

一种基于有源开关的阵列天线带内模式项RCS减缩方法

王 冰, 李 方, 王 敏, 郭丽丽, 张 晗, 王 磊

中国电子科技集团公司第二十研究所, 陕西 西安

收稿日期: 2026年8月1日; 录用日期: 2026年8月25日; 发布日期: 2026年9月1日

摘 要

针对干扰天线分时工作的特点, 结合雷达散射截面的模式项理论, 研究通过对比馈电网络调控模式项的几种方式, 采用有源开关对馈电网络进行控制, 实现隐身与干扰双模式分时工作; 同时优化开关数量, 有效减缩带内模式项RCS, 保持了天线较高的辐射效率。

关键词

有源开关, 干扰天线, 带内模式项RCS

A Method for Reducing RCS of In-Band Mode Term in an Array Antenna Based on Active Switches

Bing Wang, Fang Li, Min Wang, Lili Guo, Han Zhang, Lei Wang

The 20th Research Institute of CETC, Xi'an Shaanxi

Received: August 1, 2026; accepted: August 25, 2026; published: September 1, 2026

Abstract

In view of the time-sharing operation characteristic of the jammer antenna and grounded in the mode-item theory of radar cross section (RCS), this paper compares several approaches for controlling the mode items via the feed network. An active switch is employed to govern the feed network, thereby enabling time-sharing operation between the stealth mode and the jamming mode. Furthermore, by optimizing the number of switches, the in-band mode-item RCS is effectively reduced, while a high radiation efficiency of the antenna is preserved.

文章引用: 王冰, 李方, 王敏, 郭丽丽, 张晗, 王磊. 一种基于有源开关的阵列天线带内模式项 RCS 减缩方法[J]. 天线学报, 2026, 15(3): 49-57. DOI: 10.12677/ja.2026.153006

Keywords

Active Switch, Jammer Antenna, In-Band Mode Item RCS

Copyright © 2026 by author(s) and Hans Publishers Inc.

This work is licensed under the Creative Commons Attribution International License (CC BY 4.0).

<http://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>



Open Access

1. 引言

天线总雷达散射截面(Radar Cross Section, RCS)由结构模式项散射与天线模式项散射两部分叠加构成[1][2]。其中, 结构模式项散射源于入射波在天线表面激发的感应电流直接产生的电磁波散射, 其特性、量级由天线的尺寸、结构、材料等自身物理参数决定; 天线模式项散射则源于天线接收电磁波后, 由于馈电端口阻抗失配导致部分接收功率被反射, 进而经辐射单元再次向外辐射的二次散射场[3]。

与孤立天线单元不同, 阵列天线的天线模式项 RCS 并非各单元模式项 RCS 的简单线性叠加, 而是由阵列天线接收入射波后, 经馈电网络传输、端口阻抗失配反射, 最终由各辐射单元向外再辐射所形成的相干合成散射场。其工作频带内的天线模式项 RCS 的减缩工作不仅是单天线辐射 - 散射悖论在阵列层面的延伸, 更涉及馈电网络的多径效应、寄生谐振、空间相干约束等难题。

有源开关接入馈电网络可调整天线阵面的模式项, 并且可靠性高, 可任意调整开关的工作时机。但是实际应用中面临开关尺寸和外围控制电路布局的空间限制, 并且对于低成本化设计有一定的局限性。

本文将有源开关合理布置在馈电网络中, 实现了隐身与辐射效率的分时兼顾, 同时控制了阵面复杂性与成本。

2. 模式项理论

2.1. RCS 构成

采用网络分析模型研究阵列天线, 如图1所示。

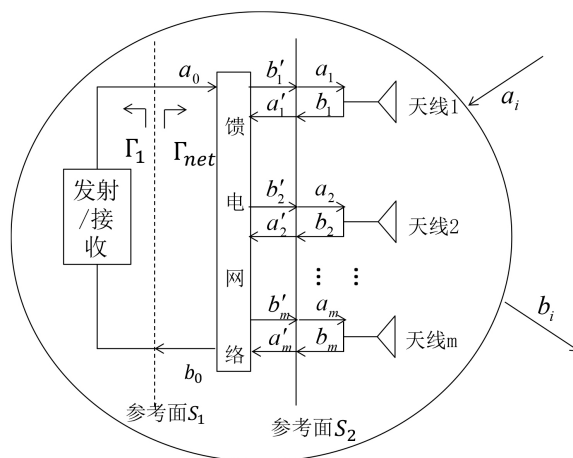


Figure 1. Schematic diagram of the analytical model for the array antenna [3]

图1. 阵列天线分析模型示意图[3]

设阵列天线单元数为 m ，馈电网络端口数为 $m+1$ ，发射/接收机的反射系数为 Γ_1 ，取参考面 S_1 ，令此参考面上的端口为 0 端口，在天线单元与馈电网络连接的单模传输区取参考面，令该参考面上与 m 个阵列单元对应的端口为 $1\sim m$ 端口。

馈电网络的 S 参数方程可表示为：

$$\begin{bmatrix} b_0 \\ [b']_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S'_{00} & S'_{01} \\ S'_{10} & S'_{11} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_0 \\ [a']_m \end{bmatrix}, \quad (1)$$

其中， a_0 为 0 端口向馈电网络入射模复振幅， b_0 为出射模复振幅， a'_i 为第 i 个天线端口向馈电网络方向的入射模复振幅， b'_i 为出射模复振幅。

对天线阵列采用球面波函数展开法分析，将 S_2 外空间的阵列天线辐射和散射总场采用球面波函数展开：

$$\mathbf{E} = \sum_{i=m+1}^{\infty} (a_i e_i^{in} + b_i e_i^{out}), \quad (2)$$

利用 (a_i, b_i) (其中 $i = m+1, m+2, \dots, m+n, \dots$) 表示场 $\mathbf{E}$ 展开的球面波函数的第 i 个入射波球面波和出射球面波的复振幅。当 n 趋近于无穷大时，可将天线阵列和外场特性用分块矩阵完整表示为(已减去入射场)：

$$\begin{bmatrix} [b]_m \\ [b]_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [s]_{mm} & [s]_{mn} \\ [s]_{nm} & [s]_{nn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [a]_m \\ [a]_n \end{bmatrix}, \quad (3)$$

其中，

$$[b]_m = [s]_{mm} [a]_m + [s]_{mn} [a]_n, \quad (4)$$

$$[b]_n = [s]_{nm} [a]_m + [s]_{nn} [a]_n, \quad (5)$$

$[b]_m$ 为反射/接收幅度矢量， $[b]_n$ 为辐射/散射幅度矢量。由于馈电网络与阵列天线的 m 个端口相连，因此 $[b']_m = [a]_m, [a']_m = [b]_m$ 。

0 端口的接收机负载反射系数为 Γ_1 ，传输线特性阻抗为 Z_0 ，接收机内阻为 Z_1 ，则

$$\Gamma_1 = \frac{Z_1 - Z_0}{Z_1 + Z_0}, \quad (6)$$

$$a_0 = \Gamma_1 b_0, \quad (7)$$

代入式(1)得

$$[b']_m = [S']_{m0} \Gamma_1 b_0 + [S']_{mm} [a']_m, \quad (8)$$

记为

$$[b']_m = [s]_{mm}^l [a']_m, \quad (9)$$

其中

$$[s]_{mm}^l = [S']_{mm} + \frac{\Gamma_1}{1 - S'_{00} \Gamma_1} [S']_{m0} [S']_{0m}, \quad (10)$$

同理

$$[b']_m = [s]_{mm}^l [a']_m, \quad (11)$$

代入式(3), 得

$$[b]_m = \{[I]_{mm} - [s]_{mm} [s]_{mm}^l\}^{-1} [s]_{mn} [a]_n, \quad (12)$$

$$[b]_n = [s]_{nm} [s]_{mm}^l [b]_m + [s]_{nn} [a]_n, \quad (13)$$

假设阵列天线的 $1 \sim m$ 端口全匹配, $[a]_m = [0]$, 则

$$[b]_m \Big|_{\Gamma_i=0, (i=1,2,\dots,m)} = [s]_{mn} [a]_n = [b]_m^x, \quad (14)$$

$$[b]_n \Big|_{\Gamma_i=0, (i=1,2,\dots,m)} = [s]_{nn} [a]_n = [b]_n^x, \quad (15)$$

元素 b_x^k 表示天线在其余所有单元端口均匹配的情况下, 受入射波激励时 k 端口的匹配接收幅度。

将式(12)、(14)、(15)代入(13)可得散射幅度矢量式:

$$[b]_n = [b]_n^x + [s]_{nm} [s]_{mm}^l \{[I]_{mm} - [s]_{mm} [s]_{mm}^l\}^{-1} [b]_m^x, \quad (16)$$

令 $[C] = \{[I]_{mm} - [s]_{mm} [s]_{mm}^l\}^{-1}$, 则

$$b_i = b_i^x + \sum_{k=1}^m s_{ik} \sum_{p=1}^m s_{kp}^l \sum_{q=1}^m C_{pq} b_q^x, (i = m+1, \dots, m+n, \dots), \quad (17)$$

其中, s_{ik} 为 $[s]_{mm}$ 的元素, s_{kp}^l 为 $[s]_{mm}^l$ 的元素, b_i 为 $[b]_n$ 的元素。

式(17)两边同乘以第 i 个外行球面波函数 $\mathbf{e}_i^{\text{out}}$ 并求和, 可得

$$\sum_{i=m+1}^{\infty} b_i \mathbf{e}_i^{\text{out}} = \sum_{i=m+1}^{\infty} b_i^x \mathbf{e}_i^{\text{out}} + \sum_{k=1}^m \sum_{p=1}^m \sum_{q=1}^m \left(\sum_{i=m+1}^{\infty} \mathbf{e}_i^{\text{out}} s_{ik} \right) s_{kp}^l C_{pq} b_q^x, \quad (18)$$

令

$$\mathbf{E} = \sum_{i=m+1}^{\infty} b_i \mathbf{e}_i^{\text{out}},$$

$$\mathbf{E}_0^s = \sum_{i=m+1}^{\infty} b_i^x \mathbf{e}_i^{\text{out}},$$

$$\mathbf{E}_a^s = \sum_{k=1}^m \sum_{p=1}^m \sum_{q=1}^m \left(\sum_{i=m+1}^{\infty} \mathbf{e}_i^{\text{out}} s_{ik} \right) s_{kp}^l C_{pq} b_q^x,$$

即

$$\mathbf{E}^s = \mathbf{E}_0^s + \mathbf{E}_a^s. \quad (19)$$

其中, $\mathbf{E}^s$ 代表外行散射波叠加构成的空间散射总场, $\mathbf{E}_0^s$ 为阵列天线的结构模式项散射场, $\mathbf{E}_a^s$ 为阵列天线的天线模式项散射场。即阵列天线的空间散射场也可以表示为结构模式项散射场与天线模式项散射场的叠加[3]。

2.2. 模式项减缩一般方法

2.2.1. 端口阻抗匹配

端口阻抗匹配法为常用的降低天线模式项 RCS 的方法, 通过优化馈电端口阻抗特性, 削减端口处的反射能量。该方法可以从源头抑制再辐射场强度, 虽为直接手段, 但难以实现宽带化, 且易与天线增益指标形成设计折中。

2.2.2. 相位延迟传输

对于阵列天线，可在天线单元与馈电网络间串入特定电长度的传输线，利用辐射信号单次穿越、散射信号往返穿越所产生的相位差，实现对天线模式项散射场相位的定向调控。但该方法往往应用于较窄频段，且受阵列天线本身尺寸限制。

2.2.3. 矢量相消干涉技术

该方法通过调控单元端接负载阻抗或优化阵列口径分布，使天线模式项散射场与结构模式项散射场在远区形成幅度相当、相位相反的矢量叠加。该手段需精确建立两类散射场的幅相特性模型，难度较大，且抵消效果对频率与角度均较敏感，难以实现宽频带、多角度的减缩效果。

3. 馈电网络调控模式项的方式

3.1. 无源单向隔离器调控网络

该方法原理图见图 2，在阵面网络层增加无源单向隔离器，发射阵面和接收阵面需方向相反安装，进行有用射频信号发射或接收，隔离空间中散射信号。此方法需在网络和天线相接的端口位置增加，且需要将射频信号引到网络背面，当信号通过单向隔离器后，再通过短路柱穿过印制板网络层与天线相接。

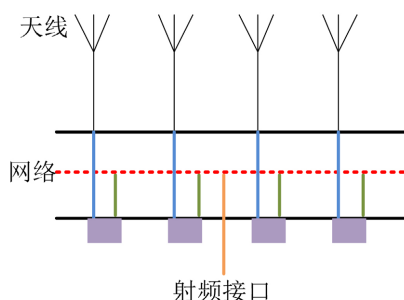


Figure 2. Schematic of the passive unidirectional isolator regulation network

图 2. 无源单向隔离器调控网络原理图

此方法在制作流程中使用金丝键合工艺，并且需要封装在壳体内部，还需考虑接地和导热。缺点是尺寸较大需要匹配传输线，经过市场调研中电科 9 所 GWP9271 型微带隔离器，其 ku 频段最小尺寸为 5 mm × 5 mm；八九九科技 GW2425-x 型微带隔离器，其 ku 频段最小尺寸为 7 mm × 6 mm；且所有隔离器任意两个器件之间需要 5 mm 间距(防止互吸)，导致阵面网络无法排布。

3.2. 有源二极管调控网络

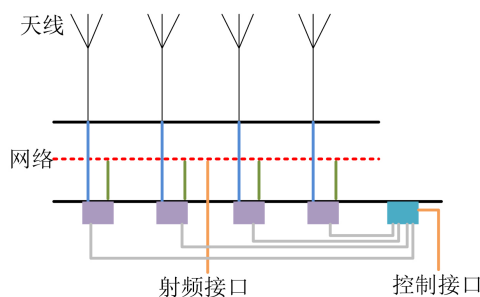


Figure 3. Schematic diagram of the active diode-based reconfigurable network

图 3. 有源二极管调控网络原理图

该方法原理图见图 3 和图 4。PIN 二极管的主要用途就是作为微波控制器件，其特点是可控功率大、插入损耗小以及在正、反偏压下可得到近似短路和开路的特性。增加有源二极管的方法需要额外的控制模块来保证隔离射频信号和控制信号，导致布线难度增加，且有源二极管等效电容电感特性随频率会有较大变化，导致馈电网络难以匹配，每个通道的幅度相位一致性较差，会影响天线辐射特性。

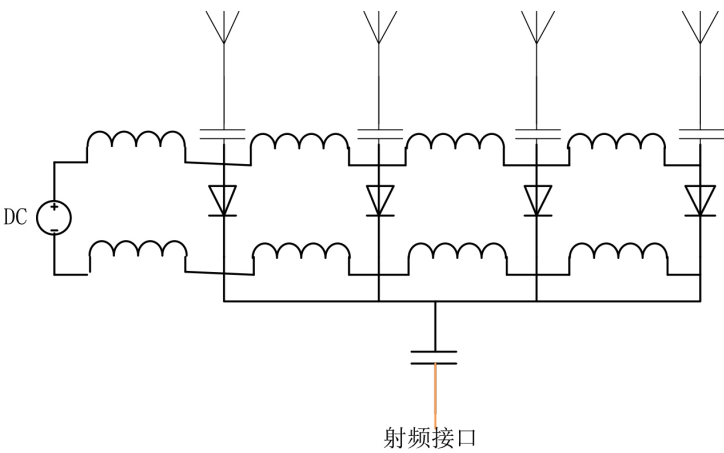


Figure 4. Circuit layout of the active diode-based reconfigurable network
图 4. 有源二极管调控网络电路图

3.3. 有源开关模块调控网络

该方法原理图见图 5，增加有源开关模块的方案本质上与上述有源二极管的方法类似，同样需要电压转换模块，需要布线，增加控制和射频线路，但是减少了外围隔离电路。

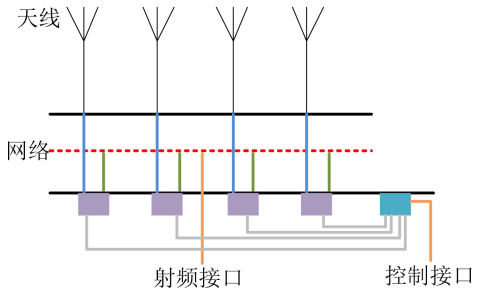


Figure 5. Schematic diagram of the active switching module control network
图 5. 有源开关模块调控网络原理图

以上方法都是基于模式项对隐身性能的影响原理，将受控通断器件布置在馈线网络上，在必要时切断网络，降低模式项对 RCS 的贡献。

4. 有源开关网络优化

4.1. 辐射性能

天线采用经过修形技术结构项较小的对拓 Vivaldi 单元[4]-[11]构成 8×8 阵面，组阵后仿真模型如图 6 所示。设计要求阵面在机头倾斜 25° 放置，需通过馈电网络将波束偏转 25° 保证波束指向机头方向，方向图仿真结果如图 7 所示。

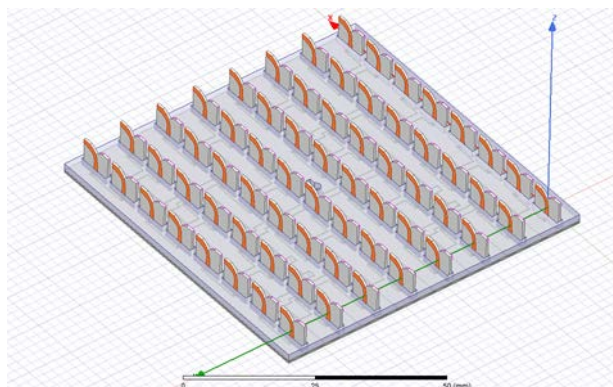


Figure 6. Simulation model of the antenna array aperture
图 6. 天线阵面仿真模型

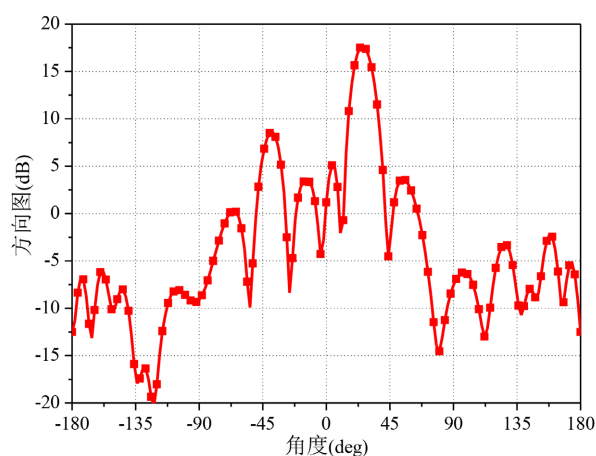


Figure 7. Array beam steering direction with integrated feed network
图 7. 带馈电网络后阵面波束指向

因天线辐射和散射频带高度重合,且雷达探测来波方向和辐射波束指向基本一致,故带内模式项散射尤为显著。为有效控制模式项散射,拟在天线单元馈电处增加射频开关:阵面需要隐身时,开关断开,天线进入静默状态,抑制模式项散射;阵面需工作时,开关导通,恢复天线辐射性能。增加开关后阵面正反面结构示意图如图 8 和图 9 所示。

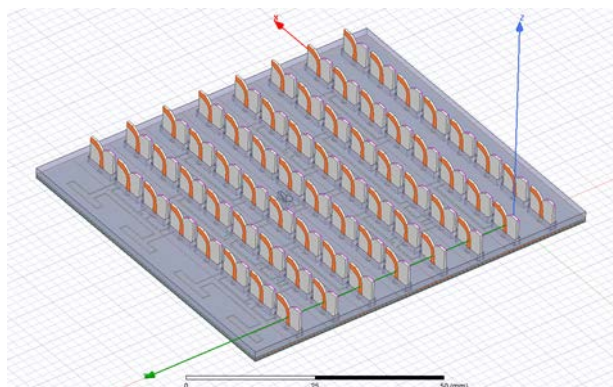


Figure 8. Schematic view of the array aperture with integrated switching modules
图 8. 加载开关后阵面示意图

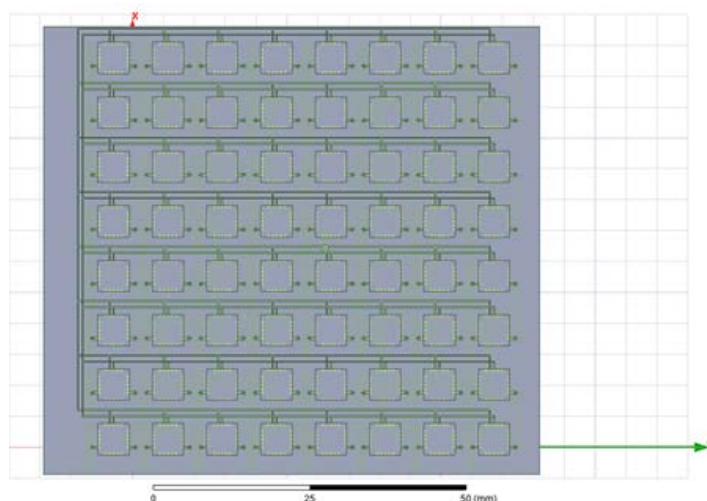


Figure 9. Configuration diagram of the 8×8 switching matrix

图 9. 8×8 开关配置示意图

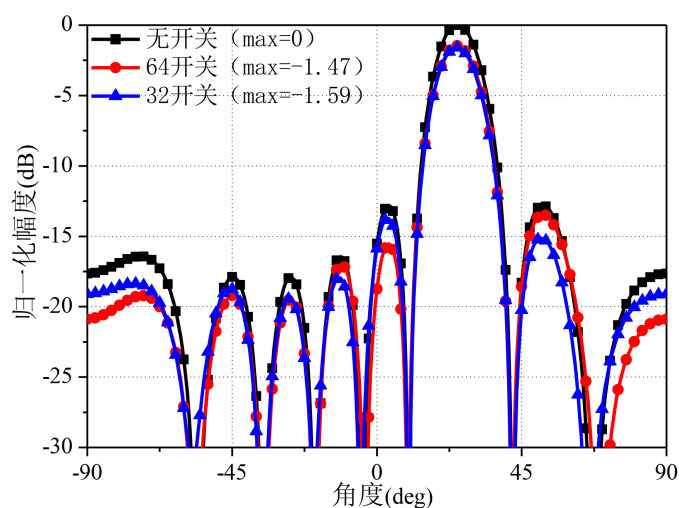


Figure 10. Effect of varying switch count on antenna radiation patterns

图 10. 不同开关数量对天线方向图影响

开关选用 WKHN9005H 型单刀单掷开关模块, 常温下插损最大 1.7 dB, 波动约 0.4 dB, 即插损 1.3~1.7 dB, 相位波动约 $\pm 5^\circ$ 。为减小插损对阵面辐射特性的影响, 对加载不同开关数量的情况进行了仿真验证, 以 32 开关和 64 开关两种情况为例进行了仿真计算, 计算结果如图 10 所示。32 开关和 64 开关分别导致阵面增益损失 1.47 dB 和 1.59 dB。可见开关数量增多后导致增益损失略微增大, 且费用翻倍。在使用时需尽量减少开关数量, 从而增加可靠性和降低成本。

4.2. 隐身性能

对加载不同数量级开关的模型进行 RCS 仿真, 仿真设置参数: 入射波频率为 15 GHz; 极化方式为垂直极化; 入射角度范围为俯仰 $\pm 10^\circ$ 和方位 $\pm 30^\circ$; 将仿真数据在单频点的整个角域内进行均值计算, 结果如图 11 所示, 当开关数量增加时, RCS 在减小, 但当开关数量为 32 个和 64 个时, 阵面的 RCS 基本相同, 达到了优化的目的。

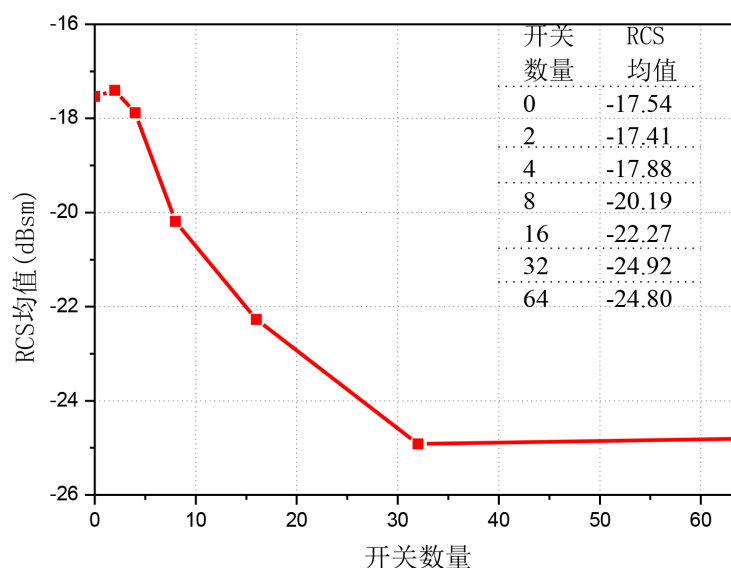


Figure 11. Effect of varying switch count on RCS

图 11. 不同开关数量对 RCS 的影响

5. 总结

本文通过分析阵列天线模式项散射机理, 采用阵列天线馈电网络增加开关器件的方式, 有效降低了模式项对 RCS 的贡献。通过对开关网络的优化, 使开关器件用量减少 50%, 增益提升 0.12 dB, RCS 恶化小于 0.12 dB。

参考文献

- [1] 阮颖铮. 雷达散射截面与隐身技术[M]. 北京: 国防工业出版社, 1998.
- [2] 阮颖铮. 天线的散射机理和雷达散射截面减缩[J]. 宇航学报. 1990(3): 16-18.
- [3] 张澎. 低可探测性与低截获概率天线理论与设计[M]. 北京: 航空工业出版社, 2022.
- [4] 刘建富, 龚书喜, 徐云学, 等. 一种双指数 Vivaldi 天线 RCS 研究[J]. 空间电子技术, 2011, 8(2): 26-29.
- [5] Rajesh, N., Malathi, K., Raju, S., Abhai Kumar, V., Deepak Ram Prasath, S. and Alsath, M.G.N. (2017) Design of Vivaldi Antenna with Wideband Radar Cross Section Reduction. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, **65**, 2102-2105. <https://doi.org/10.1109/tap.2017.2670566>
- [6] Natarajan, R., Kanagasabai, M. and George, J.V. (2016) Design of an X-Band Vivaldi Antenna with Low Radar Cross Section. *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, **10**, 651-655. <https://doi.org/10.1049/iet-map.2015.0585>
- [7] Chen, T., Li, W.X., Yao, Z.H., He, X.X. and Wang, X. (2012) A Novel Stealth Vivaldi Antenna. 2012 *International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT)*, Shenzhen, 5-8 May 2012, 1-4. <https://doi.org/10.1109/icmmt.2012.6230233>
- [8] Jiang, W., Li, Y., Gong, S., et al. (2014) Novel UWB Vivaldi Antenna with Low RCS. 2014 *Asia-Pacific Microwave Conference*, Sendai, 4-7 November 2014, 1405-1407.
- [9] Khan, T.A., Li, J., Chen, J., Abdullah, M. and Zhang, A. (2018) Wideband Vivaldi Antenna Design with Reduced Radar Cross Section. 2018 *Cross Strait Quad-Regional Radio Science and Wireless Technology Conference (CSQRWC)*, Xuzhou, 21-24 July 2018, 1-4. <https://doi.org/10.1109/csqrwc.2018.8455476>
- [10] Luo, T. and Nie, Z. (2015) RCS Reduction of Antipodal Vivaldi Antenna. 2015 *Asia-Pacific Microwave Conference (APMC)*, Nanjing, 6-9 December 2015, 1-3. <https://doi.org/10.1109/apmc.2015.7413164>
- [11] Muniyasamy, A. and Rajakani, K. (2019) UWB Radar Cross Section Reduction in a Compact Antipodal Vivaldi Antenna. *AEU—International Journal of Electronics and Communications*, **99**, 369-375. <https://doi.org/10.1016/j.aeue.2018.12.020>