第5章

目标极化测量

电磁散射理论表明,目标在电磁波照射下具有变极化效应,变极化效应可以用一个复散射矩阵描述,称为极化散射矩阵。它与入射波的频率、目标姿态、物理材料等因素有关。极化散射矩阵是雷达目标极化检测、极化增强、极化识别的物理基础。因此,如何准确获取目标的极化散射矩阵,长期以来一直是雷达探测领域备受关注的关键问题。

根据雷达发射、接收过程中雷达波形的应用方式,极化测量体制理论上可分为时分极化测量体制、频分极化测量体制以及波分极化测量体制三大类。在极化信息应用要求不高的场合,时分极化测量体制和频分极化测量体制是可行的,但是对于目标极化识别应用,必须精确获取目标的极化散射矩阵,就需要采用波分极化测量体制,这也是本章讨论的重点。波分极化测量体制由意大利学者 D. Giuli 于 20 世纪 90 年代初提出,但公开文献中重点分析了静止目标极化散射矩阵测量问题,没有分析目标运动对极化散射矩阵测量的影响。2008 年国防科技大学学者提出了极化-多普勒耦合矩阵概念描述目标运动对极化测量的影响,并通过矩阵求逆运算获得运动目标精确极化散射矩阵,为该测量体制走向工程应用奠定理论基础,并且大大降低了对波形正交性的苛刻要求。

在时分极化测量体制中,双极化“轮流发射”;在频分极化体制中,双极化“同时发射不同频率”;在波分极化体制中,双极化“同时发射正交波形”。根据双极化波形发射的时刻差异可以分为分时极化测量体制和同时极化测量体制,频分极化测量体制和波分极化测量体制均属于同时极化测量体制。

本章内容围绕目标极化散射矩阵测量问题展开。5.1 节对比分析时分、频分和波分三种极化测量体制,阐述其基本原理、特点、不足以及应用场合;5.2 节围绕波分极化测量体制,重点讲解同时发射极化波形的自模糊函数与互模糊函数;5.3 节给出基于正、负线性调频波形的同时极化测量雷达信号处理过程,提出了极化-多普勒耦合矩阵概念来描述目标运动对极化测量的影响,给出目标回波时延、多普勒频率以及极化散射矩阵的同时测量算法,仿真分析验证波分极化测量体制的有效性。

5.1 极化测量体制

5.1.1 时分极化测量体制

时分极化体制的基本原理是两个正交极化通道“轮流发射、同时接收、频率相同”。时分极化测量原理如图 5.1.1 所示。不失一般性，首先水平极化发射，双极化同时进行接收，双极化回波分别对应 $s_{\mathrm{HH}}(t_0, f_0)$和 $s_{\mathrm{VH}}(t_0, f_0)$；然后垂直极化发射，双极化同时进行接收，双极化回波分别对应 $s_{\mathrm{HV}}(t_0+T, f_0)$和 $s_{\mathrm{VV}}(t_0+T, f_0)$。测量得到的目标极化矩阵为

$$\boldsymbol{S}=\begin{bmatrix} s_{\mathrm{HH}}(t_0, f_0) & s_{\mathrm{HV}}(t_0+T, f_0) \\ s_{\mathrm{VH}}(t_0, f_0) & s_{\mathrm{VV}}(t_0+T, f_0) \end{bmatrix} \tag{5.1.1}$$

式中：T 为脉冲重复周期；t_0 为目标回波时延；f_0 为雷达工作频率。

可以看出：测量得到的极化矩阵理论上不构成极化散射矩阵，因为该极化矩阵的两列分别对应不同时刻，对于运动目标而言，则对应不同的目标姿态，因此该方法不能精确得到运动目标精确的极化散射矩阵。该测量体制仅适用于静止目标或慢速目标，可以在暗室开展目标极化特性测量实验，或者对飞机等气动目标进行探测。对于高速运动空间目标、弹道目标甚至临空目标，一个脉冲周期内目标姿态发生较大变化，该极化测量体制失效。

另外，轮流发射两次极化波形才能测量得到目标极化散射矩阵，因此极化矩阵数据率为脉冲重复频率的一半。

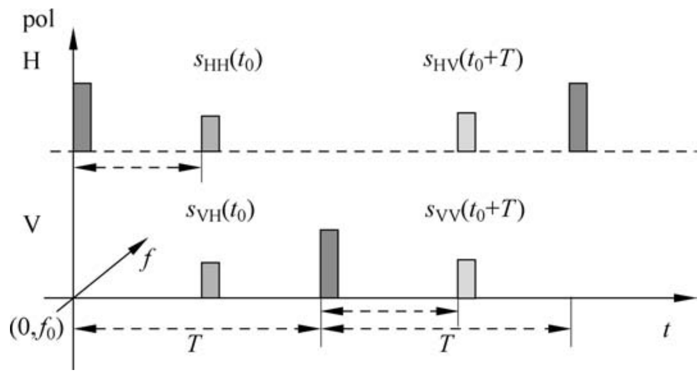


图 5.1.1 时分极化测量体制原理图

5.1.2　频分极化测量体制

频分极化体制的基本原理是两个正交极化通道“同时发射、同时接收、频率不同”，频分极化测量原理如图5.1.2所示。水平极化发射频率为f_0，垂直极化发射频率为f_1。接收时水平、垂直双极化同时进行接收，每个极化通道同时收到两个频率的回波，水平极化通道接收双频回波分别对应$s_{\mathrm{HH}}(t_0,f_0)$和$s_{\mathrm{HV}}(t_0,f_1)$；垂直极化通道接收双频回波分别对应$s_{\mathrm{VH}}(t_0,f_0)$和$s_{\mathrm{VV}}(t_0,f_1)$。测量得到的目标极化矩阵为

$$\boldsymbol{S}=\begin{bmatrix} s_{\mathrm{HH}}(t_0,f_0) & s_{\mathrm{HV}}(t_0,f_1) \\ s_{\mathrm{VH}}(t_0,f_0) & s_{\mathrm{VV}}(t_0,f_1) \end{bmatrix} \tag{5.1.2}$$

可以看出：测量得到的极化矩阵理论上也不构成极化散射矩阵，因为该极化矩阵的两列分别对应不同频率，因此该方法也不能精确得到目标精确的极化散射矩阵，无论目标静止或者运动。另外，由于同时发射、同时接收，因此极化矩阵数据率等于脉冲重复频率。

在信号处理时，每一极化通道要配置两个频率滤波器，中心频率分别为f_0和f_1，如果两个频率间隔过小，则窄带滤波器设计较困难；如果两个频率间隔过大，则测量得到的极化矩阵与目标真实极化散射矩阵误差将更大，基于极化矩阵的目标特征提取与识别将变得更加不可靠。因此，对于频分极化测量体制而言，极化矩阵测量与窄带滤波器设计具有矛盾，如何优选发射双频点显得非常关键，需要折中考虑。

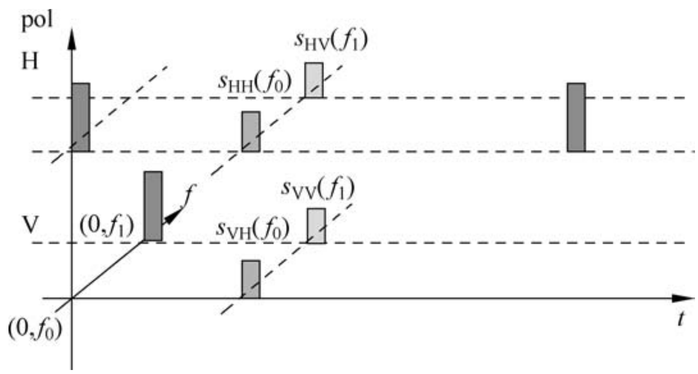


图5.1.2　频分极化测量体制原理图

5.1.3　波分极化测量体制

时分极化测量体制交替发射同频率脉冲，频分极化测量体制同时发射不同频率脉冲，这两种体制理论上都不能精确获取目标极化散射矩阵。为解决上述问题，发射时需要同时

发射同频率波形，接收时对应不同极化矩阵元素的回波“混叠”在一起，信号处理时在“波形”域或“码”域将其区分开来，因此波分极化测量体制应运而生。

波分极化测量体制也可称为码分极化测量体制，其基本原理是两个正交极化通道“同时发射、同时接收、频率相同、波形正交”，波分极化测量原理如图 5.1.3 所示。水平极化发射波形 $c_{\mathrm{H}}(t)$，垂直极化发射波形 $c_{\mathrm{V}}(t)$，并且波形 $c_{\mathrm{H}}(t)$ 和 $c_{\mathrm{V}}(t)$ 正交。接收时水平、垂直双极化同时进行接收，每个极化通道同时接收到双正交波形的回波，水平极化通道接收的双正交波形回波分别对应 $s_{\mathrm{HH}}(t_0,f_0)$ 和 $s_{\mathrm{HV}}(t_0,f_0)$；垂直极化通道接收的双正交波形回波分别对应 $s_{\mathrm{VH}}(t_0,f_0)$ 和 $s_{\mathrm{VV}}(t_0,f_0)$。测量得到的目标极化散射矩阵为

$$\boldsymbol{S}=\begin{bmatrix} s_{\mathrm{HH}}(t_0,f_0) & s_{\mathrm{HV}}(t_0,f_0) \\ s_{\mathrm{VH}}(t_0,f_0) & s_{\mathrm{VV}}(t_0,f_0) \end{bmatrix} \tag{5.1.3}$$

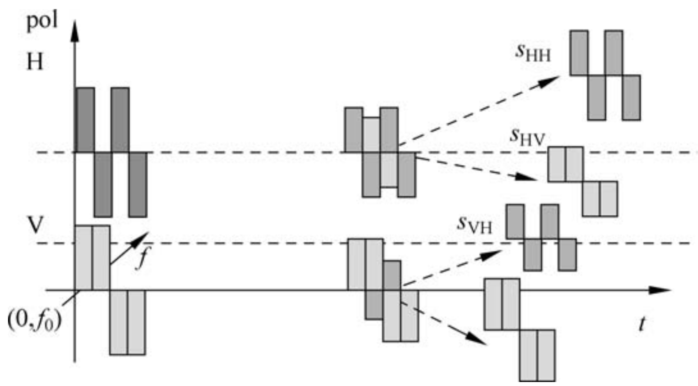


图 5.1.3 波分极化测量体制原理图

可以看出：波分极化测量体制可以精确获取目标时刻 t_0、频率 f_0 对应的极化散射矩阵，“完全”克服了时分和频分极化测量体制的“理论”缺陷，基于该极化散射矩阵可以进行目标极化特征提取与识别。另外，由于同时发射、同时接收，因此极化散射矩阵数据率等于脉冲重复频率。

在信号处理时，每一极化通道要利用波形的正交性将对应不同极化元素的回波进行分离，具体而言就是每个极化通道的回波信号同时与双正交波形进行匹配滤波或相关接收，从而分别得到目标极化散射矩阵四个元素。

波分极化测量体制在实际应用中需特别考虑以下两个问题：

一是双正交波形或正交码的选择。理想的正交波形必须满足自相关函数为单位冲激函数，互相关函数为零，如下式所示：

$$R_{\mathrm{HH}}(\tau)=\int_t c_{\mathrm{H}}^*(t-\tau)c_{\mathrm{H}}(t)\mathrm{d}t=\delta(\tau) \tag{5.1.4a}$$

$$R_{\mathrm{VV}}(\tau)=\int_t c_{\mathrm{V}}^{*}(t-\tau)c_{\mathrm{V}}(t)\mathrm{d}t=\delta(\tau) \tag{5.1.4b}$$

$$R_{\mathrm{HV}}(\tau)=\int_t c_{\mathrm{H}}^{*}(t-\tau)c_{\mathrm{V}}(t)\mathrm{d}t=0,\quad \forall\tau \tag{5.1.4c}$$

$$R_{\mathrm{VH}}(\tau)=\int_t c_{\mathrm{V}}^{*}(t-\tau)c_{\mathrm{H}}(t)\mathrm{d}t=0,\quad \forall\tau \tag{5.1.4d}$$

然而满足上述条件的波形几乎不存在。

二是时延、多普勒频率对极化散射矩阵测量的影响。从波分极化测量体制原理图可以看出,在接收端进行正交波形分离,本质上就是进行匹配滤波或相关接收,因此时延和多普勒频率必定会对极化散射矩阵的测量产生影响,归结起来就是相关函数甚至模糊函数问题。

需要特别强调:实际中根本不存在满足式(5.1.4)所示的理想正交波形,所有正交波形只能近似满足。相关函数和互相关函数的非理想特性将给极化测量带来同极化干扰和交叉极化干扰。同极化干扰主要源自自相关函数的“非冲激特性”,即当时延非零时,自相关函数值非零。这意味着,目标极化散射矩阵测量将会受到“邻近”目标的相同极化干扰。交叉极化干扰主要源自互相关函数的“非零特性”,即互相关函数非零。这意味着,目标极化测量将会受到自身和“邻近”目标的交叉极化干扰。上述误差本质上是正交波形非理想造成的。可以用峰值旁瓣比(PSL)和隔离度(I)来衡量正交波形非理想特性。它们的定义如下:

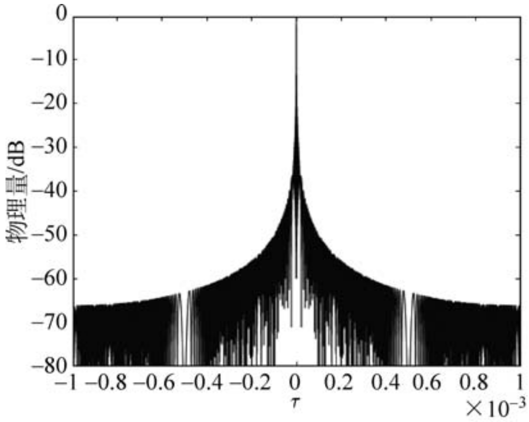
$$\mathrm{PSL}\triangleq\min_{\tau\notin\Omega_{\mathrm{m}}}20\lg\frac{R_{XX}(0)}{|R_{XX}(\tau)|},\quad X=\mathrm{H},\mathrm{V} \tag{5.1.5}$$

$$I\triangleq\min_{\forall\tau}20\lg\frac{R_{XX}(0)}{|R_{XY}(\tau)|}\quad \begin{matrix}X=\mathrm{H},\mathrm{V}\\ Y=\mathrm{V},\mathrm{H}\end{matrix} \tag{5.1.6}$$

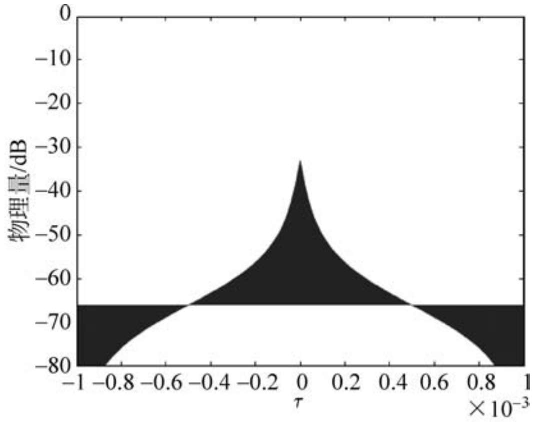
式中,Ω_{m} 表示自相关函数的主瓣区域;X 表示 H 或 V 极化,Y 表示 V 或 H 极化。

PSL 指标反映了“邻近”目标对待测量目标同极化参数的影响程度。I 指标反映了待测目标和“邻近”目标的交叉极化对待测目标同极化参数的影响程度。图 5.1.4 给出了正、负线性调频信号的相关函数与互相关函数,其中:PSL=13.4dB,I=33.0dB。

上述分析仅考虑了时延对极化散射矩阵测量的影响,要全面考虑时延和多普勒频率的影响必须要利用雷达信号模糊函数工具。在雷达领域常用的正交信号包括正、负线性调频信号和相位编码信号等。由于相位编码信号对于运动目标多普勒具有敏感性,在实际应用中要有目标速度引导信息,或者要用并行多普勒滤波器组覆盖未知的目标速度范围,实现较复杂,所以这里重点考虑正、负线性调频信号对的应用。



(a) 相关函数



(b) 互相关函数

图 5.1.4 正、负线性调频信号相关函数与互相关函数

5.2 极化雷达模糊函数

5.2.1 模糊函数定义

信号的模糊函数定义有多种形式，本书定义为具有多普勒调制回波与发射信号的互相关函数（部分文献定义为互相关函数的模）。信号 $u(t)$ 和 $v(t)$ 的互模糊函数为

$$R_{uv}(\tau, f_{\mathrm{d}}) = \int_{-\infty}^{+\infty} u^*(t-\tau) v(t) \mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi f_{\mathrm{d}} t} \mathrm{d}t \tag{5.2.1}$$

当 $u(t)=v(t)$ 时，称为自模糊函数，简称模糊函数。

5.2.2 正、负线性调频信号模糊函数

雷达水平、垂直极化天线同时发射一对正、负调频斜率的线性调频信号，即

$$\boldsymbol{c}(t) = \begin{bmatrix} c_{\mathrm{H}}(t) \\ c_{\mathrm{V}}(t) \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{T}} \mathrm{rect}\left(\frac{t}{T}\right) \begin{bmatrix} \mathrm{e}^{\mathrm{j}\pi K t^2} \\ \mathrm{e}^{-\mathrm{j}\pi K t^2} \end{bmatrix} \tag{5.2.2}$$

式中：$\mathrm{rect}(t) = \begin{cases} 1, & 0 \leqslant t \leqslant 1 \\ 0, & \text{其他} \end{cases}$，为矩形函数；$T$ 为脉冲宽度；$\pm K$ 为线性调频斜率，不妨假

定 $K>0$，即水平极化发射正调频信号，垂直极化发射负调频信号。调频带宽 $B=KT$。发射信号的功率 $P_H=P_V=1$。

根据定义，略去复杂的数学推导，直接给出雷达发射信号 $c_H(t)$ 和 $c_V(t)$ 的模糊函数分别为

$$R_{HH}(\tau,f_d)=\left(1-\frac{|\tau|}{T}\right)\mathrm{Sa}[\pi(f_d+K\tau)(T-|\tau|)]\exp\{\mathrm{j}\pi[(f_d+K\tau)(T+\tau)-K\tau^2]\} \tag{5.2.3}$$

$$R_{VV}(\tau,f_d)=\left(1-\frac{|\tau|}{T}\right)\mathrm{Sa}[\pi(f_d-K\tau)(T-|\tau|)]\exp\{\mathrm{j}\pi[(f_d-K\tau)(T+\tau)+K\tau^2]\} \tag{5.2.4}$$

式中，$\mathrm{Sa}(x)=\dfrac{\sin x}{x}$，为采样函数。

信号 $c_V(t)$ 和 $c_H(t)$ 的互模糊函数为

$$\begin{aligned}R_{VH}(\tau,f_d)&=\int_{-\infty}^{+\infty}\frac{1}{\sqrt{T}}\mathrm{rect}\left(\frac{t-\tau}{T}\right)\mathrm{e}^{\mathrm{j}\pi K(t-\tau)^2}\frac{1}{\sqrt{T}}\mathrm{rect}\left(\frac{t}{T}\right)\mathrm{e}^{\mathrm{j}\pi Kt^2}\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi f_d t}\mathrm{d}t\\&=\frac{1}{T}\mathrm{e}^{2\mathrm{j}\pi K\left\{\frac{\tau^2}{2}-\frac{(\tau-f_d/K)^2}{4}\right\}}\begin{cases}\displaystyle\int_{\tau}^{T}\mathrm{e}^{2\mathrm{j}\pi K\left[t-\frac{\tau-f_d/K}{2}\right]^2}\mathrm{d}t, & \tau>0\\ \displaystyle\int_{0}^{T+\tau}\mathrm{e}^{2\mathrm{j}\pi K\left[t-\frac{\tau-f_d/K}{2}\right]^2}\mathrm{d}t, & \tau<0\end{cases}\\&=\frac{1}{T}\mathrm{e}^{\mathrm{j}\pi K\left\{\tau^2-\frac{(\tau-f_d/K)^2}{2}\right\}}\frac{1}{2\sqrt{K}}\{[C(u_2)-C(u_1)]+\mathrm{j}[S(u_2)-S(u_1)]\}\end{aligned} \tag{5.2.5}$$

式中

$$u_1=\sqrt{K}\left(\frac{f_d}{K}+|\tau|\right) \tag{5.2.6}$$

$$u_2=\sqrt{K}\left(2T+\frac{f_d}{K}-|\tau|\right) \tag{5.2.7}$$

菲涅耳积分公式为

$$C(u)=\int_0^u\cos\left(\frac{\pi x^2}{2}\right)\mathrm{d}x \tag{5.2.8}$$

$$S(u)=\int_0^u\sin\left(\frac{\pi x^2}{2}\right)\mathrm{d}x \tag{5.2.9}$$

由于 $C_{\mathrm{H}}(t)=C_{\mathrm{V}}^{*}(t)$，所以信号 $c_{\mathrm{H}}(t)$ 和 $c_{\mathrm{V}}(t)$ 的互模糊函数为

$$R_{\mathrm{HV}}(\tau, f_{\mathrm{d}})=R_{\mathrm{VH}}^{*}(\tau, -f_{\mathrm{d}}) \tag{5.2.10}$$

模糊函数的模衡量了“相邻”目标间以及极化通道间互相影响的程度。下面给出模糊函数的模：

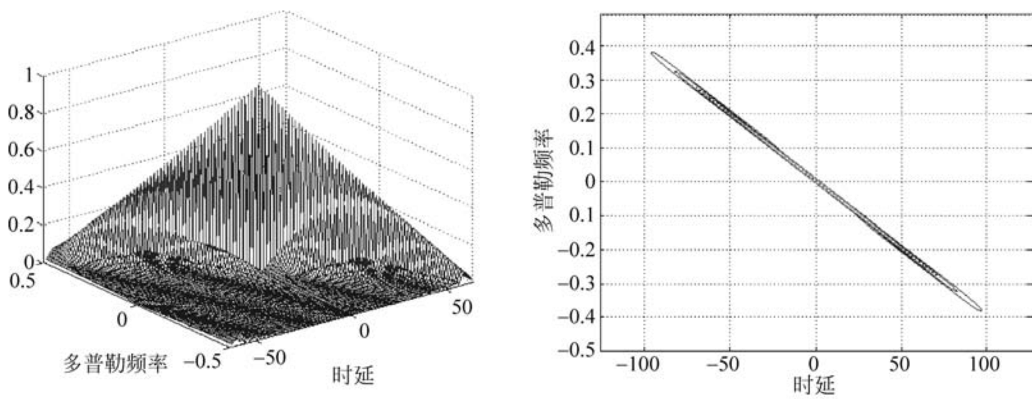
$$|R_{\mathrm{HH}}(\tau, f_{\mathrm{d}})|=\left(1-\frac{|\tau|}{T}\right)\mathrm{Sa}[\pi(f_{\mathrm{d}}+K\tau)(T-|\tau|)] \tag{5.2.11}$$

$$|R_{\mathrm{VV}}(\tau, f_{\mathrm{d}})|=\left(1-\frac{|\tau|}{T}\right)\mathrm{Sa}[\pi(f_{\mathrm{d}}-K\tau)(T-|\tau|)] \tag{5.2.12}$$

可以证明：

$$|R_{\mathrm{HV}}(\tau, f_{\mathrm{d}})|=|R_{\mathrm{VH}}(\tau, f_{\mathrm{d}})| \tag{5.2.13}$$

模糊函数的模在时频平面的投影定义为模糊图，图 5.2.1 和图 5.2.2 分别给出信号 $c_{\mathrm{H}}(t)$ 和 $c_{\mathrm{V}}(t)$ 的模糊函数的模与模糊图。图 5.2.3 给出信号 $c_{\mathrm{H}}(t)$ 和 $c_{\mathrm{V}}(t)$ 的互模糊函数的模与模糊图。

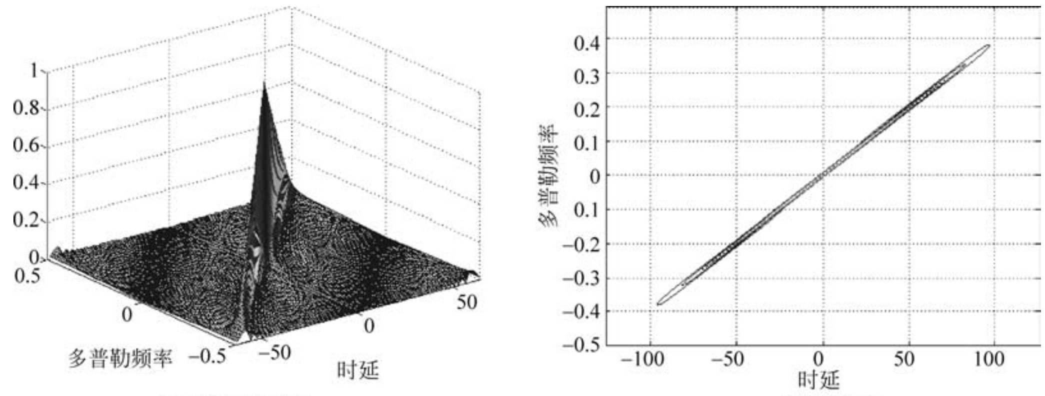


(a) 模糊函数的模　　(b) 模糊图

图 5.2.1　信号 $c_{\mathrm{H}}(t)$ 的模糊函数的模与模糊图

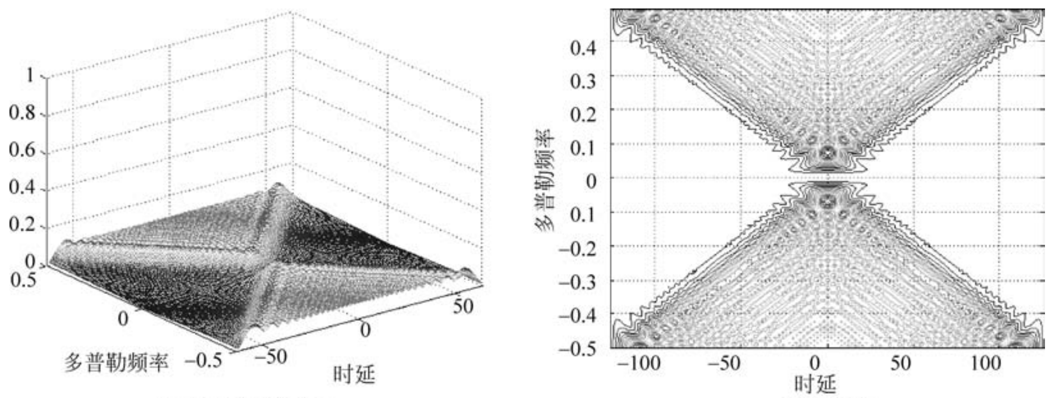
5.2.3　测不准线

可以看出：在 $c_{\mathrm{H}}(t)$ 的模糊图中，模糊函数峰值出现在 $f_{\mathrm{d}}+K\tau=0$，在 $c_{\mathrm{V}}(t)$ 的模糊图中，模糊函数最大值出现在 $f_{\mathrm{d}}-K\tau=0$，上述两条线称为测不准线。线性调频信号测量目标的时延和多普勒频率时存在耦合，并且正调频信号与负调频信号的模糊图中目标测不准



(a) 模糊函数的模　　(b) 模糊图

图 5.2.2　信号 $c_{\mathrm{V}}(t)$ 的模糊函数的模与模糊图



(a) 互模糊函数的模　　(b) 模糊图

图 5.2.3　信号 $c_{\mathrm{H}}(t)$ 和 $c_{\mathrm{V}}(t)$ 的互模糊函数的模与模糊图

线斜率相反。也就是说，由于目标多普勒频率导致的时延误差恰好相反。具体而言，对于正多普勒频率目标，正调频信号脉压后，输出波形峰值比目标真实位置超前，负调频信号脉冲后，输出波形峰值比目标真实位置滞后，并且超前量与滞后量相等。因此，可以将基于正、负线性调频测得的时延相加，可以消除时延与多普勒频率的耦合效应。

在测不准线上：

$$R_{\mathrm{HH}}\left(-\frac{f_{\mathrm{d}}}{K},f_{\mathrm{d}}\right)=\left(1-\frac{|f_{\mathrm{d}}|}{B}\right)\exp\left(-\mathrm{j}\pi BT\frac{f_{\mathrm{d}}^{2}}{B^{2}}\right) \tag{5.2.14}$$

$$R_{\mathrm{VV}}\left(\frac{f_{\mathrm{d}}}{K},f_{\mathrm{d}}\right)=\left(1-\frac{|f_{\mathrm{d}}|}{B}\right)\exp\left(\mathrm{j}\pi BT\frac{f_{\mathrm{d}}^{2}}{B^{2}}\right) \tag{5.2.15}$$

$$R_{\mathrm{VH}}\left(\frac{f_{\mathrm{d}}}{K}, f_{\mathrm{d}}\right)=\frac{1}{2T\sqrt{K}}\{[C(u_2)-C(u_1)]+\mathrm{j}[S(u_2)-S(u_1)]\}\exp\left(\mathrm{j}\pi BT\frac{f_{\mathrm{d}}^2}{B^2}\right) \tag{5.2.16}$$

式中

$$u_2=\sqrt{K}\left(2T+\frac{f_{\mathrm{d}}-|f_{\mathrm{d}}|}{K}\right),\quad u_1=\sqrt{K}\left(\frac{f_{\mathrm{d}}+|f_{\mathrm{d}}|}{K}\right)$$

$$R_{\mathrm{HV}}\left(-\frac{f_{\mathrm{d}}}{K}, f_{\mathrm{d}}\right)=\frac{1}{2T\sqrt{K}}\{[C(u_2)-C(u_1)]-\mathrm{j}[S(u_2)-S(u_1)]\}\exp\left(-\mathrm{j}\pi BT\frac{f_{\mathrm{d}}^2}{B^2}\right) \tag{5.2.17}$$

式中

$$u_2=\sqrt{K}\left(2T-\frac{f_{\mathrm{d}}+|f_{\mathrm{d}}|}{K}\right),\quad u_1=\sqrt{K}\left(\frac{|f_{\mathrm{d}}|-f_{\mathrm{d}}}{K}\right)$$

可以证明：

$$\begin{aligned}\left|R_{\mathrm{HH}}\left(-\frac{f_{\mathrm{d}}}{K}, f_{\mathrm{d}}\right)\right|=\left|R_{\mathrm{VV}}\left(\frac{f_{\mathrm{d}}}{K}, f_{\mathrm{d}}\right)\right|\gg\left|R_{\mathrm{HV}}\left(-\frac{f_{\mathrm{d}}}{K}, f_{\mathrm{d}}\right)\right| \\ \approx\left|R_{\mathrm{VH}}\left(\frac{f_{\mathrm{d}}}{K}, f_{\mathrm{d}}\right)\right|\end{aligned} \tag{5.2.18}$$

上式说明：滤波器输出的峰值点位置主要取决于模糊函数，互模糊函数的值相对较小，但是对极化散射矩阵测量的影响不能忽略。

5.3 波分极化测量体制信号处理

5.3.1 接收信号模型

假定目标为理想点目标，不考虑目标运动速度对回波复包络的影响。设目标的时延为 t_0，目标的多普勒频率为 f_{d}，目标的极化散射矩阵是目标姿态的函数，对于运动目标也就是时间的函数，记为 $S(t)$，发射波与目标作用的时刻为$\frac{t_0}{2}$，即待估计的散射矩阵为 $S\left(\frac{t_0}{2}\right)$。在下面的分析中略去$\frac{t_0}{2}$，即

$$\boldsymbol{S}=\begin{bmatrix} s_{\mathrm{HH}} & s_{\mathrm{HV}} \\ s_{\mathrm{VH}} & s_{\mathrm{VV}} \end{bmatrix}$$

式中：散射矩阵元素的下标，右边的为发射极化，左边的为接收极化。

波分极化测量雷达系统原理框图如图 5.3.1 所示。

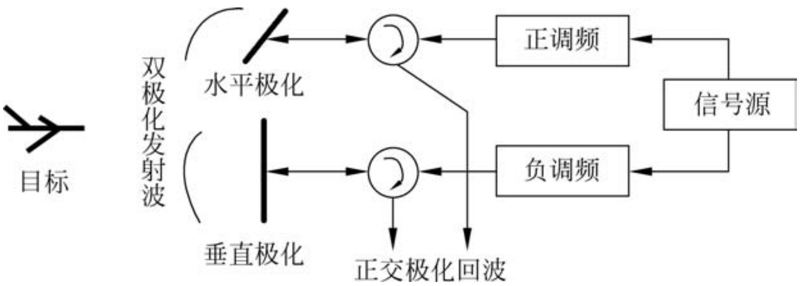


图 5.3.1　波分极化测量雷达系统原理框图

雷达双极化天线同时接收目标回波，假定雷达频率调制与解调过程理想，放大器均为线性，并且忽略雷达载波项。正交极化双通道接收信号为

$$\boldsymbol{r}(t)=\boldsymbol{S}\boldsymbol{c}(t-t_0)\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi f_{\mathrm{d}}(t-t_0)}+\boldsymbol{n}(t) \tag{5.3.1}$$

具体展开为

$$r_{\mathrm{H}}(t)=s_{\mathrm{HH}}c_{\mathrm{H}}(t-t_0)\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi f_{\mathrm{d}}(t-t_0)}+s_{\mathrm{HV}}c_{\mathrm{V}}(t-t_0)\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi f_{\mathrm{d}}(t-t_0)}+n_{\mathrm{H}}(t) \tag{5.3.2}$$

$$r_{\mathrm{V}}(t)=s_{\mathrm{VH}}c_{\mathrm{H}}(t-t_0)\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi f_{\mathrm{d}}(t-t_0)}+s_{\mathrm{VV}}c_{\mathrm{V}}(t-t_0)\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi f_{\mathrm{d}}(t-t_0)}+n_{\mathrm{V}}(t) \tag{5.3.3}$$

可以看出：水平极化通道中包含了垂直极化发射信号回波，垂直极化通道中也包含了水平极化发射信号回波。假设双正交极化信道内部噪声为零均值、独立、正态、平稳随机过程，并且噪声与信号独立，具有相同的方差 σ^2，即

$$E[n_{\mathrm{H}}(t)]=E[n_{\mathrm{V}}(t)]=0,\quad E[|n_{\mathrm{H}}(t)|^2]=E[|n_{\mathrm{V}}(t)|^2]=\sigma^2,$$
$$E[n_{\mathrm{H}}^*(t)n_{\mathrm{V}}(t)]=0,\quad E[n_X^*(t)C_Y(t)]=0,\quad X,Y=\mathrm{H},\mathrm{V}$$

5.3.2　信号处理流程

在线性处理条件下，对接收信号进行匹配滤波或相关接收可以获得最优的检测性能。对于运动目标，在时延、频移以及极化未知的条件下，只能进行匹配滤波处理，对于线性调

频信号而言,匹配滤波即脉冲压缩。脉冲压缩之后进行参数测量,包括回波时延、目标多普勒频率以及目标极化散射矩阵。

信号处理的流程:首先对每个极化通道的回波信号同时进行两路正交波形的匹配滤波,其次估计滤波器输出峰值的位置和复幅度,然后利用模糊函数特性测量目标回波的时延和频移,最后求解线性方程,消除多普勒频率的影响,得到目标的极化散射矩阵。信号处理流程如图 5.3.2 所示。

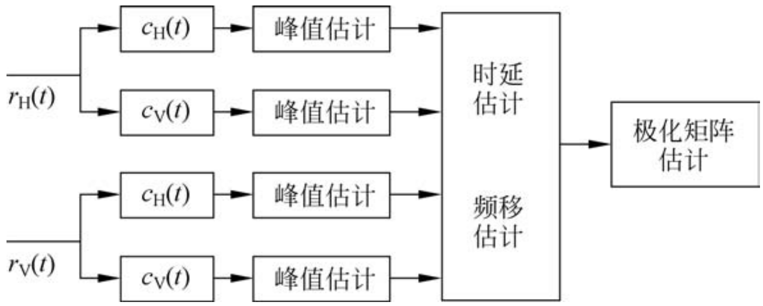


图 5.3.2 信号处理流程

5.3.3 匹配滤波

1. 水平极化回波匹配滤波

水平极化回波 $r_H(t)$ 与 $c_H(t)$ 进行匹配滤波,输出为

$$\begin{aligned} y_{HH}(\tau) &= \int_{-\infty}^{+\infty} c_H^*(t-\tau) r_H(t)\mathrm{d}t \\ &= s_{HH}R_{HH}(\tau - t_0, f_d) + s_{HV}R_{HV}(\tau - t_0, f_d) + \phi_{HH}(\tau) \end{aligned} \tag{5.3.4}$$

式中:$\phi_{HH}(\tau)$ 为噪声的输出,且有

$$\phi_{HH}(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} c_H^*(t-\tau) n_H(t)\mathrm{d}t$$

滤波输出的峰值点 (τ_{HH}, y_{HH}) 满足

$$\tau_{HH} - t_0 = -\frac{f_d}{K} \tag{5.3.5}$$

$$y_{HH}(\tau_{HH}) = s_{HH}R_{HH}\left(-\frac{f_d}{K}, f_d\right) + s_{HV}R_{HV}\left(-\frac{f_d}{K}, f_d\right) + \phi_{HH}(\tau_{HH}) \tag{5.3.6}$$

水平极化回波 $r_{\mathrm{H}}(t)$ **与** $c_{\mathrm{V}}(t)$ **进行匹配滤波，输出为**

$$\begin{aligned} y_{\mathrm{VH}}(\tau) &= \int_{-\infty}^{+\infty} c_{\mathrm{V}}^{*}(t-t_0) r_{\mathrm{H}}(t) \mathrm{d}t \\ &= s_{\mathrm{HH}} R_{\mathrm{VH}}(\tau-t_0, f_{\mathrm{d}}) + s_{\mathrm{HV}} R_{\mathrm{VV}}(\tau-t_0, f_{\mathrm{d}}) + \phi_{\mathrm{VH}}(\tau) \end{aligned} \tag{5.3.7}$$

式中：$\phi_{\mathrm{VH}}(\tau)$ **为噪声的输出，且有**

$$\phi_{\mathrm{VH}}(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} c_{\mathrm{V}}^{*}(t-\tau) n_{\mathrm{H}}(t) \mathrm{d}t$$

滤波输出的峰值点$(\tau_{\mathrm{VH}}, y_{\mathrm{VH}})$**满足**

$$\tau_{\mathrm{VH}} - t_0 = \frac{f_{\mathrm{d}}}{K} \tag{5.3.8}$$

$$y_{\mathrm{VH}}(\tau_{\mathrm{VH}}) = s_{\mathrm{HH}} R_{\mathrm{VH}}\left(\frac{f_{\mathrm{d}}}{K}, f_{\mathrm{d}}\right) + s_{\mathrm{HV}} R_{\mathrm{VV}}\left(\frac{f_{\mathrm{d}}}{K}, f_{\mathrm{d}}\right) + \phi_{\mathrm{VH}}(\tau_{\mathrm{VH}}) \tag{5.3.9}$$

2. 垂直极化回波匹配滤波

垂直极化回波 $r_{\mathrm{V}}(t)$ **与** $c_{\mathrm{H}}(t)$ **进行匹配滤波，输出为**

$$\begin{aligned} y_{\mathrm{HV}}(\tau) &= \int_{-\infty}^{+} c_{\mathrm{H}}^{*}(t-t_0) r_{\mathrm{V}}(t) \mathrm{d}t \\ &= s_{\mathrm{VH}} R_{\mathrm{HH}}(\tau-t_0, f_{\mathrm{d}}) + s_{\mathrm{VV}} R_{\mathrm{HV}}(\tau-t_0, f_{\mathrm{d}}) + \phi_{\mathrm{HV}}(\tau) \end{aligned} \tag{5.3.10}$$

式中：$\phi_{\mathrm{HV}}(\tau)$ **为噪声的输出，且有**

$$\phi_{\mathrm{HV}}(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} c_{\mathrm{H}}^{*}(t-\tau) n_{\mathrm{V}}(t) \mathrm{d}t$$

滤波输出的峰值点$(\tau_{\mathrm{HV}}, y_{\mathrm{HV}})$**满足**

$$\tau_{\mathrm{HV}} - t_0 = -\frac{f_{\mathrm{d}}}{K} \tag{5.3.11}$$

$$y_{\mathrm{HV}}(\tau_{\mathrm{HV}}) = s_{\mathrm{VH}} R_{\mathrm{HH}}\left(-\frac{f_{\mathrm{d}}}{K}, f_{\mathrm{d}}\right) + s_{\mathrm{VV}} R_{\mathrm{HV}}\left(-\frac{f_{\mathrm{d}}}{K}, f_{\mathrm{d}}\right) + \phi_{\mathrm{HV}}(\tau_{\mathrm{HV}}) \tag{5.3.12}$$

垂直极化回波 $r_{\mathrm{V}}(t)$ **与** $c_{\mathrm{V}}(t)$ **进行匹配滤波，输出为**

$$y_{\mathrm{VV}}(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} c_{\mathrm{V}}^{*}(t-t_0) r_{\mathrm{V}}(t) \mathrm{d}t$$

$$=s_{\mathrm{VH}}R_{\mathrm{VH}}(\tau-t_0,f_{\mathrm{d}})+s_{\mathrm{VV}}R_{\mathrm{VV}}(\tau-t_0,f_{\mathrm{d}})+\phi_{\mathrm{VV}}(\tau) \tag{5.3.13}$$

式中，ϕ_{VV} 噪声输出。

$$\phi_{\mathrm{VV}}(\tau)=\int_{-\infty}^{+\infty}c_{\mathrm{V}}^{*}(t-\tau)n_{\mathrm{V}}(t)\mathrm{d}t$$

滤波输出的峰值点$(\tau_{\mathrm{VV}},y_{\mathrm{VV}})$满足

$$\tau_{\mathrm{VV}}-t_0=\frac{f_{\mathrm{d}}}{K} \tag{5.3.14}$$

$$y_{\mathrm{VV}}(\tau_{\mathrm{VV}})=s_{\mathrm{VH}}R_{\mathrm{VH}}\left(\frac{f_{\mathrm{d}}}{K},f_{\mathrm{d}}\right)+s_{\mathrm{VV}}R_{\mathrm{VV}}\left(\frac{f_{\mathrm{d}}}{K},f_{\mathrm{d}}\right)+\phi_{\mathrm{VV}}(\tau_{\mathrm{VV}}) \tag{5.3.15}$$

3. 匹配滤波输出噪声特性

首先考虑输出噪声的一阶特性，其均值为

$$E[\varphi_{YX}(\tau)]=\int_{-\infty}^{+\infty}c_{Y}^{*}(t-\tau)E[n_{X}(t)]\,\mathrm{d}t=0\quad X,Y\in[\mathrm{H},\mathrm{V}] \tag{5.3.16}$$

可见，通道热噪声通过匹配滤波器输出噪声均值为零。

考虑输出噪声的二阶统计特性，其方差为

$$\begin{aligned}E[|\varphi_{YX}(\tau)|^2]&=E\left\{\int_{-\infty}^{+\infty}c_{Y}(t_1-\tau)n_{X}^{*}(t_1)\mathrm{d}t_1\int_{-\infty}^{+\infty}c_{Y}^{*}(t_2-\tau)n_{X}(t_2)\mathrm{d}t_2\right\}\\&=\sigma^2\int_{-\infty}^{+\infty}|c_{Y}(t-\tau)|^2\mathrm{d}t\\&=\sigma^2R_{YY}(0)=\sigma^2\quad X,Y\in[\mathrm{H},\mathrm{V}]\end{aligned} \tag{5.3.17}$$

可见，通道热噪声通过匹配滤波器输出噪声方差为σ^2。

同一噪声分别通过正交波形滤波器输出噪声协方差为

$$\begin{aligned}E[\varphi_{YX}^{*}(\tau)\varphi_{XX}(\tau)]&=E\left\{\int_{-\infty}^{+\infty}c_{Y}(t_1-\tau)n_{X}^{*}(t_1)\mathrm{d}t_1\int_{-\infty}^{+\infty}c_{X}^{*}(t_2-\tau)n_{X}(t_2)\mathrm{d}t_2\right\}\\&=\sigma^2\int_{-\infty}^{+\infty}c_{X}^{*}(t-\tau)c_{Y}(t-\tau)\mathrm{d}t\\&=\sigma^2R_{XY}(0)\approx0\quad X,Y\in[\mathrm{H},\mathrm{V}]\end{aligned} \tag{5.3.18}$$

可见，通道热噪声通过正交波形滤波器后输出噪声协方差约等于零。

5.3.4 参数测量

1. 时延和多普勒频率测量

联合式(5.3.5)、式(5.3.8)、式(5.3.11)和式(5.3.14)，可得时延和多普勒频率的估计分别为

$$\hat{t}_0=\frac{\tau_{\mathrm{HH}}+\tau_{\mathrm{HV}}+\tau_{\mathrm{VH}}+\tau_{\mathrm{VV}}}{4} \tag{5.3.19}$$

$$\hat{f}_{\mathrm{d}}=K\frac{\tau_{\mathrm{VH}}+\tau_{\mathrm{VV}}-\tau_{\mathrm{HH}}-\tau_{\mathrm{HV}}}{4} \tag{5.3.20}$$

2. 极化散射矩阵测量

联合式(5.3.6)和式(5.3.9)得到

$$\begin{bmatrix} y_{\mathrm{HH}}\left(-\frac{f_{\mathrm{d}}}{K}\right) \\ y_{\mathrm{VH}}\left(\frac{f_{\mathrm{d}}}{K}\right) \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} R_{\mathrm{HH}}\left(-\frac{f_{\mathrm{d}}}{K},f_{\mathrm{d}}\right) & R_{\mathrm{HV}}\left(-\frac{f_{\mathrm{d}}}{K},f_{\mathrm{d}}\right) \\ R_{\mathrm{VH}}\left(\frac{f_{\mathrm{d}}}{K},f_{\mathrm{d}}\right) & R_{\mathrm{VV}}\left(\frac{f_{\mathrm{d}}}{K},f_{\mathrm{d}}\right) \end{bmatrix}\begin{bmatrix} s_{\mathrm{HH}} \\ s_{\mathrm{HV}} \end{bmatrix}+\begin{bmatrix} \phi_{\mathrm{HH}}(\tau_{\mathrm{HH}}) \\ \phi_{\mathrm{VH}}(\tau_{\mathrm{VH}}) \end{bmatrix} \tag{5.3.21}$$

联合式(5.3.12)和式(5.3.15)得到

$$\begin{bmatrix} y_{\mathrm{HV}}\left(-\frac{f_{\mathrm{d}}}{K}\right) \\ y_{\mathrm{VV}}\left(\frac{f_{\mathrm{d}}}{K}\right) \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} R_{\mathrm{HH}}\left(-\frac{f_{\mathrm{d}}}{K},f_{\mathrm{d}}\right) & R_{\mathrm{HV}}\left(-\frac{f_{\mathrm{d}}}{K},f_{\mathrm{d}}\right) \\ R_{\mathrm{VH}}\left(\frac{f_{\mathrm{d}}}{K},f_{\mathrm{d}}\right) & R_{\mathrm{VV}}\left(\frac{f_{\mathrm{d}}}{K},f_{\mathrm{d}}\right) \end{bmatrix}\begin{bmatrix} s_{\mathrm{VH}} \\ s_{\mathrm{VV}} \end{bmatrix}+\begin{bmatrix} \phi_{\mathrm{HV}}(\tau_{\mathrm{HV}}) \\ \phi_{\mathrm{VV}}(\tau_{\mathrm{VV}}) \end{bmatrix} \tag{5.3.22}$$

定义矩阵

$$\boldsymbol{G}\triangleq\begin{bmatrix} R_{\mathrm{HH}}\left(-\frac{f_{\mathrm{d}}}{K},f_{\mathrm{d}}\right) & R_{\mathrm{HV}}\left(-\frac{f_{\mathrm{d}}}{K},f_{\mathrm{d}}\right) \\ R_{\mathrm{VH}}\left(\frac{f_{\mathrm{d}}}{K},f_{\mathrm{d}}\right) & R_{\mathrm{VV}}\left(\frac{f_{\mathrm{d}}}{K},f_{\mathrm{d}}\right) \end{bmatrix}$$

称为极化-多普勒耦合矩阵，它是目标多普勒频率的函数。

当 $f_d=0$ 时，有

$$\boldsymbol{G}=\begin{bmatrix}1 & R_{HV}(0,0)\\ R_{VH}(0,0) & 1\end{bmatrix}$$

由于 $|R_{VH}(0,0)|=|R_{HV}(0,0)|<<1$，所以 $\boldsymbol{G}\approx\boldsymbol{I}_2$。因此，对于静止目标而言，直接用正交匹配滤波输出回波的峰值作为极化散射矩阵元素的估计是合理的。

然而，当 $f_d\neq0$ 时，$\boldsymbol{G}\neq\boldsymbol{I}_2$，并且 f_d 越大，$\|\boldsymbol{G}-\boldsymbol{I}_2\|_F$ 越大。也就是说，多普勒频率越大，其对极化散射矩阵的影响就越大，因此对于动目标极化散射矩阵测量必须要进行修正。根据式(5.3.21)和式(5.3.22)，以及式(5.3.16)～式(5.3.18)，可以得到精确的极化散射矩阵的估计：

$$\begin{bmatrix}\hat{s}_{HH}\\ \hat{s}_{HV}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}R_{HH}\left(-\dfrac{f_d}{K},f_d\right) & R_{HV}\left(-\dfrac{f_d}{K},f_d\right)\\ R_{VH}\left(\dfrac{f_d}{K},f_d\right) & R_{VV}\left(\dfrac{f_d}{K},f_d\right)\end{bmatrix}^{-1}\begin{bmatrix}y_{HH}\\ y_{VH}\end{bmatrix} \tag{5.3.23}$$

$$\begin{bmatrix}\hat{s}_{VH}\\ \hat{s}_{VV}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}R_{HH}\left(-\dfrac{f_d}{K},f_d\right) & R_{HV}\left(-\dfrac{f_d}{K},f_d\right)\\ R_{VH}\left(\dfrac{f_d}{K},f_d\right) & R_{VV}\left(\dfrac{f_d}{K},f_d\right)\end{bmatrix}^{-1}\begin{bmatrix}y_{HV}\\ y_{VV}\end{bmatrix} \tag{5.3.24}$$

这样就在一个脉冲周期内精确地测量出了目标的时延、多普勒频率和极化散射矩阵。

5.3.5 仿真分析

1. 参数设置

L 波段空间监视的雷达，工作波长 $\lambda=0.2\text{m}$，目标搜索模式时线性调频信号的时宽 $T=1000\mu\text{s}$，带宽 $B=1\text{MHz}$，接收机数字采样频率 $f_s=2B=2\text{MHz}$，目标的径向速度 $v_r=8000\text{m/s}$，因此多普勒频率 $f_d=80\text{kHz}$，目标极化散射矩阵为

$$\boldsymbol{S}=\begin{bmatrix}2\mathrm{e}^{\mathrm{j}\frac{\pi}{3}} & \mathrm{e}^{\mathrm{j}\frac{2\pi}{3}}\\ \mathrm{e}^{\mathrm{j}\frac{2\pi}{3}} & 3\mathrm{e}^{\mathrm{j}\frac{\pi}{2}}\end{bmatrix}$$

水平和垂直极化通道接收机热噪声方差相等，均为 $\sigma^2=0.01$。

2. 匹配滤波输出

水平极化和垂直极化接收通道回波分别与双正交波形进行匹配滤波，其输出波形如图 5.3.3 所示。

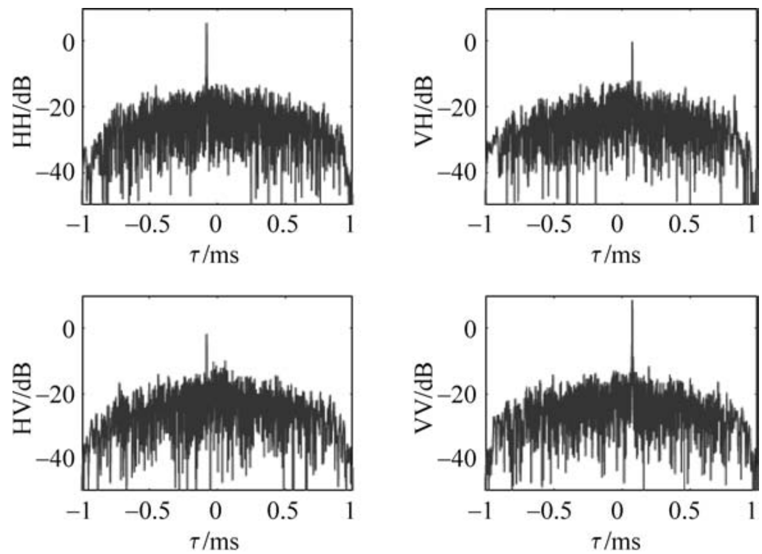


图 5.3.3 正交波形滤波器输出

可以看出，HH 通道和 HV 通道匹配滤波器输出峰值超前目标真实位置，VH 通道和 VV 通道匹配滤波器输出峰值滞后目标真实位置，并且超前量和滞后量相等，均为 0.08ms，测量出目标多普勒频率 $\hat{f}_d=80\text{kHz}$。

3. 极化散射矩阵元素误差分布

根据测量得到的多普勒频率，进而得到极化-多普勒耦合矩阵为

$$\boldsymbol{G}=\begin{bmatrix} 0.2843-0.8750\text{j} & -0.0042-0.0096\text{j} \\ -0.0048+0.0088\text{j} & 0.2843+0.8750\text{j} \end{bmatrix}$$

再结合 HH、HV、VH 和 VV 极化通道峰值大小可以解算出目标的极化散射矩阵。根据蒙特卡洛仿真，得到极化散射矩阵元素的误差分布如图 5.3.4 所示。

可以看出，目标极化散射矩阵元素测量值为无偏估计，$\text{var}(\hat{s}_{\text{HH}})=0.0108$，$\text{var}(\hat{s}_{\text{HV}})=\text{var}(\hat{s}_{\text{VH}})=0.0113$，$\text{var}(\hat{s}_{\text{VV}})=0.0103$，极化散射矩阵各个元素估计精度大体相当。

4. 极化散射矩阵测量性能与 SNR 的关系

目标综合信噪比定义为

$$\text{SNR}=\frac{\|\boldsymbol{S}\|_{\text{F}}^{2}}{4\sigma^{2}}$$

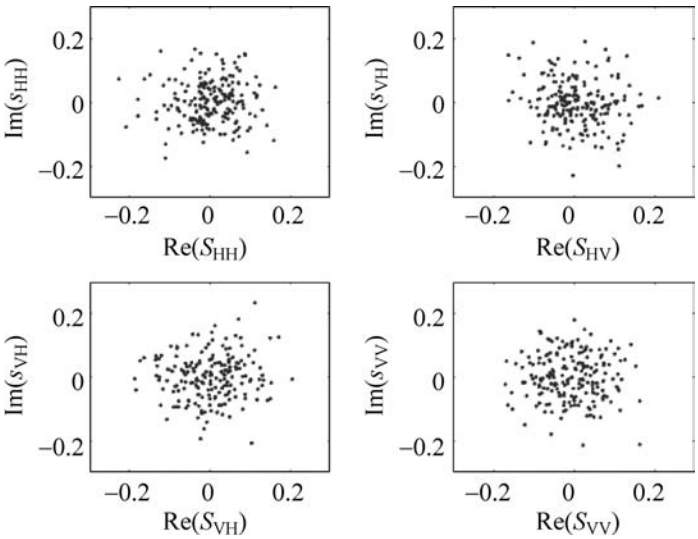


图 5.3.4 极化散射矩阵元素测量误差分布

极化散射矩阵测量的相对误差为

$$\varepsilon=\frac{\|\hat{\boldsymbol{S}}-\boldsymbol{S}\|_{\mathrm{F}}^{2}}{\|\boldsymbol{S}\|_{\mathrm{F}}^{2}}$$

式中：$\|\cdot\|_{\mathrm{F}}^{2}$ 表示矩阵的 Frobenius 范数。

固定目标多普勒频率 $f_{\mathrm{d}}=80\mathrm{kHz}$，通过蒙特卡洛仿真得到极化散射矩阵相对误差随信噪比的变化关系曲线如图 5.3.5 所示。可以看出，随着 SNR 的提高，极化散射矩阵测量精度提升。

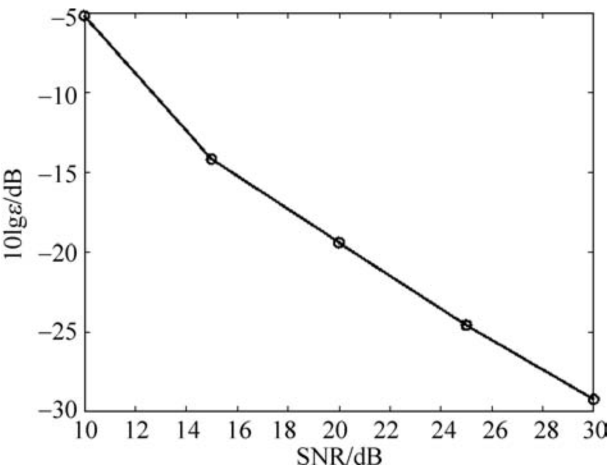


图 5.3.5 极化散射矩阵测量相对误差与信噪比的关系曲线

5. 极化散射矩阵测量性能与多普勒频率的关系

固定目标综合信噪比 SNR＝25dB，通过蒙特卡洛仿真得到极化散射矩阵相对误差随目标多普勒频率的变化关系曲线如图 5.3.6 所示。可以看出，当目标多普勒频率为零时，极化散射矩阵测量精度最高，随着目标多普勒频率的增加，极化散射矩阵测量精度“稍微”下降。进一步说明极化－多普勒耦合矩阵求逆运算，“几乎”完全矫正了目标运动对极化测量的影响，因此可以“适当”放松对正交波形隔离度的要求。

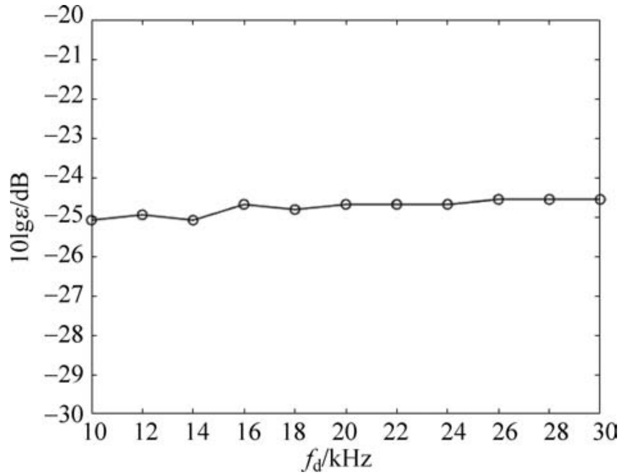


图 5.3.6　极化散射矩阵测量相对误差与目标多普勒频率的关系曲线