

高速运动目标瞬态极化散射矩阵的校准

何 密 王雪松 常宇亮 李永祯 刘 勇
(国防科技大学电子科学与工程学院, 湖南长沙 410073)

摘要: 在瞬态极化雷达测量体制下, 利用正负斜率线性调频脉冲虽然可以在一个脉冲周期内测量得到目标的极化散射矩阵, 但对于高速运动目标, 如果不对多普勒频移加以补偿, 测量结果将产生误差。本文提出了利用正负斜率线性调频脉冲对在一个脉冲周期内估计目标多普勒频移的方法, 并分析了其信号处理过程, 导出了多普勒频移估计的表达式, 可以对匹配滤波器进行多普勒补偿, 提高极化散射矩阵的测量精度。仿真结果证明了该方法的可行性和有效性。

关键词: 瞬时极化测量; 多普勒频移; 正负斜率线性调频脉冲对; 极化散射矩阵

中图分类号: TN958 **文献标识码:** A **文章编号:** 1003-0530(2010)06-0848-06

Calibration of Instantaneous Polarization Scattering Matrix Measurement for High Velocity Moving Target

HE Mi WANG Xue-song CHANG Yu-liang LI Yong-zhen LIU Yong
(School of Electronic Science and Engineering, NUDT, Changsha Hunan 410073, China)

Abstract: In the instantaneous polarization radar measurement system, the measurement error exists due to Doppler frequency shift for the fast moving target in order to get the polarization scattering matrix, using the up and down chirps. In this paper, a new method is proposed to estimate the Doppler frequency shift of the target in the single repetition period of signal using the up and down chirps. This paper gives the signal processing and the estimation formula of the Doppler frequency shift. Then the estimation of the Doppler frequency shift can be used for the compensation of the matched filterer to enhance the measurement precision of the polarization scattering matrix. The simulation proves the feasibility of the proposed method.

Key words: instantaneous polarization measurement; Doppler frequency shift; up and down chirps; polarization scattering matrix

1 引言

雷达目标极化特性测量是雷达极化领域研究的基础性问题, 极化散射矩阵的正确获取为后续目标极化检测、分类识别、极化抗干扰等应用提供了有力的保证^[1-4]。在诸如高速导弹目标探测和极化 SAR 对地侦察等应用领域, 在雷达两次相邻的观测期间, 目标相对于雷达的空间位置发生了明显变化, 常规的分时极化测量体制雷达获得目标的两列散射矩阵元素存在去相关效应, 瞬态极化测量雷达体制^[5]采用正交极化通道“同时发射、同时接收”的方法可在单个脉冲周期内获得目标的极化散射矩阵, 克服了以往分时极化测量体制对高速目标散射矩阵测不准的固有缺点。D. Giuli 等人^[6-7]在这方面作了大量工作, 提出使用两路正交的发射波形(如反线性调频信号对、正交的数字相位编码波形等), 使得二者的互相关函数尽可能小, 然后, 利用两路正交波形对每个极化通道的雷达回波信号同时进

行相关接收, 得到目标散射矩阵四个元素的估计。王雪松等人^[8]提出利用目标极化散射矩阵的互易性, 采用双频矢量脉冲恢复散射矩阵两列元素之间的相位差, 实现极化散射矩阵的瞬时测量。

脉冲压缩信号对多普勒频移很敏感, 在弹道导弹突防背景下, 对高速运动目标而言, 距离-多普勒耦合现象比较严重。以用于导弹防御的远程预警或跟踪雷达为例, 为了实现较远的作用距离(3000km 以上), 发射脉宽一般在 ms 量级, 假设目标飞行的径向速度为 20 马赫, 载频为 10GHz, 调制带宽为 1MHz, 脉宽为 5ms, 则由于目标径向速度引起的距离偏差达到 340km^[9], 可以看出此种情形下高速运动目标的距离偏差相当大。现有的测量目标极化散射矩阵的方法没有对多普勒频移进行补偿^[7], 从而导致匹配滤波器的失配接收, 使得测到的高速运动目标散射矩阵元素将存在与多普勒频移相关的误差项, 进而导致目标散射矩阵测不准。还是上面的例子来说明, 雷达和目标的参数设置如上,

并假设接收机信噪比为 15dB,目标的极化散射矩阵为

$$\begin{bmatrix} 1 & 0.1+0.03i \\ 0.1+0.03i & 0.2+0.5i \end{bmatrix}, \text{用传统方法[7]测得的目标}$$

极化散射矩阵为 $\begin{bmatrix} 1 & 0.057-0.036i \\ 0.057-0.036i & 0.473-0.23i \end{bmatrix}$, 散

射矩阵的均方误差(定义见式(30))为 0.7873。可以看出,对高速运动的目标而言,用传统方法获得的目标极化散射矩阵的精度已经差到难以忍受的程度,因此很有必要对传统的方法做出相应的改进。本文提出的改进思路是先估计出目标的多普勒频移,然后通过对文中定义的校准矩阵求逆,实现对传统方法获得的极化散射矩阵估计的校准。目标多普勒的估计,通常采用 Kalman 滤波^[10]或扩展 Kalman 滤波^[11]等方法,需要利用目标多个脉冲周期的回波信息。在弹道导弹突防背景下,由于目标的高速运动,相邻脉冲周期目标的极化散射特性将发生较大改变,因此需要在单个脉冲周期中对多普勒进行较精确的估计,从而实现匹配滤波器的多普勒补偿,提高目标极化散射矩阵的测量精度。因此研究在单个脉冲周期中对高速运动目标的多普勒估计,进而对散射矩阵进行校准是非常有意义和亟需解决的问题。针对瞬时极化测量体制雷达,本文首先根据两路通道接收信号匹配滤波峰值对应的时间,估计出目标回波的时延和多普勒值,然后对匹配滤波器进行多普勒补偿,定义极化校准矩阵,通过对校准矩阵求逆进而实现极化散射矩阵的测量精度的提高。

2 模型分析

考虑单个点目标、单站后向散射的情形。设双极化通道的发射信号表示为

$$\begin{cases} u_{1i}(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{T_p}\right) e^{j\pi kt^2} e^{j2\pi f_c t} \\ u_{2i}(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{T_p}\right) e^{-j\pi kt^2} e^{j2\pi f_c t} \end{cases} \quad (1)$$

对应的复包络为

$$\begin{cases} \tilde{u}_{1i}(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{T_p}\right) e^{j\pi kt^2} \\ \tilde{u}_{2i}(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{T_p}\right) e^{-j\pi kt^2} \end{cases} \quad (2)$$

其中,信号幅度为 1,信号带宽为 B ,载频为 f_c ,脉冲宽度为 T_p ,线性调频的正斜率为 $k=B/T_p$,矩形函数 $\text{rect}(t)$ 定义成:

$$\text{rect}(t) = \begin{cases} 1, & |t| \leq \frac{1}{2} \\ 0, & |t| > \frac{1}{2} \end{cases} \quad (3)$$

于是发射信号可以写成:

$$\mathbf{u}_i = \begin{bmatrix} u_{1i}(t) \\ u_{2i}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{j\pi kt^2} \\ e^{-j\pi kt^2} \end{bmatrix} \text{rect}\left(\frac{t}{T_p}\right) e^{j2\pi f_c t} = \begin{bmatrix} \tilde{u}_{1i}(t) \\ \tilde{u}_{2i}(t) \end{bmatrix} e^{j2\pi f_c t} \quad (4)$$

不失一般性,不妨设目标距离雷达为 R_0 ,目标的径向速度为 v_r ,多普勒频移记为 f_d 。那么,目标回波的时延为 $t_r = \frac{2R(t)}{c} = \frac{2R_0}{c} - \frac{2v_r}{c}t$ 。雷达接收的回波信号可写成:

$$\begin{aligned} \mathbf{u}_r &= \begin{bmatrix} u_{1r}(t) \\ u_{2r}(t) \end{bmatrix} = \mathbf{S}\left(t - \frac{t_r}{2}\right) \mathbf{u}_i(t - t_r) \\ &= \begin{bmatrix} s_{11}\left(t - \frac{t_r}{2}\right) & s_{12}\left(t - \frac{t_r}{2}\right) \\ s_{21}\left(t - \frac{t_r}{2}\right) & s_{22}\left(t - \frac{t_r}{2}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{1i}(t - t_r) \\ u_{2i}(t - t_r) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{u}_{1r}(t) \\ \tilde{u}_{2r}(t) \end{bmatrix} e^{j2\pi f_c t} \end{aligned} \quad (5)$$

其中 $\mathbf{S}\left(t - \frac{t_r}{2}\right)$ 是目标在时刻 $t - \frac{t_r}{2}$ 的极化散射矩阵,

$$u_{1r}(t) = s_{11}\left(t - \frac{t_r}{2}\right) \text{rect}\left(\frac{t - t_r}{T_p}\right) e^{j\pi k(t-t_r)^2} e^{j2\pi f_c(t-t_r)} + \quad (6)$$

$$s_{12}\left(t - \frac{t_r}{2}\right) \text{rect}\left(\frac{t - t_r}{T_p}\right) e^{-j\pi k(t-t_r)^2} e^{j2\pi f_c(t-t_r)}$$

$$u_{2r}(t) = s_{21}\left(t - \frac{t_r}{2}\right) \text{rect}\left(\frac{t - t_r}{T_p}\right) e^{j\pi k(t-t_r)^2} e^{j2\pi f_c(t-t_r)} + \quad (7)$$

$$s_{22}\left(t - \frac{t_r}{2}\right) \text{rect}\left(\frac{t - t_r}{T_p}\right) e^{-j\pi k(t-t_r)^2} e^{j2\pi f_c(t-t_r)}$$

对应的复包络为

$$\tilde{u}_{1r}(t) = s_{11}\left(t - \frac{t_r}{2}\right) \text{rect}\left(\frac{t - t_r}{T_p}\right) e^{j\pi k(t-t_r)^2} e^{j2\pi\left(f_d t - \frac{2R_0}{\lambda}\right)} + \quad (8)$$

$$s_{12}\left(t - \frac{t_r}{2}\right) \text{rect}\left(\frac{t - t_r}{T_p}\right) e^{-j\pi k(t-t_r)^2} e^{j2\pi\left(f_d t - \frac{2R_0}{\lambda}\right)}$$

$$\tilde{u}_{2r}(t) = s_{21}\left(t - \frac{t_r}{2}\right) \text{rect}\left(\frac{t - t_r}{T_p}\right) e^{j\pi k(t-t_r)^2} e^{j2\pi\left(f_d t - \frac{2R_0}{\lambda}\right)} + \quad (9)$$

$$s_{22}\left(t - \frac{t_r}{2}\right) \text{rect}\left(\frac{t - t_r}{T_p}\right) e^{-j\pi k(t-t_r)^2} e^{j2\pi\left(f_d t - \frac{2R_0}{\lambda}\right)}$$

定义发射波形的自/互相关函数

$$\tilde{R}_{mn}(\vartheta) \triangleq \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{u}_{mi}(t) \tilde{u}_{ni}^*(t - \vartheta) dt \quad m, n = 1, 2 \quad (10)$$

对反斜率的线性调频信号对,可证明(见附录 A)当延迟时间 $|\vartheta| \ll T_p$ 且带宽 B 足够大时有

$$\tilde{R}_{mn}(\vartheta) = \frac{\exp \left[j \pi k \left(\tau^2 + (T_p - |\tau|)^2 \right) / 2 \right]}{j \pi k (T_p - |\tau|)} \quad (11)$$

$$\approx \frac{\exp [j \pi T_p B / 2]}{j \pi B} \approx 0 \quad m \neq n$$

对接收信号进行混频,去掉载频后再通过匹配滤波处理。两路用于匹配滤波信号为

$$\begin{cases} h_1(t) = \tilde{u}_{1r}^*(t_0 - t) \\ h_2(t) = \tilde{u}_{2r}^*(t_0 - t) \end{cases} \quad (12)$$

其中 t_0 为匹配滤波器物理实现所需时延。匹配滤波器的输出为:

$$\begin{aligned} F_1(t) &= \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{u}_{1r}(x) h_1(t-x) dx \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \begin{bmatrix} s_{11} \left(x - \frac{t_r}{2} \right) & s_{12} \left(x - \frac{t_r}{2} \right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{u}_{1i}(x-t_r) \\ \tilde{u}_{2i}(x-t_r) \end{bmatrix} \\ &\quad \cdot e^{j2\pi \left(f_d x - \frac{2R_0}{\lambda} \right)} \tilde{u}_{1i}^*(t_0 - t + x) dx \end{aligned} \quad (13)$$

对单个点目标而言,在一个脉冲周期内可认为

$s_{11} \left(x - \frac{t_r}{2} \right)$ 、 $s_{12} \left(x - \frac{t_r}{2} \right)$ 是常数,分别记为 s_{11} 、 s_{12} 。由自相关函数的性质(式(11)),上式可以化作

$$F_1(t) \approx s_{11} \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{u}_{1i}(x-t_r) \cdot \tilde{u}_{1i}^*(t_0 - t + x) e^{j2\pi \left(f_d x - \frac{2R_0}{\lambda} \right)} dx \quad (14)$$

将式(2)代入式(14),于是有^[12]

$$\begin{aligned} F_1(t) &= s_{11} \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{u}_{1i}(x-t_r) \cdot \tilde{u}_{1i}^*(t_0 - t + x) e^{j2\pi \left(f_d x - \frac{2R_0}{\lambda} \right)} dx \\ &= as_{11} T_p \text{rect} \left[\frac{t-t_r-t_0}{2T_p} \right] \exp \left[j \pi f_d (t-t_0+t_r) - j2\pi \frac{2R_0}{\lambda} \right] \\ &\quad \cdot \frac{\sin \left\{ \pi B \left(t + \frac{f_d}{k} - t_0 - t_r \right) \left(1 - \frac{|t-t_0-t_r|}{T_p} \right) \right\}}{\pi B \left(t + \frac{f_d}{k} - t_0 - t_r \right)} \end{aligned} \quad (15)$$

同理,滤波器另一路的输出为

$$\begin{aligned} F_2(t) &= s_{22} T_p \text{rect} \left[\frac{t-t_r-t_0}{2T_p} \right] \exp \left[j \pi f_d (t-t_0+t_r) - j2\pi \frac{2R_0}{\lambda} \right] \\ &\quad \cdot \frac{\sin \left\{ \pi B \left(t - \frac{f_d}{k} - t_0 - t_r \right) \left(1 - \frac{|t-t_0-t_r|}{T_p} \right) \right\}}{\pi B \left(t - \frac{f_d}{k} - t_0 - t_r \right)} \end{aligned} \quad (16)$$

对匹配滤波输出信号求模值,得到

$$\begin{aligned} |F_1(t)| &\approx |s_{11}| T_p \text{rect} \left[\frac{t-t_r-t_0}{2T_p} \right] \\ &\quad \cdot \frac{\sin \left\{ \pi B \left(t + \frac{f_d}{k} - t_0 - t_r \right) \left(1 - \frac{|t-t_0-t_r|}{T_p} \right) \right\}}{\pi B \left(t + \frac{f_d}{k} - t_0 - t_r \right)} \quad (17) \\ |F_2(t)| &\approx |s_{22}| T_p \text{rect} \left[\frac{t-t_r-t_0}{2T_p} \right] \\ &\quad \cdot \frac{\sin \left\{ \pi B \left(t - \frac{f_d}{k} - t_0 - t_r \right) \left(1 - \frac{|t-t_0-t_r|}{T_p} \right) \right\}}{\pi B \left(t - \frac{f_d}{k} - t_0 - t_r \right)} \quad (18) \end{aligned}$$

其中 $|s_{11}|$ 、 $|s_{22}|$ 可认为是目标反射回波信号的幅度,在一个脉冲时间内可认为是一个常数。从式(17-18)可以看出,匹配滤波器的输出响应具有加窗 sinc 函数的形式,其峰值点对应的时刻与目标的多普勒频移以及发射信号的线性调频斜率有关。当

$$t_1 = t_0 + t_r - \frac{f_d}{k} \quad (19)$$

通道1的包络检波器输出峰值;当

$$t_2 = t_0 + t_r + \frac{f_d}{k} \quad (20)$$

通道2的包络检波器输出峰值。

由式(19)和式(20),可以得到目标回波时延和多普勒的估计值:

$$\hat{t}_r = \frac{t_1 + t_2 - 2t_0}{2} \quad (21)$$

$$\hat{f}_d = \frac{k(t_2 - t_1)}{2} \quad (22)$$

\hat{t}_r 和 \hat{f}_d 是最大似然估计量,满足渐进无偏性和渐进有效性^[13]。

设雷达接收机噪声为高斯型的白噪声,噪声的功率谱密度为 $N_0/2$,信号的能量设为 E ,则 \hat{t}_r 的 CRLB (Cramer-Rao lower bound) 下限为^[13]:

$$\text{var}(\hat{t}_r) \geq \frac{2}{\frac{E}{N_0/2} \omega^2} = \frac{6}{\frac{E}{N_0/2} T_p^2 k^2 \pi^2} = \frac{6/\pi^2}{\frac{E}{N_0/2} B^2} \quad (23)$$

其中 $\frac{E}{N_0/2}$ 是信噪比, ω^2 是信号的均方带宽。从式(23)

可以看出 \hat{t}_r 的方差跟发射信号的信噪比和带宽平方成反比。

$$\frac{1}{\omega^2} = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} |\tilde{u}'_{ni}(t)|^2 dt}{\int_{-\infty}^{\infty} |\tilde{u}_{ni}(t)|^2 dt} = \frac{\pi^2 T_p^2 k^2}{3} \quad n = 1, 2 \quad (24)$$

其中, $\tilde{u}'_{ni}(t)$ 表示对 $\tilde{u}_{ni}(t)$ 求一阶导数。 \hat{f}_d 的CRLB下限为:

$$\text{var}(\hat{f}_d) \geq \frac{2k^2}{\frac{E}{N_0/2}\omega^2} = \frac{6/\pi^2}{\frac{E}{N_0/2}T_p^2} \quad (25)$$

从上式可以看出 \hat{f}_d 的方差跟发射信号的脉宽平方和信噪比成反比。

对接收回波进行相关接收,并写成如下形式:

$$\begin{bmatrix} \tilde{u}_{1r}(t) \otimes \tilde{u}_{1i}(t) & \tilde{u}_{1r}(t) \otimes \tilde{u}_{2i}(t) \\ \tilde{u}_{2r}(t) \otimes \tilde{u}_{1i}(t) & \tilde{u}_{2r}(t) \otimes \tilde{u}_{2i}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{11} & s_{12} \\ s_{21} & s_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{u}_{1i}(t-t_r) e^{j2\pi(f_d t - \frac{2R_0}{\lambda})} \otimes \tilde{u}_{1i}(t) & \tilde{u}_{1i}(t-t_r) e^{j2\pi(f_d t - \frac{2R_0}{\lambda})} \otimes \tilde{u}_{2i}(t) \\ \tilde{u}_{2i}(t-t_r) e^{j2\pi(f_d t - \frac{2R_0}{\lambda})} \otimes \tilde{u}_{1i}(t) & \tilde{u}_{2i}(t-t_r) e^{j2\pi(f_d t - \frac{2R_0}{\lambda})} \otimes \tilde{u}_{2i}(t) \end{bmatrix} \triangleq \begin{bmatrix} s_{11} & s_{12} \\ s_{21} & s_{22} \end{bmatrix} \cdot \mathbf{C} \quad (26)$$

其中 \otimes 表示作相关,定义如下

$$x(t) \otimes y(t) \triangleq \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \cdot y(t)^* dt \quad (27)$$

将矩阵 \mathbf{C} 命名为极化校准矩阵,可以看出 \mathbf{C} 的每个元素实际上具有模糊函数的形式。校准前散射矩阵的估计为:

$$\begin{bmatrix} \hat{s}_{11} & \hat{s}_{12} \\ \hat{s}_{21} & \hat{s}_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{u}_{1r}(t) \otimes \tilde{u}_{1i}(t) / \tilde{R}_{11} & \tilde{u}_{1r}(t) \otimes \tilde{u}_{2i}(t) / \tilde{R}_{22} \\ \tilde{u}_{2r}(t) \otimes \tilde{u}_{1i}(t) / \tilde{R}_{11} & \tilde{u}_{2r}(t) \otimes \tilde{u}_{2i}(t) / \tilde{R}_{22} \end{bmatrix} \quad (28)$$

将估计出的多普勒和时延代入式(26),于是可以更为精确的估计出极化散射矩阵为

$$\begin{bmatrix} \hat{s}'_{11} & \hat{s}'_{12} \\ \hat{s}'_{21} & \hat{s}'_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{u}_{1r}(t) \otimes \tilde{u}_{1i}(t) & \tilde{u}_{1r}(t) \otimes \tilde{u}_{2i}(t) \\ \tilde{u}_{2r}(t) \otimes \tilde{u}_{1i}(t) & \tilde{u}_{2r}(t) \otimes \tilde{u}_{2i}(t) \end{bmatrix} \mathbf{C}^{-1} \quad (29)$$

对于大带宽的反斜率的线性调频信号对而言,矩阵 \mathbf{C} 对角线上的元素通常比次对角线上的元素大得多(式(11)),因此矩阵 \mathbf{C} 可逆。

为了衡量散射矩阵的估计误差,下面定义散射矩阵的均方误差:

$$e_{sum} = \sqrt{\sum_{i=1}^2 \sum_{j=1}^2 (\hat{s}_{ij} - s_{ij})^2} \quad (30)$$

其中 \hat{s}_{ij} 是估计所得的散射矩阵元素, s_{ij} 是散射矩阵元素的真值。

图 1 给出了瞬态极化测量体制下雷达信号处理流程框图。图 1(a)为雷达信号的发射流程,雷达采用两个独立的发射系统,通过两路独立正交的极化通道同时发射调频斜率相反的线性调频脉冲信号对(分别为水平和垂直极化信号)。图 1(b)为雷达信号接收的处理流程,雷达接收时,两路独立正交极化通道同时接收,将获得的信号进行下变频后再分成两路做相关处理,粗略估计出目标的极化散射矩阵,然后将水平和垂直极化通道接收的信号做匹配滤波、包络检波从而估计出目标的多普勒平移。

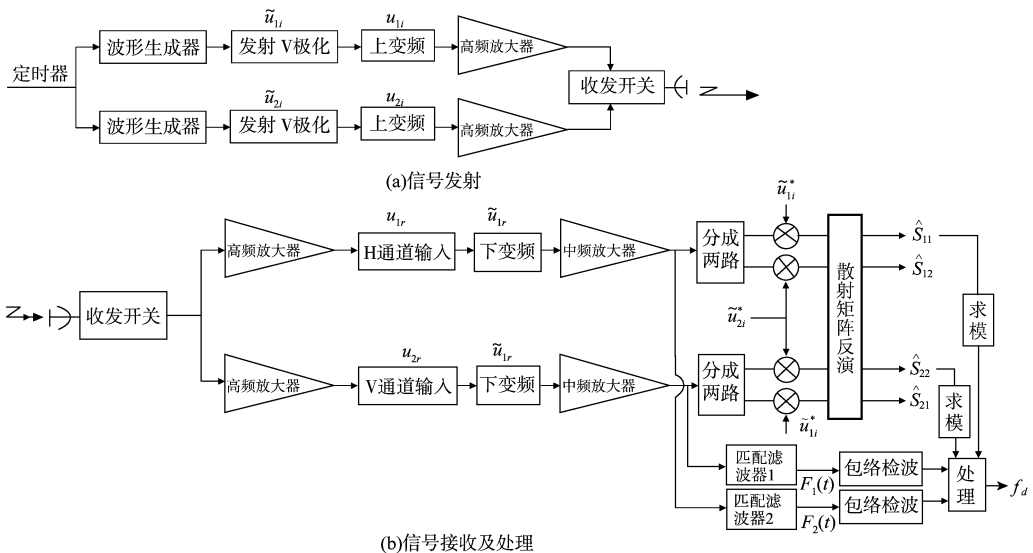


图 1 瞬态极化测量体制下信号处理流程图

3 仿真实验分析

在导弹突防背景下,用于导弹防御的远程预警和跟踪雷达的作用距离在 3000km ~ 4000km,发射脉宽一般在 ms 量级。仿真中假设雷达测量体制为瞬时极化测量,两路极化通道发射载频为 10GHz 的正、负线性调频信号对,目标的径向速度为 6000m/s,脉宽为 5ms;目标的径向距离为 3000km,目标的极化散射矩阵为

$$\begin{bmatrix} 1 & 0.01+0.05i \\ 0.01+0.05i & 0.4+0.8i \end{bmatrix}。$$

雷达接收的噪声为高斯白噪声,在接收信号的信噪比(此处信噪比定义为匹配滤波后信号功率与噪声功率之比)变化(15dB 到 30dB)的情况下,对多普勒平移和时延的估计以及散射矩阵的校正进行了仿真实验,蒙特卡罗仿真次数为 10^3 。

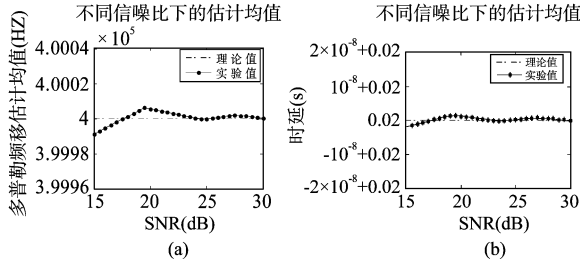


图2 在不同信噪比下多普勒频移和时延的估计($v_r = 6000\text{m/s}$, $B = 10\text{MHz}$)

图2(a)和图2(b)分别给出了多普勒频移和时延的估计均值随信噪比的变化曲线。目标的径向速度为 6000m/s,调制带宽为 10MHz,多普勒频移和时延的理论值分别为 $4 \times 10^5\text{Hz}$ 和 0.02s ,从而可以看出用本文方法所得多普勒频移和时延的估计是渐进无偏估计。图3(a)和图3(b)分别给出了多普勒频移和时延估计的标准差随信噪比的变化曲线。从图3可以看出,多普勒频移和时延估计的标准差随着信噪比的增加逐渐逼近 CRLB。从而可以看出本文的方法能够比较精确地估计出多普勒频移和时延。

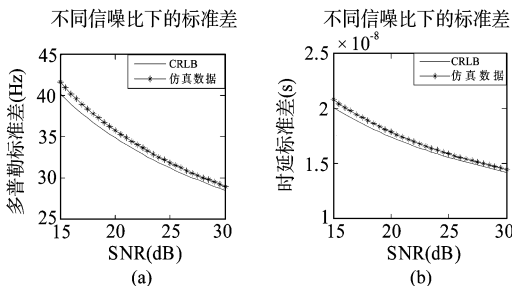


图3 多普勒频移和时延估计在不同信噪比下的标准差($v_r = 6000\text{m/s}$, $B = 10\text{MHz}$)

图4(a)给出了目标的径向速度为 6000m/s,调制带宽为 10MHz,对多普勒频移进行补偿前后散射矩阵四个元素与真实值之间的均方误差均值随信噪比的变化曲线;图4(b)给出了在信噪比为 15dB 时,对多普勒频移进行补偿前后散射矩阵四个元素与真实值之间的均方误差均值随发射信号调制带宽的变化曲线。从图4可以看出,随着信噪比和带宽的增加,散射矩阵的测量精度有所提高,经过校准的散射矩阵具有更高的精度。

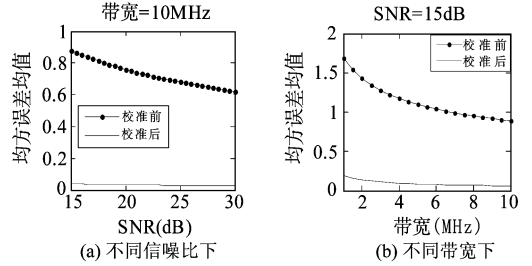


图4 极化散射矩阵校准前与校准后的均方误差均值

4 结束语

本文针对弹道导弹突防背景下瞬态极化测量体制的雷达,在一个脉冲重复周期内,利用正负斜率的线性调频信号对,同时发射同时接收水平、垂直极化,提出了用水平、垂直极化两个通道的匹配滤波结果来获得多普勒频率和时延的估计方法,用以补偿运动目标的多普勒引起的匹配滤波器失配,从而校准测量所得的极化散射矩阵。从仿真实验可以看出多普勒频率和时延都估计得很准,校准后的极化散射矩阵具有更高的精度,说明了本文方法的有效性。然而实际问题中的运动目标很有可能作加速运动,因此下一步工作需要考虑此情况下瞬时极化散射矩阵的测量及校准。

附录 A:

以 $m=1, n=2$ 时为例,

$$\begin{aligned} \tilde{R}_{12}(\tau) &= \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{u}_{11}(t) \tilde{u}_{21}^*(t - \tau) dt = \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{u}_{11}(t) \tilde{u}_{21}^*(t - \tau) dt \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \text{rect}\left(\frac{t}{T_p}\right) e^{j\pi k t^2} \cdot \text{rect}\left(\frac{t - \tau}{T_p}\right) e^{j\pi k (t - \tau)^2} dt \end{aligned} \quad (\text{A1})$$

此时 t 满足: $-\frac{T_p}{2} \leq t \leq \frac{T_p}{2}$ 且 $\tau - \frac{T_p}{2} \leq t \leq \frac{T_p}{2} + \tau$

(1) 当 $-T_p < \tau \leq 0$ 时, t 的取值区间为 $\left[-\frac{T_p}{2}, \frac{T_p}{2} + \tau\right]$ 。

式(A1)可写作,

$$\tilde{R}_{12}(\tau) = \int_{-\frac{T_p}{2}}^{\frac{T_p}{2} + \tau} e^{j\pi k t^2} e^{j\pi k (t - \tau)^2} dt = \int_{-\frac{T_p}{2}}^{\frac{T_p}{2} + \tau} e^{j\pi k \left[2\left(t - \frac{\tau}{2}\right)^2 + \frac{\tau^2}{2}\right]} dt \quad (\text{A2})$$

令 $t' = t - \frac{\tau}{2}$, 式(A2) 可化为,

$$\tilde{R}_{12}(\vartheta) = \int_{\frac{T_p - \tau}{2}}^{\frac{T_p + \tau}{2}} e^{j\pi k \left(2t'^2 + \frac{\tau^2}{2} \right)} dt' \exp \left[j \frac{\pi k}{2} \left(\tau^2 + \left(T_p + \vartheta \right)^2 \right) \right] = \frac{\quad}{j \pi k \left(T_p + \vartheta \right)} \quad (A3)$$

(2) 当 $0 < \tau < T_p$ 时, t 的取值区间为 $\left[\tau - \frac{T_p}{2}, \frac{T_p}{2} \right]$ 。

式(A1) 可写作,

$$\tilde{R}_{12}(\vartheta) = \int_{\frac{T_p - \tau}{2}}^{\frac{T_p}{2}} e^{j\pi k t^2} e^{j\pi k (t - \vartheta)^2} dt = \int_{\frac{T_p - \tau}{2}}^{\frac{T_p - \tau}{2}} e^{j\pi k \left[2 \left(t - \frac{\tau}{2} \right)^2 + \frac{\tau^2}{2} \right]} dt \quad (A4)$$

同理, 由式(A4) 可以推出

$$\tilde{R}_{12}(\vartheta) = \int_{\frac{T_p - \tau}{2}}^{\frac{T_p - \tau}{2}} e^{j\pi k \left(2t'^2 + \frac{\tau^2}{2} \right)} dt' \exp \left[j \frac{\pi k}{2} \left(\tau^2 + \left(T_p - \vartheta \right)^2 \right) \right] = \frac{\quad}{j \pi k \left(T_p - \vartheta \right)} \quad (A5)$$

综合上述两种情况, 可以得到

$$\tilde{R}_{12}(\vartheta) = \frac{j \exp \left[-j \pi k \left(\tau^2 + \left(T_p - |\vartheta| \right)^2 \right) / 2 \right]}{\pi k \left(T_p - |\vartheta| \right)} \quad (A6)$$

同理, 当 $m = 2, n = 1$ 时, 可以得到

$$\tilde{R}_{21}(\vartheta) = \frac{j \exp \left[-j \pi k \left(\tau^2 + \left(T_p - |\vartheta| \right)^2 \right) / 2 \right]}{\pi k \left(T_p - |\vartheta| \right)} \quad (A7)$$

于是有

$$\tilde{R}_{mn}(\vartheta) = \frac{\exp \left[j \pi k \left(\tau^2 + \left(T_p - |\vartheta| \right)^2 \right) / 2 \right]}{j \pi k \left(T_p - |\vartheta| \right)} \quad m \neq n \quad (A8)$$

参考文献

[1] 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.
 [2] 王雪松. 宽带极化信息处理的研究 [D]. 长沙: 国防科技大学, 1999.
 [3] D. P. Stapor. Optimal receive antenna polarization in the

presence of interference and noise. IEEE trans. on AP, 1995, 43(5): 473-477.

[4] 李永祯, 王雪松, 施龙飞, 肖顺平, 庄钊文. 基于 IPSS 的微弱信号检测 [J]. 电子与信息学报, 2006, 28(2): 335-339.
 [5] C. Titin-Schnaider, S. Attia. Calibration of the MERIC full-polarimetric radar: theory and implementation [J]. Aerospace Science and Technology, 7(2003): 633-640, 2003.
 [6] D. Giulii, L. Facheris, M. Fossi. Simultaneous scattering matrix measurement through signal coding [J]. Proceeding of IEEE 1990 International Radar Conference. Arlington, VA, USA: 258-262.
 [7] D. Giulii, M. Fossi, L. Facheris. Radar target scattering matrix measurement through orthogonal signals [J]. IEE PROCEEDINGS-F, 140(4): 233-242, 1993.
 [8] 王雪松, 王剑, 王涛等. 雷达目标极化散射矩阵的瞬时测量方法 [J]. 电子学报, 2006, 34(6): 1020-1025.
 [9] 赵锋, 王雪松, 肖顺平. 高耦合系数条件下径向速度估计新方法 [J]. 电子学报, 2005, 33(9): 1571-1575.
 [10] Bar-Shalom Y. Negative correlation and optimal tracking with Doppler measurements [J]. IEEE Trans. On AES, 2001, AES-37(3): 1117-1120.
 [11] Farina A, Pardini S, Barontini G. Application of nonlinear filtering theory to a track-while-scan problem [A]. 1st Int Conf Information Science and Systems [C]. Patras: CISS, 1976.
 [12] 马晓岩, 向家彬等. 雷达信号处理 [M]. 湖南: 科学技术出版社, 1999.
 [13] Steven M. Kay. 统计信号处理基础 [M]. 罗鹏飞, 张文明等译. 电子工业出版社, 2006.

作者简介



何 密 (1982-), 女, 四川南充人, 现为国防科技大学电子科学与工程学院博士研究生。研究方向: 电子信息系统建模仿真与效能评估, 雷达极化信息处理。
 E-mail: hmcherry@126.com

王雪松 (1972-), 男, 内蒙古包头市人, 现为国防科技大学教授, 博士生导师, 中国电子学会高级会员, “三遥”分会委员。主要从事雷达极化信息处理、信号处理与目标识别、雷达电子战建模与仿真等方面的研究。出版专著 2 部、教材 1 部, 在国际国内期刊发表论文 100 余篇, SCI, EI 收录 40 余篇。E-mail: wxs1019@sina.com

常宇亮 (1980-), 男, 山西杏中市人, 现为国防科技大学电子科学与工程学院博士研究生。研究方向: 雷达极化信息处理、信号处理、雷达电子战建模与仿真。
 E-mail: charleychang@gmail.com