

双通道极化 SAR 干扰抑制

郭睿 孙光才 周峰 邢孟道

(西安电子科技大学雷达信号处理国家重点实验室 西安 710071)

摘要: 该文结合 SAR 领域的两种重要技术——极化和多通道, 提出了在双通道极化合成孔径雷达(D-PolSAR)系统中同时抑制压制和欺骗干扰的方法。文章首先建立了 D-PolSAR 系统模型, 分析了在这一系统下的信号模型和干扰模型; 然后分析干扰信号与真实目标信号在 D-PolSAR 系统下的差异, 提出了基于相位补偿的双通道相消方法来同时抑制压制干扰和欺骗干扰, 仿真实验证明该方法的有效性。

关键词: 双通道极化合成孔径雷达; 压制干扰; 欺骗干扰; 双通道相消

中图分类号: TN958

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2010)06-1343-07

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2009.00860

Jamming Suppression in D-PolSAR System

Guo Rui Sun Guang-cai Zhou Feng Xing Meng-dao

(National Lab of Radar Signal Processing, Xidian University, Xi'an 710071, China)

Abstract: In the paper, making use of two key techniques in SAR domain—mutichannel SAR and PolSAR, a method to suppress both the blanketing jamming and the deceptive jamming is provided in Dual-channel PolSAR (D-PolSAR) system. First, the model of the D-PolSAR system is established, and the signal and jamming in the D-PolSAR system are analyzed; then by comparing the difference between jamming and real signal, a Two-Channel-Cancellation(TCC) method based on phase compensation is proposed to suppress these two types of jamming. The simulation results validate the effectiveness of proposed method.

Key words: Dual-channel-PolSAR(D-PolSAR); Blanketing jamming; Deceptive jamming; Two-Channel-Cancellation(TCC)

1 引言

SAR 自从问世以来, 凭借高分辨率, 全天候, 全天时和可直接观察等优点, 在军事领域发挥着重要作用。因此, SAR 干扰和抗干扰技术的研究引起了国内外的广泛关注。目前对 SAR 电子干扰的基本方式主要有压制干扰和欺骗干扰两种方式^[1-3]。压制干扰主要是产生类似噪声的干扰图像来淹没真实信号^[1-4]; 欺骗干扰主要是产生类似真实信号的目标来掩蔽真正的目标^[5-7]。两种干扰都在成像处理后的图像域中体现出来。对于传统的单极化 SAR 系统, 主要是从时频域或者空域对真实信号和干扰特性进行分析。随着极化 SAR 发展的日趋深入, 极化特性也被用来区别真实信号和假目标干扰^[8,9], 这为从事 SAR 干扰和抗干扰技术研究提供了一个新的平台和新的发展方向。

然而现阶段的干扰抑制主要还是集中在传统的 SAR 系统上, 现有的各种干扰抑制方法也都只是单

独地针对压制干扰或者欺骗干扰进行抑制。文献[4]提出了 3 通道对消, 介绍了 3 通道对消抑制 SAR 压制干扰的过程, 同时指出了对回波信号的损失; 文献[10]中, 采用极化 SAR 的特点对欺骗干扰进行了抑制, 介绍了雷达真实目标和假目标干扰的极化特性差异, 提出了在慢时间多普勒域进行假目标对消的原理和方法。虽然文献[10]充分利用了极化特性对假目标干扰进行了有效的抑制, 但是还是没有能够同时对压制干扰和欺骗干扰进行抑制。对于同时有效抑制两种干扰的技术研究还是很少的。本文正基于这种背景, 结合 SAR 领域中两个关键技术——多通道和极化, 提出了一种能同时对压制干扰和欺骗干扰进行抑制的新方法。

本文采用一发双收的天线模型。双通道极化 SAR(D-PolSAR)系统采用的是分时极化测量方法, 同时 D-PolSAR 系统中两幅天线之间的距离不满足传统的 DPCA 方法^[11]所要求的条件。传统的 DPCA 方法中, 两天线相位中心间距, 脉冲重复频率及载机速度满足一定的关系, 本文中对两天线相位中心则没有这样的要求。本文首先讨论了双通道多极化

2009-06-09 收到, 2009-10-16 改回

国家部委基金(9140A21020609DZ01)资助课题

通信作者: 郭睿 gr2003@126.com

系统下的雷达真实信号模型和干扰信号模型；然后利用双通道和多极化的特性，分析干扰与真实信号之间的差异，提出了一种基于相位补偿的通道相消方法，对两种干扰进行抑制；最后本文进行了相应的仿真试验，通过仿真验证了文中提出算法的合理性。

2 D-PolSAR 系统下的信号模型

2.1 D-PolSAR 几何模型

如图1所示为极化 SAR 正侧视双通道的工作几何模型。载机以速度 v 水平匀速飞行，以飞行方向为 x 轴，飞行高度为 H ，场景位于 XOY 平面内。两天线相位中心分别为 $O_1(vt_m, 0, H)$ ， $O_2(vt_m - d, 0, H)$ 。其中， O_1 为发射中心， O_1 和 O_2 为接收中心，其间距为 d ， t_m 表示沿方位向的慢时间。 $(x, y, 0)$ 表示场景中的真实点位置坐标， $(x_0, y_0, 0)$ 为干扰机 M 所在的位置。

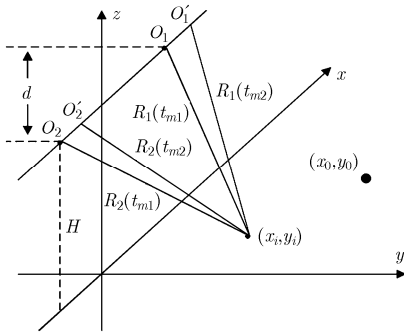


图1 D-PolSAR 正侧视几何模型

系统采用一发双收的模式，水平极化(H)和垂直极化(V)两种极化方式的信号交替发射，但同时接收。在 t_{m1} 时刻，信号以 H 极化方式发射，在两通道中分别同时以 H 和 V 两种极化方式接收，接收得到 HH 和 VH 极化方式的回波，场景中的真实点目标到两天线相位中心的距离分别为 $R_1(t_{m1})$ 和 $R_2(t_{m1})$ ；在 t_{m2} 时刻，信号以 V 方式发射，同时以 H 和 V 两种极化方式接收，在两通道中分别接收得到 HV 和 VV 极化方式的回波，真实点目标到两天线相位中心的距离分别为 $R_1(t_{m2})$ 和 $R_2(t_{m2})$ 。其中， $t_{m2} - t_{m1} = T_r$ ， T_r 为脉冲重复时间(PRP)。

2.2 真实信号回波模型

假设雷达发射的信号为线性调频(LFM)脉冲信号，记为 $p(t)$ ，则两通道接收到的各极化方式的回波信号为

$$V_{1HH}(t, t_{m1}) = S_{HH} p(t - 2R_1(t_{m1})/C) \exp\left[-j \frac{4\pi}{\lambda} R_1(t_{m1})\right] \quad (1a)$$

$$V_{1VH}(t, t_{m1}) = S_{VH} p(t - 2R_1(t_{m1})/C) \exp\left[-j \frac{4\pi}{\lambda} R_1(t_{m1})\right] \quad (1b)$$

$$V_{1HV}(t, t_{m2}) = S_{HV} p(t - 2R_1(t_{m2})/C) \exp\left[-j \frac{4\pi}{\lambda} R_1(t_{m2})\right] \quad (1c)$$

$$V_{1VV}(t, t_{m2}) = S_{VV} p(t - 2R_1(t_{m2})/C) \exp\left[-j \frac{4\pi}{\lambda} R_1(t_{m2})\right] \quad (1d)$$

$$V_{2HH}(t, t_{m1}) = S_{HH} p\left(t - (R_1(t_{m1}) + R_2(t_{m1}))/C\right) \cdot \exp\left[-j \frac{2\pi}{\lambda} (R_1(t_{m1}) + R_2(t_{m1}))\right] \quad (2a)$$

$$V_{2VH}(t, t_{m1}) = S_{VH} p\left(t - (R_1(t_{m1}) + R_2(t_{m1}))/C\right) \cdot \exp\left[-j \frac{2\pi}{\lambda} (R_1(t_{m1}) + R_2(t_{m1}))\right] \quad (2b)$$

$$V_{2HV}(t, t_{m2}) = S_{HV} p\left(t - (R_1(t_{m2}) + R_2(t_{m2}))/C\right) \cdot \exp\left[-j \frac{2\pi}{\lambda} (R_1(t_{m2}) + R_2(t_{m2}))\right] \quad (2c)$$

$$V_{2VV}(t, t_{m2}) = S_{VV} p\left(t - (R_1(t_{m2}) + R_2(t_{m2}))/C\right) \cdot \exp\left[-j \frac{2\pi}{\lambda} (R_1(t_{m2}) + R_2(t_{m2}))\right] \quad (2d)$$

其中 V 表示接收到的回波信号，下标 1, 2 分别表示天线 O_1 和 O_2 ； t 表示快时间； λ 为信号波长； C 表示光速； $\mathbf{S} = \begin{bmatrix} S_{HH} & S_{HV} \\ S_{VH} & S_{VV} \end{bmatrix}$ 表示点散射矩阵， S_{HH} ，

S_{HV} ， S_{VH} ， S_{VV} 分别是 HH, VH, HV, VV 4 种接收回波极化状态所对应的散射系数。为了分析的方便，式(1)和式(2)中忽略了发射接收天线增益和噪声。

2.3 干扰信号回波模型

对于欺骗干扰而言，由干扰机 M 直接转发真实雷达信号，引入多路延时和多普勒调制，相当于分别在距离和方位向复制点目标，因此转发信号的特性与真实目标回波特性相同，记为 $P_j(t)$ 。假设由干扰机 M 发射的压制干扰为窄带信号，记为 $N(t) = A(t) \exp(j2\pi f_c t)$ ，其中 $A(t)$ 为压制干扰信号的包络，载频 f_c 为常数。那么，两通道接收到的各极化方式的干扰信号表示如下

$$v_{1HH_j}(t, t_{m1}) = h_{jH} A(t - R_{1s}(t_{m1})/C) \cdot \exp\left[-j \frac{2\pi}{\lambda} R_{1s}(t_{m1})\right] + h_{jH} P_j(t - R_{1d}(t_{m1})/C) \cdot \exp\left[-j \frac{2\pi}{\lambda} R_{1d}(t_{m1})\right] \quad (3a)$$

$$\begin{aligned}
v_{1VH_j}(t, t_{m1}) &= h_{jV}A(t - R_{1s}(t_{m1})/C) \\
&\cdot \exp\left(-j\frac{2\pi}{\lambda}R_{1s}(t_{m1})\right) + h_{jV}p_j(t - R_{1d}(t_{m1})/C) \\
&\cdot \exp\left(-j\frac{2\pi}{\lambda}R_{1d}(t_{m1})\right) \quad (3b)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
v_{1HV_j}(t, t_{m2}) &= h_{jH}A(t - R_{1d}(t_{m2})/C) \\
&\cdot \exp\left(-j\frac{2\pi}{\lambda}R_{1d}(t_{m2})\right) + h_{jH}p_j(t - R_{1d}(t_{m2})/C) \\
&\cdot \exp\left(-j\frac{2\pi}{\lambda}R_{1d}(t_{m2})\right) \quad (3c)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
v_{1VV_j}(t, t_{m2}) &= h_{jV}A(t - R_{1d}(t_{m2})/C) \\
&\cdot \exp\left(-j\frac{2\pi}{\lambda}R_{1d}(t_{m2})\right) + h_{jV}p_j(t - R_{1d}(t_{m2})/C) \\
&\cdot \exp\left(-j\frac{2\pi}{\lambda}R_{1d}(t_{m2})\right) \quad (3d)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
v_{2HH_j}(t, t_{m1}) &= h_{jH}A(t - R_{2s}(t_{m1})/C) \\
&\cdot \exp\left(-j\frac{2\pi}{\lambda}R_{2s}(t_{m1})\right) + h_{jH}p_j(t - R_{2d}(t_{m1})/C) \\
&\cdot \exp\left(-j\frac{2\pi}{\lambda}R_{2d}(t_{m1})\right) \quad (4a)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
v_{2VH_j}(t, t_{m1}) &= h_{jV}A(t - R_{2s}(t_{m1})/C) \\
&\cdot \exp\left(-j\frac{2\pi}{\lambda}R_{2s}(t_{m1})\right) + h_{jV}p_j(t - R_{2d}(t_{m1})/C) \\
&\cdot \exp\left(-j\frac{2\pi}{\lambda}R_{2d}(t_{m1})\right) \quad (4b)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
v_{2HH_j}(t, t_{m2}) &= h_{jH}A(t - R_{2s}(t_{m2})/C) \\
&\cdot \exp\left(-j\frac{2\pi}{\lambda}R_{2s}(t_{m2})\right) + h_{jH}p_j(t - R_{2d}(t_{m2})/C) \\
&\cdot \exp\left(-j\frac{2\pi}{\lambda}R_{2d}(t_{m2})\right) \quad (4c)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
v_{2VV_j}(t, t_{m2}) &= h_{jV}A(t - R_{2s}(t_{m2})/C) \\
&\cdot \exp\left(-j\frac{2\pi}{\lambda}R_{2s}(t_{m2})\right) + h_{jV}p_j(t - R_{2d}(t_{m2})/C) \\
&\cdot \exp\left(-j\frac{2\pi}{\lambda}R_{2d}(t_{m2})\right) \quad (4d)
\end{aligned}$$

其中 H_j 表示干扰机发射信号为 H 极化波, V_j 表示干扰机发射信号为 V 极化波; $\mathbf{h}_j = [h_{jH} \ h_{jV}]^T$ 为干扰机发射信号的 Jones 矢量。对于 H 极化波, Jones 矢量为 $\mathbf{h} = [1 \ 0]^T$; 对于 V 极化波, Jones 矢量为 $\mathbf{h} = [0 \ 1]^T$; 对于左旋圆极化波, $\mathbf{h} = 1/\sqrt{2}[1 \ j]^T$ 。 R_{1d}, R_{2d} 表示为了产生欺骗式虚假目标, 干扰机经延时和调制后到两天线相位中心的等效距离; R_{1s}, R_{2s} 表示干扰机 M 到两天线相位中心的距离; 相对于干扰机发射的 H 和 V 极化波, 慢时间 t_m 也分为 t_{m1}, t_{m2} 。

3 干扰抑制

3.1 抑制压制干扰

从图 1 中可以得到点目标 (x_i, y_i) 和干扰机 (x_0, y_0) 到两天线相位中心的距离分别为

$$\left. \begin{aligned} R_1(t_m) &= \sqrt{(x_i - vt_m)^2 + y_i^2 + H^2} \\ R_2(t_m) &= \sqrt{(x_i - (vt_m - d))^2 + y_i^2 + H^2} \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

$$\left. \begin{aligned} R_{1s}(t_m) &= \sqrt{(x_0 - vt_m)^2 + y_0^2 + H^2} \\ R_{2s}(t_m) &= \sqrt{(x_0 - (vt_m - d))^2 + y_0^2 + H^2} \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

式(5)中的 R_1 和 R_2 也可以用来表示欺骗目标到两天线相位中心的距离。从式(5)和式(6)中可以得到两天线相位中心到点目标的距离差 ΔR 和到干扰机的距离差 ΔR_s 为

$$\left. \begin{aligned} \Delta R &= R_2 - R_1 = (2(x_i - vt_m)d + d^2)/(R_1 + R_2) \\ \Delta R_s &= R_{2s} - R_{1s} = (2(x_0 - vt_m)d + d^2)/(R_{1s} + R_{2s}) \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

由于在式(5)和式(6)中, x 引起的距离变化远小于常量 H 和 y 的影响, 因此可以做这样的近似:

$R_{1s} + R_{2s} \approx R_1 + R_2$ 。则当 $x_0 \neq x_i$, 即干扰机的方位向上没有目标点时, $\Delta R_s \neq \Delta R$ 。

对于压制干扰而言, 比较式(3)和式(4), 两通道对应的极化回波之间的相差为 $\Delta\phi_1 = -j2\pi(R_{2s} - R_{1s})/\lambda = -j2\pi\Delta R_s/\lambda$; 对于真实目标信号, 比较式(1)和式(2), 两通道对应的极化回波之间的相差为 $\Delta\phi'_1 = -j2\pi(R_2 - R_1)/\lambda = -j2\pi\Delta R/\lambda$ 。因此可以采用相位补偿后两通道对消的方法对压制干扰进行抑制, 也就是将天线 O_1 接收到的回波数据乘以相位补偿因子 $\exp(\Delta\phi_1)$ 后, 与天线 O_2 的回波数据进行相消。压制干扰在理论上是可以完全消除的。两天线的 HH 极化回波相消后得到

$$\begin{aligned}
g_{HH}(t, t_{m1}) &= s_{1HH}(t, t_{m1}) \cdot \exp\left(-j\frac{2\pi}{\lambda}\Delta R_s(t_{m1})\right) \\
&\quad - s_{2HH}(t, t_{m1}) \\
&= S_{HH} \left[p \exp\left(-j\frac{2\pi}{\lambda}(2R_1(t_{m1}) + \Delta R_s(t_{m1}))\right) \right. \\
&\quad \left. - p \exp\left(-j\frac{2\pi}{\lambda}(R_1(t_{m1}) + R_2(t_{m1}))\right) \right] \\
&\quad + h_{jH} \left[p_j \exp\left(-j\frac{2\pi}{\lambda}(R_{1d}(t_{m1}) + \Delta R_s(t_{m1}))\right) \right. \\
&\quad \left. - p_j \exp\left(-j\frac{2\pi}{\lambda}R_{2d}(t_{m1})\right) \right] \quad (8a)
\end{aligned}$$

其中 $s_{1HH} = v_{1HH} + v_{1HH_j}$ 为天线 O_1 的接收到的 HH 总

回波; $s_{2\text{HH}} = v_{2\text{HH}} + v_{2\text{HH}_j}$ 为天线 O_2 接收到的 HH 总回波。同理得到 VH, HV, VV 极化回波相消后的信号为

$$g_{\text{VH}}(t, t_{m1}) = S_{\text{VH}} \left[p \exp \left(-j \frac{2\pi}{\lambda} (2R_1(t_{m1}) + \Delta R_s(t_{m1})) \right) - p \exp \left(-j \frac{2\pi}{\lambda} (R_1(t_{m1}) + R_2(t_{m1})) \right) \right] + h_{jV} \left[p_j \exp \left(-j \frac{2\pi}{\lambda} (R_{1d}(t_{m1}) + \Delta R_s(t_{m1})) \right) - p_j \exp \left(-j \frac{2\pi}{\lambda} R_{2d}(t_{m1}) \right) \right] \quad (8b)$$

$$g_{\text{HV}}(t, t_{m2}) = S_{\text{HV}} \left[p \exp \left(-j \frac{2\pi}{\lambda} (2R_1(t_{m2}) + \Delta R_s(t_{m2})) \right) - p \exp \left(-j \frac{2\pi}{\lambda} (R_1(t_{m2}) + R_2(t_{m2})) \right) \right] + h_{jH} \left[p_j \exp \left(-j \frac{2\pi}{\lambda} (R_{1d}(t_{m2}) + \Delta R_s(t_{m2})) \right) - p_j \exp \left(-j \frac{2\pi}{\lambda} R_{2d}(t_{m2}) \right) \right] \quad (8c)$$

$$g_{\text{VV}}(t, t_{m2}) = S_{\text{HV}} \left[p \exp \left(-j \frac{2\pi}{\lambda} (2R_1(t_{m2}) + \Delta R_s(t_{m2})) \right) - p \exp \left(-j \frac{2\pi}{\lambda} (R_1(t_{m2}) + R_2(t_{m2})) \right) \right] + h_{jV} \left[p_j \exp \left(-j \frac{2\pi}{\lambda} (R_{1d}(t_{m2}) + \Delta R_s(t_{m2})) \right) - p_j \exp \left(-j \frac{2\pi}{\lambda} R_{2d}(t_{m2}) \right) \right] \quad (8d)$$

为了书写的简化, 式(8)中都将信号类型 p, p_j 进行简写。

3.2 欺骗干扰抑制

对式(8)中的回波信号进行距离压缩, 得到

$$g_{\text{HH}}(t, t_{m1}) = S_{\text{HH}} \text{psf} \left[\exp \left(-j \frac{2\pi}{\lambda} (2R_1(t_{m1}) + \Delta R_s(t_{m1})) \right) - \exp \left(-j \frac{2\pi}{\lambda} (R_1(t_{m1}) + R_2(t_{m1})) \right) \right] + h_{jH} \text{psf}_j \left[\exp \left(-j \frac{2\pi}{\lambda} (R_{1d}(t_{m1}) + \Delta R_s(t_{m1})) \right) - \exp \left(-j \frac{2\pi}{\lambda} R_{2d}(t_{m1}) \right) \right] \quad (9a)$$

$$g_{\text{VH}}(t, t_{m1}) = S_{\text{VH}} \text{psf} \left[\exp \left(-j \frac{2\pi}{\lambda} (2R_1(t_{m1}) + \Delta R_s(t_{m1})) \right) - \exp \left(-j \frac{2\pi}{\lambda} (R_1(t_{m1}) + R_2(t_{m1})) \right) \right] + h_{jV} \text{psf}_j \left[\exp \left(-j \frac{2\pi}{\lambda} (R_{1d}(t_{m1}) + \Delta R_s(t_{m1})) \right) - \exp \left(-j \frac{2\pi}{\lambda} R_{2d}(t_{m1}) \right) \right] \quad (9b)$$

$$g_{\text{HV}}(t, t_{m2}) = S_{\text{HV}} \text{psf} \left[\exp \left(-j \frac{2\pi}{\lambda} (2R_1(t_{m2}) + \Delta R_s(t_{m2})) \right) - \exp \left(-j \frac{2\pi}{\lambda} (R_1(t_{m2}) + R_2(t_{m2})) \right) \right] + h_{jH} \text{psf}_j \left[\exp \left(-j \frac{2\pi}{\lambda} (R_{1d}(t_{m2}) + \Delta R_s(t_{m2})) \right) - \exp \left(-j \frac{2\pi}{\lambda} R_{2d}(t_{m2}) \right) \right] \quad (9c)$$

$$g_{\text{VV}}(t, t_{m2}) = S_{\text{VV}} \text{psf} \left[\exp \left(-j \frac{2\pi}{\lambda} (2R_1(t_{m2}) + \Delta R_s(t_{m2})) \right) - \exp \left(-j \frac{2\pi}{\lambda} (R_1(t_{m2}) + R_2(t_{m2})) \right) \right] + h_{jV} \text{psf}_j \left[\exp \left(-j \frac{2\pi}{\lambda} (R_{1d}(t_{m2}) + \Delta R_s(t_{m2})) \right) - \exp \left(-j \frac{2\pi}{\lambda} R_{2d}(t_{m2}) \right) \right] \quad (9d)$$

其中 psf, psf_j 为距离向匹配卷积后的值, 与慢时间无关。式(9)中第1部分为真实目标的回波信号, 第2部分为欺骗信号。

对于式(9)中欺骗假目标干扰信号来说, HH 和 HV 极化信号的 Jones 系数是相同的。式(9a)和式(9c)中, 欺骗干扰信号只是存在相位的不同, 相位差为 $\Delta\phi_2 = -j2\pi(R_{1d}(t_{m1}) - R_{1d}(t_{m2}))/\lambda$; 同理, 在式(9b)和式(9d)中, VV 和 VH 极化信号也存在相同的相位差 $\Delta\phi_2$ 。

但是, 对于真实目标回波, 相位差 $\Delta\phi_2$ 在 HH 和 HV 极化信号之间, VV 和 VH 极化信号之间是不成立的。因此, 可以用 HV 极化回波信号乘以相位补偿因子 $\exp(\Delta\phi_2)$ 后与 HH 通道回波信号相消, 欺骗干扰理论上就可以被消除了。同理, 也可以用 VV 通道回波信号乘以相位补偿因子 $\exp(\Delta\phi_2)$ 后与 VH 通道回波信号相消, 得到去干扰后的信号。

在进行完上述所说的所有步骤后, 再对信号进行方位压缩, 就可以得到去掉压制干扰和欺骗干扰的图像了。

3.3 干扰抑制过程

抑制压制和欺骗干扰的具体流程如图 2 所示。

(1)给通道 1 接收的各极化回波都乘以相位补偿因子 $\exp(\Delta\phi_1)$, 之后用通道 2 接收的对应极化回波与补偿后的通道 1 信号相消, 得到单通道的各极化信号; (2)对步骤(1)中得到 4 种极化信号做距离脉冲压缩; (3)给步骤(2)得到的 HV 极化信号乘以补偿因子 $\exp(\Delta\phi_2)$, 然后与 HH 极化信号对消; 给得到的 VV 极化信号乘以补偿因子 $\exp(\Delta\phi_2)$, 然后与 VH 极化

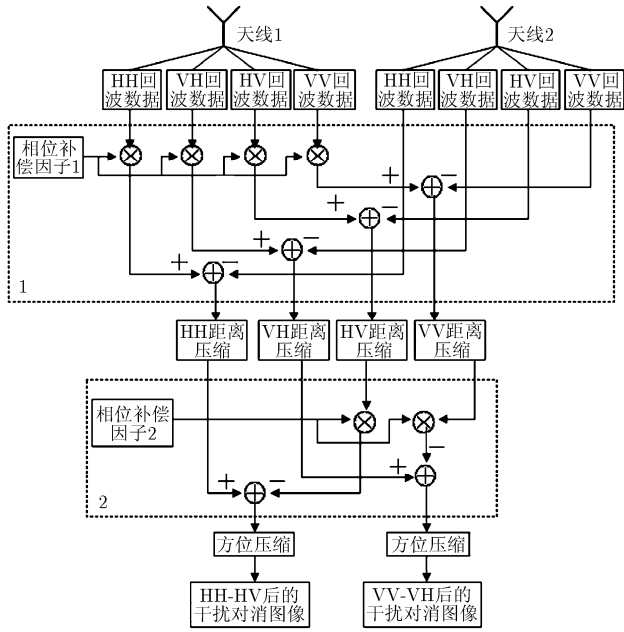


图2 干扰抑制流程图

信号对消；(4)对消后得到的 HH-HV, VV-VH 信号做方位脉冲压缩, 就得到了干扰抑制后的 SAR 图像。其中矩形框 1 内的操作是为了消除压制干扰, 矩形框 2 内的操作是为了消除欺骗干扰。相位补偿因子 1 为 $\exp(\Delta\phi_1)$, 相位补偿因子 2 为 $\exp(\Delta\phi_2)$ 。从图 2 中可以看出, 经过本文中提出的方法进行干扰抑制后, 原本的两个通道 4 种极化状态的回波数据经过处理后, 只能得到两幅图像。因此可以这样理解干扰抑制的原理: 就是干扰抑制是以 D-PolSAR 信息的损失为代价消除了压制和欺骗干扰。

4 实验结果与分析

本文采用 D-PolSAR 系统仿真对上述方法进行分析。仿真实验设置雷达工作于正侧视, 具体参数设置如表 1 所示。

仿真场景中设置 19 个真实目标点, 目标点排成“ \boxtimes ”形状, 中间组成“X”形状 5 个点对应的

表 1 系统参数设置表

系统参数	设置值
波长	0.032 m
载机高度	6000 m
载机速度	150 m/s
波束宽度	1.5°
波束俯仰角	35°
脉冲重复频率 PRF	1200 Hz
脉冲宽度	4 μ s
信号带宽	30 MHz
两天线相位中心距离	4 m

散射矩阵分别为 $\begin{bmatrix} 0.95 & -0.433 \\ -0.433 & 0.75 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0.2i \\ 0.2i & 1 \end{bmatrix}$
 $\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0.75 & 0.667 \\ 0.667 & 0.45 \end{bmatrix}$, 其余各点的散射矩阵为 $\begin{bmatrix} 1 & i \\ i & -1 \end{bmatrix}$; 欺骗干扰的欺骗信号极化方式为右旋圆极化, 虚假点在场景中排成“ \diamond ”形状; 压制干扰的信干比为 -35 dB, 干扰机放置的方位向上存在一个真实点目标。

图 3 为没有干扰抑制时, 一个通道接收到的 4 种极化方式回波的成像结果。可以看到无论是 HH, VH, HV, 还是 VV 极化方式, 所有点目标都被类似噪声的窄带压制干扰掩盖了。图 4 为第 1 步利用双通道进行压制干扰抑制后直接成像的结果图, 可以看到每个极化方式中的压制干扰都被完全抑制掉了, 可以看到保留的真实点目标和属于欺骗干扰的虚假点目标。由于存在欺骗干扰, 在图像中无法区分真实点目标和虚假点目标, 因此需要继续对欺骗干扰进行消除。图 5 为按照本文算法得到的压制和欺骗干扰都进行抑制后的成像结果, 可以看到虚假点目标也被消除了, 而真实目标信息得到较好地保留。仿真结果图充分证明本文的方法是有效的, 采用本文的方法可以很好的消除压制和欺骗干扰。

图 6 为不加任何干扰时, 原始的单通道多极化方式成像结果。比较图 5 与图 6, 可以看到图 5 中的 HH-HV 成像结果与图 6 中 HH 成像结果保持一致, 同时图 5 中的 VH-VV 成像结果与图 6 中 VV 成像结果保持一致。同时, 由于干扰机放置的方位

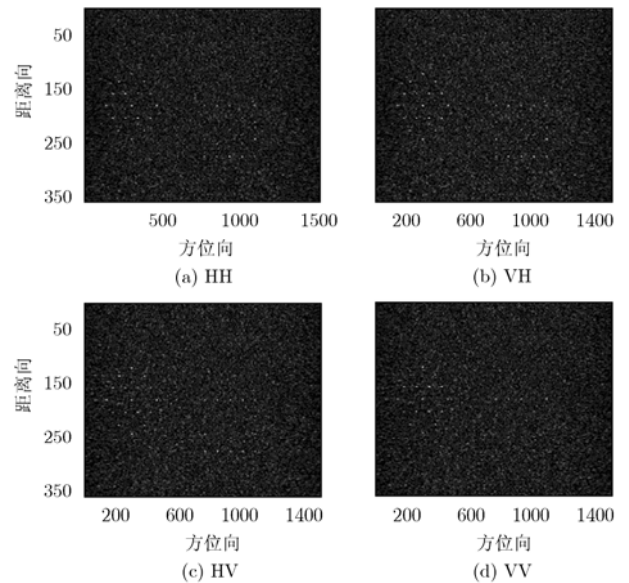


图3 未做干扰抑制的单天线极化通道成像结果

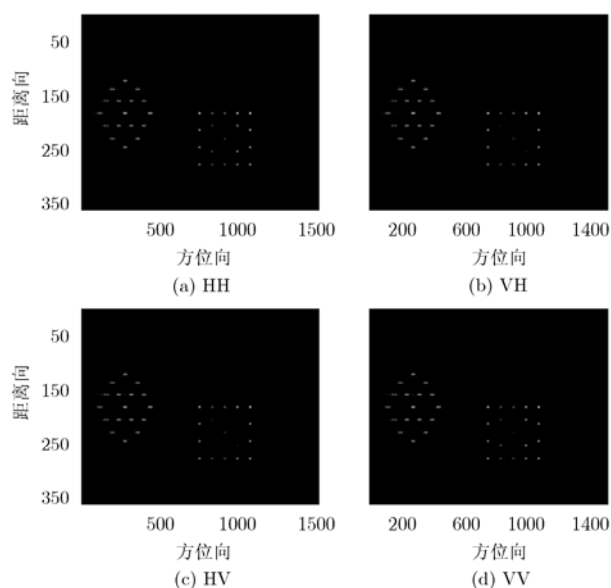


图 4 压制干扰抑制后的极化通道成像结果

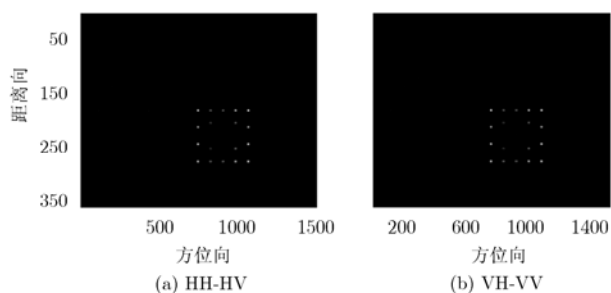


图 5 利用双通道多极化状态进行压制和欺骗干扰同时抑制后的成像结果

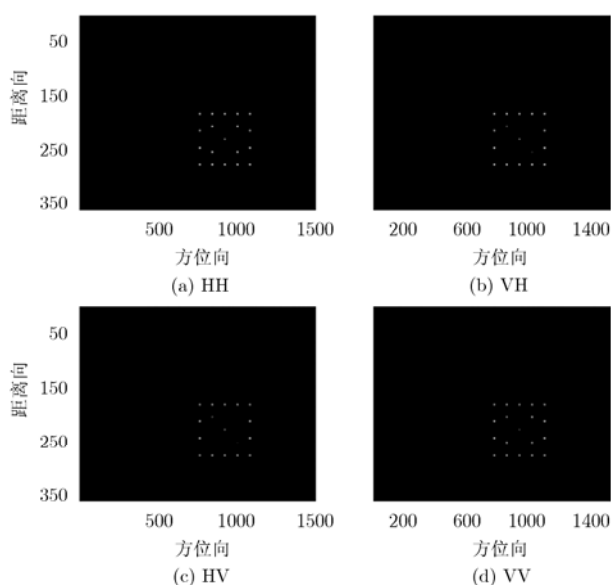


图 6 不加干扰的原始单天线极化通道成像结果

向坐标与一个真实点目标的方位向坐标相同, 因此在图 5 中真实目标有一点也被消除了, 使得“X”

形状中出现了一个断点。

在 D-PolSAR 系统下, 原始的信息是很丰富的, 两个通道 4 种极化方式能够提供比普通的单通道单极化更多的信息。本文正是利用了 D-PolSAR 的这一优势进行干扰抑制研究的。但是从图 5 所提供的信息可以看出, 由于采用了通道对消技术, 使得最终只有两幅图像信息可以获得。因此, 相对于图 5 所获得的有效的干扰抑制结果, 是以 D-PolSAR 信息的损失为代价的。

5 结束语

对于双通道和极化的结合, 在以后的研究中必将有重要的意义。文章正是结合极化和多通道这两个关键技术进行了研究的。与传统的单天线或者单极化 SAR 模式相比较, 双通道多极化 SAR 可以提供更多的信息, 文中对双天线的各极化通道回波形式进行了分析, 并给出了两天线的对应极化通道之间的差异以及不同极化通道之间的差异。正是基于这个差异, 我们才提出了如文中的干扰抑制算法。文中对干扰抑制的方案进行了详细的分析, 并针对方案进行了仿真实验, 试验证明了本文方法的有效性。接下来的工作将主要集中于实测数据的处理。

参考文献

- [1] 孙光才, 白雪茹, 周峰, 邢孟道, 保铮. 一种新的无源压制性 SAR 干扰方法. 电子与信息学报, 2009, 31(3): 610-613.
Sun Guang-cai, Bai Xue-ru, Zhou Feng, Xing Meng-dao, and Bao Zheng. A new passive barrage jamming method for SAR. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2009, 31(3): 610-613.
- [2] 沈微, 刘阳, 徐牧, 李盾. SAR 对抗仿真系统及压制干扰研究. 电子对抗, 2007, 5: 15-20.
Shen Wei, Liu Yang, and Xu mu. Research on SAR jamming simulation system and barrage jamming. *Electronic Warfare*, 2007, 5: 15-20.
- [3] Dumper K, Cooper P S, Wons A F, Condley G J, and Tully P. Spaceborne synthetic aperture radar and noise jamming [J]. *Radar* 97, 1997, (14-16): 411-414.
- [4] 马晓岩, 秦江敏, 贺照辉等. 抑制 SAR 压制性干扰的三通道对消方法. 电子学报, 2007, 35(6): 1015-1020.
Ma Xiao-yan, Qin Jiang-min, and He Zhao-hui, et al. Three-channel cancellation of SAR blanketing jamming suppression. *Acta Electronica Sinica*, 2007, 35(6): 1015-1020.
- [5] 王盛利, 于立, 倪晋麟等. 合成孔径雷达的有源欺骗干扰方法研究. 电子学报, 2003, 31(12): 1900-1902.
Wang Sheng-li, Yu Li, and Ni Jin-lin, et al. A study on the active deception jamming to SAR[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2003, 31(12): 1900-1902.

- [6] 黄立胜, 王贞松, 郑天焱. SAR 欺骗式干扰信号生成与实时性研究[J]. 航天电子对抗, 2007, 23(1): 30-33.
- [7] Wang Wen-qin and Cai Jing-ye. A technique for jamming bi-and multistatic SAR systems. *IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters*, 2007, 4(1): 80-82.
- [8] 代大海. 极化雷达成像及目标特征提取研究. [博士学位论文], 国防科技大学, 2008.
- [9] 施龙飞, 帅鹏, 王雪松, 肖顺平. 极化调制假目标干扰的鉴别. 信号处理, 2008, 24(6): 894-899.
Shi Long-fei, Shuai Peng, Wang Xue-song, and Xiao Shun-ping. Polarization discrimination between modulation polarization decoy and radar target. *Signal Processing*, 2008, 24(6): 894-899.
- [10] 代大海, 王雪松, 肖顺平, 李永祯. PolSAR 有源假目标干扰的鉴别与对消. 电子学报, 2007, 35(9): 1799-1783.
Dai Da-hai, Wang Xue-song, and Xiao Shun-ping, *et al.* Discrimination and suppression of active-decoys jamming in PolSAR. *Acta Electronica Sinica*, 2007, 35(9): 1799-1783.
- [11] 郑明洁, 杨汝良. 基于 DPCA 和干涉技术的 SAR 动目标检测. 电子与信息学报, 2003, 25(11): 1525-1530.
Zheng Ming-jie and Yang Ru-liang. SAR moving targets detection based on DPCA and interferometric processing. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2003, 25(11): 1525-1530.
- 郭 睿: 女, 1985 年生, 博士生, 研究方向为极化 SAR 成像及干扰技术.
- 孙光才: 男, 1984 年生, 博士生, 研究方向为 SAR 成像及其干扰研究.
- 周 峰: 男, 1980 年生, 讲师, 研究方向为雷达成像及其干扰研究.
- 邢孟道: 男, 1972 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为雷达成像和模式识别等.