

一种基于 SSPP 和 PCM 的复合超宽带低 RCS 超表面*

冯甘雨[#] 潘子祥[#] 杨欢欢^{#†} 郭泽旭 李桐^{#†} 吴天昊

李灿 胡鑫

(空军工程大学信息与导航学院, 西安 710077)

提出了一种将基于慢波机理的人工表面等离激元 (Spoof Surface Plasmon Polaritons, SSPP) 吸波器和基于快波机理的极化转换超表面 (Polarization Conversion Metasurface, PCM) 在空域结构与频域功能上互补结合, 实现复合超宽带低雷达散射截面 (Radar Cross Section, RCS) 超表面的设计方法。该方法首先设计了一种宽带 SSPP 吸波器和宽带 PCM, 通过在口径面内划分快慢波区域, 分别放置 SSPP 吸波器和棋盘型 PCM 子阵, 实现 SSPP 慢波吸波机制与 PCM 快波相位抵消机制的空域融合与频域拼接。同时利用两种超表面分别基于慢波和快波减缩 RCS 机制的波速差异隔离二者之间的能量交换, 实现低互扰拼接。所形成的复合超表面能够在避免遮挡效应、隔离单元耦合的同时有效拓展工作带宽。仿真结果表明, 复合超表面在 3–25 GHz 频率范围内均能实现 10 dB 以上的 RCS 减缩, 其中峰值 RCS 减缩量达 35 dB。本文所提出的在空域结构与频域功能上结合 SSPP 与 PCM 的设计方法, 有效结合了慢波吸波损耗与快波相位抵消两种法向散射抑制机制, 为超宽带、高性能低 RCS 超表面的工程设计与应用提供了可行的技术思路。

*基金: 国家自然科学基金(批准号: 62371466, 62401618, 62541136)、陕西省自然科学基金基础研究计划(批准号: 2024JC-ZDXM-39, 2025JC-YBMS-708)。

[#] 本文共同第一作者。

[†] 通信作者。E-mail: jianye8901@126.com, tongli8811@sina.com

关键词：人工表面等离激元；极化转换超表面；慢波+快波；超宽带；

低雷达散射截面

PACS: 41.20.Jb, 74.25.uv, 87.50.Uu

1 引言

雷达散射截面（Radar Cross Section, RCS）减缩技术作为电磁隐身、电磁对抗与电磁兼容领域的核心技术之一，在现代航空航天隐身平台、电子对抗装备、电磁兼容防护等关键领域占据着至关重要的研究地位^[1-3]。随着现代雷达探测技术不断向超宽带、全角域、多极化、高精度以及多手段复合等方向迭代升级^[4,5]，RCS减缩技术面临着愈发严苛的现实要求。传统仅依靠几何外形优化设计或常规吸波材料的RCS减缩手段已难以满足新一代高性能武器装备平台对材料轻薄、低剖面结构、宽频覆盖、高稳定以及宽角域特性等实际应用的需求^[6-11]。在此背景下，人工电磁超表面凭借其亚波长单元结构对电磁波振幅、相位、极化等传播特性灵活精准调控的优势，为突破传统RCS减缩技术瓶颈、开发新型高效电磁散射调控器件提供了全新技术路径^[12-14]。

利用极化转换超表面（Polarization Conversion Metasurface, PCM）组阵的相位对消原理对反射电磁波进行调控是实现RCS减缩的重要手段之一^[15,16]。其核心原理是通过优化PCM中各向异性的亚波长单元结构，将入射电磁波高效转换为正交极化反射波，并利用诸如棋盘式的相位排布使镜面反射能量向空间多方向弥散，是基于单一快波机制减缩RCS的方法，具有低剖面、轻量化、结构简单、效率高等诸多优势^[17]。近年来，研究者们针对PCM展开了深入研究。例如文献[18]利用带缺口的非对称金属圆环设计了一种PCM单元，其棋盘阵列在6–13GHz均能实现10dB以上RCS减缩。文献[19]提出了一种带有曲折线的PCM单元，其组阵后

10dB以上RCS减缩频带为6.1–20.7GHz。文献[20]设计了一种1 bit编码型PCM，分别在9.5–13.9GHz、15.2–20.4GHz频段实现10dB以上RCS缩减。文献[21]设计了一种宽带PCM结构，并提出了宽带Pancharatnam-Berry 2 bit编码超曲面，能够在8.7–29.3GHz频率范围内实现任意极化电磁波超过10dB的RCS减缩量。尽管现有PCM已实现宽带或双频带RCS减缩设计，但仅利用PCM的单一快波机制实现更宽频带RCS减缩仍然存在巨大挑战。

人工表面等离子激元（Spoof Surface Plasmon Polaritons, SSPP）吸波器也是RCS减缩技术的重要分支。其基本原理是通过周期性沟槽结构激发SSPP模式，而后利用SSPP的强场局域效应将入射电磁波转化为慢波局限在有损介质中进行耗散，从而实现高效RCS减缩，在电磁隐身等应用中具有重大研究价值与应用潜力^[23-30]。例如文献[30]通过改变SSPP光栅结构的长度设计了一种吸波频带可定制的SSPP吸波器，其吸波率大于90%的频带最宽为7.6–14.7GHz。文献[31]通过对SSPP光栅结构的长度进行算法优化，设计了一种宽带SSPP吸波器，其吸波率大于90%的频带为10–30GHz。文献[32]提出了一种加载电阻的宽带SSPP吸波器，能够将单个频点扩展为宽带吸波，实现6.95–17.4GHz宽频率范围内吸波率大于90%。但单一慢波机制依赖渐变几何结构实现宽带吸收，难以实现更宽频带的吸波，同时上述SSPP吸波器均为竖直介质板加水平金属地板的三维正交结构，其空间利用率也可进一步提升。

针对单一机制难以实现更宽频带RCS减缩的问题，近年来使用多结构层叠和多机制融合扩展带宽的方法已成为解决此类问题的重要手段。该类复合超表面（Hybrid metasurface, HM）能够在不同频段协同利用不同超表面的RCS减缩功能，显著拓展工作带宽，因而在隐身平台、电磁兼容和低RCS天线系统中应用广

泛^[33-39]。但复合超表面的电磁响应并不是多个单一超表面功能的线性叠加，传统多结构层叠和多机制融合的方法会破坏原有单元的边界条件，使各功能区域之间产生近场耦合。例如文献[40]提出了一种吸波和PCM结合的层叠型低RCS复合超表面，其吸波率大于90%的频段是3.78–6.34 GHz，极化转换率（Polarisation Conversion Rate, PCR）大于90%的频段是7.90–14.80 GHz，但复合拼接后在3.52–15.28 GHz的RCS减缩仅大于7dB，RCS减缩大于10dB的频段约为4–8GHz和10.5–12.5GHz。文献[41]提出了一种结合相位对消和频率选择表面(Frequency Selective Surface, FSS)的层叠型低RCS和透射复合超表面，在原有相位对消表面结合FSS后其–15dB RCS减缩频带由7.2–14 GHz缩小为8.5–13.5 GHz。因此，在设计复合超表面时如何减少不同结构以及不同机制之间的耦合，实现低互扰拼接，对于提升超表面性能具有重要意义。

基于上述分析，本文提出了一种新型超宽带低RCS复合超表面。该表面将SSPP吸波器的慢波耗散机制与PCM的快波相位对消机制结合，实现了慢波+快波的复合RCS减缩机制设计。这种设计利用了两种不同机制的波速差异隔离二者之间的能量交换，能够实现二者的低扰动拼接。此外，在同一口径面内划分快慢波区域，构建相对独立的空间通道，在减弱单元之间遮挡效应和近场耦合的同时完成空域结构与频域功能的互补结合。经过优化设计，所提出的复合超表面在3–25GHz超宽频率范围内均实现了10dB以上RCS减缩，电尺寸仅为 $0.2\lambda \times 0.2\lambda \times 0.15\lambda$ 。仿真分析与实验均证实了所设计的复合超表面具有超宽带RCS减缩性能，为超宽带低RCS超表面的设计与工程应用提供了一种新的技术路径。

2 超宽带低 RCS 复合超表面设计

针对传统单一快波或慢波难以实现更宽频带RCS减缩以及复合超表面不同

结构、不同机制之间影响较大的问题，本文将SSPP吸波器的慢波耗散机制与PCM的快波相位抵消机制进行功能融合。通过将棋盘式PCM单元集成在SSPP吸波器金属地板上方，实现二者在空域结构与频域功能上的互补结合，形成了图1所示的复合超宽带低RCS超表面设计思路。

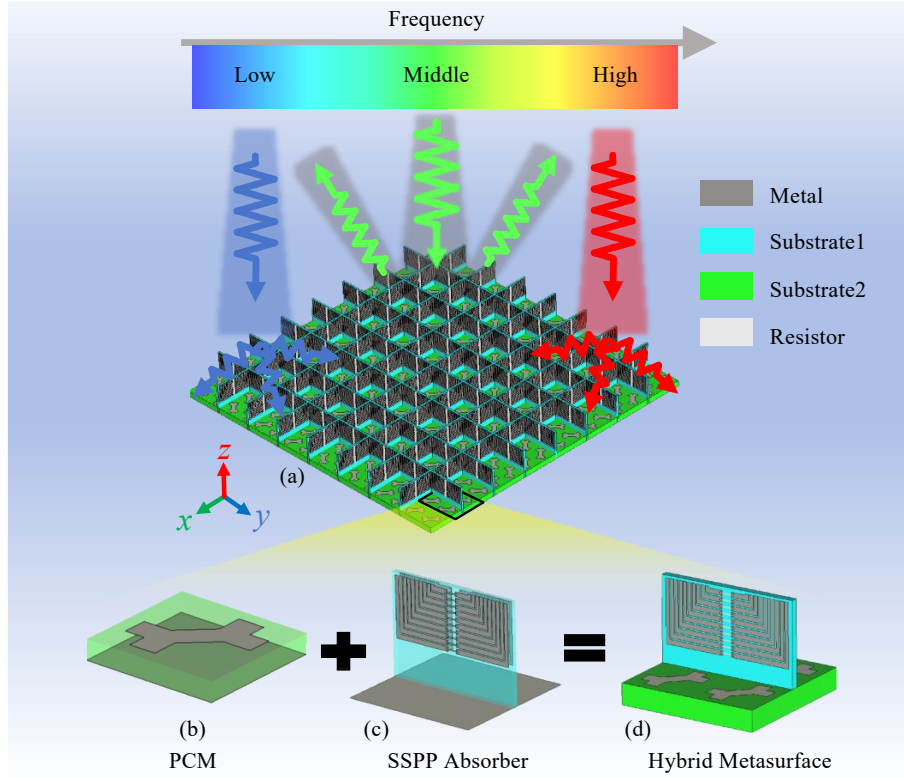


图1 复合超表面设计思路图 (a) 复合超表面阵列三维示意图 (b) 极化转换超表面单元三维示意图 (c) SSPP 吸波器单元三维示意图 (d) 复合超表面单元三维示意图

Fig. 1 Schematic diagram of the composite metasurface design (a) 3D view of the composite metasurface array (b) 3D view of the PCM unit (c) 3D view of the SSPP absorber unit (d) 3D view of the composite metasurface unit

首先，根据SSPP结构的色散曲线，设计了一款具有宽带响应特性的吸波器单元，并通过 8×8 正交排列构造了SSPP吸波器阵列，确保其对不同极化入射的电磁波均具有良好的吸收效果。而后，基于PCM单元设计了两种相位相差 180° 的 4×4 子阵，再对两种子阵进行 4×4 棋盘组阵，得到了 16×16 的相位抵消低RCS超表面。最后，利用SSPP吸波器的慢波耗散机制与PCM的快波相位抵消机制的波速差异和结构特点实现低扰动空域结合和频域拼接。

2.1 人工表面等离子激元（SSPP）吸波器

为设计一种宽带SSPP吸波器，首先建立如图2(a)所示的单面和双面SSPP光栅单元，其中双面单元前后两面的金属结构相同，利用本征模求解器计算不同金属条长度下两种单元的色散曲线。通过图2(a)的曲线可以看出，双面单元的截止频率略低于单面，因此双面SSPP吸波器的电尺寸会更小；此外还可以看出SSPP结构的截止频率与金属条长度呈负相关关系，即金属条越长，对应的截止频率越低。在截止频率附近，电磁波被强烈束缚在SSPP结构表面，形成高度局域化的表面波模式，因此通过多条不同长度的金属条即可实现对宽频带电磁波的束缚。

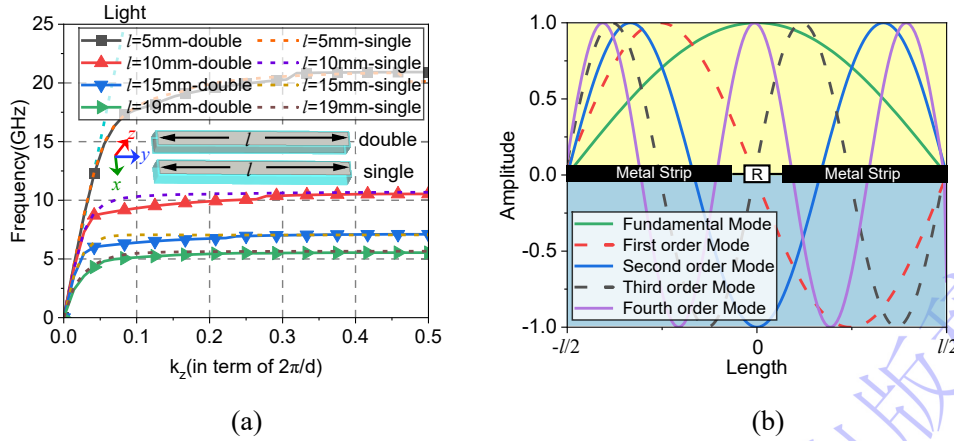


图2 色散曲线和模式电流分析示意图(a) 色散曲线 (b) 模式电流

Fig. 2 Dispersion curves and modal current distributions (a) Dispersion curves of SSPP (b) Modal current of SSPP

根据本征模理论可知，图2(a)中的金属结构表面存在多种图2(b)所示的奇偶模式电流，同一位置不同模式电流的强度不尽相同，因此在金属结构不同位置开缝后串联电阻，会对模式电流产生不同程度的耗散。为最大程度提升基模电流的吸收效果，选取金属结构中央位置串联电阻，此处基模和偶模的电流均处于波峰或波谷，奇模处于波零点，因此理论上具有最佳的基模和偶模电流吸收效果，可以利用基频和倍频实现多频段吸波。若用金属过孔将介质板前后的双面金属结构相连，可将电阻器件的使用数量减少一半。

此外,为进一步缩小单元尺寸并充分利用结构中的空白区域,在水平SSPP光栅结构的两侧添加沿z方向的垂直金属条,这种结构能够在不增加单元横向尺寸的前提下延长最长金属条表面电流的传播路径,因此可以降低吸波器的最低工作频率,扩展吸波带宽。根据上述设计提出了如图3所示的单元结构,图3所示的吸波器具体结构参数为: $p=10\text{mm}$, $d_1=0.2\text{mm}$, $d_2=0.7\text{mm}$, $s=0.6\text{mm}$, $l=18.8\text{mm}$, $dh=5.65\text{mm}$, $h=15\text{mm}$, $t=1\text{mm}$, $\theta=37^\circ$, $R=300\Omega$ 。

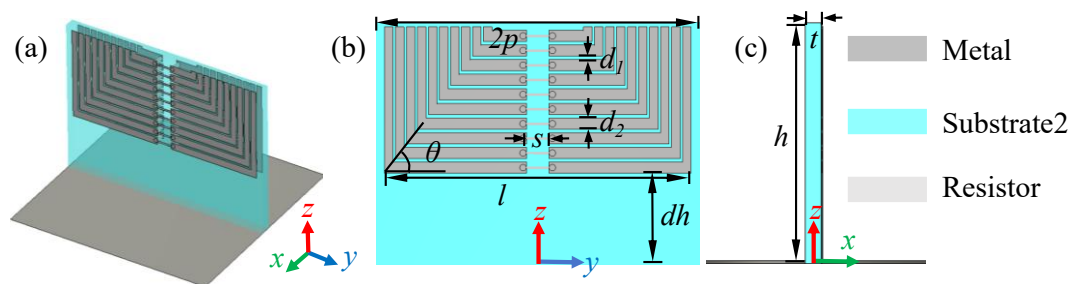


图3 SSPP吸波器结构设计 (a) 三维示意图 (b) 正视图 (c) 侧视图

Fig. 3 Structural design of the SSPP absorber (a) 3D view (b) Front view (c) Side view

图4(a)为添加垂直金属条前后SSPP吸波器的S曲线,从图中可以看出,在相同单元尺寸下添加垂直金属条的吸波器最低工作频点更低,最高工作频点不变,工作频率能够覆盖2.6–10.9GHz,相对于添加垂直金属条前的吸波器吸波带宽向低频扩展了4.3GHz。此外,图3中的吸波器在19.3–21.3GHz还产生了一个高阶吸波带,可以实现双频段吸波。为说明SSPP吸波器的双频吸波机理,图4(b)给出了SSPP吸波器在6GHz和19.1GHz处的表面电流分布,从图中可以看出,在6GHz处,吸波器中多条金属光栅的表面电流整体呈单向分布,对应于基模电流;在19.1GHz处,基模电流在不同位置分裂出多阶偶模电流,且电阻均位于模式电流的峰值处,因此在19.3–21.3GHz形成了高阶吸波带。

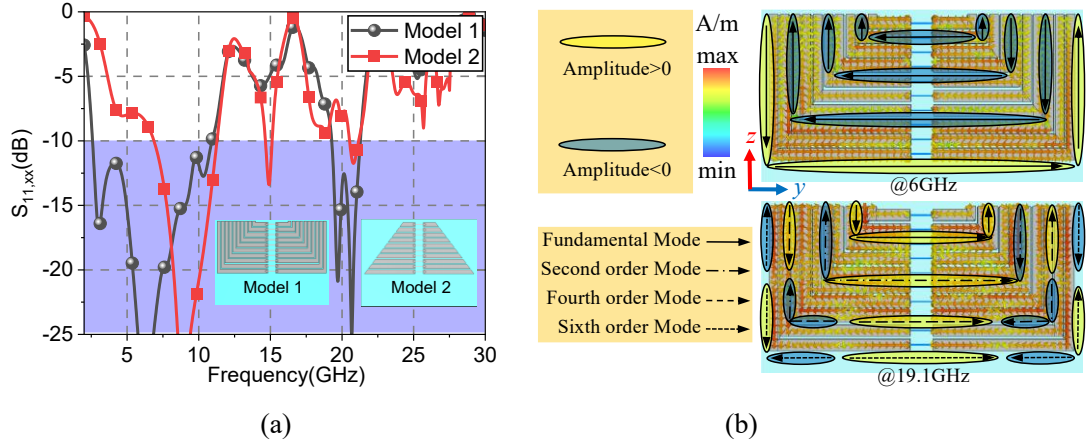


图4 吸波器S曲线和6GHz、19.1GHz表面电流 (a) S曲线 (b) 表面电流

Fig. 4 S-parameters and surface current distributions of the absorber at 6 GHz and 19.1 GHz (a) S-parameters (b) Surface current distributions

基于上述吸波器单元设计，提出了如图5(a)所示的双极化SSPP吸波器阵列。对吸波器阵列和同等面积的金板进行RCS计算，结果如图5(b)所示。通过RCS仿真结果可以看出，吸波器阵列在2.8–12.1GHz和19.5–21.3GHz范围内均能实现10dB以上RCS减缩，其中峰值RCS减缩可达35dB。

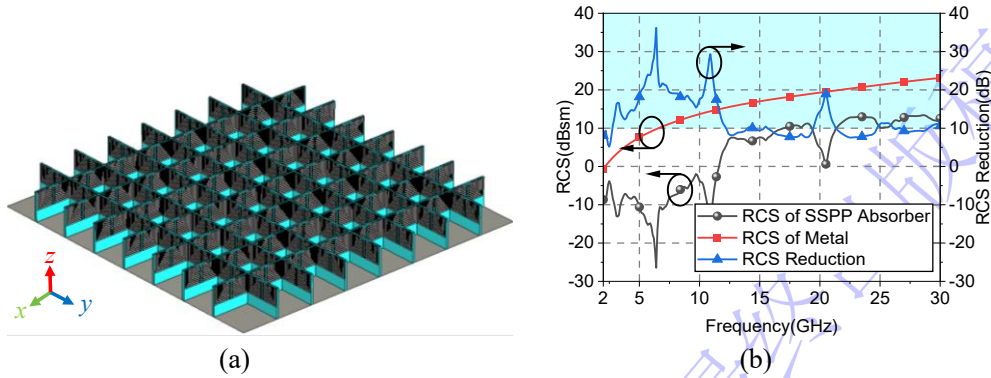


图5 SSPP吸波器阵列示意图及RCS仿真结果 (a) 阵列示意图 (b) RCS结果

Fig. 5 Schematic of SSPP absorber array and simulated RCS results (a) Array schematic (b) RCS results

2.2 极化转换超表面 (PCM)

提出的极化转换超表面单元结构如图6所示。其上层金属贴片类似“骨头”形状，整个金属贴片斜45°放置，关于 $y=x$ 平面对称，单元周期 $p=10\text{mm}$ 。介质板选用双面覆铜的FR4， $\epsilon_r = 2.55$ ， $\tan \delta = 0.001$ ，下层为一块完整的金属地板。具体结构参数为： $m=2\text{mm}$ ， $n=1.94\text{mm}$ ， $k=1.35\text{mm}$ ， $q=3.14\text{mm}$ ， $h=3\text{mm}$ 。

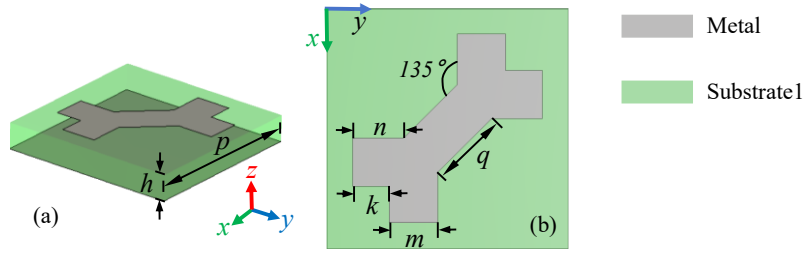


图 6 极化转换超表面示意图 (a) 三维示意图 (b) 俯视图

Fig. 6 Schematic of the polarization conversion metasurface (a) 3D view (b) Top view

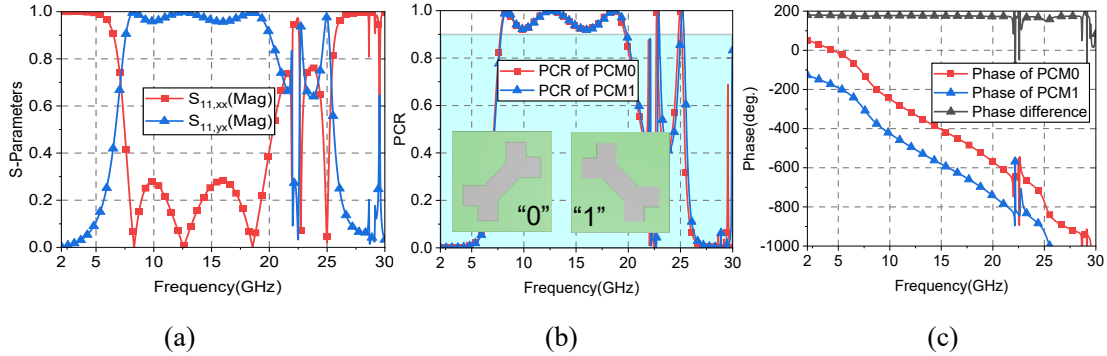


图 7 极化转换超表面单元仿真结果 (a) 状态“0”单元 S 曲线 (b) 两种状态单元极化转换率 (c) 两种单元反射波相位

Fig. 7 Simulated results of the PCM unit (a) S-parameters of the unit at state "0" (b) Polarization conversion ratio of the unit under two states (c) Reflection phase of two units

设置无限周期边界条件对单元结构进行仿真，结果如图7(a)所示，可以看出，PCM在7.9GHz–19.8GHz频率范围内 $S_{11, yx}$ 大于0.9， $S_{11, xx}$ 小于0.3，具有良好的正交极化反射效果。而后对PCM单元沿z轴顺时针旋转90°，得到正交极化反射波相位相差180°的另一种状态，旋转前后分别记为状态“0”和状态“1”单元，结构如图7(b)所示。对“0”“1”两种状态单元均以x极化波入射，此时，二者均可将入射波转换为y极化波反射，从图7(b)可以看到，两种状态的PCR完全相同，在7.9GHz–19.8GHz频率范围内PCR均大于90%。图7(c)表明其反射相位发生了变化，反射相位差稳定在180°附近，因此两种单元可以组成1 bit相位调节单元。为了保持一定的单元周期性，首先搭建4×4单元的子阵，再组成4×4的棋盘排布阵列，阵列总体规模为16×16单元，如图8(a)所示。棋盘PCM组阵以及同等面积金属板的RCS仿真结果如图8(b)所示，可以看出，PCM阵列在11.6–18.8GHz频率范围内相对于同等面积的金属板均能实现10dB以上RCS减缩。

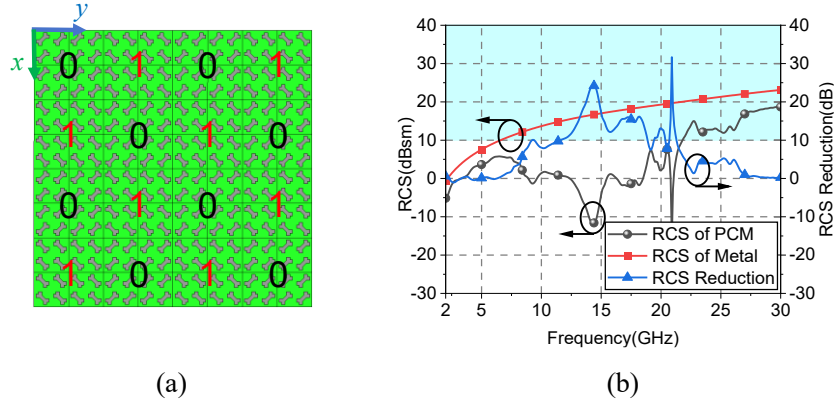


图8 棋盘PCM阵列示意图及RCS仿真结果 (a) 阵列结构 (b) RCS结果

Fig. 8 Schematic of chessboard PCM array and simulated RCS results (a) Array structure (b) RCS results

2.3 超宽带低 RCS 复合超表面

上述SSPP吸波器基于在纵向传输路径上的慢波能量吸收机制实现RCS减缩；上述PCM则采用在横向口径上反射快波的相位对消机制实现RCS减缩，两种不同机制的波速差异和结构特点使得二者在拼接融合时具有较小的互耦和遮挡效应，非常有利于频域拼接实现超宽带RCS减缩。为此，将所设计的宽带SSPP吸波器和PCM单元结合得到了如图9所示的复合超表面单元。当2–12GHz和19–21GHz的电磁波垂直入射时，复合超表面单元中的SSPP结构会将电磁波以慢波形式强烈束缚在结构表面，并通过电损耗介质和电阻进行耗散。未被耗散的电磁波会继续向下传播，穿透PCM后通过金属地板反射，而后被SSPP结构二次束缚和耗散。对于12–19GHz的电磁波，其入射至复合超表面单元后并不会被SSPP结构束缚，而是以快波形式继续向下传播至PCM后被反射为正交极化反射波，此时采用棋盘排布即可实现相位对消效果。将PCM放置在吸波器间隙中的设计利用了SSPP吸波器竖直放置的特点，实现了在空间维度上两种功能的拼接。不同于传统层叠型功能复合超表面，这种设计并没有在电磁波传播方向上叠加相关结构，而是在超表面口径面上进行结构划分，并不会影响电磁波在路径中的传播特性，因此这种设计理论上既能够结合两种RCS减缩方法，又可以减小超表面间的相互影响。

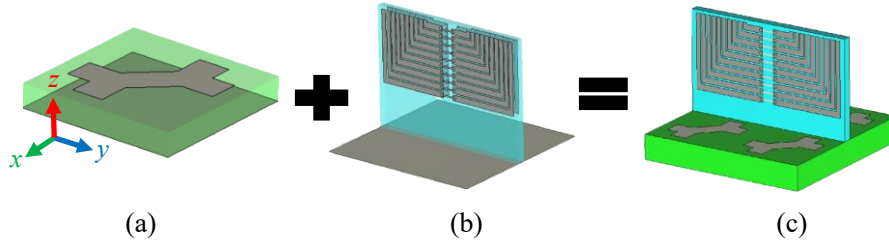


图9 复合超表面结构 (a) PCM单元 (b) SSPP吸波器单元 (c) 复合超表面单元
Fig. 9 Configuration of the composite metasurface (a) PCM unit (b) SSPP absorber unit (c)
Composite metasurface unit

为实际分析拼接结合对两种超表面各自工作性能的影响,对复合超表面单元的S曲线进行了仿真,并计算其吸波率和PCR。从图10中可以看出,在3–11GHz内 $S_{11,xx}$ 和 $S_{11,yx}$ 大部分仍然保持在 -10dB 以下,吸波率也保持在80%以上,说明拼接结合对于吸波器的性能影响较小。在11–20GHz内 $S_{11,xx}$ 相比于拼接前略有增大,而 $S_{11,yx}$ 均有减小,但整体PCR仍然保持在75%以上,说明拼接结合对PCM单元有一定影响,但仍具有良好的极化转换效果。对于20–25GHz,此时主要依靠高阶模式电流进行吸波,从吸波率曲线可以看出,在此范围内有一段接近90%的工作频带,因此拼接结合对吸波效果的影响总体不大。进一步,复合超表面阵列的RCS仿真结果如图11所示,从图中可以看出,所设计的超宽带低RCS复合超表面能够在3–25GHz的超宽频率范围内实现RCS减缩量大于10dB,其RCS减缩效果与复合超表面单元分析结论一致。

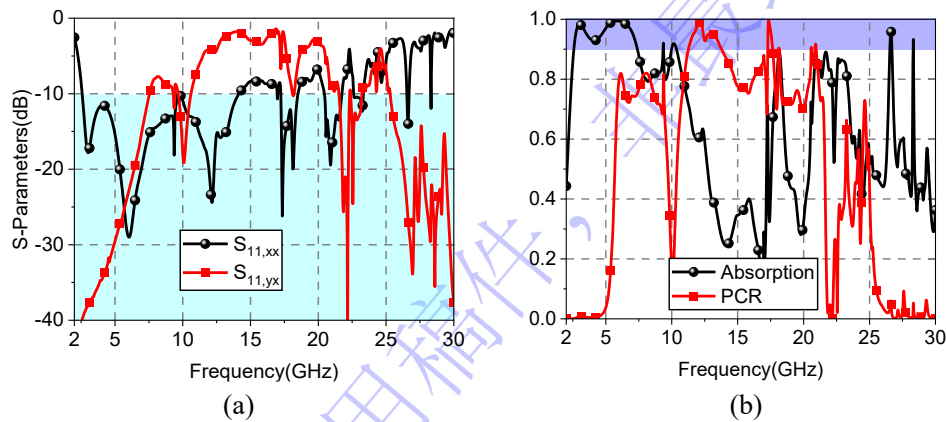


图10 复合超表面单元仿真结果 (a) S曲线 (b) 吸波率和PCR
Fig. 10 Simulated results of the composite metasurface unit (a) S-parameters (b) Absorptivity
and PCR

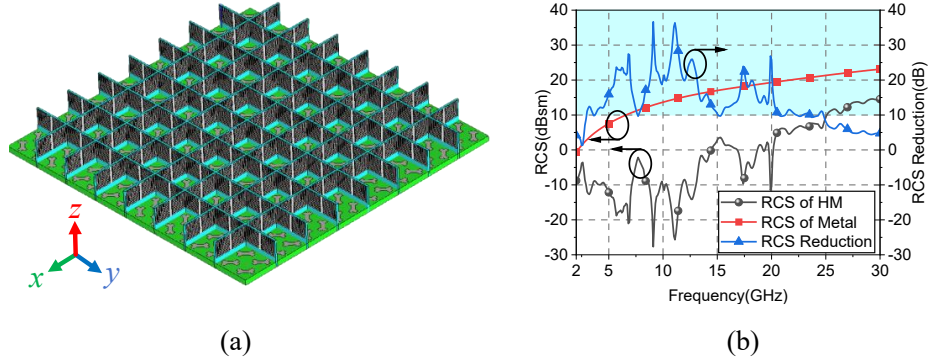


图11 复合超表面阵列及RCS仿真结果 (a) 复合超表面阵列三维示意图 (b) RCS仿真结果
Fig. 11 Composite metasurface array and simulated RCS results (a) 3D view of the composite metasurface array (b) Simulated RCS results

为进一步衡量所设计的复合超表面的性能,对比了近年来利用单一慢波或快波以及双快波复合实现RCS减缩的研究成果,如表1所示。从表中可以看出,所提出的慢波+快波复合机制相对于文献[1]、[20]、[31]、[32]设计的单一慢波或快波机制在RCS减缩带宽或单元尺寸上具有明显优势。相对于文献[40]、[41]、[42]设计的双快波机制,本文提出的复合机制对超表面各自功能的影响也更小,具有良好的超宽带RCS减缩效果。总之,提出将快波和慢波机制相结合,基于不同机制超表面的散射抑制机理,在空域与频域进行结构和功能的互补结合,不仅能实现宽带低RCS性能,也为宽带超表面设计提供了一种新的技术路线。

表1 文献对比表
Table 1. Comparison with reported works

文献	RCS减缩频带(GHz)	结构	电尺寸($\lambda=c/f_{\min}$)	工作原理	宽带机理	结合影响
[1]	6.9–33.1(131%)	二维	$0.138\lambda \times 0.138\lambda \times 0.107\lambda$	相位抵消	单一快波	\
[20]	9.5–13.9(32%) 15.2–20.4(30%)	二维	$0.317\lambda \times 0.317\lambda \times 0.095\lambda$	相位抵消	单一快波	\
[31]	10–30(100%)	三维	$0.333\lambda \times 0.333\lambda \times 0.9\lambda$	SSPP吸波	单一慢波	\
[32]	6.95–17.4(86%)	三维	$0.232\lambda \times 0.232\lambda \times 0.181\lambda$	SSPP吸波	单一慢波	\
[40]	4–8(67%) 10.5–12.5(17%)	二维	$0.267\lambda \times 0.267\lambda \times 0.1\lambda$	相位抵消+ 吸波	快波+快波	较大
[41]	15dB RCS减缩8.5– 13.5(46%)	二维	$0.368\lambda \times 0.368\lambda \times 0.113\lambda$	相位抵消 +FSS	快波+快波	较大
[42]	5.7–15.1(90%)	二维	$0.285\lambda \times 0.285\lambda \times 0.185\lambda$	相位抵消 +FSS	快波+快波	较大
本文	3–25(157%)	三维	$0.2\lambda \times 0.2\lambda \times 0.15\lambda$	相位抵消 +SSPP吸波	快波+慢波	较小

3 实验验证

为进一步实际验证仿真设计的正确性,加工了PCM和SSPP吸波器样件,组合后如图12(a)所示,为便于拼接,将复合超表面放置在3D打印的方盒中,整体尺寸为 $160\text{mm}\times 160\text{mm}\times 15\text{mm}$ 。在微波暗室中采用空间波法^[43]对复合超表面样件和同等口径面积的金属板进行测试,测试环境如图12(b)所示。受限于实验条件,仅采用工作频率范围为2-20GHz的收发喇叭天线对复合超表面的RCS减缩性能进行测试验证。为了便于比较分析,图12(c)同时给出了复合超表面(original)的RCS减缩仿真结果,从图中可以看出复合超表面样件在3-20GHz内基本均能实现10dB以上RCS减缩,但实测数据和仿真曲线在10GHz和13GHz左右存在较大误差。经分析,产生这些误差的主要原因是加工和拼接误差造成的,经核实,在交叉棒卯拼接时存在各条块不能完美贴合的现象,导致部分SSPP吸波器单元的实际高度高于仿真模型中的高度。为定量验证上述误差影响,进一步对单元抬高2mm后模型(raise 2mm)的RCS减缩效果进行了仿真,结果如图12(c)所示,抬高后的RCS减缩效果基本与实测结果吻合。总体上看,实测的复合超表面RCS减缩随频率变化的趋势与仿真结果吻合良好,验证了所提出方法的有效性和可靠性。

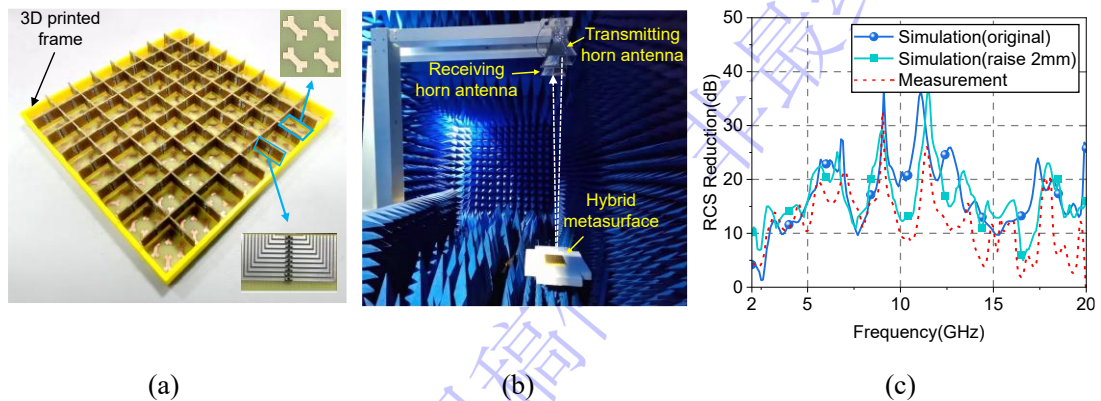


图12 复合超表面阵列实物及测试结果 (a) 复合超表面阵列实物图 (b) 测试环境 (c) RCS仿真与测试结果

Fig. 12 Photograph and measured results of the hybrid metasurface array (a) Photograph of the hybrid metasurface array (b) Measurement setup (c) Simulated and measured RCS results

4 结 论

本文提出了一种将SSPP慢波吸波机制与PCM快波相位抵消机制在空域结构与频域功能上低扰动结合,实现复合超宽带低RCS超表面的设计方法。该方法通过在同一口径面内划分快慢波区域,将具备 180° 反射相位差的棋盘式PCM子阵集成在SSPP吸波器金属地板上方,实现了快波和慢波两种RCS减缩机制的空域拼接与频域融合。不同于常见的多结构层叠型和多机制融合型复合超表面,这种慢波+快波的方法利用了两种不同机制的波速差异隔离了二者之间的能量交换,同时在口径面内构建了相对独立的空间通道,有效减弱了不同机制单元之间的遮挡效应和近场耦合,能够在增大SSPP吸波器单元空间利用率的同时实现两种机制工作频带的低扰动拼接。仿真结果表明,该复合超表面在3–25GHz超宽频段内均可实现10dB以上的RCS减缩,最大减缩量达35dB,其RCS减缩带宽与最大减缩量均优于单一PCM棋盘阵列和SSPP吸波器阵列。加工了低RCS超表面实物,并通过测量超表面的法向散射性能证实了设计的有效性。本文提出的复合低RCS超表面设计方案,为超宽带、高性能低RCS超表面的设计提供了新的技术思路,在电磁兼容、隐身技术等领域具有广泛的应用价值,未来研究可聚焦可重构复合低RCS超表面的设计方法等。

参考文献

- [1] Lin B Q, Huang W Z, Guo J X, Ji X, Zhou Y, Wu Y Y 2023 *Electromagnetics* **43** 151
- [2] Shirmohammadkarimi M, Ghadimi A, Soleimani M, Nayyeri V 2023 *IEEE Access* **11** 98532
- [3] Zhang C 2019 Ph.D. Dissertation (Nanjing: Southeast University) (in Chinese) [张

- 琨 2019 博士学位论文 (南京: 东南大学)]
- [4] Yuan Z X, Li S W 2025 *Mod. Navig.* **16** 369 (in Chinese) [袁子雄, 李舒婉 2025 现代导航 **16** 369]
- [5] Wu T H, Yang H H, Li T, Ji K F, Zhang Z Y, Liao J W, Zou J 2025 *Acta Phys. Sin.* **74** 204101 (in Chinese) [吴天昊, 杨欢欢, 李桐, 季轲峰, 张芷昀, 廖嘉伟, 邹靖 2025 物理学报 **74** 204101]
- [6] Yao Z H 2023 M.S. Dissertation (Nanjing: Nanjing University of Aeronautics and Astronautics) (in Chinese) [姚泽浩 2023 硕士学位论文 (南京: 南京航空航天大学)]
- [7] Meng Y Y, Li Y F, Wang J F, Zheng L, Yan M B, Jiang J M, Qu S B 2024 *Inf. Countermeas. Technol.* **3** 1 (in Chinese) [孟跃宇, 李勇峰, 王甲富, 郑麟, 闫明宝, 蒋进明, 屈绍波 2024 信息对抗技术 **3** 1]
- [8] Song D X, Wang S F, Liao W J, Hou Y C 2022 *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.* **22** 1074
- [9] Hou Y C, Wang S F, Liao W J 2025 *IEEE Access* **13** 74175
- [10] Li T, Yang H H, Li Q, Liao J W, Gao K, Ji K F, Cao X Y 2024 *Acta Phys. Sin.* **73** 124101 (in Chinese) [李桐, 杨欢欢, 李奇, 廖嘉伟, 高坤, 季轲峰, 曹祥玉 2024 物理学报 **73** 124101]
- [11] Cheng H F, Guo X, Wang Z Y, Chen X 2025 *Adv. Eng. Innov.* **16** 134
- [12] Yang H H, Liao J W, Li T, Gao K, Ji K F, Li Z H, Guo Z X, Cong L L, Cui T J 2025 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **73** 9553
- [13] Li Z H, Zhang Y F, Sun L M, Su N, Zhao F, Cheng Z G 2026 *J. Mater. Eng.* **54** 1

- (in Chinese) [李赵辉, 张翼飞, 孙立明, 苏宁, 赵芳, 程兆刚 2026 材料工程 **54** 1]
- [14] Yang H H, Cao X Y, Gao J, Li T, Li S J, Cong L L, Zhao X 2021 *J. Radars* **10** 206
(in Chinese) [杨欢欢, 曹祥玉, 高军, 李桐, 李思佳, 丛丽丽, 赵霞 2021 雷达学报 **10** 206]
- [15] Yang H H, Li T, Liao J W, Gao K, Li Q, Li S J, Cao X Y 2024 *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.* **23** 4069
- [16] Yang H H, Li T, Liao J W, Zou J, Wu T H, Guo Z X, Li Z H, Li S J 2024 *Results Phys.* **67** 108064
- [17] Al-Nuaimi M K T, Zhu S L, Whittow W G, Huang G L, Chen R S, Shao Q 2024 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **72** 1069
- [18] Luo H, Wei S G, Zhang H R, Gong K, Liu Q 2025 *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.* **24** 2447
- [19] Dai X W, Tang N Q, Li Z, Hu W H, Hong H 2025 *Appl. Comput. Electromagn. Soc. J.* **40** 185
- [20] Fu C F, Han L F, Liu C, Sun Z J, Lu X L 2021 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **69** 3044
- [21] Lin B Q, Huang W Z, Yang Y S, Lv L T, Guo J X, Wang Y W 2022 *Radio Sci.* **57** e2021RS007383
- [22] Wang Y J, Fan Q L, Yu H, Su J X, Yin H C, Li Z R 2023 *Opt. Express* **31** 34045
- [23] Fu X M, Han Y J, Wang J F, Zhao R, Jia Y X, Fan Y, Qu S B 2022 *Inf. Countermeas. Technol.* **1** 43 (in Chinese) [富新民, 韩亚娟, 王甲富, 赵然, 贾宇翔, 范亚, 屈

绍波 2022 信息对抗技术 **1** 43]

- [24] Deng T W, Liang J G, Lou J, Zhang C B, Du Z Q, Wang C Y, Cai T 2021 *Opt. Express* **29** 7558
- [25] Zhou F K, Fu Y F, Tan R Y, Zhou J T, Chen P 2021 *Opt. Express* **29** 34735
- [26] Bai J, Yang Q Z, Liang Y C, Gao X 2022 *Micromachines* **13** 1969
- [27] Wang C, Li Y F, Feng M C, Wang J F, Ma H, Zhang J Q, Qu S B 2019 *J. Phys. D: Appl. Phys.* **52** 155103
- [28] Tang X L, Zhang Q F, Hu S M, Kandwal A, Guo T F, Chen Y F 2017 *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.* **27** 806
- [29] Jiang H, Deng B W, Xu Y L, Tian T, Liu P G 2025 *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.* **24** 537
- [30] Pang Y Q, Wang J F, Ma H, Feng M D, Li Y F, Xu Z, Xia S, Qu S B 2016 *Sci. Rep.* **6** 29429
- [31] Zhu R C, Wang J F, Sui S, Meng Y Y, Qiu T S, Jia Y X, Wang X F, Han Y J, Feng M D, Zheng L, Qu S B 2020 *Front. Phys.* **8** 231
- [32] Yu J, Jiang W, Gong S X 2020 *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.* **19** 1058
- [33] Lin B Q, Huang W Z, Guo J X, Wang Z L, Si K B, Ye H J 2024 *Sci. Rep.* **14** 12397
- [34] Ran Y Z, Wu S R, Cao K C, Hou Z W, Zhang X F, Wang J B 2024 *J. Appl. Phys.* **136** 193108
- [35] Zhao H J, Dai X Y, Chu H, Zhu X H, Guo Y X 2025 *Radio Sci.* **60** e2024RS008052
- [36] Su J X, Li W Y, Qu M J, Yu H, Li Z R, Qi K N, Yin H C 2022 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **70** 9415

- [37] Liu J, Li J Y, Chen Z N 2022 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **70** 3834
- [38] Hao H G, Shen Y, Huang W, Li S Y, Li Z G 2024 *Prog. Electromagn. Res. M* **129** 111
- [39] Lin B Q, Huang W Z, Guo J X, Wang Z L, Si K B, Zhu R 2024 *J. Appl. Phys.* **135** 203102
- [40] Fang S G, Deng L W, Zhang P, Qiu L L, Xie H P, Huang S X, Du J S, Wang Z J
2022 *J. Appl. Phys.* **131** 135106
- [41] Li F F, Fang W, Chen P, Poo Y, Wu R X 2018 *Opt. Express* **26** 33878
- [42] Wang L L, Liu S B, Kong X K, Zhang H F, Yu Q M, Wen Y D, Wang D D 2021
IEEE Trans. Antennas Propag. **69** 2833
- [43] Yang H H, Cao X Y, Yang F, Gao J, Xu S H, Li M K, Chen X B, Zhao Y, Zheng Y J, Li S
J 2016 *Sci. Rep.* **6** 35692

录用稿件，非最终出版稿

An Ultra-Wideband Low RCS Hybrid Metasurface Based on SSPP and PCM

FENG Ganyu[#] PAN Zixiang[#] YANG Huanhuan^{#†} GUO Zexu LI Tong^{#†}

WU Tianhao LI Can HU Xin

(Information and Navigation College of Air Force Engineering University, Xi'an 710077, China)

Abstract

A hybrid metasurface combining spoof surface plasmon polariton (SSPP) absorber based on a slow-wave mechanism and a polarization conversion metasurface (PCM) based on a fast-wave mechanism is proposed for ultra-wideband radar cross-section (RCS) reduction. The design aims to overcome the bandwidth limitation of a single RCS-reduction mechanism and to mitigate the mutual interference between different functional structures in conventional hybrid metasurfaces. First, a broadband SSPP absorber based on a slow-wave dissipation mechanism and a broadband PCM based on a fast-wave phase-cancellation mechanism are designed. The metasurface aperture is then divided into slow-wave and fast-wave regions, where the SSPP absorbers and chessboard-arranged PCM subarrays are respectively integrated. In this manner, the two mechanisms are spatially integrated and their operating bands are complementarily combined in the frequency domain. For the SSPP absorber, incident electromagnetic waves are strongly confined as slow waves and dissipated through dielectric and resistive losses. For the

PCM, the incident waves are converted into orthogonal-polarized reflected waves, whose fast-wave scattering is suppressed by phase cancellation. More importantly, the distinct propagation characteristics of the slow and fast waves suppress energy exchange between the two functional regions, thereby reducing mutual interference, shadowing effects, and near-field coupling while preserving their respective RCS-reduction mechanisms. Numerical results demonstrate that the proposed hybrid metasurface achieves more than 10 dB RCS reduction over an ultra-wide frequency range of 3–25 GHz, with a maximum reduction of 35 dB. Experimental results further confirm the effectiveness of the proposed design. By combining slow-wave absorption and fast-wave phase cancellation in both the spatial and frequency domains with weak mutual interference, this work provides an effective approach to the design of ultra-wideband and high-performance low-RCS metasurfaces for electromagnetic stealth and electromagnetic compatibility applications.

Key words: Spoof surface plasmon polaritons, polarization conversion metasurface, slow-wave and fast-wave combined mechanism, ultra-wideband, low radar cross section

PACS: 41.20.Jb, 74.25.uv, 87.50.Uu

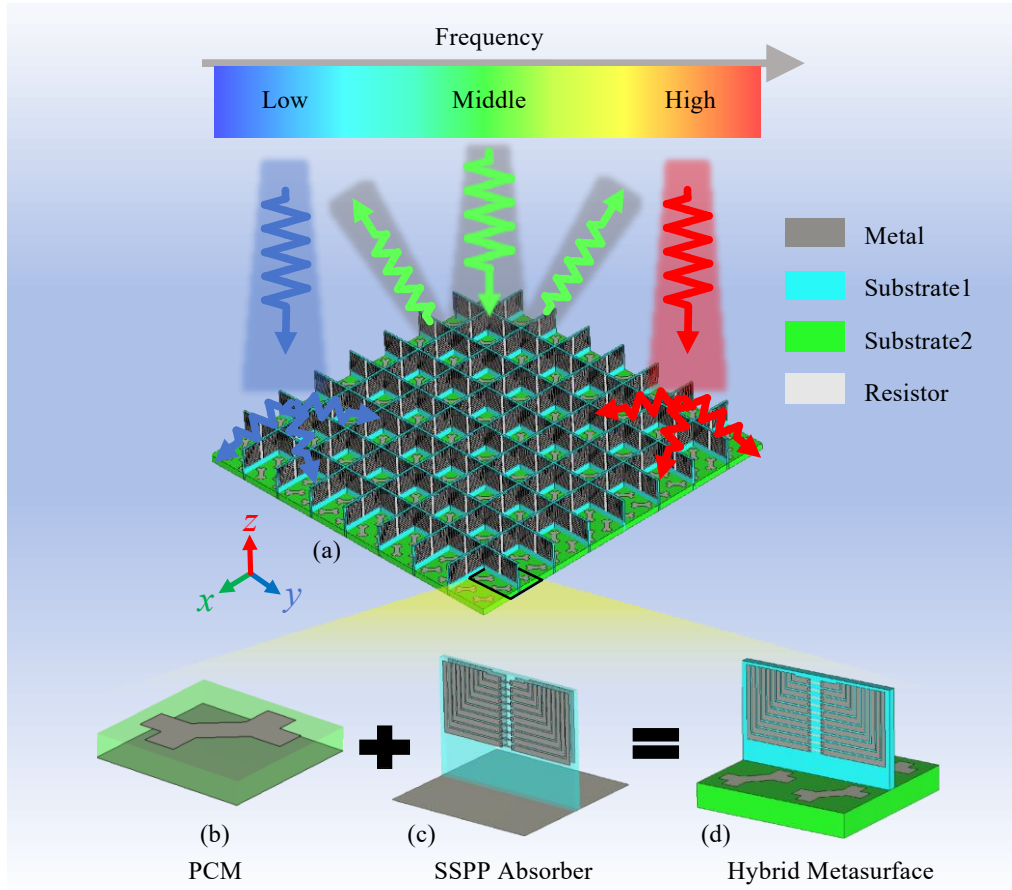


Fig. 1 Schematic diagram of the composite metasurface design (a) 3D view of the composite metasurface array (b) 3D view of the PCM unit (c) 3D view of the SSPP absorber unit (d) 3D view of the composite metasurface unit

Project supported by the National Natural Science Foundation of China (Grant Nos. 62371466, 62401618, 62541136), the Natural Science Basic Research Program of Shaanxi Province, China (Grant Nos. 2024JC-ZDXM-39, 2025JC-YBMS-708).

Joint first authors contributed equally to this paper.

† Corresponding author. E-mail: jianye8901@126.com, tongli8811@sina.com