

基于 Alamouti 编码的 MIMO-SAR 高信噪比高分辨宽测绘带成像

曾祥能^{1,2}, 白 洁¹, 郝明磊¹, 张永顺²

(1. 空军装备研究院航空气象防化研究所, 北京 100085; 2. 空军工程大学导弹学院, 陕西西安 710051)

摘 要: 提出了一种基于 Alamouti 空时编码的方位-慢时间波形编码方案. 系统沿方位向分两个子孔径按 Alamouti 编码矩阵对正交波形作脉间编码发射, 接收端全阵列分子孔径接收, 通过对回波信号作方位多普勒解模糊, 再解码处理 Alamouti 编码组内相邻两个脉冲重复间隔(PRI)的回波信号, 实现了正交子波形的彻底分离, 改善了回波信号的信噪比, 可实现高信噪比下高分辨宽测绘带成像. 系统结构简单, 孔径资源利用率高, 且具有同时多模式工作潜力. 仿真分析验证了系统信号处理方法的正确性.

关键词: Alamouti 空时编码; MIMO-SAR; 信噪比; 高分辨宽测绘带成像

中图分类号: TN957 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2014)06-1186-08

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn>

DOI: 10.3969/j.issn.0372-2112.2014.06.023

High Signal to Noise Ratio and High Resolution Wide Swath Imaging of MIMO-SAR Based on Alamouti Space-Time Encoding

ZENG Xiang-neng^{1,2}, BAI Jie¹, HAO Ming-lei¹, ZHANG Yong-shun²

(1. Aviation Meteorological and Chemical Defense Institute of Air Force Equipment Research Academy, Beijing 100085;

2. Missile Institute of Air Force Engineering University, Xi'an, Shaanxi 710051, China)

Abstract: A new mode named azimuth-slow time waveform coding based on Alamouti space-time coding is presented. In azimuth, the total antenna array is divided into two sub-apertures for transmitting orthogonal waveforms that encoded by Alamouti coding matrix. In receiver, the total antenna array is divided into multiple sub-apertures forming multiple receive phase centers, which can be used for azimuth doppler ambiguity deduction, then the decoding of neighbor pulses can separate the orthogonal sub-waveforms thoroughly. This new method can enhance the echoes' SNR obviously and also realize high resolution wide swath imaging. The proposed system is of terseness, the aperture is fully explored, the SNR of echoes is improved, and the potential of multiple working modes simultaneously, etc. The simulation Results verify the system signal processing method.

Key words: Alamouti space-time coding; MIMO-SAR; signal to noise ratio; high resolution wide swath imaging

1 引言

多输入多输出^[1-4] (Multi-Input Multi-Output, MIMO) 雷达成为当前雷达界的研究热点, 其通过灵活的波束/波形设计、空间分集等优势, 可大幅提升雷达系统分辨率等性能. 将 MIMO 雷达的多通道优势应用到合成孔径雷达成像 (Synthetic Aperture Radar, SAR) 中, 利用其多通道处理突破高分辨、宽测绘带的矛盾, 可提高 SAR 系统的测绘能力. J. H. Kim^[5,6] 等研究了基于波形分集与接收端 DBF 的 MIMO-SAR 系统, 但讨论的只有正/负线性调频信号, 因而正交波形的个数有限. Chen^[7]

则进一步研究了基于脉内零点扫描实现宽幅成像. 随着雷达成像的应用发展, 未来军事侦察、战场监视等要求以较短的重访周期完成高精度的观测, 高分辨宽测绘带成像模式^[8-10] 成为研究热点, 但这些已讨论的方案主要为一发多收或多发一收模式, 是 MIMO 雷达的狭义的应用形式, 这里将讨论基于多发多收形式的成像雷达新体制. 与 MIMO 雷达对空目标观测不同, MIMO 体制应用于成像时主要问题在于多通道回波信号的分离, 基于波形正交化发射与接收信号匹配滤波的分离方法将导致过高的互相关噪声能量, 使分离后的多通道信号成像效果不理想. 采用沿方位向的两个发射子孔径与多个接收

子孔径形成偏置相位中心天线 (DPCA, Displaced Phase Center Antenna) 获得多倍空间采样来等效时间采样, 通过频域谱重构方法进行方位模糊抑制, 从而降低方位高分辨要求下的系统脉冲重复频率 (PRF), 有效缓解高分辨与距离向大测绘带的矛盾, 两个发射子波形通过 2×2 Alamouti 编码-解码进行分离, 完成无模糊距离压缩, 并通过相邻两个 PRI 回波积累获得 6dB 信噪比改善, 使整个系统获得了高信噪比的高分辨宽测绘带对地观测能力。

2 体制建立

以高分辨宽测绘带成像为主要目标, 发射端阵列沿方位向划分为两个相同子孔径, 发射相互正交的波形照射距离向宽场景, 分别记为左孔径 L 和右孔径 R , 采用 2×2 Alamouti 编码^[11,12] 模式发射, 并利用唯相位加权方法展宽波束以获得足够的合成孔径长, 系统工作在较低 PRF 下以保证距离不模糊, 如图 1 所示, 在第 n ($n=1, 3, 5, \dots$) 个发射窗期间, 子孔径 L, R 分别发射正交波形 $s_1(\tau), s_2(\tau)$, 在第 $n+1$ 个发射窗期间, 子孔径 L, R 分别发射 $s_2^*(\tau), -s_1^*(\tau)$, $(\cdot)^*$ 表示求共轭运算, 如此反复交替发射-接收, 可见任意两组相邻连续的发射信号均满足 Alamouti 编码模式, 在接收期间, 沿方位向设置成 M 个子孔径接收相同的全测绘带内散射回波。显然, 在每个 PRI 期间, 对于每个发射子波形, 均形成了 M 个等效相位中心。

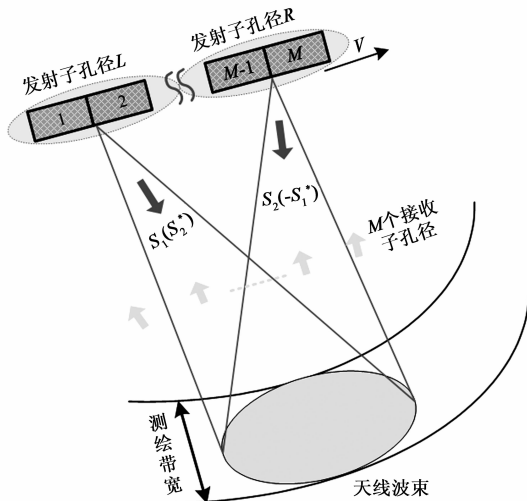


图1 Alamouti编码发射构型

与 Kriger 提出的沿方位向 M 发 M 收模式相比, 该方案采用两发 M 收模式, 获得了同样的等效相位中心个数及解方位模糊能力, 两个发射子孔同时工作, 延长了发射孔径的工作时长, 提高了系统设计的灵活性, 降低了对发射模块的峰值功率要求, 且只需设计两个正

交波形, 降低了正交波形设计的难度。与俯仰向多维波形编码^[13] 相比, 大测绘场景沿距离向不需划分子测绘带, 避免了可能出现的测绘带不连续; 方位向形成的多个等效相位中心, 可用于解方位多普勒模糊; 通过 Alamouti 编码实现回波中正交波形分离, 避免了距离模糊, 并提高了回波信号的信噪比, 实现了高信噪比的方位向高分辨距离向宽测绘带成像能力。

3 回波信号处理

3.1 回波信号模型

在图 1 中, 第 n 个脉冲重复周期 (PRI) 内, 发射子孔径 L 各接收子孔径形成的通道响应分别记为 $H_{1L}, H_{2L}, \dots, H_{ML}$, 发射子孔径 R 各接收子孔径产生的通道响应分别记为 $H_{1R}, H_{2R}, \dots, H_{MR}$, 对应的, 在第 $n+1$ 个 PRI 内, 将通道响应分别记为 $H'_{1L}, H'_{2L}, \dots, H'_{ML}, H'_{1R}, H'_{2R}, \dots, H'_{MR}$ 。由于平台处于运动状态, 则在不同的 PRI 期间通道响应将发生变化。

以沿航向为 x 轴, 距离向为 y 轴, 垂直地面为 z 轴建立空间直角坐标系。令平台速度为 V , 子孔径的中心间距为 d , 在参考时间 $t_0=0$ 时刻, 发射子孔径 L 与 R 中心的坐标分别为 $(Md/4, 0, H), (3Md/4, 0, H)$, 接收子孔径 1 中心的坐标为 $(d/2, 0, H)$, H 为平台高度, 场景中某点目标 $P(x_0, y_0, 0)$ 到沿航向的垂直距离为 R_c , 则在慢时间 t 时刻发射子孔径 L 与 R 到点目标 P 的斜距 $R_L(t), R_R(t)$ 为

$$\begin{cases} R_L(t) = \sqrt{R_c^2 + (x_0 - Vt - Md/4)^2} \\ R_R(t) = \sqrt{R_c^2 + (x_0 - Vt - 3Md/4)^2} \end{cases} \quad (1)$$

接收子孔径 m 到点目标的斜距为 $R_m(t)$:

$$R_m(t) = \sqrt{R_c^2 + (x_0 - Vt - (m-1/2)d)^2} \quad (2)$$

$, m=1, \dots, M$

简单起见, 这里只考虑接收回波的基带信号形式, 第 n 个 PRI 发射信号经场景散射回子孔径 m 的接收回波信号为

$$\begin{aligned} S_m(\tau, t) = & \sigma_{mL} \text{rect}\left(\frac{\tau - (R_m + R_L)/c}{T_p}\right) \cdot \text{rect}\left(\frac{Vt - x_0}{L_a}\right) \\ & \cdot \exp\left(-j\frac{2\pi(R_m + R_L)}{\lambda}\right) \cdot s_1\left(\tau - \frac{R_m + R_L}{c}\right) \\ & + \sigma_{mR} \text{rect}\left(\frac{\tau - (R_m + R_R)/c}{T_p}\right) \cdot \text{rect}\left(\frac{Vt - x_0}{L_a}\right) \\ & \cdot \exp\left(-j\frac{2\pi(R_m + R_R)}{\lambda}\right) \cdot s_2\left(\tau - \frac{R_m + R_R}{c}\right) \end{aligned} \quad (3)$$

式(3)中, σ_{mL}, σ_{mR} 分别为 t 时刻发射子孔径 L, R 发射信号经地面目标散射回子孔径 m 的信号幅度, 由于雷达天线孔径长度相对于平台径向距离可忽略不计, 视为

空间点状平台,而在子脉冲作用期,平台运动引起的场景目标的视角变化也很小,而雷达目标的散射强度主要与视线角度有关^[14],因此在同一个 PRI 内,回波强度可视为定值 σ ,在后续的推导中将被略写. c 为电磁波传播速度, T_p 为 PRI 时长, λ 为工作波长.

在第 $n+1$ 个 PRI 期间,即 $t+T_p$ 时刻,发射子孔径 L 、 R 到点目标 P 的斜距 $R'_L(t)$, $R'_R(t)$ 为

$$\begin{cases} R'_L(t) = \sqrt{R_c^2 + (x_0 - V(t + T_p) - Md/4)^2} \\ R'_R(t) = \sqrt{R_c^2 + (x_0 - V(t + T_p) - 3Md/4)^2} \end{cases} \quad (4)$$

点目标 P 到接收子孔径 m 的斜距 $R'_m(t)$ 为

$$R'_m(t) = \sqrt{R_c^2 + (x_0 - V(t + T_p) - (m-1/2)d)^2}, \quad m = 1, \dots, M \quad (5)$$

此时,子孔径 m 接收到的基带信号为

$$\begin{aligned} S'_m(\tau, t) = & \text{rect}\left(\frac{\tau - (R'_m + R'_L)/c}{T_p}\right) \cdot \text{rect}\left(\frac{Vt - x_0}{L_a}\right) \\ & \cdot \exp\left(-\frac{j2\pi(R'_m + R'_L)}{\lambda}\right) \cdot s_2^*\left(\tau - \frac{R'_m + R'_L}{c}\right) \\ & - \text{rect}\left(\frac{\tau - (R'_m + R'_R)/c}{T_p}\right) \cdot \text{rect}\left(\frac{Vt - x_0}{L_a}\right) \\ & \cdot \exp\left(-\frac{j2\pi(R'_m + R'_R)}{\lambda}\right) \cdot s_1^*\left(\tau - \frac{R'_m + R'_R}{c}\right) \end{aligned} \quad (6)$$

对式(1)、(2)、(4)、(5)的斜距表达式关于慢时间 t 展开,忽略二次以上的高次项,对式(3)、(6)分别作距离-方位 2 维傅里叶变换,得

$$\begin{aligned} S_m(f_r, f_a) = & \text{rect}\left(\frac{f_r}{K}\right) \cdot \text{rect}(F_a) \\ & \cdot \exp\left(A + \frac{j2\pi f_a}{V}\left(m + \frac{M}{4} - \frac{1}{2}\right)d\right) \cdot s_1(f_r) \\ & + \text{rect}\left(\frac{f_r}{K}\right) \cdot \text{rect}(F_a) \\ & \cdot \exp\left(A + \frac{j2\pi f_a}{V}\left(m + \frac{3M}{4} - \frac{1}{2}\right)d\right) \cdot s_2(f_r) \end{aligned} \quad (7)$$

$$\begin{aligned} S'_m(f_r, f_a) = & \text{rect}\left(\frac{f_r}{K}\right) \cdot \text{rect}(F_a) \\ & \cdot \exp\left(A + \frac{j2\pi f_a}{V}\left(m + \frac{M}{4} - \frac{1}{2}\right)d + j2\pi f_a T_p\right) \cdot s_2^*(f_r) \\ & - \text{rect}\left(\frac{f_r}{K}\right) \text{rect}(F_a) \\ & \cdot \exp\left(A + \frac{j2\pi f_a}{V}\left(m + \frac{3M}{4} - \frac{1}{2}\right)d + j2\pi f_a T_p\right) \\ & \cdot s_1^*(f_r) \end{aligned} \quad (8)$$

式中 K 为子脉冲信号的压缩比, $\text{rect}\left(\frac{f_r}{K}\right)$ 为距离包络, $\text{rect}(F_a)$ 为方位包络,且

$$F_a = \frac{f_a R_0 \lambda}{2V^2 \sqrt{(1 + f_r/f_c)^2 - (f_a/f_{am})^2}} \quad (9)$$

其中 f_c 为中心频率, $f_{am} = 2V/\lambda$, $A = \frac{-j4\pi R_c(f_r + f_c)}{c}$.

$D(f_r, f_a) = \frac{j2\pi f_a}{V x_0}$, $D(f_r, f_a) = \sqrt{1 - \frac{c^2 f_a^2}{4V^2 (f_r + f_c)^2}}$ 为 2 维频域的距离徙动量,由于系统工作在低 PRF 将引起方位模糊,且 S_m 、 S'_m 是以 PRF/2 获得的,则 $f_a \in [-\text{PRF}/4, \text{PRF}/4]$.

在一个脉冲重复周期(PRI)内,子孔径 m 接收到的信号为同时发射的两个正交信号经目标反射的回波,则一个完整 Alamouti 编码发射周期内的两个 PRI 回波信号可用如下矩阵表示:

$$S_m = \begin{bmatrix} S_m(f_r, f_a) \\ S'_m(f_r, f_a) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_{mL}s_1 + H_{mR}s_2 \\ H'_{mL}s_2^* - H'_{mR}s_1^* \end{bmatrix} \quad (10)$$

其中

$$\begin{cases} s_1 = \text{rect}\left(\frac{f_r}{K}\right) \cdot s_1(f_r) \\ s_2 = \text{rect}\left(\frac{f_r}{K}\right) \cdot s_2(f_r) \end{cases} \quad (11)$$

$$\begin{cases} H_{mL} = \text{rect}(F_a) \cdot \exp\left(A + \frac{j2\pi f_a}{V}\left(m + \frac{M}{4} - \frac{1}{2}\right)d\right) \\ H_{mR} = \text{rect}(F_a) \cdot \exp\left(A + \frac{j2\pi f_a}{V}\left(m + \frac{3M}{4} - \frac{1}{2}\right)d\right) \\ H'_{mL} = \text{rect}(F_a) \cdot \exp\left(A + \frac{j2\pi f_a}{V}\left(m + \frac{M}{4} - \frac{1}{2}\right)d + j2\pi f_a T_p\right) \\ H'_{mR} = \text{rect}(F_a) \cdot \exp\left(A + \frac{j2\pi f_a}{V}\left(m + \frac{3M}{4} - \frac{1}{2}\right)d + j2\pi f_a T_p\right) \end{cases} \quad (12)$$

由式(12)可知 $H'_{mL} = H_{mL} \cdot \exp(j2\pi f_a T_p)$, $H'_{mR} = H_{mR} \cdot \exp(j2\pi f_a T_p)$, 其差异项 $\exp(j2\pi f_a T_p)$ 是由于 Alamouti 编码内第 $n+1$ 个子脉冲相对第 n 个子脉冲延时引起的.

假设系统接收回波信号中为加性高斯白噪声,令第 m 个子孔径的接收回波中包含高斯白噪声为 $[n_m, n'_m]^T$, 则其回波信号可表示为

$$S_m = \begin{bmatrix} H_{mL}s_1 + H_{mR}s_2 \\ H'_{mL}s_2^* - H'_{mR}s_1^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_m \\ n'_m \end{bmatrix}, \quad m = 1, \dots, M \quad (13)$$

根据式(12)、(13),可同理类推得到其它 PRI 期间各发射-接收子孔径形成的通道响应及回波信号模型.

由于系统在相邻两个 PRI 的通道响应发生变化,根据 Alamouti 编码-解码特点,对回波信号作解码时需对式(13)中 $H'_m = [H'_{mL}, H'_{mR}]^T$ 进行校正补偿到前一个 PRI 通道响应 $H_m = [H_{mL}, H_{mR}]^T$, 而式(12)所示的通道响应存在多普勒模糊,无法直接进行正确的通道校正. 因此,需要首先在方位向解多普勒模糊,然后进行 Alamouti 解码进行回波信号分离抑制距离模糊. 回波信号处理流程如图 2 所示.

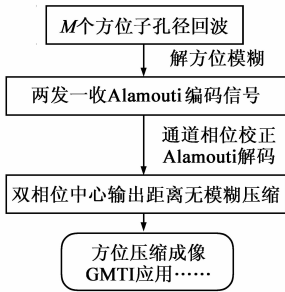


图2 回波信号处理流程

3.2 方位模糊抑制

系统工作 PRF 设置成保证距离向大测绘带不模糊,则方位向将采样不够,分析式(12)可知,每个子孔径的回波频域表达式存在差异项 $\exp(j2\pi f_a md/V)$,这是由方位向各相位中心空间位置不同形成的,可利用此指数项解方位多普勒模糊,将对应 M 个相位中心的差异项写成矢量形式:

$$\mathbf{z}(f_a) = [\exp(j2\pi f_a d/V), \dots, \exp(j2\pi f_a Md/V)]^T \quad (14)$$

令

$$\begin{cases} H_L = \text{rect}(F_a) \cdot \exp\left(A + \frac{j2\pi f_a}{V} \left(\frac{M}{4} - \frac{1}{2}\right) d\right) \\ H_R = \text{rect}(F_a) \cdot \exp\left(A + \frac{j2\pi f_a}{V} \left(\frac{3M}{4} - \frac{1}{2}\right) d\right) \\ H'_L = \text{rect}(F_a) \cdot \exp\left(A + \frac{j2\pi f_a}{V} \left(\frac{M}{4} - \frac{1}{2}\right) d + j2\pi f_a T_p\right) \\ H'_R = \text{rect}(F_a) \cdot \exp\left(A + \frac{j2\pi f_a}{V} \left(\frac{3M}{4} - \frac{1}{2}\right) d + j2\pi f_a T_p\right) \end{cases} \quad (15)$$

则(13)式可表示为

$$\mathbf{S}_m = z_m(f_a) \cdot \begin{bmatrix} H_L s_1 + H_R s_2 \\ H'_L s_2^* - H'_R s_1^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_m \\ n'_m \end{bmatrix}, m = 1, \dots, M \quad (16)$$

其中 $z_m(f_a)$ 为 $\mathbf{z}(f_a)$ 的第 m 个元素.

假设方位向多普勒模糊了 K 次,由于采用 2×2 Alamouti 编码发射,则应满足 $K \leq M/2$,考察 K 为奇数的情况(偶数情况类似),由脉冲重复频率为 PRF 得各模糊的多普勒频率中心为

$$\mathbf{f} = \frac{\text{PRF}}{2} \cdot \left[-\frac{K-1}{2}, \dots, -1, 0, 1, \dots, \frac{K-1}{2} \right]^T \quad (17)$$

则对于以较低 PRF 采集的多普勒频带内任一频率点 f_a ,各模糊频率组成如下矢量形式:

$$\mathbf{f}_a = \mathbf{f} + f_a \cdot \mathbf{I}_{K \times 1} \quad (18)$$

其中, $f_a \in [-\text{PRF}/4, \text{PRF}/4]$.

利用式(14)、(17)构造出空间采样的差异矩阵 $\mathbf{z}(f_a)$:

$$\mathbf{z}(f_a) = [z(f(1) + f_a), \dots, z(f(k) + f_a), \dots, z(f(K) + f_a)]^T \quad (19)$$

定义 $\mathbf{H}_k = [h_{k1}, h_{k2}, \dots, h_{kK}]^T$,且 $h_{ii} = 1, h_{i \neq j} = 0$,则可按下式求得用于恢复不同多普勒频率成分的空间权系数矩阵 \mathbf{W}_k :

$$\mathbf{W}_k = (\mathbf{z}(f_a))^\dagger \mathbf{H}_k, k = 1, 2, \dots, K \quad (20)$$

利用式(16)、(20)解模糊后回波信号在多普勒频域排列拼接,得到对应 Alamouti 编码发射的两路多普勒不模糊的回波信号频域形式:

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} H_L s_1 + H_R s_2 \\ H'_L s_2^* - H'_R s_1^* \end{bmatrix} + [n \quad n']^T \quad (21)$$

式中 $[n, n']^T$ 为经方位向空域滤波解模糊后的噪声,假设雷达接收机内是 高斯白噪声,其能量水平经 M 次非相干积累,当方位向多相位中心满足空间均匀采样时,解模糊后信噪比水平可视为不变.可见,解方位模糊后方位向为双正交波形发射的单孔径接收输出,完成了方位向无模糊采样,接下来对信号 \mathbf{S} 中的正交波形 s_1, s_2 进行分离解距离模糊.

3.3 回波信号分离处理

为了采用 Alamouti 解码矩阵对回波信号进行解码分离两个正交波形,需要将 Alamouti 编码内两个 PRI 的通道响应差异消除掉,否则会在方位向压缩时产生沿方位向的成对回波,导致最终图像有虚假目标.根据式(15),可得校正矩阵 \mathbf{C} 为

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & \exp(-j2\pi f_a T_p) \end{bmatrix} \quad (22)$$

则通道响应校正后的回波信号为

$$\begin{aligned} \mathbf{U} &= \mathbf{C}\mathbf{S} = \begin{bmatrix} H_L s_1 + H_R s_2 \\ H'_L s_2^* - H'_R s_1^* \end{bmatrix} + \mathbf{C} \cdot \begin{bmatrix} n \\ n' \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} s_1 & s_2 \\ s_2^* & -s_1^* \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} H_L \\ H_R \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n \\ n' \end{bmatrix} \\ &= \mathbf{s} \cdot \mathbf{H} + \mathbf{n} \end{aligned} \quad (23)$$

式中 $\mathbf{s} = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 \\ s_2^* & -s_1^* \end{bmatrix}$ 为发射信号的频域形式,解

码矩阵为发射信号的共轭转置形式 $\mathbf{s}^H = \begin{bmatrix} s_1^* & s_2 \\ s_2^* & -s_1^* \end{bmatrix}$,通道响应校正后的回波信号 \mathbf{U} 经 Alamouti 解码为

$$\begin{aligned} \mathbf{Y} &= \mathbf{s}^H \cdot \mathbf{U} \\ &= \begin{bmatrix} |s_1|^2 + |s_2|^2 & 0 \\ 0 & |s_1|^2 + |s_2|^2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} H_L \\ H_R \end{bmatrix} \\ &\quad + \begin{bmatrix} s_1 & s_2 \\ s_2^* & -s_1^* \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} n \\ n' \end{bmatrix} \\ &= (|s_1|^2 + |s_2|^2) \cdot \begin{bmatrix} H_L \\ H_R \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{n} \\ \tilde{n}' \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (24)$$

式中 \tilde{n}, \tilde{n}' 为接收信号解码后的雷达噪声, 由于 s_1, s_2 为与接收机噪声独立的相互正交信号, 则有

$$\begin{bmatrix} \tilde{n} \\ \tilde{n}' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} n + n' \\ n' - n \end{bmatrix} \quad (25)$$

由式(24)可知, 经过相邻两个子脉冲空时解码积累后, 若 s_1, s_2 功率相同, 则 $Y = [Y_L, Y_R]^T$ 相当于信号幅度增加 2 倍, 信号功率增加 4 倍, 获得约 6dB 的匹配滤波增益提高, 而高斯白噪声 $\tilde{N} = [\tilde{n}, \tilde{n}']^T$ 的均方差增加为 2 倍, 可见空时解码过程将使信号的信噪比改善 3dB.

显然, 接收子孔径相互交叉接收的两组回波信号经通道校正、Alamouti 解码后得到 H_L, H_R 两个等效相位中心输出, 位置分别为沿方位向 $(\frac{M}{4} - \frac{1}{2})d$ 、 $(\frac{3M}{4} - \frac{1}{2})d$ 处. 每路回波数据均可完成对地高分辨宽测绘带成像, 而通过适当设置天线, 可利用两路回波对地面动目标检测, 使整个系统获得多模式工作能力, 也可对两个相位中心的输出进行相干积累进一步提升输出信噪比, 由 H_L, H_R 之间满足 $H_R = H_L \cdot \exp(j\pi f_a M d / V)$, 利用校正矩阵 $C' = [1, \exp(j\pi f_a M d / V)]$ 进行双通道相干积累, 得积累后单通道信号输出为

$$Y' = C' Y = 2(|s_1|^2 + |s_2|^2) H_L + (\tilde{n} + \tilde{n}') \quad (26)$$

式(26)中噪声与校正矩阵 C' 相乘, 其均方差得到叠加. 假设两个相位中心的接收噪声独立同分布, 则双相位中心相干积累后, 将再次提升信噪比 3dB, 相对于现有的多发多收星载 SAR 方案, 本方案可通过两次相干积累对回波信号的信噪比改善 6dB. 最后对 Y' 作方位压缩即可完成高信噪比成像.

通常的多发多收系统^[15,16]是采用多个正交编码波形的匹配滤波实现子波形分离, 但仍存在很高的互相关基底噪声能量, 这里通过空时编码-解码过程将回波信号中的两个子波形能量彻底分离, 抑制了互相关噪声能量, 能得到较好的成像效果.

4 系统设计

系统设计为高分辨宽测绘带任务的条带工作模式, 平台及测绘任务参数如表 1 所示.

表 1 系统平台及测绘任务参数

参数	值	参数	值
工作频率	10GHz	方位斜视角	0°
平台高度	576km	方位分辨率	1m
平台速度	7000m/s	测绘带宽	100km

地球模型取为半径长 6370km 的规则球体, 利用空间几何关系可得俯仰向有效处理的波束宽度 9°, 平台

下视角为 20 ~ 28°, 对应的地面入射角范围为 21.90° ~ 30.79°, 地距为 210km ~ 310km.

设置发射机输出功率为 5kW, 每个 PRI 内发射脉冲时宽 40μs, 接收窗时长 334.9μs, 利用斑马图选取系统波位, 如图 3 所示, 可得 PRF 的可选范围为 1770Hz ~ 1830Hz 与 2010Hz ~ 2055Hz.

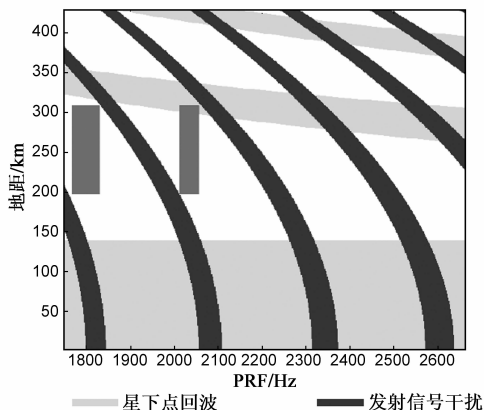


图3 斑马图选取波位

另一方面, 系统工作的 PRF 需结合方位向天线孔径以保证方位向多相位中心均匀采样. 系统满足方位向分辨率处理的多普勒带宽约为 7000Hz, 系统对间隔一个 PRI 获得一条相同发射信号形成的回波, M 个接收子孔径形成 M 个等效相位中心, 可解 $M/2$ 次方位模糊. 根据谱重构解方位模糊不损失信噪比对均匀采样的要求, 结合方位向天线紧凑化设计的原则, 选取系统 PRF 为 2010Hz, 平台在一个 PRI 内移动约 3.5m, 对应的进行方位向天线总长度设置, 而系统的 PRF 使方位多普勒模糊了约 7 次. 对此, 雷达天线参数如表 2 所示.

表 2 雷达主要参数及指标

俯仰向参数	值	方位向参数	值
孔径个数	20 个	孔径个数	7 个
子孔径长	0.2m	子孔径长	2m
天线总长	4m	天线总长	14m

俯仰向均匀加权的输出波束主瓣宽约为 0.381°, 则需经过唯相位加权展宽 8 倍, 方位向每个发射子孔径长 7m, 对应的需经过唯相位加权展宽约 4 倍以获得足够长的合成孔径满足 1m 的方位分辨率.

5 系统仿真分析

系统在距离向采用唯相位加权发射单个宽波束照射整个测绘场景, 接收端分 20 个子孔径作 DBF 扫描接收, 利用了整个距离向的孔径资源, 发射端通过唯相位加权形成宽波束, 相对于全阵列均匀权增益降低了约 4.5dB.

(1) Alamouti 解码分离波形性能

设置回波信号噪声能量比(SNR)为 20dB,且为高斯白噪声,采用相位编码波形作为多输入多输出体制的输入波形,其接收端压缩输出情况如图 4 所示,相对于单通道的压缩输出情况,受互相关基底噪声的影响,旁瓣能量被抬高了约 6dB,而采用 Alamouti 空时编码-解码后实现了正交时域编码波形的彻底分离,且获得了式(24)所示的 SNR 提升,旁瓣能量被抑制了约 8dB.综

合旁瓣比(ISLR)情况如表 3 所示,采用 Alamouti 编码方式后其 ISLR 值被改善至 -4.92dB ,可进一步通过失配滤波抑制旁瓣能量,满足雷达成像需求.图 5 为采用正、负调频斜率的两个线性调频信号(LFM)作为时域波形的情况,与相位编码波形情况类似,采用 Alamouti 编码方式可使旁瓣能量降低约 8dB,ISLR 值也被改善至 -12.16dB ,可进一步通过频域加窗法等抑制旁瓣能量,以满足雷达成像需求.

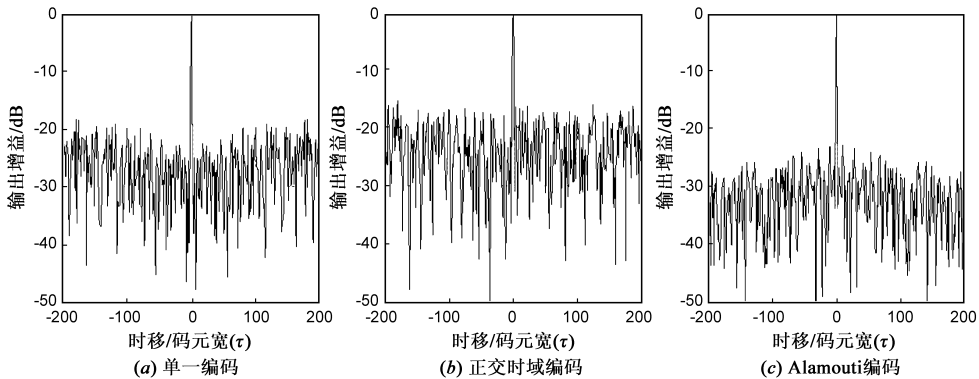


图4 相位编码波形的压缩输出对比

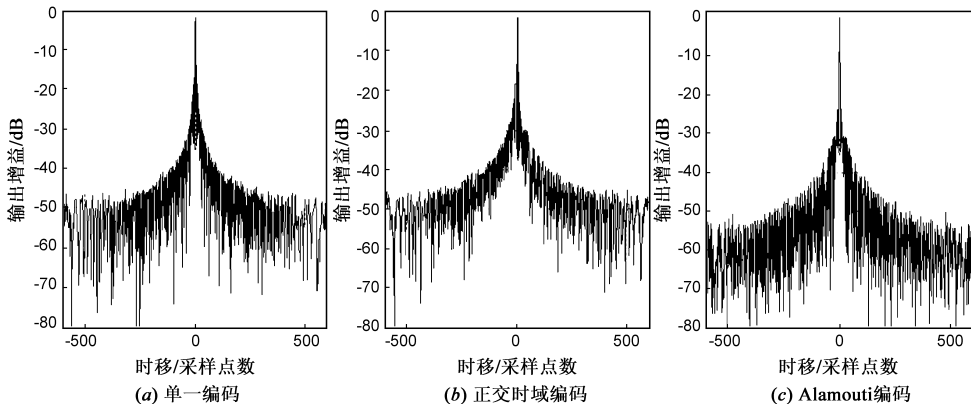


图5 正负斜率LFM波形的压缩输出对比

表 3 综合旁瓣情况对比(ISLR:dB)

编码方式	单一编码	同频正交	Alamouti
相位编码波形	-1.13	1.87	-4.92
正负斜率 LFM	-9.56	-9.11	-12.16

(2) 回波信号处理流程仿真

采用 Alamouti 空时编码方式的星载 SAR 回波信号处理工作主要在方位向的编码-解码过程,也可以与距离向的多子带并发模式^[18,19]相结合,通过合成大带宽信号获得超高分辨率成像.

以前文讨论的回波信号处理流程进行仿真分析.按照前述第 4 节设计的系统参数,设置场景中点目标位置为 $(0.075, -230, 0)\text{km}$, $(0, 240, 0)\text{km}$, $(0, 220, 0)\text{km}$, $(-0.075, 230, 0)\text{km}$,取回波信号的 $\text{SNR} = 20\text{dB}$,首先对方位向的每个子孔径回波信号按 Alamouti 编码发射的

交替形式对应分成两组,具体操作方法是按回波序号的奇、偶顺序分成等数量的两组回波信号,作 2 维傅里叶变换后,其方位多普勒频谱如图 6 所示,由于 $\text{PRF} = 2010\text{Hz}$,对回波信号的方位向采样频率不够,导致方位多普勒模糊,由于采用 Alamouti 编码发射,这里的实际多普勒采样频率为 $\text{PRF}/2 = 1005\text{Hz}$.

利用沿方位向的 8 个接收孔径回波信号作频域谱重构形成两组无模糊的完整多普勒信号,这时回复方位向的有效采样频率为 8040Hz 如图 7 所示,多普勒模糊得到有效抑制,获得的完整多普勒带宽约为 7000Hz .

然后对两路方位向无模糊信号在频域作通道校正、Alamouti 解码分离出 2 个方位相位中心的输出信号,解码前后距离向输出情况分别如图 8、图 9 所示,可见解码前虽然能对点目标完成正确的压缩,但旁瓣区

域能量水平约为 -12dB , 不利于对场景散射增益范围较大分布式面目标进行成像. 经 Alamouti 解码后旁瓣能量被改善至 -30dB 以下, 整体旁瓣水平被改善了 20dB , 主要由解码分离抑制了互相关噪声能量、对 Alamouti 编码内两个 PRI 的相干积累共同形成 SNR 改善效果. 图中示出 $f_d = 0\text{Hz}$ 处压缩情况, 由于三个距离位置上点目标数目不同, 地距为 230km 处有两个点目标, 因此其距

离压缩增益高出 6dB .

进一步对 2 个相位中心作相干积累改善回波信号信噪比, 然后作方位压缩, 即完成点目标成像, 图 10 为所设点目标的二维成像效果, 可见通过本文方法处理后能使方位向各子孔径回波信号完成较好的压缩, 距离向各点目标聚焦位置正确.

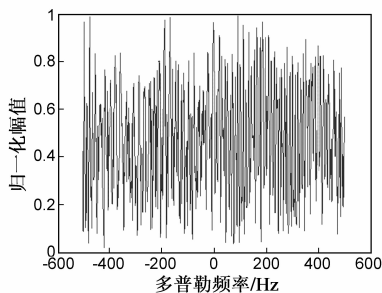


图6 分组回波信号方位向多普勒频谱

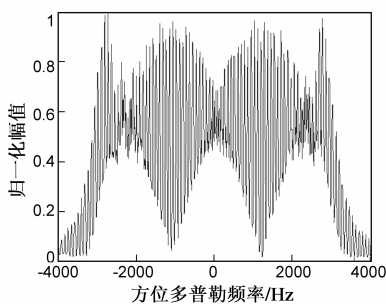
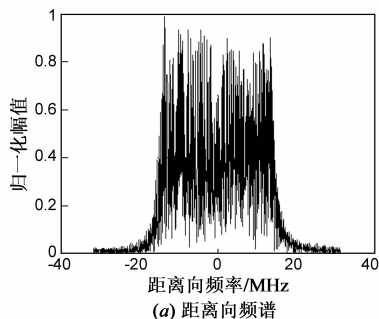


图7 完成空域滤波解方位多普勒模糊后情况

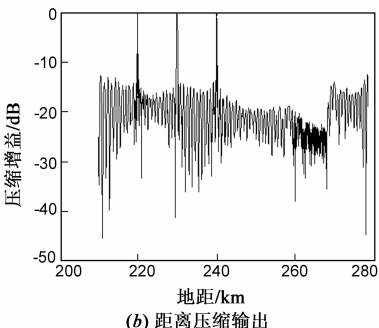


图8 Alamouti解码前距离向输出情况($f_d=0\text{Hz}$ 处)

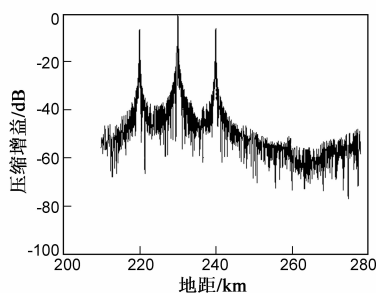


图9 Alamouti解码后距离向压缩输出情况($f_d=0\text{Hz}$ 处)

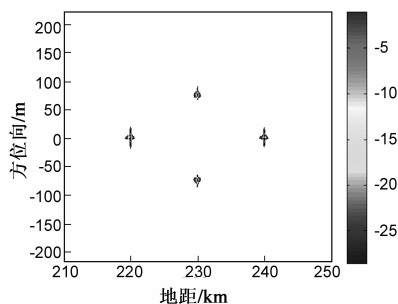


图10 点目标输出响应

6 结论

本文研究了基于 Alamouti 空时编码的星载多 MIMO-SAR 体制及其相关信号处理技术. 鉴于当前文献中讨论的同频 MIMO-SAR 系统都是建立在理想的同频正交编码波形^[20,21]基础上, 而事实上无法获得完美的正交波形集, 如图 4、图 5 给出的具有良好的自相关特性的相位编码信号、正负 LFM 信号在 MIMO-SAR 系统压缩输出都会引入明显的互相关能量. 本文提出的新型 MIMO-SAR 体制则通过 Alamouti 编码-解码过程实现了正交波形的能量彻底分离, 克服了形成多通道的各子波形间互相关能量的影响. 文中给出了典型系统的主要参数设计, 推导了回波信号处理的关键环节, 通过仿真分析论证了系统的可行性. 本文所提方法为未来星载 SAR 实现高分辨宽测绘带提供了一条可靠途径, 且相对于当前所讨论的其它方案具有系统灵活、信噪比高、孔径资源利用率高、具有多模式工作潜力等优势.

参考文献

- [1] Lijian. MIMO Radar Signal Processing [M]. Hoboken, New Jersey: A John Wiley & Sons, INC, Publication, 2009.
- [2] N Lehmann, E Fishler, A M Haimovich, R S Blum. Evaluation of transmit diversity in MIMO radar direction finding[J]. IEEE Trans Signal Process, 2007, 55(5): 2215 - 2225.
- [3] L Z Xu, J Li, P Stoica. Target detection and parameter estimation for MIMO radar systems[J]. IEEE Trans Aerosp Electron Syst, 2008. 44(3): 927 - 939.
- [4] 陈金立. 相位编码 MIMO 雷达信号处理技术研究[D]. 南京: 南京理工大学, 2010.
- [5] J H Kim, W Wiesbeck. Investigation of a new multifunctional high performance SAR system concept exploiting MIMO technology[A]. Proc of IEEE Geosci Remote Sens Symp 2008 [C]. Boston, MA: IEEE, 2008. 221 - 224.
- [6] Klare J. Digital beamforming for 3D MIMO SAR—Improvements through frequency and waveform diversity[A]. Proc of IEEE Geosci Remote Sens Symp 2008 [C]. Boston, MA:

- IEEE, 2008. 17 - 20.
- [7] L Y Chen, X D Liang, C B Ding. A high resolution wide swath SAR method based on intra-pulse null steering and MIMO[J]. J Electron (China), 2008, 25(6): 813 - 816.
- [8] M Younis, C Fisher, W Wiesbeck. Digital beamforming in SAR systems[J]. IEEE Trans Geosci Remote Sens, 2003, 41(7): 1735 - 1739.
- [9] Gerhard Krieger, Nicolas Gebert, Alberto Moreira. Multidimensional waveform encoding: A new digital beamforming technique for synthetic aperture radar remote sensing[J]. IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, 2008, 46(1): 31 - 46.
- [10] Nicolas Gebert, Gerhard Krieger. Azimuth phase center adaptation on transmit for high-resolution wide-swath SAR imaging[J]. IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters, 2009, 6(4): 782 - 786.
- [11] Kim Jung-Hyo, Ossowska A, Wiesbeck W. Investigation of MIMO SAR for interferometry[A]. Proceeding of the 4th European Radar Conference. 2007 [C]. Munich, Germany: IEEE, 2007. 51 - 54.
- [12] Kim Jung-Hyo, Wiesbeck W. Investigation of a new multifunctional high performance SAR system concept exploiting MIMO technology [A]. IGASS, 2008 [C]. Boston, USA: IEEE, 2008. 221 - 224.
- [13] 武其松, 等. 多维波形编码信号大测绘带成像[J]. 西安电子科技大学学报(自然科学版), 2009. 36(5): 801 - 806.
Wu Qisong, et al. Wide Swath imaging with Multidimensional waveform encoding[J]. Journal of Xidian University (Natural Science), 2009. 36(5): 801 - 806. (in Chinese)
- [14] 保铮, 邢孟道, 王彤. 雷达成像技术[M]. 北京: 电子工业出版社, 2005.
- [15] 井伟, 邢孟道, 保铮. 双星同中心频率多发多收的方位解模糊[J]. 电子与信息学报, 2007. 29(5): 1077 - 1082.
Jing Wei, Xing Mengdao, Bao Zheng. Removal of azimuth ambiguities with bi-satellite by Multiple Transmitting and Multiple Receiving[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2007. 29(5): 1077 - 1082.
- [16] 张娟, 张林让, 刘楠. 一种有效的 MIMO 雷达自适应脉冲压缩方法[J]. 电子与信息学报, 2010. 32(1): 17 - 21.
Zhang Juan, Zhang Linrang, Liu Nan. An Efficient Approach for Adaptive Pulse Compression of MIMO Radar[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2010. 32(1): 17 - 21. (in Chinese)
- [17] Nicolas Gebert, Gerhard Krieger, Alberto Moreira. Digital beamforming on receive: Techniques and optimization strategies for high-resolution wide-swath SAR imaging[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2009, 45(2): 564 - 592.
- [18] 井伟, 武其松, 邢孟道, 保铮. 多子带并发的 MIMO-SAR 高分辨大测绘带成像[J]. 系统仿真学报, 2008. 20(16): 4373 - 4378.
Jing Wei, Wu Qisong, Xing Mengdao, Bao Zheng. Image formation of wide-swath high resolution MIMO-SAR[J]. Journal of System Simulation, 2008. 20(16): 4373 - 4378. (in Chinese)
- [19] Wang Wenqin. Space-time coding MIMO-OFDM SAR for high-resolution imaging[J]. IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, 2011, 49(8): 3094 - 3104.
- [20] Krieger G, Moreira A. Multistatic SAR satellite formation: Potentials and challenges[A]. Proceeding of international Geoscience and Remote Sensing Symposium. 2005[C]. Seoul, Korea: IEEE: 2005. 2680 - 2684.
- [21] Klarej. Digital beamforming for a 3D MIMO SAR-improvements through frequency and waveform diversity[A]. IGASS. 2008[C]. Boston, USA: IEEE, 2008. 17 - 20.

作者简介

曾祥能 男, 1983 年生于湖南新宁, 2012 年获电子科学与技术专业博士学位, 现从事新体制雷达设计及信号处理方向博士后研究工作, 主要研究方向: 雷达信号波形编码设计、接收信号处理、波束控制及其最优化设计。

E-mail: zengxiangneng103@163.com

白洁 男, 1968 年生, 理学博士, 高级工程师, 硕士生导师, 主要研究方向为气象雷达系统设计及其大气探测应用。

郝明磊 男, 1967 年生, 工学硕士, 高级工程师, 主要研究方向为气象雷达系统设计及其大气遥感技术应用。

张永顺 男, 1961 年生, 陕西咸阳人, 教授, 博士生导师, 主要从事雷达系统与电子对抗方面的教学与研究工作。