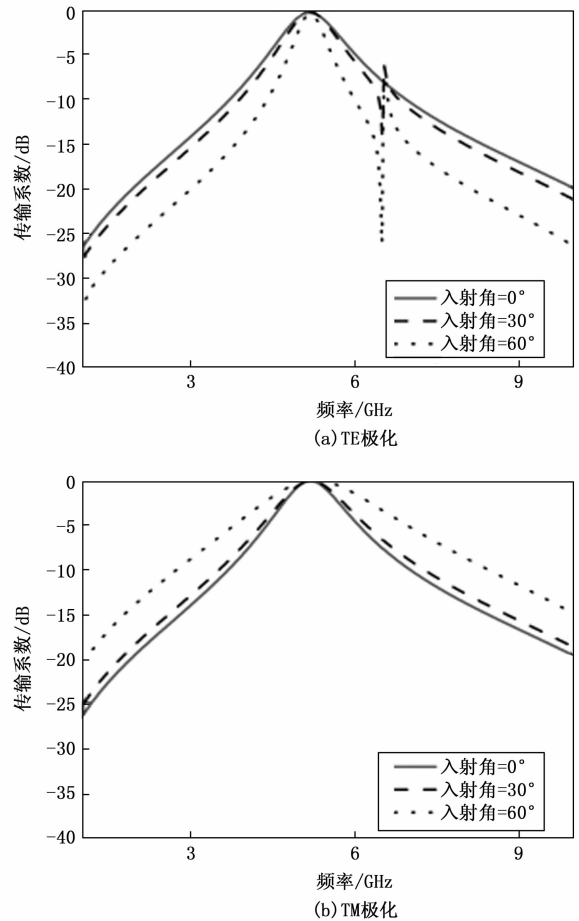


图 4 C 型 FSS 单元在 TE、TM 极化下不同入射角度的传输曲线

从图 4 中可以看出, 当入射波角度为  $0^\circ$  时, 所设计的 C 型单元中心频率为 5.2 GHz, 其在 TE 极化下, 中心频率点的传输系数为  $-0.14$  dB,  $-10$  dB 带宽为 3.29 GHz, 在 TM 极化下的中心频率点的传输系数为  $-0.13$  dB,  $-10$  dB 带宽为 3.31 GHz。随着入射角度的增加, 即使是在入射角为  $60^\circ$  的情况下, TE 极化的中心频率为 5.2 GHz, 中心频率的传输系数为  $-0.28$  dB, TM 极化的中心频率为 5.2 GHz, 中心频率的传输系数

为-0.08 dB。

综上所述,在角度稳定性方面,当电磁波大角度入射尤其是 60°斜入射时,C 型结构的传输系数和中心频率并未发生变化,实现了对 B 型结构性能的优化,具有角度稳定性,在辐射散射一体化天线的构建中可以保持稳定的高传输系数。在小型化方面,C 型结构的尺寸比 A 型结构减小了 18.5%,实现了频率选择表面的小型化,在辐射散射一体化天线的构建中,保证了频率选择表面天线罩在同等面积下可以容纳更多频率选择表面单元。因此,C 型结构实现了在保证频率选择表面小型化的同时,优化了 B 型结构的角​​度稳定性与极化稳定性,为辐射散射一体化天线构建提供了强有力的支撑。C 型结构参数如图 5 和表 1 所示,其中弯折部分的线宽与十字部分的线宽相同均为 0.17 mm。

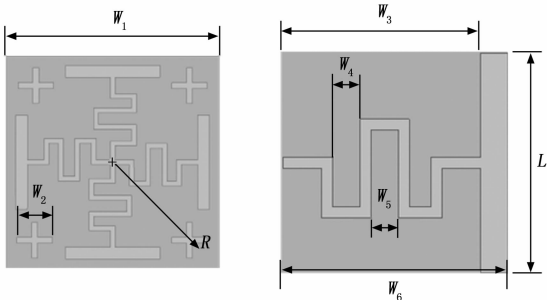


图 5 C 型结构示意图

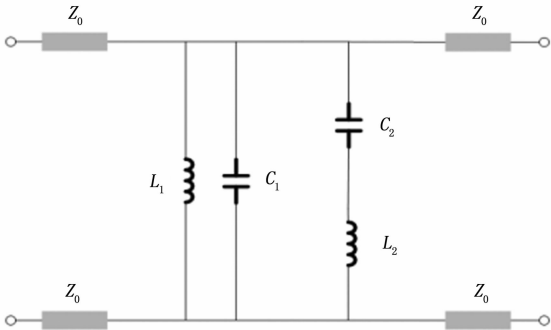
表 1 C 型结构参数

| $W_1$    | $W_2$   | $W_3$   | $W_4$    |
|----------|---------|---------|----------|
| 7.77 mm  | 1.04 mm | 3.11 mm | 0.432 mm |
| $W_5$    | $W_6$   | $R$     | $L$      |
| 0.432 mm | 3.89 mm | 3.96 mm | 3.46 mm  |

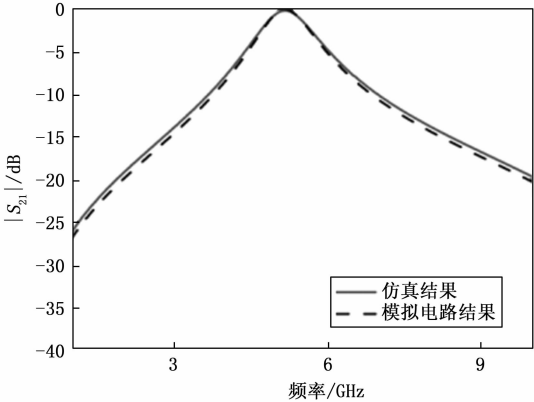
2.2 小型化 FSS 的等效电路分析

从 C 型结构的传输系数曲线中可以发现,随着入射波角度的增加,TE 极化下的-10 dB 带宽逐渐减小,而 TM 极化下的-10 dB 带宽却逐渐增加,差异化较为明显。这是由于将耶路撒冷单元支臂进行弯折后,支臂的弯折构成了一种简单的曲线线极化器,曲线极化器对于垂直极化的入射波呈现为电感特性,对水平极化的入射波则呈现为电容特性。为了分析研究频率选择表面的在不同极化下的特性,建立 C 型结构的频率选择表面的等效模拟电路,并对其进行极化差异化分析。C 型结构的等效电路如图 6 所示。

利用第二节中所推导出的等效电容与等效电感的计算公式,计算并优化 C 型结构的等效电容与等效电感的数值,优化后的等效元件参数如表 2 所示,等效模拟电路结果如图 7 所示。



(a)C型结构的等效模拟电路

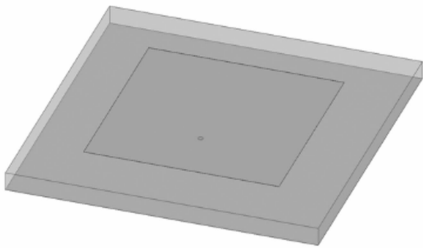


(b)模拟电路结果与仿真结果对比

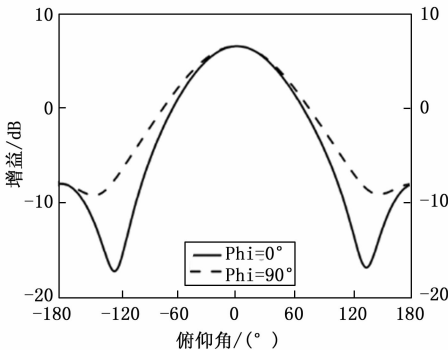
图 6 等效电路图

表 2 C 型结构等效模拟电路元件参数

| $L_1$     | $L_2$    | $C_1$  | $C_2$     |
|-----------|----------|--------|-----------|
| 170.03 pH | 75.21 pH | 3.2 pF | 170.33 pF |



(a)微带天线结构



(b)微带天线增益

图 7 等效模拟电路图

由图 7 可以看出, 模拟电路的仿真结果与 C 结构频率选择表面的仿真结果具有一致性, 验证了 C 结构等效模拟电路的准确性。

综上所述可知, 曲线极化器在 TE 极化下, 随着入射角度的增加, 曲线极化器的电容特性逐渐增强, 而其电感特性逐渐减弱。使得等效电路中的  $L_1$  与  $C_1$ , 在  $L_1 C_1$  乘积不变的情况下,  $L_1$  逐渐减小,  $C_1$  逐渐增加。从而导致传输曲线在大入射角度时变得更加陡峭, 但中心频率并未发生偏移。同理, 在 TM 极化下, 随着入射角度的增加, 与 TE 极化下相反。曲线极化器的电感特性逐渐增强, 而电容特性逐渐减弱。在  $L_1 C_1$  乘积不变的情况下,  $C_1$  逐渐减小,  $L_1$  逐渐增加。导致了传输曲线在大入射角度时变得更加平坦, 但由于  $L_1 C_1$  乘积不变中心频率并未发生大幅度偏移。

### 3 频率选择表面与天线单元一体化设计

#### 3.1 一体化微带天线设计

随着科学技术的日益发展, C 波段天线被广泛地用于航空航天, 天线阵列和微波通讯中, 尤其是在隐身天线领域 C 波段的隐身需求日益增长, 因此本文将采用中心频率为 5.2 GHz 的微带天线单元作为一体化天线中的基础单元。通过有限元仿真软件建立并优化一体化天线结构。

本文设计了一种由同轴线馈电, 且辐射贴片与介质板为正方形的微带天线。微带天线的结构示意图和增益如图所示: 微带天线上方的辐射贴片为正方形, 其宽度为 15.62 mm, 厚度为 0.01 mm。介质基板的厚度为 1.524 mm。介质基板的材质 Rogers RO3203, 其相对介电常数为 3.02, 损耗正切值为 0.001 6。同轴线馈电位置位于微带天线中心点下方, 距离中心点的距离为 3.18 mm。微带天线的方向图较为完整, 最大辐射增益为 6.2 dB。

为了使得一体化天线具有较低的雷达散射截面, 参考当前主流的尖劈状低散射结构, 将频率选择表面天线罩整体构造为尖劈状。尖劈状天线罩由两个直板天线罩呈一定夹角组成, 而直板天线罩则由规则排列的频率选择表面单元构成。在尖劈状频率选择表面天线罩中, C 结构频率选择表面单元的厚度为 0.01 mm, 其材质为金属, 位于介质基板上。介质基板的厚度为 1.524 mm, 其材质为 Rogers RO4350, 相对介电常数为 3.66, 损耗正切值为 0.004。微带天线位于尖劈状天线罩的下方。一体化天线结构如图 8 所示, 微带天线与尖劈状天线罩顶端的距离为  $H$ , 尖劈状频率选择表面天线罩间的夹角为  $\theta$ , 天线上表面与尖劈状频率选择表面天线罩底端的距离为  $L$ 。

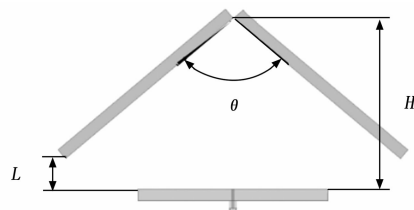


图 8 一体化天线结构示意图

#### 3.2 一体化微带天线结构分析与优化

从上述描述中可知, 尖劈状的频率选择表面天线罩是由介质基板与金属导电层构成的。从辐射方面来看, 其中金属导电层位于天线罩内侧, 介质基板位于天线罩外侧。由于频率选择表面天线罩采用了尖劈状构型, 部分电磁波可能会在尖劈腔内发生多次反射, 使得部分电磁波无法完全辐射出去, 导致一体化天线辐射增益的下降。从隐身来看, 尖劈状频率选择表面天线罩的设计会降低微带天线的雷达散射截面。

针对尖劈状天线罩影响天线辐射增益的问题, 本文提出了一种一体化天线设计的新思路, 即将频率选择表面天线罩内层的金属导电层作为微带天线的二次辐射贴片, 对辐射散射一体化进行整体设计, 从图 8 中可以看出, 影响辐射散射一体化天线辐射增益的影响因素有 3 种, 分别是天线与尖劈状频率选择表面天线罩底端的距离  $L$ 、天线与尖劈状频率选择表面天线罩顶端的距离  $H$  和尖劈状频率选择表面天线罩顶角角度  $\theta$ 。为了实现辐射散射一体化天线的整体设计, 首先对尖劈状频率选择表面天线罩的夹角  $\theta$  进行参数分析与优化。天线工作频率为 5.2 GHz, 直板天线罩上频率选择表面单元以  $4 \times 4$  结构均匀排列。在天线上端口面与尖劈状频率选择表面天线罩底部齐平的条件下, 改变  $\theta$  的参数, 得到的辐射散射一体化天线在方位角等于  $0^\circ$  和方位角等于  $90^\circ$  的增益方向, 如图 9 所示。

从图 9 中可以发现, 在工作频率为 5.2 GHz 的条件下, 一体化天线的增益方向图与单天线相比, 方向图的变化并不明显, 由此可以看出频率选择表面天线罩的增加, 并不会影响微带天线增益方向图的完整型。随着  $\theta$  角的逐渐增加, 辐射散射一体化天线的最大辐射增益逐渐下降, 增益方向图则趋于平坦。这是由于在天线上端与尖劈状天线罩底部齐平的条件下, 随着  $\theta$  的增加, 天线与天线罩之间的距离变小, 导致天线罩的二次辐射作用也随之减小。随着  $\theta$  角的逐渐减小还可以发现, 在方位角为  $90^\circ$  的条件下, 一体化天线方向图的  $-10$  dB 带宽逐渐增加, 这是因为当俯仰角的角度较大时, 电磁波会在天线罩两侧产生绕射。

综上所述, 为了考虑辐射散射一体化天线的辐射性

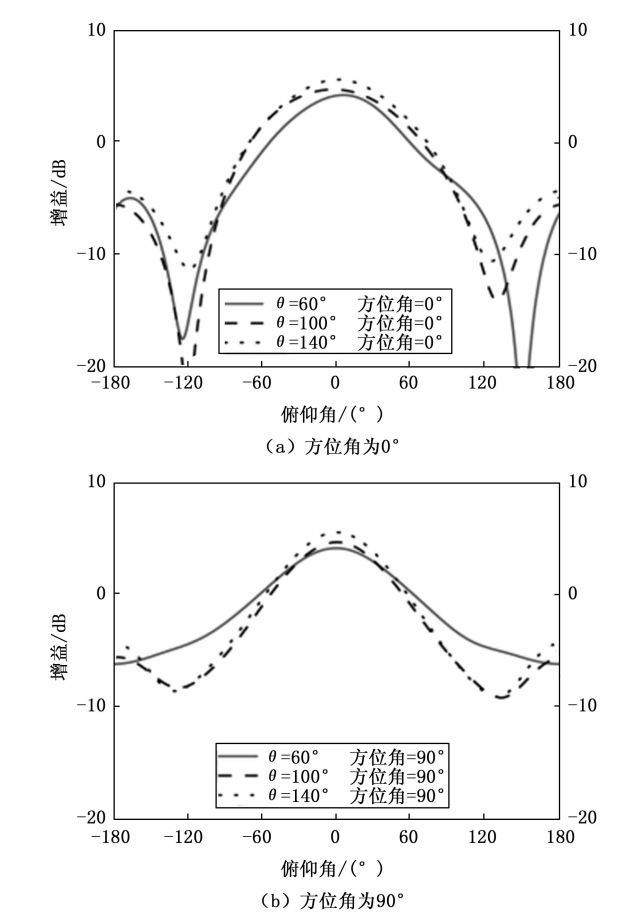


图 9 辐射散射一体化天线在不同  $\theta$  下的增益方向图

能与隐身性能的平衡, 以及微带天线可上下移动的距离。选择尖劈状频率选择表面天线罩的夹角  $\theta=100^\circ$  的模型, 作为优化一体化天线参数  $L$  的模型。

为了确定天线的最佳位置。在保持尖劈状频率选择表面天线罩的构型不变的情况下, 移动微带天线, 分析微带天线与尖劈状天线罩顶端的距离  $L$  对一体化天线辐射增益的影响。得到的辐射散射一体化天线的增益方向, 如图 10 所示。 $L$  为负值时为天线上端低于尖劈状天线罩底端,  $L$  为正值时为天线上端高于尖劈状天线罩底端

从图 10 可以看到, 随着  $L$  的增加, 一体化天线的增益值先增加后减小。 $L=0\text{ mm}$  时辐射散射一体化天线的增益值最大。在  $L=0\text{ mm}$  的情况下, 天线上端的口面正好与尖劈状频率选择表面天线罩底部齐平。因此, 天线上端与天线罩底部齐平是天线的最佳位置。

在确定了合适的天线罩夹角以及最佳的天线位置后, 为了增强一体化天线的辐射增益, 则需要将尖劈状天线罩内层的金属层作为二次辐射贴片。为了探究最佳的辐射构型, 在微带天线上端与天线罩底部齐平的条件下, 改变天线与天线罩顶端的距离  $H$ , 其仿真结果如

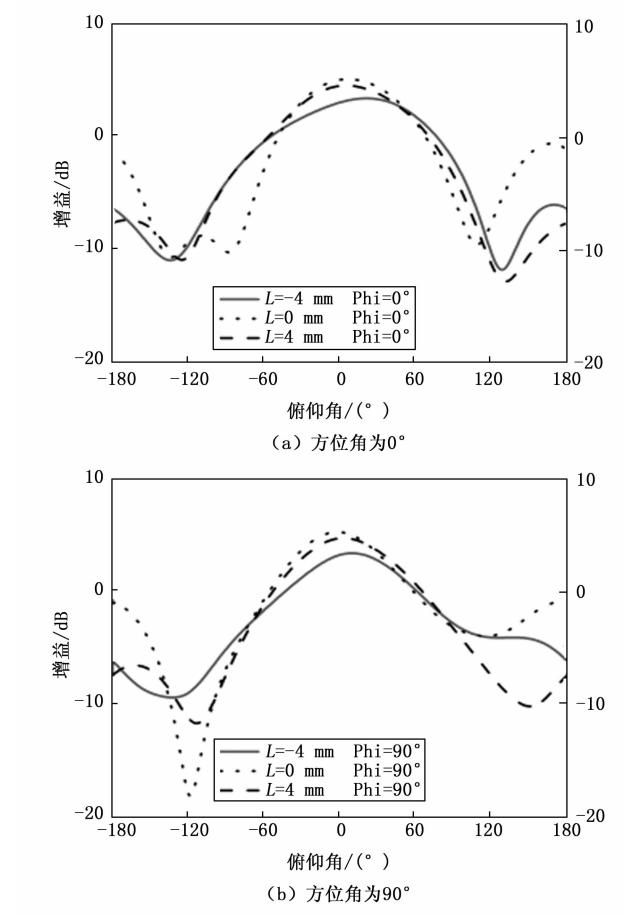


图 10 辐射散射一体化天线在不同  $L$  下的增益方向图

图 11 所示。

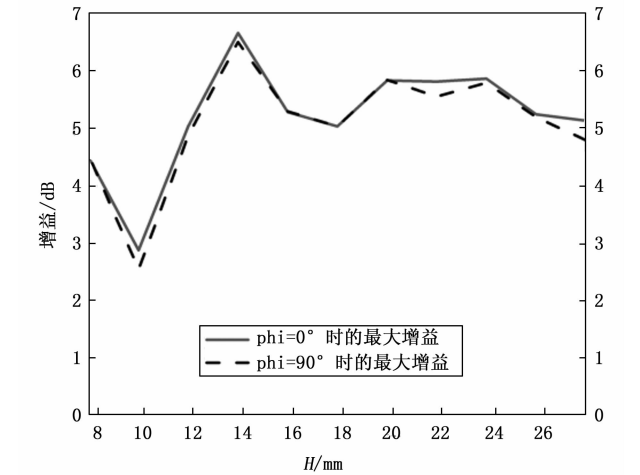


图 11 不同  $H$  下一体化天线的最大增益值

如图 11 所示, 随着  $H$  的增加, 一体化天线的增益先减小后增加, 并在  $H$  大于 18 mm 后趋于稳定。当  $H$  大于 18 mm 时, 天线单元与天线罩顶端的距离过远, 天线罩内的金属层并不能作为二次辐射贴片使用, 导致

了一体化天线的辐射增益在 5.2 dB 附近波动。当  $H$  小于 12 mm 时, 由于天线单元与天线罩间的平均距离过近, 二次辐射匹配较差, 导致了一体化天线的辐射增益快速下降。综上所述, 当  $H=14$  mm 时微带天线与天线罩金属层的二次辐射匹配较好, 最大增益值分别为 6.67 dB 与 6.51 dB。

4 一体化天线辐射性能与散射性能分析

如图 12 所示, 在  $\Phi=0^\circ$  的条件下微带天线的最大增益值为 6.41 dB, 一体化天线的最大增益值为 6.67 dB。在  $\Phi=90^\circ$  的条件下微带天线的最大增益值为 6.41 dB, 一体化天线的最大增益值为 6.51 dB。证明了经过一体化设计后的一体化天线, 其辐射性能有明显的改善。但是通过分析还发现, 一体化天线的最大增益值并没有在俯仰角为  $0^\circ$  的时候出现, 而是在俯仰角为  $7^\circ$  的时候出现, 这是由于天线的馈电点并不在一体化天线结构的中心位置, 所以在增加天线罩后会出现波束偏移的现象。如果适当增加天线单元数量, 则可以通过天线单元间的相位调制来消除波束偏移现象。

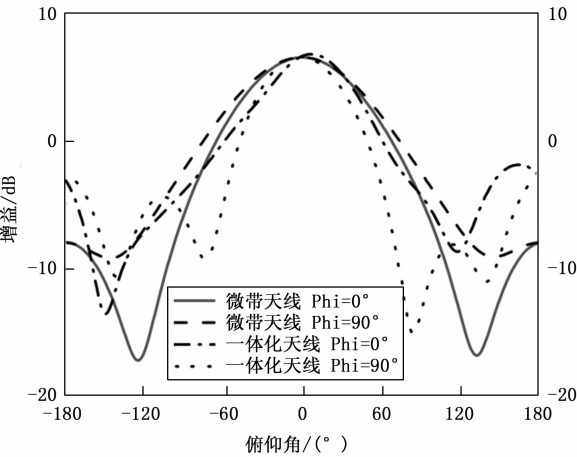


图 12 一体化天线与微带天线增益方向图

如图 13 所示, 在入射波为交叉极化的条件下。在低频 1~2.6 GHz 的区域内, 一体化天线与微带天线相比并没有起到缩减微带天线雷达散射面积的作用, 但其雷达散射截面值仍较小, 保持在  $-25$  dB 以下。而在 2.6~11.3 GHz 和 11.6~18 GHz 的区域内一体化天线则有效降低了微带天线的雷达散射面积。尤其是降低了微带天线在工作频段的雷达散射截面, 雷达散射截面缩减了 6 dB。在 13.1 GHz 处产生了最大雷达散射截面缩减, 缩减值为 36 dB。

综上分析可知, 经过一体化设计后的一体化天线, 其辐射增益与原天线相比增加了 0.26 dB。解决了天线罩带来的辐射增益减小的问题。同时一体化天线的雷达散射截面面积的均值为  $-28$  dB, 具有良好的低散射特性

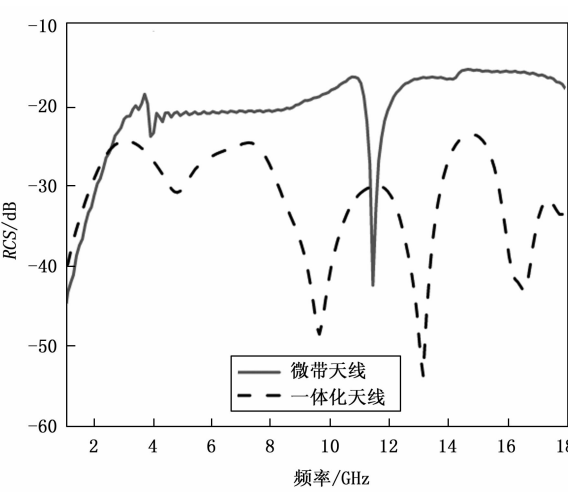


图 13 微带天线与一体化天线的雷达散射面积

并且在 2.6 ~11.3 GHz 和 11.6~18 GHz 有良好的散射缩减效果, 最大雷达散射截面缩减值为 36 dB。因此, 本文所设计的一体化天线同时具有良好的辐射特性与散射特性, 将本文所设计的辐射散射一体化天线与其他文献中的辐射散射一体化天线性能进行对比, 如表 3 所示, 从表中可以看出本文所设计的一体化天线其在宽频带内具有低散射特性, 并且可以增强工作频率下天线的辐射增益, 与其他论文对比, 其综合性能优于其他论文结果。为辐射散射一体化天线设计提供了新思路。

表 3 本文设计的辐射散射一体化天线与文献中设计的辐射散射一体化天线性能对比

| 论文     | 工作频率/GHz | RCS 缩减频带/GHz   | 一体化天线增益/原天线增益     |
|--------|----------|----------------|-------------------|
| 本文     | 5.2      | 2.6~11.3(187%) | 6.67 dB/6.41 dB   |
| 文献[21] | 4.8      | 4~18(127%)     | 10.71 dB/11.73 dB |
| 文献[15] | 6.1      | 4~8(66.7%)     | ---               |
| 文献[22] | 6        | 10.4~21(65%)   | 8.6 dB/9 dB       |

5 结束语

本文首先研究了频率选择表面的工作原理以及等效电路模型的建立, 掌握了频率选择表面的设计方法。其次根据理论设计方法, 提出了一种小型化频率选择表面结构, 实现了频率选择表面单元结构尺寸缩减 18.5%; 最后通过对辐射散射一体化天线参数进行仿真, 研究了不同参数对天线增益的影响。仿真结果表明, 本文所提出的辐射散射一体化天线可以在 2.6 ~11.3 GHz 和 11.6~18 GHz 的频段内实现雷达散射截面缩减, 雷达散射截面均值为  $-28$  dB, 最大雷达散射截面缩减值为 36 dB。在工作频率 5.2 GHz 下, 辐射一体化天线与原天线相比, 辐射一体化天线的辐射增益增加了 0.26 dB。

综上所述,本文实现了从频率选择表面的小型化设计到辐射散射一体化天线的构建,详细阐述了辐射散射一体化天线的设计过程,为辐射散射一体化隐身天线的设计提供了一定的新思路、新方法。在接下来的工作中,将增加天线数量,研究频率选择表面对相控阵天线的影响,并实现基于频率选择表面的辐射散射一体化相控阵天线设计。

#### 参考文献:

- [1] ZHANG B C, JIN C, LÜ Q H, et al. Low-RCS and wide-band reflectarray antenna with high radiation efficiency [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2021, 69 (7): 4212–4216.
- [2] MEI P, LIN X Q, YU J W, et al. Development of a low radar cross section antenna with band-notched absorber [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2018, 66 (2): 582–589.
- [3] LIU Y, HAO Y W, LI K, et al. Wideband and polarization-independent radar cross section reduction using holographic metasurface [J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2016, 15: 1028–1031.
- [4] DING X, CHENG Y F, SHAO W, et al. A planar wide-angle scanning phased array with X-, Ku-, and K-band RCS reduction [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2020, 68 (5): 4103–4108.
- [5] ZHANG C, GAO J, CAO X Y, et al. Low scattering microstrip antenna array using coding artificial magnetic conductor ground [J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2018, 17 (5): 869–872.
- [6] 刘亚昆, 贾丹, 杜彪. 基于特征模理论的微带天线双极化 RCS 缩减设计 [J]. 现代雷达, 2021, 43 (5): 73–79.
- [7] MEHDI P, NADER K, MAJID K. [J]. IEEE Antennas and wireless propagation Letters, 2018, 17 (8): 1382–1385.
- [8] LIU Y, JIA Y T, ZHANG W B, et al. An integrated radiation and scattering performance design method of low-RCS patch antenna array with different antenna elements [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2019, 67 (9): 6199–6204.
- [9] CHEN Y K, ZHOU W Y, YANG S W. Design of a low-profile and low scattering wideband planar phased antenna array [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2021, 69 (12): 8973–8978.
- [10] LI Q Y, ZHANG H, FU Q Y, et al. RCS reduction of ridged waveguide slot antenna array using EBG radar absorbing material [J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2008: 7473–7476.
- [11] LIU T, CAO X, GAO J, et al. RCS reduction of waveguide slot antenna with metamaterial absorber [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2013, 61 (3): 1479–1484.
- [12] LIU Y H, ZHAO X P. Perfect absorber meta material for designing low-RCS patch antenna [J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2014: 131473–1476.
- [13] HUANG H, OMAR A A, SHEN Z X. Low-RCS and beam-steerable dipole array using absorptive-frequency-selective reflection structures [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2020, 68 (3): 2457–2462.
- [14] XIAO S W, YANG S W, ZHANG H Y, et al. A low-profile wideband tightly coupled dipole array with reduced scattering using polarization conversion metamaterial [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2019, 67 (8): 5353–5361.
- [15] ZHOU H, QU S B, LIN B Q, et al. Filter-antenna consisting of conical FSS radome and monopole antenna [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2012, 60 (6): 3040–3045.
- [16] LI S J, GAO J, CAO X Y, et al. Loading meta-material perfect absorber method for in-band radar cross section reduction based on the surface current distribution of array antennas [J]. IET Microwaves, Antennas & Propagation, 2015, 9 (5): 399–406.
- [17] XIE D P, LIU X G, GUO H P, et al. A wideband absorber with a multiresonant gridded-square FSS for antenna RCS reduction [J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2017, 16: 629–632.
- [18] BHUSAN H B, ESHA J, JALEEL M A. Metamaterial structure integrated with a dielectric absorber for wideband reduction of antennas radar cross section [J]. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 2017, 59 (4): 1060–1069.
- [19] GENOVESI S, COSTA F, MONORCHIO A. Low-profile array with reduced radar cross section by using hybrid frequency selective surfaces [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2012, 60 (5): 2327–2335.
- [20] JIA Y T, LIU Y, WANG H, et al. Low RCS microstrip antenna using polarisation-dependent frequency selective surface [J]. Electronics Letters, 2014, 50 (14): 978–979.
- [21] 邢志宇. 基于电磁超表面的天线分析及其隐身技术研究 [D]. 成都: 电子科技大学, 2023.
- [22] 罗锦红, 贾永涛, 刘英. 辐射散射一体化超表面天线设计 [C] //2023 年全国天线年会论文集 (中), 哈尔滨, 2023: 3.
- [23] 刘国标. 基于辐射一体化的低 RCS 超表面天线研究 [D]. 南京: 东南大学, 2023.