

雷达目标极化散射矩阵的瞬时测量方法

王雪松¹, 王 剑², 王 涛¹, 李永祯¹, 徐振海¹, 施龙飞¹

(1. 国防科技大学电子科学与工程学院, 湖南长沙 410073; 2 南京理工大学, 江苏南京 210094)

摘要: 目标极化特性的瞬时测量是极化雷达探测与目标识别等领域非常关心的基础性问题. 本文针对频移脉冲波形, 研究了互易条件下目标极化特性瞬时测量问题. 建立了瞬时极化测量雷达的目标回波模型, 在深入分析了目标回波极化特性的基础上, 提出了一种基于离散时间傅立叶变换的完整极化散射矩阵频域估计算法, 证明其为无偏估计, 给出了估计精度的理论公式和实验结果.

关键词: 极化测量雷达; 目标; 极化散射矩阵; 互易性; 瞬时测量; 频移脉冲波形

中图分类号: TN95 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112(2006)06-1020-06

Instantaneous Measurement of Radar Target Polarization Scattering Matrix

WANG Xue-song¹, WANG Jian², WANG Tao¹, LI Yong-zhen¹, XU Zhen-hai¹, SHI Long-fei¹

(1 School of Electronic Science and Engineering, National University of Defense Technology, Changsha, Hunan 410073, China;

2 Nanjing University of Science and Technology, Nanjing, Jiangsu 210094, China)

Abstract: The topic of instantaneous measurement of radar target polarization characteristics is of great importance in such fields as polarimetric radar and target recognition. In this paper, the problem of polarization scattering matrix measurement of the reciprocal target is discussed for the case of frequency-shifted waveforms. Radar echoes are modeled for the instantaneous polarization measurement. On the basis of target returns' polarization characteristics, a frequency domain estimate algorithm is presented for the instantaneous polarization measurement using the discrete time Fourier transform (DTFT). Algorithm performance is evaluated and theoretical formulae are derived. Efficiency of this algorithm is validated by experiment results.

Key words: polarimetric radar; target; polarization scattering matrix; reciprocity; instantaneous measurement; frequency shifted waveforms

1 引言

雷达目标极化特性测量是雷达极化领域的基础问题, 如何准确获取目标的极化特性信息, 并加以有效利用, 长期以来一直是雷达探测技术领域备受关注的的前沿问题^[1-5]. 一般地, 目标的极化特性可以用极化散射矩阵来描述. 对于单站雷达而言, 极化散射矩阵是一个二维复矩阵^[3,6]. 根据互易原理可知, 线性目标的散射矩阵必为对称矩阵. 目标的极化散射矩阵与目标结构、形状、材料、姿态、入射波频率等诸多因素有关. 理论计算和测量实验表明, 在光学区, 目标的极化散射矩阵往往对姿态十分敏感. 这种姿态敏感性给现行雷达体制下目标极化散射矩阵的准确测量带来了很大困难.

现有极化测量雷达大多采用时分极化体制进行, 即两个正交极化通道“轮流发射、同时接收”^[1,7]. 在这种体制下, 雷达在相邻脉冲重复周期内可以轮流测得目标极化散射矩阵的两列, 从而得到整个极化散射矩阵的估计. 然而, 对于很多实际应用场合, 如高速导弹目标的特性测量以及极化 SAR 对地面目标侦察, 在雷达的两次相邻观测期间, 目标相对于雷达的空间位置和观测姿态均已发生变化, 这意味着, 雷达的两次相邻观测实质上不是对同一个目标而言, 或者说, 雷达测得的两个二维列矢量不是来源于同一个极化散射矩阵, 因此不能得到目标完整的极化散射矩阵.

为了克服时分极化体制的固有缺陷, 必须采用两个正交极化通道同时发射、同时接收, 才可能在单个脉冲内进

收稿日期: 2005-01-12; 修回日期: 2005-11-06

基金项目: 全国优秀博士论文专项资金(No. 08100101); 国防预研计划项目(No. 41303517); 国防预研基金项目(No. 51403010403KG0173); 新世纪优秀人才支持计划项目(No. NCET-04-0997)

行瞬时极化测量. 在目标极化特性瞬时测量方面, D Giulì 等人的工作颇具代表性^[4], 他们提出了斜率相反的线性调频波形对、数字相位编码波形以及频移脉冲等瞬时极化测量波形, 其核心思想是使两个正交极化波形尽可能正交, 即二者的互相关函数尽可能小, 然后对每个极化通道的雷达回波信号同时进行两路正交波形的相关接收, 从而分别得到目标散射矩阵四个元素的估计. 特别的, 对于频移脉冲波形, Giulì 认为其无法恢复散射矩阵两列元素之间的相位差, 因而不能得到完整的散射矩阵估计.

在已有的瞬时极化测量方法中, 基本上均未考虑目标的互易性, 即没有充分利用散射矩阵两个次对角线元素相等这个信息. 显然, 互易性约束在目标极化特性的瞬时测量问题中具有极其重要的意义, 因为它使一个 4 自由度问题降为 3 自由度问题. 充分利用目标的互易性约束, 可以获得更为有效的瞬时极化测量方法, 或者进一步提高雷达的瞬时极化测量性能. 本文针对频移脉冲波形(也称为双频矢量脉冲波形^[5])雷达体制, 研究互易条件下的目标极化特性瞬时测量问题. 在第 2 节, 建立了瞬时极化测量雷达的目标回波模型, 深入分析了目标回波信号的频域特性; 在第 3 节, 提出了一种基于离散时间傅立叶变换(DTFT)的目标极化散射矩阵频域估计算法; 第 4 节分析了估计算法的理论性能, 进行了 Monte Carlo 实验, 给出了实验结果, 验证了估计算法的性能.

2 瞬态极化测量雷达目标回波模型

设极化测量雷达的发射波形为双频矢量脉冲波形, 两个极化通道信号的载频分别为 f_1 和 f_2 , 均为矩形包络, 脉宽为 t , 则雷达发射信号为

$$\mathbf{e}(t) = \begin{bmatrix} e^{j\omega_1 t} \\ e^{j(\omega_2 t + \varphi_0)} \end{bmatrix} \text{rect}\left(\frac{t}{t}\right) = \begin{bmatrix} 1 \\ e^{j(\Delta\omega t + \varphi_0)} \end{bmatrix} e^{j(\varphi_0 + \omega_1 t)} \text{rect}\left(\frac{t}{t}\right) \quad (1)$$

其中 φ_0 为雷达信号的两个极化通道的初始相位差. 目标到雷达距离为 R_0 , 径向速度为 v_r , 则时变距离为 $R(t) = R_0 - v_r t$, 相应的回波延时为

$$t_r = \frac{2R(t)}{c} = \frac{2R_0}{c} - \frac{2v_r}{c} t = t_{r0} - \frac{2v_r}{c} t \quad (2)$$

目标的极化散射矩阵为

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \quad (3)$$

由目标的互易性, 可知有 $S_{12} = S_{21}$, 则目标的反射场为

$$\mathbf{e}_r(t) = \mathbf{S} \mathbf{e}_i(t - t_r) \quad (4)$$

将式(2)代入有

$$\mathbf{e}_r(t) = \mathbf{S} \begin{bmatrix} 1 \\ e^{j(\Delta\omega(t-t_{r0}) + \varphi_0)} \end{bmatrix} e^{j\omega_1(t-t_{r0}) + j\omega_1 t_r} \text{rect}\left(\frac{t-t_r}{t}\right)$$

其中 $\omega_d = 2v_r \omega_0 / c$ 为目标的多普勒角频率, $\Delta\omega_d = 2v_r \Delta\omega / c$ 为多普勒角频率差. 一般情况下, 有 $\Delta\omega_d \ll \Delta\omega$, 并且 $\Delta\omega_d t \ll 1$, 故 $\Delta\omega t$ 项在脉冲持续期内可近似认为不变, 其与 φ_0 合

并, 仍为与距离有关的相位项, 仍记为 φ_0 . 对目标回波进行正交混频, 选取本振频率为 f_1 , 则输出基带信号为:

$$\mathbf{e}_r(t) = \mathbf{S} \begin{bmatrix} 1 \\ e^{j(\Delta\omega(t-t_{r0}) + \varphi_0)} \end{bmatrix} e^{j(\omega_d t + \varphi_0)} \text{rect}\left(\frac{t-t_r}{t}\right) \quad (5)$$

其中 φ_0 是因混频处理以及传播延时等因素造成的绝对相位, 为未知的随机变量.

对该基带矢量信号进行采样, 采样率设为 f_s , 采样间隔为 $\Delta t = 1/f_s$, 则目标回波脉冲内共有 $N = f_s t$ 个采样点, 相应的采样矢量序列为:

$$\mathbf{e}_r(t) = \mathbf{S} \begin{bmatrix} 1 \\ e^{j(\Delta\omega(n\Delta t - \Delta t_r) + \varphi_0)} \end{bmatrix} e^{j(\omega_d n \Delta t + \varphi_0)}, \quad n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (6)$$

其中 Δt_r 是采样起始时刻与目标回波脉冲前沿不完全一致而引起的时间误差, 这个 Δt_r 将引起一个附加的相位误差:

$$\Delta\varphi_r = \Delta\omega \Delta t_r \quad (7)$$

显然, $\Delta\varphi_r$ 在一次观测期间是一个恒定的未知变量. 由于 φ_0 亦为一未知变量, 故可将其与 $\Delta\varphi_r$ 合起来, 看作一个未知变量, 并仍记为 $\Delta\varphi_r$, 显然这个简化处理不会影响以下分析的正确性. 事实上, 下面将会证明, 通过本文的估计算法, 可以消除 $\Delta\varphi_r$ 对极化测量的影响.

令 $\gamma = \Delta f / f_s$, $\Gamma = \Delta\omega \Delta t = 2\pi \gamma$, $\Gamma_d = \omega_d \Delta t$, 其中 γ 称为双频矢量信号的频移系数, 则式(6)简化为

$$\mathbf{e}_r(n) = \mathbf{S} \begin{bmatrix} 1 \\ e^{jn\Gamma + \Delta\varphi_r} \end{bmatrix} e^{jn\Gamma_d + \varphi_0}, \quad n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (8)$$

对式(8)进行离散时间傅立叶变换(DTFT), 有

$$\begin{aligned} E_r(\Omega) &= \sum_{n=0}^{N-1} \mathbf{e}_r(n) e^{-jn\Omega} \\ &= \mathbf{S} e^{j\varphi_0} \begin{bmatrix} \frac{\sin[N(\Omega - \Gamma_d)/2]}{\sin[(\Omega - \Gamma_d)/2]} e^{-j\frac{N-1}{2}(\Omega - \Gamma_d)} \\ \frac{\sin[N(\Omega - \Gamma - \Gamma_d)/2]}{\sin[(\Omega - \Gamma - \Gamma_d)/2]} e^{-j\frac{N-1}{2}(\Omega - \Gamma - \Gamma_d)} e^{j\Delta\varphi_r} \end{bmatrix} \quad (9) \end{aligned}$$

其中 $\Omega \in [0, 2\pi]$ 为数字角频率. 根据式(9), 即可求出目标极化散射矩阵 \mathbf{S} 的估计 $\hat{\mathbf{S}}$. 下面分两种情况分析 \mathbf{S} 的估计问题.

3 目标极化散射矩阵估计

3.1 目标径向速度为零的情况

这时有 $f_d = 0$, 式(9)变为

$$E_r(\Omega) = \mathbf{S} e^{j\varphi_0} \begin{bmatrix} \frac{\sin[N\Omega/2]}{\sin\Omega/2} e^{-j\frac{N-1}{2}\Omega} \\ \frac{\sin[N(\Omega - \Gamma)/2]}{\sin[(\Omega - \Gamma)/2]} e^{-j\frac{N-1}{2}(\Omega - \Gamma)} e^{j\Delta\varphi_r} \end{bmatrix} \quad (10)$$

选择 Δf , 使得 $\sin(N\Gamma/2) = \sin(N\pi\Delta f/f_s) = 0$, 即

$$\Delta f = k f_s / N, \quad k = 1, \dots, N-1 \quad (11)$$

分别令 $\Omega = 0$ 和 $\Omega = \Gamma$, 则由式(10)可得

$$\mathbf{E}_r(0) = \begin{bmatrix} E_{r1}(0) \\ E_{r2}(0) \end{bmatrix} = \mathbf{S} e^{j\varphi_0} \begin{bmatrix} N \\ 0 \end{bmatrix} = N e^{j\varphi_0} \begin{bmatrix} S_{11} \\ S_{21} \end{bmatrix} \quad (12)$$

$$\mathbf{E}_r(\Gamma) = \begin{bmatrix} E_1(\Gamma) \\ E_2(\Gamma) \end{bmatrix} = \mathbf{S} e^{j\varphi_s} \begin{bmatrix} 0 \\ N e^{j\Delta\varphi_r} \end{bmatrix} = N e^{j(\varphi_s + \Delta\varphi_r)} \begin{bmatrix} s_{12} \\ s_{22} \end{bmatrix} \quad (13)$$

根据式(12)式和(13),就得到了目标散射矩阵的一个估计.上式中绝对相位项 φ_s 不影响目标的极化特性测量,在下文的分析中均忽略之.

比较式(12)和(13)可知,这两个列矢量之间存在一个未知的相位差 $\Delta\varphi_r$,它与电磁波传播路径、采样时间误差等因素有关,若不消除 $\Delta\varphi_r$ 的影响,则无法得到完整的散射矩阵.下面可以看到,利用目标的互易性,即可消除 $\Delta\varphi_r$ 的影响.

暂不考虑目标所在观测单元内的接收机噪声,由式(12)可得 s_{11} 和 s_{21} 的估计为

$$[\hat{s}_{11}, \hat{s}_{21}] = \frac{1}{N} [E_1(0), E_2(0)] \quad (14)$$

由式(13)得 s_{12} 和 s_{22} 的估计为

$$[\hat{s}_{12}, \hat{s}_{22}] = \frac{1}{N e^{j\Delta\varphi_r}} [E_1(\Gamma), E_2(\Gamma)] \quad (15)$$

根据目标互易性条件,即 $s_{12} = s_{21}$,可知应有

$$\arg\{\hat{s}_{12}\} = \arg\{\hat{s}_{21}\} \quad (16)$$

此时由式(14)~(15)可得

$$\Delta\varphi_r = \arg\{E_1(\Gamma)\} - \arg\{E_2(0)\} \quad (17)$$

将式(17)代入式(15)可得

$$\hat{s}_{22} = \frac{E_2(\Gamma)}{N} e^{-j[\arg E_1(\Gamma) - \arg E_2(0)]} = \frac{E_2(\Gamma)}{N} e^{j \arg E_1(\Gamma)} \quad (18)$$

综上可得目标完整的极化散射矩阵估计为

$$[\hat{s}_{11}, \hat{s}_{12}, \hat{s}_{22}] = \frac{1}{N} [E_1(0), E_2(0), E_2(\Gamma) e^{j \arg E_1(\Gamma)}] \quad (19)$$

3.2 目标径向速度不为零的情况

此时有 $f_d \neq 0$,一般情况下 f_d 为未知参量.比较式(9)和式(10),可见

$$\mathbf{E}_r(\Omega) = \mathbf{E}_{r0}(\Omega - \Gamma_d) \quad (20)$$

这表明 $\mathbf{E}_r(\Omega)$ 为 $\mathbf{E}_{r0}(\Omega)$ 的频域平移.若能估计出 Γ_d ,则可仿照上一小节的情况进行散射矩阵估计.

实际雷达一般不可能准确知道目标的 f_d 值,因而也就无法确定 Γ_d .但是注意到 $\mathbf{E}_r(\Omega)$ 中每个通道的频域响应函数 $F(\Omega) = \left| \frac{\sin(N\Omega/2)}{\sin(\Omega/2)} \right|$ 具有如下特点,即 $F(\Omega - \Gamma_d)$ 在 $\Omega = \Gamma_d$ 处取最大值 N ,图1给出了典型参数下 $F(\Omega - \Gamma_d)$ 和 $F(\Omega - 1)$ 的两条曲线,雷达和目标的参数为:工作波长 $\lambda = 3\text{cm}$,发射脉宽 $t = 10\mu\text{s}$,采样频率 $f_s = 5\text{MHz}$,两个极化通道的频率差 $\Delta F = 1\text{MHz}$,目标径向速度 $v_r = 900\text{m/s}$,则可知 $N = 50, \Gamma = 0.4\pi, \Gamma_d = 0.024\pi$.根据上述特点,可按照如下步骤估计散射矩阵.

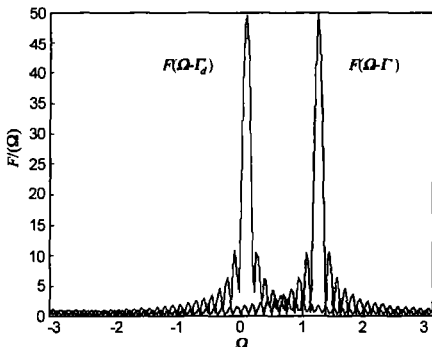


图1 接收机频域响应函数

首先,对 $|E_1(\Omega)|$ 搜索其频域最大值点,作为 Γ_d 的估计,记为 $\hat{\Gamma}_d$.在此基础上,得到 s_{11} 和 s_{21} 的估计为

$$[\hat{s}_{11}, \hat{s}_{21}] = \frac{1}{N} [E_1(\hat{\Gamma}_d), E_2(\hat{\Gamma}_d)] \quad (21)$$

然后,在 Γ 值附近搜索 $|E_2(\Omega)|$ 的最大值点,作为 $\Gamma + \hat{\Gamma}_d$ 的估计,记为 $\Gamma + \hat{\Gamma}'_d$.根据该点的双通道频域响应函数,可得 s_{12} 和 s_{22} 的估计为

$$[\hat{s}_{12}, \hat{s}_{22}] = \frac{1}{N e^{j\Delta\varphi_r}} [E_1(\Gamma + \hat{\Gamma}'_d), E_2(\Gamma + \hat{\Gamma}'_d)] \quad (22)$$

再根据式(16),可得 $\Delta\varphi_r$ 的估计为

$$\Delta\varphi_r = \arg\{E_1(\Gamma + \hat{\Gamma}'_d)\} - \arg\{E_2(\hat{\Gamma}_d)\}$$

代入式(22)得 s_{22} 的估计为

$$\hat{s}_{22} = \frac{E_2(\Gamma + \hat{\Gamma}'_d)}{N} e^{j \arg \frac{E_2(\hat{\Gamma}_d)}{E_1(\Gamma + \hat{\Gamma}'_d)}} \quad (23)$$

综上即得目标径向速度不为零时的完整散射矩阵估计为

$$[\hat{s}_{11}, \hat{s}_{12}, \hat{s}_{22}] = \frac{1}{N} [E_1(\hat{\Gamma}_d), E_2(\hat{\Gamma}_d), E_2(\Gamma + \hat{\Gamma}'_d) e^{j \arg \frac{E_2(\hat{\Gamma}_d)}{E_1(\Gamma + \hat{\Gamma}'_d)}}] \quad (24)$$

4 散射矩阵估计算法性能分析

下面以 $f_d = 0$ 情况为例,分析本文所提极化散射矩阵估计方法的性能.设雷达两个极化通道的接收机带宽均为 B_r ,一般要求 B_r 足够大,以使两个频率的目标回波信号均可进入接收机.若以 $f_s = B_r$ 进行采样,则接收机噪声采样点彼此不相关,雷达接收回波信号序列为:

$$\mathbf{x}_r(n) = \mathbf{S} \begin{bmatrix} 1 \\ e^{j(n\Gamma + \varphi_r)} \end{bmatrix} e^{j(n\Gamma_d + \varphi_s)} + \mathbf{e}_\varepsilon(n), n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (25)$$

其中 $\mathbf{e}_\varepsilon(n) = [e_{1\varepsilon}, e_{2\varepsilon}(n)]^T$ 为接收机噪声序列,其服从高斯分布, $\mathbf{e}_\varepsilon(n) \sim N(0, \text{diag}(\sigma_1^2, \sigma_2^2))$,其中 σ_1^2 和 σ_2^2 分别对应着两个极化通道接收机等效输入噪声功率,一般情况下,认为两个通道的噪声功率相等,即有 $\sigma_1^2 = \sigma_2^2$.如果每路接收机的功率谱密度为 N_0 ,则有^[8]

$$\sigma_1^2 = \sigma_2^2 = N_0 B_r$$

对 $\mathbf{x}_r(n)$ 进行 DTFT,得到其频域响应函数为

$$\mathbf{X}_r(\Omega) = \mathbf{E}_r(\Omega) + \mathbf{E}_\varepsilon(\Omega) \quad (26)$$

其中 $\mathbf{E}_\varepsilon(\Omega) = \left[\sum_{n=0}^{N-1} e_{1\varepsilon}(n) e^{-jn\Omega}, \sum_{n=0}^{N-1} e_{2\varepsilon}(n) e^{-jn\Omega} \right]^T$ 为噪声序列的 DTFT,其为随机矢量.根据 $\mathbf{e}_\varepsilon(n)$ 的统计特性,并且注意到 $\mathbf{E}_\varepsilon(\Omega)$ 是对 $\mathbf{e}_\varepsilon(n)$ 的线性变换,可知

$$E_{\epsilon}(\Omega) \sim N(0, \text{diag}(N\sigma_1^2, N\sigma_2^2)) \quad (27)$$

进一步地, 可以证明当 Δt 满足式(11)的约束条件时, 高斯随机变量 $E_{1\epsilon}(0)$ 与 $E_{1\epsilon}(\Gamma)$ 、 $E_{2\epsilon}(0)$ 与 $E_{2\epsilon}(\Gamma)$ 是互相独立的(证明略)。下面就求散射矩阵各元素估计的表达式。

首先, 令 $\Omega=0$, 则雷达接收回波信号序列的 DTFT 输出为

$$\begin{aligned} \mathbf{X}_r(0) &= \begin{bmatrix} E_{1r}(0) \\ E_{2r}(0) \end{bmatrix} = \mathbf{S} e^{j\varphi_s} \begin{bmatrix} N \\ 0 \end{bmatrix} + \mathbf{E}_{\epsilon}(0) \\ &= \mathbf{S} e^{j\varphi_s} \begin{bmatrix} N \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} E_{1\epsilon}(0) \\ E_{2\epsilon}(0) \end{bmatrix} \end{aligned}$$

将散射矩阵表达式(3)代入即得

$$\mathbf{X}_r(0) = \begin{bmatrix} E_{1r}(0) \\ E_{2r}(0) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} N s_{11} + E_{1\epsilon}(0) \\ N s_{21} + E_{2\epsilon}(0) \end{bmatrix} \quad (28)$$

这里忽略了 φ_s 的影响, 即忽略了散射矩阵的绝对相位。

再令 $\Omega=\Gamma$, 可得此时雷达接收回波信号序列的 DTFT 输出为

$$\mathbf{X}_r(\Gamma) = \begin{bmatrix} E_{1r}(\Gamma) \\ E_{2r}(\Gamma) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} N s_{12} e^{j\Delta\varphi} + E_{1\epsilon}(\Gamma) \\ N s_{22} e^{j\Delta\varphi} + E_{2\epsilon}(\Gamma) \end{bmatrix} \quad (29)$$

根据式(19), 可得散射矩阵各元素估计值的表达式为

$$\begin{aligned} [\hat{s}_{11}, \hat{s}_{12}, \hat{s}_{22}] &= \left[s_{11} + \frac{E_{1\epsilon}(0)}{N}, s_{12} + \frac{E_{2\epsilon}(0)}{N}, \right. \\ &\quad \left. s_{22} e^{j\Delta\varphi} + j \arg \frac{1+a_2}{s_{22} r + a_1} + \frac{E_{2\epsilon}(\Gamma)}{N} e^{j \arg \frac{1+a_2}{s_{22} r + a_1}} \right] \end{aligned} \quad (30)$$

其中 $a_1 = \frac{E_{1\epsilon}(\Gamma)}{N s_{12}}$, $a_2 = \frac{E_{2\epsilon}(0)}{N s_{12}}$, 显然两者都服从高斯分布, 且有

$$a_q \sim N\left(0, \sigma_q^2 \sqrt{N |s_{12}|^2}\right), \quad Q=1, 2 \quad (31)$$

下面分析式(30)给出的散射矩阵各元素估计的性能。

4.1 \hat{s}_{11} 估计的性能分析

根据 \hat{s}_{11} 的表达式, 由 $E_{1\epsilon}(0)$ 的统计特性, 可得 \hat{s}_{11} 的均值和方差为

$$E[\hat{s}_{11}] = s_{11}, \quad \text{var}[\hat{s}_{11}] = \sigma_1^2/N = \sigma_1^2/(f_s t) = N_0/t \quad (32)$$

可见 \hat{s}_{11} 为 s_{11} 的无偏估计。当采样频率恰等于接收机带宽时, 估计精度仅取决于雷达发射脉宽 t , 由于式(1)中定义发射信号为单位功率, 所以式(32)实质上说明 \hat{s}_{11} 的估计方差与雷达发射信号的能量成反比。

4.2 \hat{s}_{12} 估计的性能分析

仿照上面对于 \hat{s}_{11} 的性能分析, 可得

$$E[\hat{s}_{12}] = s_{12}, \quad \text{var}[\hat{s}_{12}] = \sigma_2^2/N = N_0/t$$

可见 \hat{s}_{12} 亦为 s_{12} 的无偏估计。当采样频率恰等于接收机带宽时, 估计方差与发射信号总能量成反比。

4.3 \hat{s}_{22} 估计的性能分析

首先证明其为无偏估计。对式(30)中 \hat{s}_{22} 求均值, 并注意到 a_1 和 a_2 分别为取决于 $E_{1\epsilon}(\Gamma)$ 和 $E_{2\epsilon}(0)$ 的高斯变量, 它们与 $E_{2\epsilon}(\Gamma)$ 彼此独立, 则有

$$E[\hat{s}_{22}] = s_{22} E \left[\exp \left\{ j \left[\Delta\varphi + \arg \frac{1+a_2}{s_{22} r + a_1} \right] \right\} \right]$$

$$= s_{22} E \left[e^{j \arg(1+a_2) - j \arg(1+a_1)} \right]$$

进一步利用 a_1 和 a_2 为独立同分布的复高斯变量、以及零均值复高斯变量的相位服从 $[0, 2\pi]$ 上的均匀分布这一事实, 可得

$$E[\hat{s}_{22}] = s_{22} E \left[e^{j \arg(1+a_2)} \right] \cdot E \left[e^{-j \arg(1+a_1)} \right] = s_{22}$$

无偏性得证。

接下来求 \hat{s}_{22} 的估计精度。根据定义和无偏性有

$$\text{var}[\hat{s}_{22}] =$$

$$E \left[\left| s_{22} [\cos(\varphi_2 - \varphi_1) - 1 + j \sin(\varphi_2 - \varphi_1)] + \frac{E_{2\epsilon}(\Gamma)}{N} e^{j \arg \frac{1+a_2}{1+a_1} - \Delta\varphi} \right|^2 \right]$$

其中 $\varphi_1 = \arg(1+a_1)$, $\varphi_2 = \arg(1+a_2)$, 分别为取决于 $E_{2\epsilon}(0)$ 、 $E_{1\epsilon}(\Gamma)$ 的随机变量。注意到 $E_{2\epsilon}(0)$ 、 $E_{1\epsilon}(\Gamma)$ 、 $E_{2\epsilon}(\Gamma)$ 彼此独立, 则上式简化为

$$\text{var}[\hat{s}_{22}] = 2 |s_{22}|^2 \left\{ 1 - E[\cos(\varphi_2 - \varphi_1)] \right\} + N_0/t$$

再由 φ_1 、 φ_2 的独立性有

$$\begin{aligned} E\{\cos(\varphi_2 - \varphi_1)\} &= E[\cos \varphi_2] E[\cos \varphi_1] \\ &\quad + E[\sin \varphi_2] E[\sin \varphi_1] \end{aligned} \quad (33)$$

由 φ_1 和 φ_2 的定义式以及 a_1 和 a_2 的统计特性, 不难证明 φ_1 、 φ_2 为零均值对称分布。故知其经过奇变换后的均值必为零, 即 $E[\sin \varphi_1] = E[\sin \varphi_2] = 0$ 。

若将 a_2 表示为极坐标形式, 即令 $a_2 = r_2 e^{j\delta_2}$, 显然 r_2 与 δ_2 互相独立。当接收机噪声功率远小于目标交叉极化回波信号功率时, 即 $r_2 \ll 1$, 则有 $\varphi_2 \ll 1$,

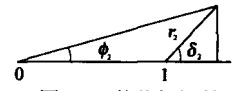


图 2 φ_2 的几何解释

根据图 2 所示几何关系, $\cos \varphi_2$ 可近似为

$$\cos \varphi_2 \approx 1 - \varphi_2^2/2 \approx 1 - (r_2 \sin \delta_2)^2/2$$

注意到 r_2 与 δ_2 彼此独立, 则有

$$E[\cos \varphi_2] = 1 - \frac{1}{2} E[r_2^2] E[\sin^2 \delta_2]$$

因为 δ_2 服从 $[0, 2\pi]$ 上的均匀分布, 再由式(31)便得

$$E[\cos \varphi_2] = 1 - \text{var}[a_2]/4 = 1 - \sigma_2^2 \sqrt{4N |s_{12}|^2}$$

代入式(33)即有

$$\begin{aligned} E\{\cos(\varphi_2 - \varphi_1)\} &= E[\cos \varphi_2] E[\cos \varphi_1] \\ &= \left[1 - \sigma_2^2 \sqrt{4N |s_{12}|^2} \right]^2 \end{aligned}$$

再代入 $\text{var}[\hat{s}_{22}]$ 的表达式, 整理即得

$$\text{var}[\hat{s}_{22}] = \left(|s_{22}|^2 / |s_{12}|^2 + 1 \right) N_0/t \quad (34)$$

可见 \hat{s}_{22} 的估计精度不仅与脉宽 t 有关, 还与目标特性有关(但与目标回波强度无关)。显然其估计精度必定不会优于 \hat{s}_{11} 和 \hat{s}_{12} 的估计精度。比如, 在水平、垂直极化基上, 目标交叉极化分量一般弱于主极化分量, 即 $|s_{22}| > |s_{12}|$, 故 \hat{s}_{22} 的估计精度要远差于 \hat{s}_{12} 和 \hat{s}_{21} 的估计精度。当然, 这个结论不是绝对的。一方面, 若不考虑散射矩阵两列元素之间的相对相位差 $\Delta\varphi$ 的影响, 即在无需估计 $\Delta\varphi$ 的情况下, 则对散射矩阵两列元素的估计精度应该完全相同; 另一方面, 通过合理选择测量极化基, 使得目标交叉极化分量强度与主极化分量相当甚至超过主极化分量, 即可控制估计误差。有关最佳测量极化基选择的问题将另文论述。

5 目标散射矩阵测量实验

为验证本文所提出的目标极化散射矩阵估计算法,进行了如下目标散射矩阵测量实验. 雷达参数如下: 工作波长 $\lambda = 3\text{cm}$, 发射脉宽 $t = 10\mu\text{s}$, 脉冲重复频率 $f_r = 1\text{kHz}$, 接收机中频带宽 $B_r = 5\text{MHz}$, 两个极化通道频率差 $\Delta f = 1\text{MHz}$, 故知频移系数为 0.2, 或者 $\Gamma = 0.4\pi$, 中频输出采样频率 $f_s = B_r$, 故知目标回波脉冲的采样点数为 $N = f_s t = 50$, 雷达天线选取水平、垂直极化基(简记为 H、V).

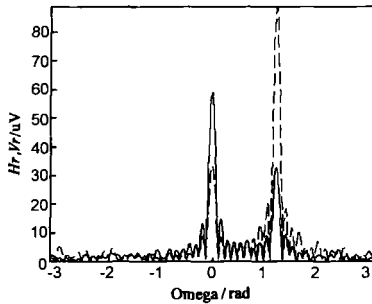


图 3 一次测量所得目标全极化回波的幅度频谱(实线为通道 1, 虚线为通道 2)

图 3 为目标散射矩阵为 $S = \begin{bmatrix} 2j & 1-0.5j \\ 1-0.5j & 3 \end{bmatrix}$ 时,

雷达两个极化通道某次接收回波的幅度频谱. 由图可见, 输出频谱的峰值点恰好出现在 $\Omega = 0$ 和 $\Omega = 0.4\pi$ 处. 在本文估计算法中, 这四个峰值点被用于估计散射矩阵的四个元素.

图 4 为目标由近及远时, 瞬态极化测量雷达对目标散射矩阵元素估计的复平面分布图. 在给定目标距离上, 雷达作 150 次独立测量(即观测时间为 150 毫秒), 把每次测量得到的 3 个独立散射矩阵元素估计投影到二维复平面上, 把 3 个元素投影的分布中心连成一个三角形. 途中 4 个三角形由大到小对应的 H、V 通道信噪比 dB 值依次为: (17.3, 20.2), (13.3, 16.3), (9.3, 12.3), (5.4, 8.4). 显然, 散射矩阵的测量误差主要受接收机噪声的限制, 而与目标到雷达的距离无关. 但是当信噪比较大时, 散射矩阵元素估计的相对误差(或对归一化散射矩阵的估计误差)将变

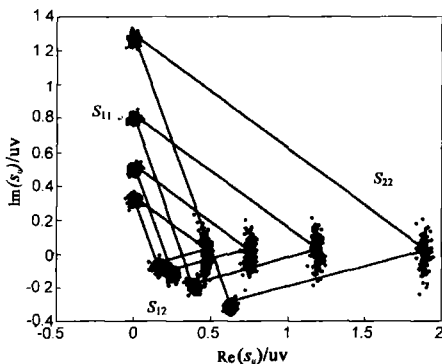


图 4 散射矩阵元素估计值的复平面分布图

小.

此外, s_{22} 的估计误差还与目标特性有关. 图 5 为金属球目标的散射矩阵元素估计复平面分布图, 此时 $S = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$, 图中两个极化通道的信噪比由内而外依次为: 8、12 和 16dB. 由于金属球的交叉极化回波为零, 由式(17)可知, $\Delta\varphi$ 的估计是完全随机的, 即服从 $[0, 2\pi]$ 上的均匀分布, 将这个估计代入 s_{22} 的估计式, 使得 \hat{s}_{22} 的相位也完全模糊, 因此其在复平面上呈圆形分布.

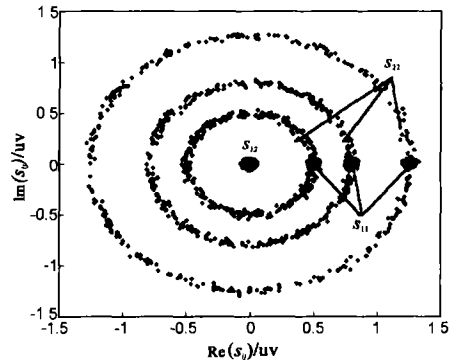


图 5 金属球目标散射矩阵元素估计值的复平面分布图

图 6 是某标准体目标散射矩阵估计的复平面分布图,

该目标散射矩阵为 $S = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$, 图中由内而外对应着雷达两个极化通道的信噪比依次为: 8、12 和 16dB. 由于该目标交叉极化回波不为零, 所以对 $\Delta\varphi$ 的估计不是完全随机的, 因此 \hat{s}_{22} 的分布呈弧形分布, 而且信噪比越高, 分布弧段的张角越小.

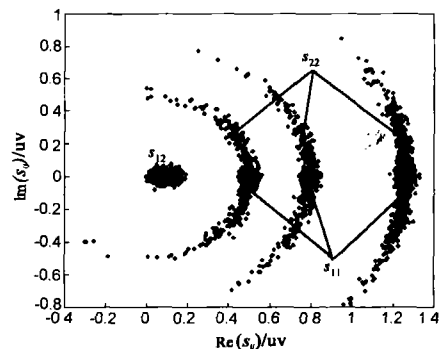


图 6 某标准体目标散射矩阵元素估计值的复平面分布图

图 7 为图 3 中所用目标的散射矩阵估计误差与雷达观测信噪比的关系曲线, 横坐标为 H 通道的信噪比, 纵坐标为估计误差的标准差, 单位为“伏”, 其中“o”表示 s_{11} 和 s_{12} 估计误差的理论计算结果(见式(32)), “*”表示 s_{22} 估计误差的理论计算结果(见式(34)). 对于 s_{11} 和 s_{12} 而言, 其估计误差与雷达观测信噪比无关, 实验结果与理论结果吻合的

很好. 但在信噪比很低时, s_{22} 的估计误差随着信噪比的增大而逐渐增大, 当信噪比超过大约 -10dB 时, 其估计误差趋于平稳, 达到理论值的水平.

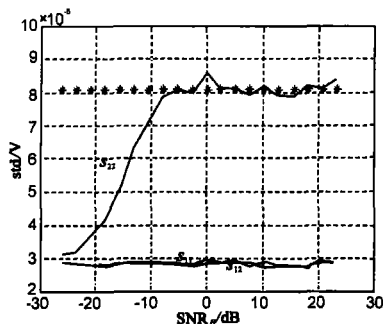


图 7 散射矩阵估计误差与观测信噪比的关系

6 结束语

雷达目标的瞬时极化测量, 对于防空反导中的高速目标极化特性测量与识别以及极化合成孔径雷达目标识别等应用具有特别重要的意义. 本文针对双频矢量脉冲波形雷达体制, 研究互易条件下的目标极化特性瞬时测量问题, 提出利用目标互易性约束对散射矩阵测量问题“自由度降维”的思想, 从而可以在一个脉冲重复周期内获得完整的散射矩阵估计. 实验结果表明, 本文方法有效可行. 此外, 本文所选雷达波形为双频矢量脉冲波形, 其为一种瞬态极化雷达波形. 通过对目标回波的宽带接收、采样、DTFT 处理, 可以自适应处理目标速度大范围变化的情况, 而无需目标速度的精确的先验信息, 这在实际应用中无疑是很有吸引力的.

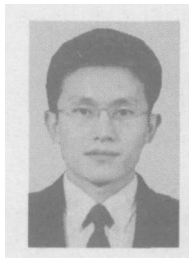
限于篇幅, 本文对高速运动目标测量、最佳测量极化基选择等问题的研究尚不够深入, 对用于远程探测的脉冲压缩雷达体制也未涉及, 这些将是下一步研究的内容.

参考文献:

- [1] D Giuli. Polarization diversity in radars[J]. Proc of the IEEE, 1986, 74(2): 245~269.
- [2] W-M Boerner, et al. Direct and inverse methods in radar polarimetry[M]. Kluwer Academic Publishers, 1992.
- [3] 庄钊文, 肖顺平, 王雪松. 雷达极化信息处理及应用[M]. 北京: 国防工业出版社, 1999.
- [4] D Giuli, M Fossi. Radar target scattering matrix measurement through orthogonal signals[J]. IEE Proc -F, 1993, 140(4): 233~242.
- [5] 王雪松. 宽带极化信息处理的研究[D]. 长沙: 国防科技大学, 1999, 6.

- [6] H Mott, 著, 林昌禄, 等译. 天线和雷达中的极化[M]. 成都: 电子科技大学出版社, 1989.
- [7] 郭华东. 雷达对地观测理论与应用[M]. 北京: 科学出版社, 2000.
- [8] M I Skolnik, 著, 林茂庸, 等译. 雷达系统导论[M]. 北京: 国防工业出版社, 1992.

作者简介:



王雪松 男, 1972 年 10 月出生于内蒙古包头市, 现为国防科技大学教授, 中国电子学会高级会员, “三遥”分会委员. 1994 年 7 月毕业于国防科技大学电子技术系, 1999 年 6 月获博士学位. 主要从事雷达极化信息处理、信号处理与目标检测及识别等领域的研究. 合作出版专著 5 部, 在国际、国内期刊及学术会议上发表学术论文 150 余篇, 其中 50 多篇进入 SCI 和 EI 等国际著名检索.

E-mail: wxs1019@vip.sina.com

王 剑 男, 1971 年生, 1996 年毕业于海军工程大学, 获计算机通信专业硕士学位, 此后一直从事电子系统的技术开发及项目管理等工作, 现为南京理工大学自动控制系信息系统专业博士研究生, 已发表学术论文多篇.



王 涛 男, 1976 年 12 月出生于河南省南阳市, 分别于 1999 年 7 月和 2004 年 4 月在国防科技大学电子科学与工程学院获工学学士学位和工学硕士学位, 现为国防科技大学 2002 级博士研究生, 研究方向为目标识别、极化信息处理.

李永祯 男, 1977 年 12 月出生于内蒙古化德县, 博士. 分别于 1999 年 7 月和 2004 年 12 月获国防科技大学电子科学与技术工程学院工学学士和获工学博士学位. 研究兴趣为雷达极化信息处理、电子战建模与仿真、目标检测与识别. 在国际国内期刊、会议上发表学术论文 40 余篇, 获军队科技进步二等奖 1 项.

徐振海 男, 1977 年 9 月生于河南省卫辉市, 2004 年 6 月在国防科技大学获工学博士学位, 现为国防科技大学讲师, 研究方向为雷达极化信息处理、阵列信号处理及目标识别. 已在国内外期刊、会议发表论文 40 余篇.

施龙飞 男, 1978 年 2 月出生于安徽芜湖, 2000 年 7 月获国防科技大学电子科学与工程学院学士学位, 2002 年 12 月获国防科技大学工学硕士学位, 目前正在该校攻读博士学位. 研究方向雷达极化信息处理、目标识别、雷达系统仿真等.