

# 基于矩阵束方法的全极化雷达目标结构特征的描述<sup>\*</sup>

张恂 庄钊文 郭桂蓉

(国防科技大学 ATR 重点实研室 长沙 410073)

**摘 要** 针对宽带、高距离分辨率、全极化雷达的工作体制,提出了利用矩阵束方法将雷达目标分解为沿径向距离上的散射中心分布。根据目标的瞬态极化响应,提取相应于散射中心的极化特征,由此形成目标沿径向距离分布的结构特征描述的新方法。

**关键词** 雷达目标,参数估计,特征描述,极化结构

**分类号** TN957.52

## The Structure Description of Fully Polarized Radar Targets Based on Matrix Pencil Method

Zhang Xun Zhuang Zhaowen Guo Guirong

(ATR National Laboratory, Changsha, 410073)

**Abstract** Based on the backscattering returns of high range resolution and full polarization radar, the Matrix Pencil method is proposed to describe the radar target as a set of scattering centers along its range. The concept of transient polarization response (TPR) is used to represent the full-polarimetric information of the scattering centers. Thus a new approach for characterizing the target structure is developed.

**Key words** radar target, parameter estimation, feature description, polarized structure.

由于雷达性能的局限,对雷达目标特性的研究长期仅限于对其有效散射截面积的研究上。然而,对形状不同、性质各异的各种各样的目标,简单地用雷达截面积来描述,就显得过于粗糙。高距离分辨率全极化雷达的出现,提供了对目标散射特性的更精确更全面的测量手段。在这种雷达体制下,目标散射呈现局部行为。目标表面上的镜面反射点以及目标边缘和棱角等不连续点的散射构成了目标沿径向距离的散射中心分布。它反映了目标

\* 1997 年 3 月 3 日修订

精细的径向结构特征。

在光学区, 雷达目标的频率响应特性可以表示为各个散射中心的复指数和。传统上采用 Prony 方法来估计目标的散射中心<sup>[1]</sup>, 但是, Prony 方法对噪声的影响很敏感。当信噪比低于 20dB 时, Prony 方法的精度变得极差<sup>[2]</sup>。另外, 运用 Prony 方法提取目标的散射中心要经过两个步骤: 首先解矩阵方程求特征系数; 然后求解高阶代数方程。这种分离式的二步骤法的计算效率较低。矩阵束方法在计算效率和抗噪声干扰方面优于 Prony 方法<sup>[3]</sup>。矩阵束方法有计算上利用广义特征值一次性地解决了目标散射中心的提取问题, 并且矩阵束方法有比 Prony 方法更好的抗噪声干扰能力。特别是在高信噪比条件下, 该方法的精度接近 Cramer-Rao 下界。

描述雷达目标的电磁散射特性除了用幅度、相位和频率等参数外, 还要用目标的极化参数在给定姿态和发射频率下, 极化散射特性可由一个复二维散射矩阵来表示。利用目标的瞬态极化响应, 可以提取目标各个散射中心的极化特征<sup>[4]</sup>。由于目标的极化特性与目标的物理结构相联系, 这种对目标结构特征的描述方法可以提供比单极化测量数据更多的信息。

## 1 基于矩阵束方法的目标散射中心提取

设目标的频率响应由全极化散射系数来表示, 这些系数为  $S_w[f_n], S_{vh}[f_n], S_{hv}[f_n], S_{hh}[f_n], n=0, \dots, N-1$ 。第一个下标表示接收极化( $h$  代表水平极化,  $v$  代表垂直极化), 第二个下标表示发射极化。左旋圆极化波照射下的目标散射场被垂直、水平极化天线接收的散射系数表示为  $S_{hl}(f_n), S_{vl}(f_n)$ , 则有:

$$\begin{bmatrix} S_{hl}(f_n) \\ S_{vl}(f_n) \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} S_{hh}(f_n) & S_{hv}(f_n) \\ S_{vh}(f_n) & S_{vv}(f_n) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ j \end{bmatrix} \quad (1)$$

$S_{hl}(f_n)$  和  $S_{vl}(f_n)$  的离散逆傅立叶变换(IDFT)为  $S_{hl}(r)$  和  $S_{vl}(r)$ ,  $S_{hl}(r)$  和  $S_{vl}(r)$  作为距离  $r$  的函数所描绘的曲线称为目标的径向距离像(Range Profile)<sup>[4]</sup>, 每个散射中心对应于其时域响应的一个峰值点, 其幅度表示目标的一个强散射中心的相对 RCS 值, 相对时间差表示目标的散射中心的相对位置。

频域瞬态极化响应的数学模型为<sup>[5]</sup>:

$$\begin{bmatrix} S_{hl}(n) \\ S_{vl}(n) \end{bmatrix} = \prod_{i=1}^m \begin{bmatrix} d_{hi} \\ d_{vi} \end{bmatrix} p_i^n \quad n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (2)$$

这里假设目标由  $m$  个散射中心构成,  $d_{hi}, d_{vi}$  分别定义为水平和垂直幅度系数, 用以刻画第  $i$  个散射中心的极化特性;  $p_i$  为模型的极点。

由含噪的观测数据  $S_{hl}(n)$  和  $S_{vl}(n)$  构成数据矩阵  $S$ 。

$$S = \begin{bmatrix} S_{hl}(1) & S_{hl}(2) & \dots & S_{hl}(M+1) \\ S_{hl}(2) & S_{hl}(3) & \dots & S_{hl}(M+2) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{hl}(N-M-1) & S_{hl}(N-M) & \dots & S_{hl}(N-1) \\ S_{vl}(1) & S_{vl}(2) & \dots & S_{vl}(M+1) \\ S_{vl}(2) & S_{vl}(3) & \dots & S_{vl}(M+2) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{vl}(N-M-1) & S_{vl}(N-M) & \dots & S_{vl}(N-1) \end{bmatrix}_{2(N-M-1) \times (M+1)} \quad (3)$$

这里, 为了有效地去除噪声干扰, 取  $\frac{N}{3} \leq M \leq \frac{N}{2}$ 。将  $S$  进行奇异值分解(SVD)可得

$$S = U \Sigma V^H \quad (4)$$

这里,  $U = [u_1, u_2, \dots, u_{2(N-M-1)}]$  和  $V = [v_1, v_2, \dots, v_{M+1}]$  是酉矩阵, 分别由  $SS^H$  和  $S^H S$  的特征向量构成。  $\Sigma$  是对角阵, 其对角线上的元素是  $S$  的奇异值。

$$\Sigma = \begin{bmatrix} \sigma_1 & & & 0 \\ & \ddots & & \\ & & \sigma_J & \\ 0 & & & \end{bmatrix}_{2(N-M-1) \times (M+1)} \quad (5)$$

$$\sigma_1 \quad \sigma_2 \quad \dots \quad \sigma_J \quad 0, J = \min(2(N-M-1), M+1)$$

如果测量数据是在无噪声干扰情况下获得的, 且测量数据是符合(1)式所表示的模型, 则  $\sigma_{M+1}, \dots, \sigma_J = 0$ , 矩阵  $S$  具有  $M$  个非零奇异值<sup>[5]</sup>。但在实际测量中, 由于存在噪声和模型误差, 得到的奇异值可能都不为零, 为去除噪声对估计算法精度的影响, 应对奇异值进行截取, 保留其中  $m$  ( $m < M$ ) 个最大的奇异值。由于不同的目标在测量时, 其模型阶数(散射中心的个数)事件并不知道, 因此需要从  $\Sigma$  中依某种准则自动判定  $m$  值。这里, 选定一个  $\lambda$  值,  $0 < \lambda < 1$ , 选择  $m$  使得  $\delta_m - \delta_{m+1} < \lambda(\delta_1 - \delta_2)$ 。这一步骤具有抑制噪声干扰和减少建模误差的功能, 令

$$V = [v_1, v_2, \dots, v_m] \quad (6)$$

将(6)式中  $V$  的最后一行去掉得到  $V_1$ ; 将(6)式中  $V$  的第一行去掉到  $V_2$ 。目标散射中心  $p_i$  是  $[V_1^H]^+ V_2^H$  的特征值, 这里,  $+$  表示 Moore-Penrose 伪逆。求出  $p_i$  后,  $d_{hi}, d_{vi}$  由下式决定:

$$\begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ p_1^{\frac{1}{2}} & p_1^{\frac{1}{4}} & \dots & p_1^{\frac{1}{m}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ p_m^{\frac{N-1}{2}} & p_m^{\frac{N-1}{4}} & \dots & p_m^{\frac{N-1}{m}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_{h1} & d_{v1} \\ \vdots & \vdots \\ d_{hm} & d_{vm} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{hl}(0) & S_{vl}(0) \\ \vdots & \vdots \\ S_{hl}(N-1) & S_{vl}(N-1) \end{bmatrix} \quad (7)$$

表示成矩阵形式  $PD = S_{hv}$ 。

$D$  可由最小二乘法估计出:

$$D = (P^H P)^{-1} P^H S_{hv} \quad (8)$$

这样,  $m$  组  $\{d_{hi}, d_{vi}, p_i\}_{i=1}^m$  就全部估计出。经逆傅立叶变换(IDFT)可得到瞬态极化响应的时域形式:

$$\begin{bmatrix} S_{hi}(r) \\ S_{vi}(r) \end{bmatrix} = \sum_{i=1}^m \begin{bmatrix} d_{hi} \\ d_{vi} \end{bmatrix} \frac{1}{1 - p_i e^{j2\pi r/R}} \quad 0 \leq r \leq R \quad (9)$$

这里,  $R$  为最大不模糊距离, 即  $R = \frac{c}{2\Delta f}$ ;  $c$  为电磁波传播速度;  $\Delta f$  为步进频率间隔。从(9)式可以看出, 每一个极点  $p_i$  在瞬态极化响应的时域中对应于一个峰值点, 表示在  $r_i = \frac{R p_i}{2\pi}$  处有一个散射中心。  $p_i$  越接近 1, 峰就越窄。

## 2 全极化雷达目标结构特征的描述

每一个散射中心的极化信息包含在极点的水平和垂直幅度系数  $d_{hi}, d_{vi}$  中, 可以用  $d_{hi}, d_{vi}$  表示每个散射中心的极化椭圆的倾角  $\tau$ , 极化椭圆的椭圆率  $\epsilon$  以及极化椭圆的长轴  $A_i$ 。如图 1 所示。

定义<sup>[6]</sup>:

$$\gamma_i = \tan^{-1} \left( \frac{d_{vi}}{d_{hi}} \right) \quad 0 < \gamma_i < \frac{\pi}{2}$$

$$\delta_i = \begin{cases} d_{vi} - d_{hi} & -\pi < \delta_i < \pi \end{cases}$$

则有

$$\tau = \frac{1}{2} \tan^{-1} [\tan(2\gamma_i) \cos(\delta_i)] \quad 0 \leq \tau < 2\pi$$

$$\epsilon = \frac{1}{2} \sin^{-1} [\sin(2\gamma_i) \sin(\delta_i)] \quad -\frac{\pi}{4} \leq \epsilon \leq \frac{\pi}{4}$$

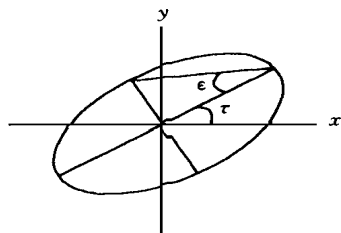


图 1 极化椭圆

上述计算只利用了波印卡勒(Poincare)极化球的一半。为避免模糊性, 将极化椭圆倾角  $\tau$  定义在  $[0, \pi]$  区间, 故作如下修下:

$$\tau = \begin{cases} \tau + \frac{\pi}{2} & \gamma_i < \frac{\pi}{4} \\ \tau + \pi & \gamma_i > \frac{\pi}{4} \text{ 且 } \tau < 0 \end{cases}$$

每个极化椭圆的长轴为

$$A_i = d_{hi} \cos(\tau) + d_{vi} e^{j\delta_i} \sin(\tau)$$

通过上述变换, 可将描述目标结构的特征序列  $\{d_{hi}, d_{vi}, p_i\}_{i=1}^m$  转换成极化椭圆参数序列  $\{A_i, \epsilon, \tau\}_{i=1}^m$ 。这样, 雷达目标可用  $m$  组特征序列  $\{A_i, \epsilon, \tau, r_i, p_i\}_{i=1}^m$  来表示。首先, 这个特征序列将目标沿径向距离分成  $m$  个散射中心, 每一个散射中心可视为目标的一个子结构。它用相对距离  $r_i$  和极点  $p_i$  来表示。其次, 每一个散射中心的结构特征又可用极化特性来进一步描述:  $A_i$  表示该子结构的整体尺寸,  $\epsilon$  表示该子结构的形状,  $\tau$  表示该子结构

的指向。这样,在全极化条件下对目标的结构特征的描述比单极化下的更为精细丰富。

### 3 实验结果及分析

通过实验对本文提出的方法进行分析。实验测量系统是毫米波全极化阶梯变频雷达,工作波段为 Ka 波段,带宽为 1GHz,步进频率间隔为 2MHz,标称距离分辨力为 0.15m。使用这套系统,对某种军用飞机缩比模型进行测量。目标缩比后尺寸在 1.5m ~ 2m。在横滚角和俯仰角均为 0 的情况下,对偏航角  $0^{\circ} \sim 30^{\circ}$  进行测量,角度步进间隔是  $1^{\circ}$ 。

在散射中心估计算法中,取  $N = 50, M = 20, SNR = 25dB, \lambda = 0.05$ , 分别对偏航角为  $5^{\circ}$  和  $30^{\circ}$  的飞机目标提取其全极化结构特征,结果如图 2 和图 3 所示。

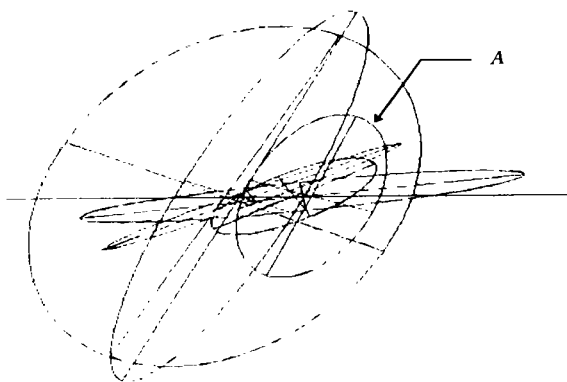


图 2 偏航角为  $5^{\circ}$  时,飞机目标的全极化结构特征分布

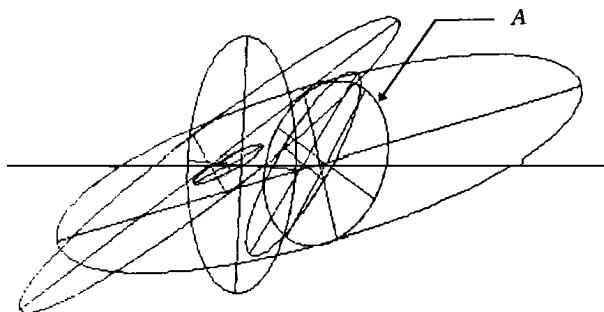


图 3 偏航角为  $30^{\circ}$  时,飞机目标的全极化结构特征分布

从图中可以看出,采用全极化结构特征描述方法,可以获得目标结构特征的精细描述,其极化椭圆描述了目标的主要子结构(如机翼、引擎、尾翼)的大致形状,并随目标姿态角的变化有所改变。但是,某些子结构的极化特征随目标姿态角的变化而呈现一定的稳定性。例如从图 2 和图 3 中可以看出,对于子结构 A,其极化椭圆的指向几乎不变。这说明在

较大的姿态角变化范围内, 其极化特性相对稳定, 这对于雷达目标识别具有重要意义。

## 参考文献

- 1 Hurst M P and Mittra R. Scattering center analysis via Prony's method. IEEE Transaction on Antennas and Propagations, 1980, AP-28: 182 ~ 190
- 2 Kumaresan R and Tufts D. W. Estimating the parameters of exponentially damped sinusoids and pole-zero modeling in noise. IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing, ASSP-30, December 1982: 833 ~ 840
- 3 Hua Y and Sarker T. K. Matrix pencil method for estimating parameters of exponentially damped/un damped sinusoids in noise. IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing, 1990, ASSP-38: 814 ~ 824
- 4 Chamberlain N. F Walton E. K and Garber F D Radar target identification of aircraft using polarization-diverse features. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, January 1991, 27: 58 ~ 66
- 5 Steedly W. M High resolution exponential modeling of fully polarized radar returns. Electro Science Laboratory report 717220, The Ohio State University, 1989
- 6 Kraus J. D and Carver K R Electromagnetics. Mc Graw-Hill, New York, 1973

(责任编辑 潘生)