

基于天线模式项和结构项散射对消的 Vivaldi 阵列天线 RCS 缩减设计

张紫琛, 贾丹, 梁梓宣

(中国电子科技集团公司 第五十四研究所, 石家庄 050081)

摘要: 针对天线带内雷达散射截面 (RCS) 缩减, 提出通过调控阵列中哑元的天线模式项散射幅度和相位, 使哑元模式项与阵列结构项散射对消, 在保证阵列天线正常辐射的基础上实现天线带内 RCS 缩减; 研究了 Vivaldi 天线单元和多元阵的结构模式项和天线模式项散射, 分析了负载阻抗对天线模式项散射幅度和相位的影响。设计了一个 1×6 阵列, 通过调控哑元负载阻抗实现了带内双线极化 RCS 缩减; 当电磁波法向入射时, 在 $6.7 \sim 8.9$ GHz 频段内实现了同极化 RCS 缩减, 缩减峰值达 14.9 dB; 在 $8.3 \sim 12$ GHz 频段内实现了交叉极化 RCS 缩减, 缩减峰值达 17 dB; 在 30° 斜入射情况下, 在 $6.7 \sim 10$ GHz 频段内实现了同极化 RCS 缩减, 缩减峰值达 23.5 dB; 该方法在不改变天线结构的基础上实现天线带内双线极化 RCS 缩减, 有较好的工程应用价值。

关键词: Vivaldi 天线; 雷达散射截面; 天线模式项散射; 散射对消; 哑元

Design of Low-RCS Vivaldi Array Antenna Based on the Cancellation of Antenna Mode and Structure Mode Scattering Field

ZHANG Zichen, JIA Dan, LIANG Zixuan

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

Abstract: The cancellation of the antenna mode scattering field of the dummy elements and the structure mode scattering field of the whole array is proposed, which is used to reduce the radar cross section (RCS) within the antenna band. Only the amplitude and the phase of the antenna mode scattering field of the dummy elements are controlled, so that the radiation properties of the array antenna are remained. The structural mode scattering field and antenna mode scattering field of Vivaldi antenna element and multi element arrays are studied. The affection of impedance loads on the antenna mode scattering field of dummy element is analyzed. The Vivaldi array with a configuration of 1×6 is designed, and the in-band dual-polarization RCS reduction is achieved by regulating the load impedance of the dummy element. When the electromagnetic waves are incident in the normal direction, the co-polarization RCS reduction is achieved in the frequency band of $6.7 \sim 8.9$ GHz, and the reduction peak reaches 14.9 dB. Cross-polarization RCS reduction is achieved within the $8.3 \sim 12$ GHz frequency band, with a reduction peak of 17 dB. On the 30° oblique incident condition, the co-polarization RCS reduction was achieved within $6.7 \sim 10$ GHz frequency band, with the reduction peak reaching 23.5 dB. This method reduces the dual-linear polarization RCS within the antenna operating frequency band without changing the structure of antenna, which has good engineering application value.

Keywords: vivaldi antenna; radar cross section; antenna mode scattering; scattering cancellation; dummy element

0 引言

近年, 隐身技术得到了快速的发展。天线作为低可观测性平台的主要散射源之一, 其雷达散射截面 (RCS)

的缩减技术研究得到了广泛的关注^[1-5], 其中, 阵列天线带内 RCS 缩减已成为研究热点和难点。

天线带内 RCS 由结构模式项散射和天线模式项散射组成^[6], 天线模式项是天线散射区别于物理结构体散

收稿日期: 2025-11-16; 修回日期: 2025-11-24。

作者简介: 张紫琛 (2001-), 男, 硕士研究生。

通讯作者: 贾丹 (1987-), 女, 博士, 正高级工程师。

引用格式: 张紫琛, 贾丹, 梁梓宣. 基于天线模式项和结构项散射对消的 Vivaldi 阵列天线 RCS 缩减设计[J]. 计算机测量与控制, 2026, 34(2): 235-242.

射的关键。天线带内 RCS 缩减主要方法有修形技术^[7-10]，散射对消^[4,9]，周期性结构加载技术^[11-12]等。西电韩亚娟等人^[3]提出，通过改变贴片天线表面的超材料吸波体的结构参数，可以调控超材料吸波体的色散性能，进而控制吸波材料的截止频率和强吸收频带。通过将辐射贴片替换成调控后的超材料吸波体，可以实现天线带内交叉极化和天线带外同极化 RCS 缩减。但是在天线上加载吸波材料会增大天线的体积，并且会增大天线成本。贾永涛教授团队^[4]提出了一种综合辐射性能保持和散射缩减的方法，将两种拥有相似辐射性能，和不同反射相位的天线单元组成阵列。通过改变地板缝隙的长度和辐射贴片的结构，实现了两种天线单元的辐射性能和散射性能的独立控制。两种天线单元拥有相似的辐射性能和 180° 散射相位差。该综合方法实现了 4~8 GHz 频段内双极化 RCS 缩减，缩减峰值达到 23 dB。Natarajan 等人^[7]通过研究 Vivaldi 天线的辐射贴片表面的电流分布，并且在金属贴片辐射电流较弱的地方刻蚀指数型槽线，实现了 60° 和 75° 入射情况下带内双极化 RCS 缩减，但该方法仅适用于单元天线，难以直接应用于阵列天线。文献 [8] 提出了一种综合缩减 Vivaldi 天线阵列的方法，通过对天线修形，并且在地板上加载人工磁导体 (AMC) 结构，与金属地板相比，实现了带内同极化 RCS 缩减。文献 [11] 提出了一种基于加载人工磁导体 (AMC) 地板的一维相控阵，实现了带内双极化 RCS 缩减。但加载周期性结构会增大天线的面积，而且天线修形技术不具有普适性，缺乏理论指导。综上，目前大多数带内 RCS 缩减设计是采用修形技术、散射对消技术、周期性结构加载技术等缩减天线结构模式项散射，通常会改变天线结构，易对辐射性能产生影响。

在天线模式项散射研究方面，国内学者对天线模式项散射场的提取和控制方法进行了研究^[13-14]。文献 [15-17] 通过调整连接相邻天线单元的微带线的长度，使不同子阵之间产生了 180° 相位差的散射波，实现了带内双极化 RCS 缩减，但是该方法不适用于线极化天线。文献 [18] 提出在阵列辐射单元与馈电网络之间加入相位延迟线的方法，通过改变相位延迟线的长度，调控天线模式项的相位，使天线模式项散射场的峰值方向远离雷达威胁角域。2024 年姜文教授团队提出，通过调节天线端口的负载阻抗以及相位延迟线的长度，调控天线模式项的幅度和相位，使天线模式项散射与结构模式项散射对消，实现了天线带内同极化的 RCS 缩减^[19]，但由于阵元端口负载改变，导致天线阻抗失配，无法正常辐射。

本文提出了利用阵列边缘的哑元，通过调控哑元的负载阻抗，使哑元的天线模式项和整个阵列的结构模式

项进行散射对消。哑元采用双线极化单元，分别利用哑元单元的两个极化的模式项散射与阵列的结构项散射对消，可以在保证天线辐射性能不受影响的基础上实现带内双极化 RCS 缩减。本文研究了天线模式项幅度和相位的调控方法，研究了随阵列规模增大，模式项散射和结构项散射幅度的变化关系。设计了组阵形式为 1×6 的阵列天线，通过调控哑元负载阻抗实现了带内双极化 RCS 缩减。

1 基于哑元模式项的散射对消理论

天线的散射场通常包括两部分：一部分是与散射天线负载情况无关的结构模式项散射场，另一部分则是天线独有的天线模式项散射场^[1]：

$$\vec{E}^s(Z_l) = \vec{E}^s(Z_c) + \frac{\Gamma_l}{1 - \Gamma_l \Gamma_a} b_0^m \vec{E}_i^s \quad (1)$$

式中， $\vec{E}^s(Z_l)$ 为单元接负载 Z_l 时的总散射场， $\vec{E}^s(Z_c)$ 被称为结构模式项散射场。 Z_c 为传输线特征阻抗。 $\frac{\Gamma_l}{1 - \Gamma_l \Gamma_a} b_0^m \vec{E}_i^s$ 被称为天线模式项散射场， b_0^m 为匹配状态下的接收幅度， \vec{E}_i^s 表示单位幅度激励下的辐射电场， Γ_l 、 Γ_a 分别为负载反射系数和天线反射系数。由式 (1) 可知，天线模式项散射场与负载反射系数和天线反射系数有关。当改变天线端口的负载阻抗时， Γ_l 发生改变，天线模式项的幅度和相位随之发生变化。然而天线结构项散射与天线的具体结构形式和材料性能有关，与天线的负载阻抗无关。因此，通过利用结构项散射和模式项散射的差异性，通过调控负载阻抗，可以在不影响结构模式项散射场的前提下，调控天线模式项散射场，从而使得两者幅度相近、相位相反，天线的总散射场即可达到极小值。

如图 1 所示，以一维线阵为例，阵列边缘通常为哑元，假设阵元数量为 N ，阵列中第一个单元是哑元，其他单元为辐射单元。哑元端口接负载 Z_l ，辐射单元接 $Z_0 = 50 \Omega$ 负载。阵列的总散射场为结构项与模式项散射之和：

$$\vec{E}^s(Z_l) = \vec{E}^s(Z_c) + \vec{E}_a^s(Z_l) \quad (2)$$

其中： $\vec{E}_a^s(Z_l)$ 为阵列的天线模式项散射，阵列天线模式项为端接负载 Z_l 的哑元模式项和端接 50 Ω 负载的辐射单元的模式项之和。式 (2) 可以展开为：

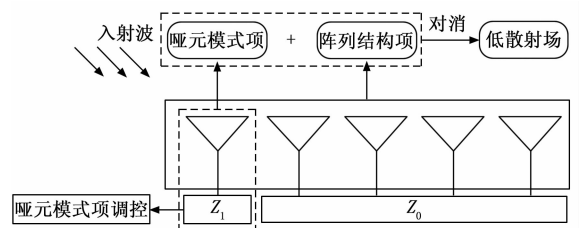


图 1 基于哑元模式项散射对消的原理示意图

$$\vec{E}_1^s(Z_l) = \vec{E}^s(Z_C) + \vec{E}_1^{an}(Z_l) + \sum_{n=2}^N \vec{E}_n^{an}(Z_0) \quad (3)$$

式中, $\vec{E}^s(Z_C)$ 为整个阵列的结构模式项, $\vec{E}_1^{an}(Z_l)$ 为哑元接负载 Z_l 时的天线模式项, $\sum_{n=2}^N \vec{E}_n^{an}(Z_0)$ 为其余单元接 50Ω 负载时的天线模式项。

对于理想情况来说, 天线传输线的特征阻抗为 50Ω , 天线端口接 50Ω 负载时, 端口阻抗完全匹配, 天线模式项为 0, 则 $\vec{E}_n^{an}(Z_0) = 0$, 因此, 式 (3) 简化为:

$$\vec{E}_1^s(Z_l) = \vec{E}^s(Z_C) + \vec{E}_1^{an}(Z_l) \quad (4)$$

当哑元的天线模式项散射 $\vec{E}_1^{an}(Z_l)$ 与阵列的结构模式项散射满足幅度相等, 相位相反时, 即:

$$\begin{cases} |\vec{E}^s(Z_C)| = |\vec{E}_1^{an}(Z_l)| \\ |\varphi_s - \varphi_a^1| = \pi \end{cases} \quad (5)$$

式中, φ_s 为阵列结构项散射的相位, φ_a^1 为哑元模式项散射的相位。此时哑元的天线模式项散射与阵列的结构模式项散射对消, 阵列的 RCS 达到极小值。

2 天线模式项调控设计

为了实现天线模式项散射和结构模式项散射的对消, 需要将两者从天线总散射场中分离出来。天线模式项散射和结构模式项散射的分离通常用开短路负载法^[1]。当天线端接开路负载时, 即 $\Gamma_l = 1$, 此时的散射场为 $\vec{E}^s(\infty)$, 当天线端接短路负载时, 即 $\Gamma_l = -1$, 此时的散射场为 $\vec{E}^s(0)$, 将上述两种负载情况代入式 (1), 可以得到方程组:

$$\begin{cases} \vec{E}^s(\infty) = \frac{1}{1-\Gamma_a} b_0^s \vec{E}_1^s + \vec{E}^s(Z_C) \\ \vec{E}^s(0) = \frac{-1}{1-\Gamma_a} b_0^s \vec{E}_1^s + \vec{E}^s(Z_C) \end{cases} \quad (6)$$

由式 (6) 可分别得到哑元模式项和结构模式项:

$$\begin{cases} \vec{E}_a^s(Z_l) = \frac{\Gamma_l}{1-\Gamma_l\Gamma_a} \frac{1-\Gamma_a^2}{2} [\vec{E}^s(\infty) - \vec{E}^s(0)] \\ \vec{E}^s(Z_C) = \frac{\vec{E}^s(\infty)(1-\Gamma_a) + \vec{E}^s(0)(1+\Gamma_a)}{2} \end{cases} \quad (7)$$

其中: $\vec{E}_a^s(Z_l)$ 为单元天线接负载 Z_l 时的天线模式项散射场。由式 (7) 可得:

$$\frac{\Gamma_l}{1-\Gamma_l\Gamma_a} \frac{1-\Gamma_a^2}{2} [\vec{E}^s(\infty) - \vec{E}^s(0)] + \vec{E}^s(Z_C) = 0 \quad (8)$$

等号左边第一项为天线模式项散射, 第二项为结构模式项散射。由式 (8) 可得对消所需的负载反射系数为:

$$\Gamma_l = \frac{1}{(1-\Gamma_a^2)[\vec{E}^s(\infty) - \vec{E}^s(0)] - [\vec{E}^s(\infty)(1-\Gamma_a) + \vec{E}^s(0)(1+\Gamma_a)]} + \Gamma_a \quad (9)$$

负载阻抗 Z_l 可由下式计算得到:

$$\Gamma_l = \frac{Z_l - Z_C}{Z_l + Z_C} \quad (10)$$

RLC 串联谐振电路的阻抗计算公式为:

$$Z_l = R + j\omega L + \frac{1}{j\omega C} \quad (11)$$

由式 (7) 和式 (9) ~ (11) 可知, 通过改变端口 RLC 元件的参数值, 可以调控 Z_l , 进而改变 Γ_l , 实现对天线模式项幅度和相位的调控。

以 Vivaldi 天线为例, 对单元天线的结构模式项和天线模式项散射进行分离, 研究两者的幅度和相位关系, 根据结构项的幅度和相位调控模式项的幅度和相位。Vivaldi 天线结构如图 2 所示, 天线介质基板材料是 Rogers 5880, 相对介电常数为 2.2, 基板的两侧分别为辐射贴片和馈线。表 1 给出了天线的结构参数, 其中 P 为辐射贴片曲线的曲率。

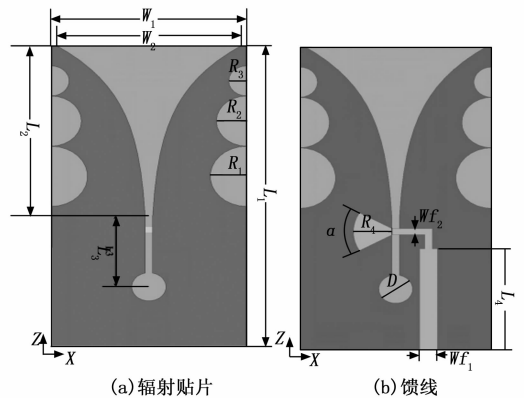


图 2 Vivaldi 天线结构示意图

表 1 天线结构参数表 mm

结构参数	参数值	结构参数	参数值
L_1	30	Wf_2	0.6
L_2	17	R_1	3
L_3	7	R_2	2.5
L_4	10	R_3	1.5
W_1	16	R_4	3.2
W_2	15	D	2.8
W_3	0.6	α	60
Wf_1	1.45	P	0.2

在 x 极化电磁波沿 $-z$ 轴 (同极化) 入射情况下, 天线端口接 50Ω 匹配负载时全波仿真计算得到结构模式项, 使用商用软件 HFSS 分别对开路和短路状态下的天线散射场进行仿真, 选取 3000Ω 作为开路负载, 0Ω 作为短路负载, 按照公式 (7) 计算得到天线模式项散射和结构项散射, 如图 3 所示。图中给出了负载取典型电阻值情况下的模式项散射 RCS, 从图 3 (a) 中可以看出, 天线端口接 50Ω 匹配负载时, 天线模式项散射幅度最小, 接近于 0, 此时全波仿真计算得到的散射场近似为结构模式项散射。当电阻趋于 0 或者逐渐变大, 模式项幅度逐渐增大, 可到达与结构项幅度相近的

水平。

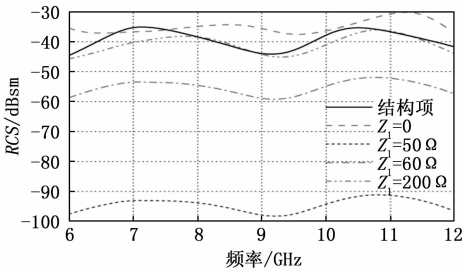


图 3 负载阻抗实部不同时模式项和结构项 RCS

负载阻抗实部不变，虚部取典型情况下的模式项散射计算结果如图 4 所示。负载阻抗的实部和虚部都会对天线模式项散射产生影响，调控天线模式项时，可对其实部和虚部同时进行优化，使得模式项幅度与结构项散射幅度相近，同时二者相位差在 180° 左右。

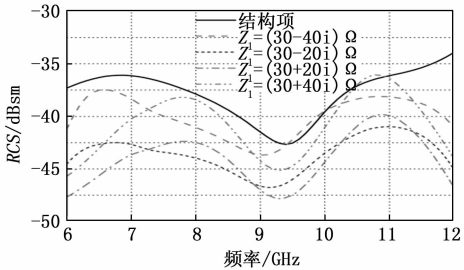


图 4 负载阻抗虚部不同时模式项和结构项 RCS

以 10.7 GHz 频点为例进行散射对消设计，由式 (9) 计算出该频点满足对消条件时的，再由式 (10) 计算得到 $Z_l = (47.225 - 57.876i) \Omega$ 。为了快速评估散射对消后 RCS，使用 Matlab 编写 RCS 计算程序，对消后的 RCS 计算结果如图 5 (a) 所示。从图中可以看出，在该负载情况下，10.7 GHz 频点处结构项散射和模式项散射幅度相等，且相位差为 180° ，RCS 缩减高达 41.8 dB，并且在 7.4 GHz 和 9.2 GHz 附近出现一个极小值点。这是由于单元天线的结构项和模式项在该带宽内幅度曲线相近，相位曲线斜率相近，因此结构项和模式项在 6.8~12 GHz 频带内实现了有效的散射对消。

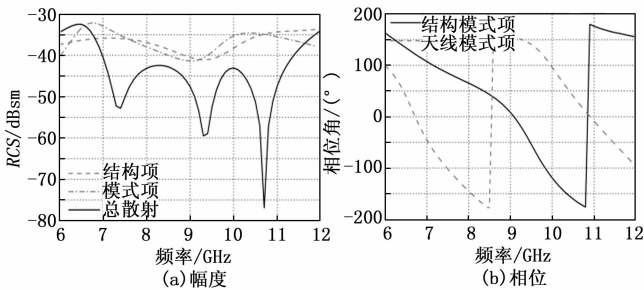


图 5 法向同极化入射散射对消计算结果

对负载阻抗为（参考单元天线）和 $Z_l = (47.225 - 57.876i) \Omega$ （对消单元天线）的单元 RCS 进行全波

仿真计算，结果如图 6 所示。天线模式项和结构项散射对消后，天线在 7.1~11.9 GHz 频段内实现了同极化 RCS 缩减，10.7 GHz 处缩减峰值高达 20 dB。

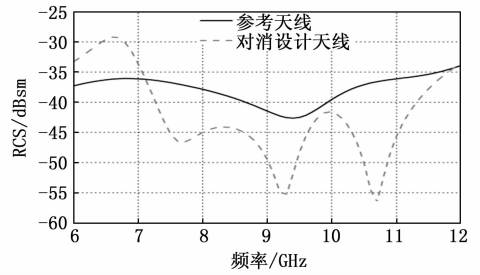


图 6 法向同极化入射 RCS 仿真结果

3 基于哑元模式项的阵列天线散射对消设计

对于线极化天线，通过改变单元负载调控天线模式项散射，会导致天线无法正常辐射。因此，本文利用阵列边缘的哑元天线，通过调控哑元的负载阻抗，使哑元的天线模式项与整个阵列的结构模式项散射对消。由于哑元不参与辐射，因此改变哑元天线端口负载不会影响阵列天线的辐射性能。

设计了一个 1×6 线阵，阵列边缘为哑元，阵列结构如图 7 所示。哑元采用双线极化单元结构，用于实现双线极化散射对消。

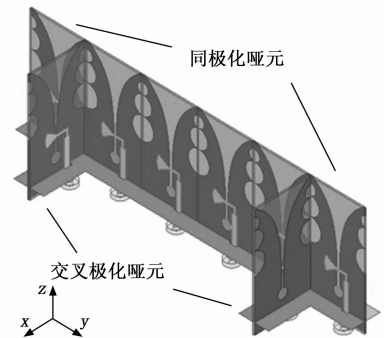


图 7 带哑元的阵列结构示意图

采用开短路负载法，按照本文第二节计算方法，可以得到哑元的模式项和阵列的结构项散射。在 x 极化电磁波沿 $-z$ 轴（同极化）入射情况下，给两个哑元天线接短路负载时 ($\Gamma_l = -1$)，得到哑元最大模式项和阵列结构项散射。如图 8 所示，哑元最大模式项幅度与阵列结构项幅度相近。为了实现哑元模式项和阵列结构项的有效散射对消，本文选取最大哑元模式项和阵列结构模式项相差 4.32 dB 以内的频点处进行对消设计^[20]。选取 9 GHz 频点处的模式项和结构项散射，计算得到 $Z_{0.} = 15.232 - 7.79i) \Omega$ ，该阻抗可由 15.2 Ω 电阻和 2.27 pF 电容串联得到。哑元接该负载时，对消后的 RCS 如图 9 所示，9 GHz 处结构项与模式项的幅度相等，相位相差 180° ，总散射场达到极小值。从图 9 (b) 中可以看出，

由于结构项和模式项散射的相位曲线斜率差异较大, 因此 RCS 散射对消带宽较窄。图 10 为按照计算结果设置端口阻抗后的仿真结果, 可见 9 GHz 处 RCS 缩减达 10 dB。

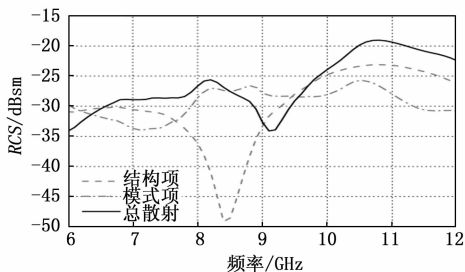


图 8 同极化入射 RCS 计算结果

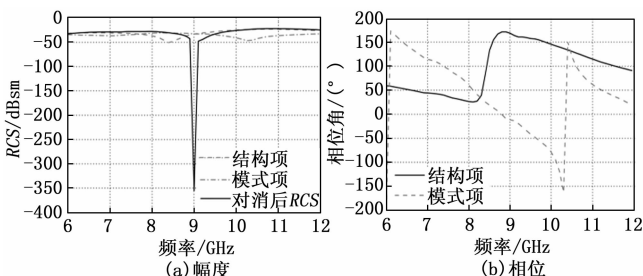


图 9 同极化入射散射对消计算结果

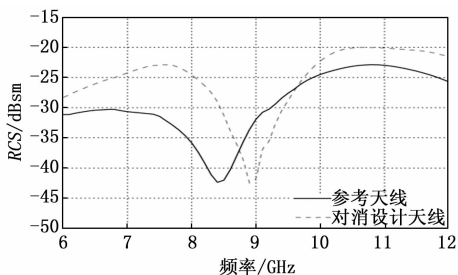


图 10 同极化入射散射对消仿真结果

在 y 极化电磁波沿 $-z$ 轴 (交叉极化) 入射情况下, 在 y 极化哑元端口接短路负载, y 极化哑元模式项和阵列结构项散射如图 11 所示, 选取 9 GHz 频点的模式项和结构项散射进行对消, 计算得到 $Z_c = (60.696 - 128.203i) \Omega$, 散射对消后 RCS 如图 12 所示。 y 极化哑元端口接该负载时, 9 GHz 频点处结构项与模式项的幅度相等, 相位相差 180° , 总散射场达极小值。图 13 为按照计算结果设置端口阻抗后的仿真结果, 可见 9 GHz 附近 RCS 缩减达 12 dB。

4 仿真验证

4.1 辐射性能

采用商用软件 HFSS 对 x 极化 (同极化) 哑元端口接负载 Z_c 情况下的辐射性能进行仿真, 仿真结果如图 14 所示。图中分别给出了阵列中间端口的有源驻波比和阵列增益仿真结果, 由于本文的 RCS 缩减设计方法没有改变辐射单元的性能, 因此, 设计阵列天线的增益与参考阵列的增益相同, 驻波性能基本一致。

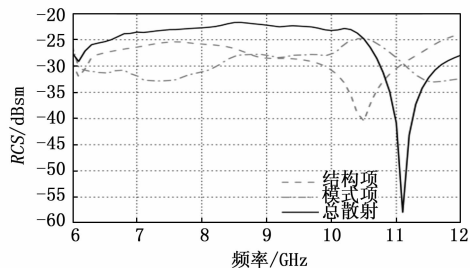


图 11 交叉极化入射天线 RCS 计算结果

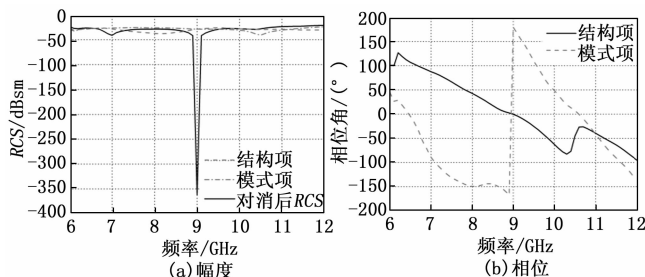


图 12 交叉极化入射散射对消计算结果

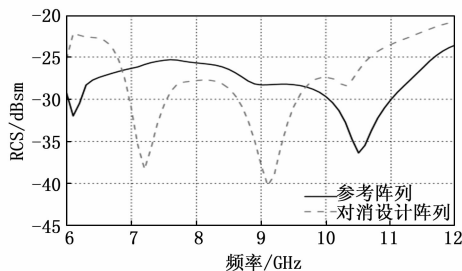


图 13 交叉极化入射散射对消仿真结果

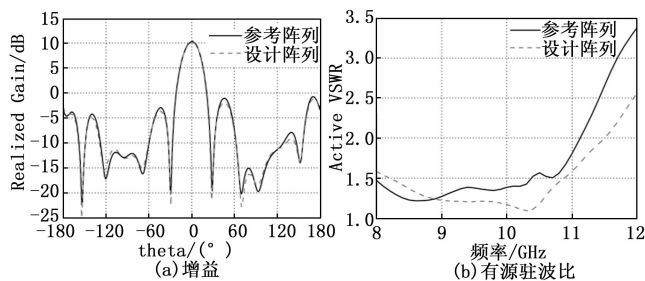


图 14 同极化入射散射对消情况下的阵列天线辐射性能仿真结果

采用商用软件 HFSS 对 y 极化 (交叉极化) 哑元端口接负载 Z_c 情况下的辐射性能进行仿真, 仿真结果分别如图 15 所示。由于调控交叉极化哑元负载对辐射单元的影响可忽略, 因此该情况下的设计阵列天线的增益与参考阵列的增益相同, 驻波性能基本一致。

4.2 散射性能

通过调控哑元的负载值可实现对散射对消频段的调控, 通过实时调控哑元的负载数值可实现宽频段散射对消设计。对于法向同极化散射对消, 按照第二部分方法分别计算了 7、7.1、7.2、7.4、8.6 GHz 等 5 个频点实

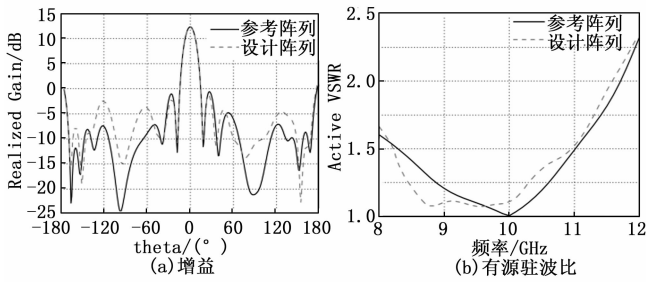


图 15 交叉极化入射散射对消情况下的阵列天线辐射性能仿真结果

现散射对消所需的 RLC 参数值, 如表 2 所示。

表 2 法向同极化入射时各状态下对消所需的 RLC 元件值

状态	频率/GHz	R/ Ω	L/nH	C/pF
1	7.0	14.6	—	0.31
2	7.1	12.2	—	0.27
3	7.2	9.27	—	0.23
4	7.4	12.6	—	0.18
5	8.6	40.3	0.16	—

按照表 2 中的 RLC 参数对设计阵列中同极化哑元的负载进行设置, 对设计阵列的 RCS 进行仿真分析, RCS 和相位仿真结果如图 16 和图 17 所示。

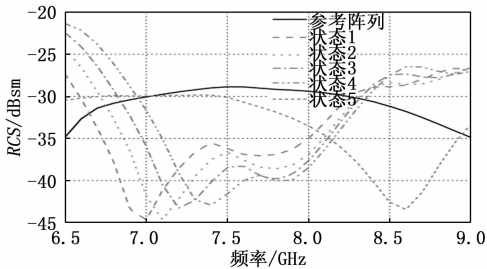


图 16 同极化法向入射不同负载状态的 RCS 仿真结果

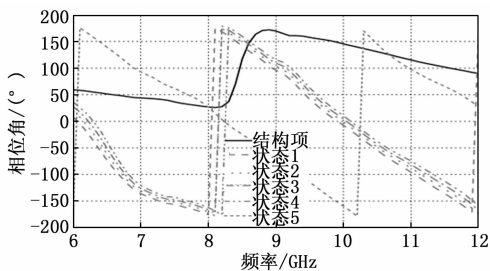


图 17 同极化法向入射不同负载状态的相位仿真结果

从图 16 可以看出, 与参考阵列天线相比, 哑元端口负载为状态一时, 设计阵列 RCS 缩减峰值为 15 dB; 端口负载为状态二时, 设计阵列 RCS 缩减峰值为 14.9 dB; 端口负载为状态三时, 设计阵列 RCS 缩减峰值为 13.5 dB; 端口负载为状态四时, 设计阵列 RCS 缩减峰值为 13.5 dB; 端口负载为状态五时, 设计阵列 RCS 缩减峰值为 10.5 dB。从图 17 可以看出, 在每个

状态所对应的对消频点处, 阵列的结构模式项和哑元的天线模式项的相位差为 180° 。综上, 通过对哑元负载调控, 设计阵列在 6.7~8.9 GHz 频段内实现了同极化 RCS 缩减, 缩减峰值为 14.9 dB。

对于法向交叉极化散射对消, 按照第二部分方法分别计算了 8.9、9.3、9.9、10.8、10.9 GHz 等 5 个频点实现散射对消所需的 RLC 参数值, 如表 3 所示。

表 3 法向交叉极化入射时各状态下对消所需的 RLC 元件值

状态	频率/GHz	R/ Ω	L/nH	C/pF
1	8.9	153.6	—	0.11
2	9.3	216.7	—	0.37
3	9.9	72.6	0.54	—
4	10.8	59.2	0.37	—
5	10.9	1.0	—	—

按照表 3 中的 RLC 参数对设计阵列中交叉哑元的负载进行设置, 对设计阵列的 RCS 进行仿真分析, RCS 和相位仿真结果如图 18 和图 19 所示。

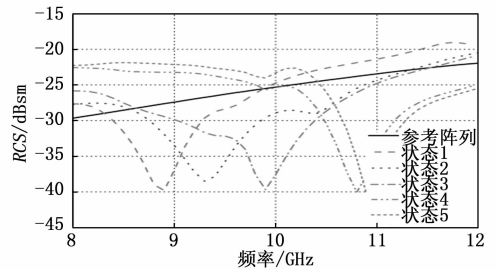


图 18 交叉极化法向入射不同负载状态的 RCS 仿真结果

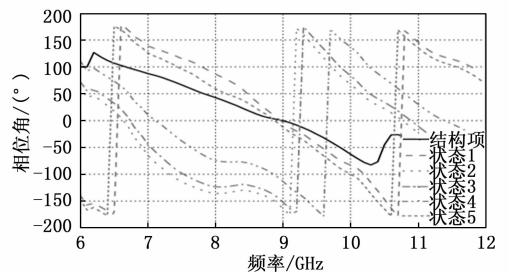


图 19 交叉极化法向入射不同负载状态的相位仿真结果

从图 18 可以看出, 与参考阵列天线相比, 交叉极化哑元端口负载为状态一时, 设计阵列 RCS 缩减峰值为 12.3 dB; 端口负载为状态二时, 设计阵列 RCS 缩减峰值为 11.5 dB; 端口负载为状态三时, 设计阵列 RCS 缩减峰值为 14.7 dB; 端口负载为状态四时, 设计阵列 RCS 缩减峰值为 16 dB; 端口负载为状态五时, 设计阵列 RCS 缩减峰值为 17 dB。从图 19 可以看出, 在每个状态所对应的对消频点处, 阵列的结构模式项和哑元的天线模式项的相位差为 180° 。综上, 当电磁波法向交叉极化入射时, 通过对哑元负载调控, 设计阵列在 8.3~12 GHz 频段内实现了 RCS 缩减, 缩减峰值为 17 dB。

对于同极化斜入射情况下的散射对消, 以 30° 斜入射为例, 按照第二部分方法分别计算了 7.1、8.6、8.9、9.1、9.3 GHz 等 5 个频点实现散射对消所需的电阻、电感和电容值, 如表 4 所示。

表 4 同极化 30° 斜入射时各状态下对消所需的 RLC 元件值

状态	频率/GHz	R/Ω	L/nH	C/pF
1	7.1	14.1	—	0.14
2	8.6	17.6	1.2	—
3	8.9	11.7	0.6	—
4	9.1	9.9	0.37	—
5	9.3	10.0	0.14	—

按照表 4 中的 RLC 参数对设计阵列中哑元的负载进行设置, 对 30° 斜入射情况下设计阵列的 RCS 进行仿真分析, RCS 和相位仿真结果如图 20 和图 21 所示。

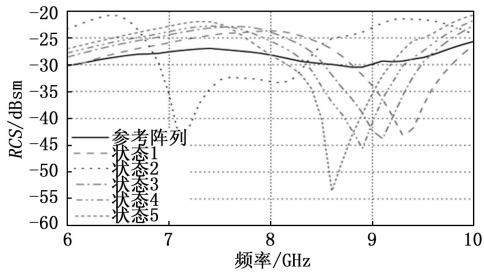


图 20 同极化 30° 斜入射不同负载状态的 RCS 仿真结果

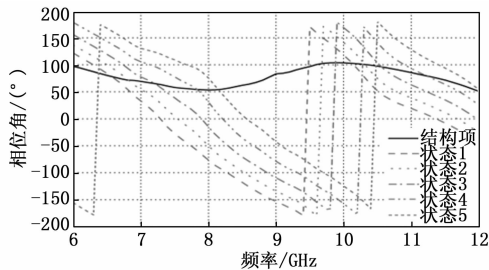


图 21 同极化 30° 斜入射不同负载状态的相位仿真结果

从图 20 可以看出, 天线的同极化哑元端口负载为状态一时, 对消设计阵列相对于参考阵列 RCS 缩减峰值为 14.9 dB; 端口负载为状态二时, 对消设计阵列相对于参考阵列 RCS 缩减峰值为 15.2 dB; 端口负载为状态三时, 对消设计阵列相对于参考阵列 RCS 缩减峰值为 13.8 dB; 端口负载为状态四时, 对消设计阵列相对于参考阵列 RCS 缩减峰值为 15 dB; 端口负载为状态五时, 对消设计阵列相对于参考阵列 RCS 缩减峰值为 23.5 dB, 并且在每个状态所对应的对消频点处, 阵列的结构模式项和哑元的天线模式项的相位差为 180° 。综上, 当电磁波同极化斜入射时, 对消设计阵列相对于参考阵列在 6.7~10 GHz 内实现了 RCS 缩减, 缩减峰值为 23.5 dB。从图 21 可以看出, 在每个状态所对应的对消频点处, 阵列的结构模式项和哑元的天线模式项的相

位差为 180° 。综上, 当电磁波同极化 30° 斜入射时, 通过对哑元负载调控, 设计阵列在 6.7~10 GHz 频段内实现了 RCS 缩减, 缩减峰值为 23.5 dB。

5 与现有方法的对比分析

在现有的几种常见缩减天线 RCS 的方法中, 修形技术通常比较依赖设计经验, 普适性较差且缺乏理论指导, 缩减带宽较窄。周期性结构加载技术会增加天线剖面, 结构复杂且加工成本高。改变端口负载会使天线无法正常工作。将本文设计天线的辐射性能和 RCS 性能与参考文献 [7]、[16-19] 做了对比, 如表 5 所示。与文献 [7]、[16] 相比, 在不额外添加物理结构或者改变辐射天线结构的基础上, 本文通过调控哑元天线的模式项与阵列的结构模式项进行散射对消, 实现了天线带内双线极化 RCS 缩减。与文献 [17] 相比, 本文提出的方法适用于任何类型的天线。与文献 [18-19] 相比, 本文创新性地提出利用阵列中的哑元, 该方法不改变辐射天线, 因此其辐射性能不受影响, 解决了辐射单元负载阻抗改变后导致天线辐射性能恶化的问题。另外, 本文哑元采用双线极化结构, 实现了阵列天线带内双线极化 RCS 缩减, 同极化缩减峰值达到 23.5 dB, 交叉极化缩减峰值达到 17 dB。

表 5 辐射性能和同极化 RCS 性能对比

项目	缩减目标	缩减范围	缩减峰值/dB	入射角度/($^\circ$)	增益变化/dB	方法
[7]	SMSF	带内同极化	19	60,75	—	天线修形
[16]	SMSF	带内双极化	13.2	法向	-0.8	天线修形
[17]	AMSF	带内双极化	22.18	法向	0	馈电网络
[18]	AMSF	—	14.1	± 20	-0.93	相位延时线
[19]	AMSF	带内同极化	15.43	法向	—	阻抗优化相位延时线
本文	AMSF	带内双极化	23.5	法向, ± 30	0	阻抗优化哑元

综上, 对比几种常见的天线 RCS 缩减方法, 本文提出的方法有以下几个优点: 1) 本文所有的操作都针对于非辐射哑元, 不会对阵列辐射性能产生影响; 2) 该方法应用范围广泛, 不受天线极化形式的限制; 3) 无需对天线添加任何额外结构, 加工成本低, 操作简单, 有一定工程应用价值。

6 结束语

与目前大多数天线 RCS 缩减方法相比, 本文利用天线模式项和结构模式项之间的差异特性: 结构模式项是天线作为一个普通的散射体产生的散射产生的, 而天线模式项是由端口负载阻抗不匹配产生的, 属于天线特有的散射场。通过改变天线的负载阻抗, 将天线模式项作为灵活可控的对消源, 实现和结构模式项的散射对消。

该方法不会改变天线的物理结构,并且具有一定的缩减带宽和角域有效性。并且本文从工程应用角度出发,创新性地提出利用阵列中的哑元,设计了一个 1×6 线阵列天线,通过调整哑元端口负载,在保证阵列天线辐射性能的基础上实现了带内双极化 RCS 缩减。在电磁波法向入射情况下,设计阵列在 $6.7 \sim 8.9$ GHz 频段内实现了同极化 RCS 缩减,缩减峰值达 14.9 dB;在 $8.3 \sim 12$ GHz 频段内实现了交叉极化 RCS 缩减,缩减峰值达 17 dB。在电磁波 30° 斜入射情况下,在 $6.7 \sim 10$ GHz 频段内实现了同极化 RCS 缩减,缩减峰值达 23.5 dB。

综上,本文清晰地给出基于哑元模式项散射对消的阵列天线 RCS 缩减设计的工作原理和设计过程。对于本文存在的角域和带宽问题,后续可以结合遗传算法综合优化负载阻抗和端口相位延迟线长度来拓宽缩减带宽,并且结合特征模理论对天线修形,降低结构模式项。在后续工作中,可以进一步在宽频带、多角域、其他天线形式等场景下进行验证,以评估其在全空域范围内的适用性。对于后续天线组阵问题,可以根据实际需求调整哑元的数量和位置。该设计方法不影响天线辐射性能,具有一定的工程应用价值。对于所提方法的抗干扰性能,后续工作中会在真实干扰场景中改进该方法,提升该方法在干扰场景中的稳定性和有效性。

参考文献:

- [1] 龚书喜,刘英. 天线雷达截面预估与减缩 [M]. 西安: 西安电子科技大学出版社, 2010.
- [2] WEI C Y, ZHANG H C. Design of compact, broadband, 2D wide-angle scanning and low-RCS phased array using split ring structures [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2024, 72 (3): 2135 - 2146.
- [3] HAN Y J, WANG J F, GONG S X, et al. Reducing RCS of patch antennas via dispersion engineering of metamaterial absorbers [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2020, 68 (3): 11211 - 11216.
- [4] JIA Y T, LIU Y, 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, 2024, 72 (3): 2181 - 2188.
- [5] HUANG Z, MIAO L, JIANG J J, et al. Tapered resistive sheets and FSS absorber loading for the wideband RCS reduction of the elliptic surface at TM polarization [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2023, 71 (7): 6191 - 6195.
- [6] HARRINGTON R F. Field computation by moment methods [M]. New York: Macmillan, 1968.
- [7] NATARAJAN R, KANAGASABI M, Geotge J V. Design of an X-band vivaldi antenna with low radar cross section [J]. IET Microwaves, Antennas and Propagation, 2016, 10 (6): 651 - 655.
- [8] LIU Z Y, CHEN Y K, YANG S W. Inband scattering cancellation techniques for vivaldi antenna array [J]. IEEE Transactions on Antenna and Propagation, 2022, 70 (5): 3411 - 3420.
- [9] HAN J L, JIA D, DU B, et al. Design of broadband low-RCS array antennas based on characteristic mode cancellation [J]. Electronics, 2023, 12: 1536.
- [10] LUO T, NIE Z P. RCS reduction of antipodal vivaldi antenna [C] // 2015 Asia Pacific Microwave Conference (APMC), IEEE, 2015.
- [11] CHENG Y F, FENG J, DING X. Analysis and design of wideband low-RCS wide-scan phased array with AMC ground [J]. IEEE Antennas Wireless Propagation, 2021, 20 (2): 209 - 213.
- [12] 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.
- [13] 阮颖铮. 天线的散射机理和雷达截面减缩 [J]. 宇航学报, 1990, 11 (4): 94 - 100.
- [14] WANG W T, LIU Y, GONG S X, et al. Calculation of antenna mode scattering based on method of moments [J]. Pier Letters, 2010, 15: 117 - 126.
- [15] 潘宇虎, 牛宝君, 李小秋, 等. 相控阵天线模式项散射特性研究 [J]. 微波学报, 2012, 28 (3): 66 - 69.
- [16] 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.
- [17] JIA Y T, LI S B, LUO J B, et al. In-band RCS reduction of circularly polarized microstrip antenna array based on an oval feed network [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2024, 72 (3): 2181 - 2188.
- [18] 王文涛, 张鹏飞, 龚书喜, 等. 附加延时线的阵列天线模式项 RCS 减缩优化 [J]. 西安电子科技大学学报, 2011, 38 (2): 124 - 128.
- [19] ZHAO C, JIANG W, HU W, et al. In-Band RCS reduction method for the vivaldi array antennas based on the manipulation of the antenna mode scattering field [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2024, 72 (5): 4687 - 4692.
- [20] 韩嘉良. 阵列天线宽角域 RCS 缩减技术研究 [D]. 北京: 中国电子科技集团公司电子科学研究所, 2023.
- [21] 甘雷. 天线模式项散射场分析方法及其应用研究 [D]. 西安: 西安电子科技大学, 2021.
- [22] 刘烁烁. 基于天线模式项与结构模式项分离的阵列天线散射减缩方法研究 [D]. 西安: 西安电子科技大学, 2023.
- [23] 杜荷. Vivaldi 天线及其工程设计 [D]. 西安: 西安电子科技大学, 2020.