

MIMO-SAR 等效相位中心误差分析与补偿

王力宝¹, 许 稼², 皇甫堪¹, 彭应宁²

(1. 国防科技大学电子科学与工程学院, 湖南长沙 410073; 2. 清华大学电子工程系, 北京 100084)

摘 要: 受等效相位中心误差的影响, 多输入多输出合成孔径雷达 (MIMO-SAR) 方位成像结果存在“假峰”而导致成像质量下降. 基于 MIMO-SAR 回波模型, 本文推导了等效相位中心误差的解析表达式, 并定量研究其对方位成像质量的影响. 分析指出周期性的二阶相位误差是等效相位中心误差的决定因素, 补偿该项误差能有效克服“假峰”的影响. 理论分析和数值试验验证了本文分析和补偿方法的有效性.

关键词: 多输入多输出; 合成孔径雷达; 宽测绘带; 高分辨率; 等效相位中心

中图分类号: TN957 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2009) 12-2688-06

Analysis and Compensation of Equivalent Phase Center Error in MIMO-SAR

WANG Li-bao¹, XU Jia², HUANGFU Kan¹, PENG Ying-ning²

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

2. Department of Electronic Engineering, Tsinghua University, Beijing 100084, China)

Abstract: Due to the equivalent phase center error, the imaging quality of the Multiple-Input Multiple-Output synthetic aperture radar (MIMO-SAR) may be degraded with a series of “spurious peaks” in the cross-range direction. Based on a proposed model of MIMO-SAR, this paper derives the analytic expressions for the equivalent phase center error, and its influence on the imaging quality is studied. It is shown that the periodical quadratic phase error is a key factor in the equivalent phase center error, and its compensation may effectively overcome the “spurious peaks”. Finally, both theoretical analysis and the numerical experiments are provided to demonstrate the effectiveness of the proposed analysis and compensation methods.

Key words: multi-input multi-output (MIMO); synthetic aperture radar (SAR); wide-swath; high-resolution; equivalent phase center

1 引言

作为一种全天时、全天候、大范围、高分辨的新型传感器, 合成孔径雷达 (SAR) 在遥感、预警、侦察等诸多领域得到了普遍应用. 可是, 传统单通道 SAR 的方位分辨率和测绘带指标对系统设计的要求相互矛盾、相互制约. 为此, 同时具备高分辨率和大测绘带能力的新体制雷达成为 SAR 领域的热点和前沿之一^[1~5].

例如, 已有文献提出采用多相位中心 SAR^[1~4] (MPC-SAR - Multiple Phase Centers SAR) 系统. 然而, MPC-SAR 采用单一发射信号, 可用的空间采样数目受限于接收阵元的数目. 实际的机/星载 SAR 平台受尺寸、有效载荷等限制, MPC-SAR 的接收阵元数目和阵列尺寸不能大量增加, 解决方位分辨率和测绘带宽矛盾的能力有限. 为此, 新体制的 MIMO-SAR (SAR based on Multi-Input Multi-Output) 成像系统, 较 MPC-SAR 存在更大的系统自

由度^[6,7], 能更有效地克服高分辨率和宽测绘带的相互矛盾, 同时可为 SAR 的多功能设计提供方便. 但是, MPC-SAR 和 MIMO-SAR 均采用空间采样代替时间采样的等效相位中心处理. 该处理将引入等效相位中心误差, 影响后继方位成像质量.

本文定量分析等效相位中心误差对成像质量的影响. 研究表明: 二阶相位误差是等效相位中心误差的主要因素, 其导致方位压缩结果出现“假峰”. 由于二阶相位误差与慢时间无关, 因此可方便地实现系统相位误差的有效补偿, 进而提高成像质量.

2 MIMO-SAR 回波模型

假设 MIMO-SAR 发射阵列和接收阵列采用均匀线阵, 分别有 M 和 N 个阵元, 各阵元方位向尺寸为 D . 发射阵元间距为 p , 接收阵元间距为 q , 发射阵元 0 和接收阵元 0 的相对距离为 $\Delta x = x_{r0} - x_{t0}$, 其中 x_{r0} 和 x_{t0} 分

收稿日期: 2008-08-14; 修回日期: 2009-06-16

基金项目: 国家自然科学基金 (No. 60971087); 航天科技重点创新基金 (No. CASC200904); 航空科学基金 (No. 20080158001); 部委预研基金 (No. 9140A0751208JW0111); 航天支撑基金 (No. J04 2007047)

别表示接收阵元 0 和发射阵元 0 的空间位置坐标. 阵列沿飞行方向放置, 其空间几何关系如图 1 所示, v_a 表示平台沿航向速度. 慢时间 $t = 0$ 时刻, 发射阵元 0 坐标为 $(0, 0)$, 目标坐标为 (x_0, R_c) , x_0 为目标方位向初始位置, R_c 为目标与载机航线的垂直距离.

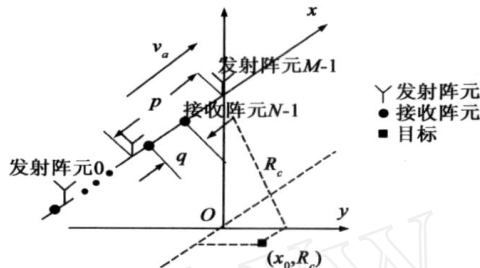


图1 MIMO-SAR雷达空间几何关系

记第 m 个发射阵元的发射信号为

$$s_m(\tau, t) = u_m(\tau) \exp(j2\pi f_c t) \quad (1)$$

其中, $m = 0, 1, \dots, M-1$, f_c 为中心载波频率, τ 表示快时间, t 表示慢时间, $t' = t + \tau$ 为全时间. 信号 $u_m(\tau)$ 为同频带的时域正交信号.

对位于 (x_0, R_c) 的点目标, MIMO-SAR 第 n 个接收阵元的回波信号表示为

$$x_n(\tau, t) = \sum_{m=0}^{M-1} A_r u_m \left(\tau - \frac{R_m(t) + R_n(t)}{c} \right) \exp \left[j2\pi f_c \left(t' - \frac{R_m(t) + R_n(t)}{c} \right) \right] \quad (2)$$

其中, A_r 表示为目标后向散射强度, c 表示光传播速度, $R_m(t)$ 表示发射阵元 m 到目标的距离, $R_n(t)$ 表示目标到第 n 个接收阵元的距离.

对式(2)进行混频, 并利用发射信号的正交性对混频后回波进行分选, 分选的过程等效于距离向的匹配滤波. 假设发射理想正交波形, 则第 n 个接收阵元的第 m 路子接收机的输出可简化为

$$x_{n,m}(\tau, t) = A_r \exp \left[-j \frac{2\pi}{\lambda} (R_m(t) + R_n(t)) \right] \delta \left(\tau - \frac{R_m(t) + R_n(t)}{c} \right) \quad (3)$$

其中工作波长 $\lambda = c/f_c$, 距离向匹配滤波结果用冲激函数 $\delta(\cdot)$ 近似. 对分选出的信号集 $\{x_{n,m}\}$ 经过适当的相位补偿并重新组合后, 可获得等效的密集空间采样. 若将线阵配置为 $p = Nq$ 或 $q = Mp$, 则 MIMO-SAR 一次收发等效内可获得 MN 个等效均匀空间采样. 与单通道 SAR 相比, MIMO-SAR 的系统脉冲重复频率可降低 $1/MN$ 倍, 低脉冲重复频率可保证大测绘带内距离不模糊, 同时由空间采样代替时间采样所获得的高等效脉冲重复频率又可保证方位不模糊, 从而其可有效解决方位分辨率和测绘带宽两者之间的矛盾.

3 等效相位中心误差

任取第 m 个发射阵元和第 n 个接收阵元, 其收发示意图如图 2 所示

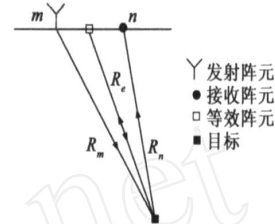


图2 MIMO-SAR雷达收发示意图

在慢时间 t 时刻, 接收阵元 n 接收来自发射阵元 m 的静态场景目标回波信号的多普勒相位记为

$$\varphi_f(t) = -\frac{2\pi}{\lambda} (R_m(t) + R_n(t)) \quad (4)$$

定义两阵元中间位置为其等效相位中心的位置. 等效多普勒信号相位可认为是等效阵元到目标点距离 $R_e(t)$ 的双程延时得到的相位, 记为

$$\varphi_e(t) = -\frac{4\pi}{\lambda} R_e(t) \quad (5)$$

这里, 将实际多普勒信号相位与等效多普勒信号相位的差值 $\varphi_c = \varphi_f - \varphi_e$ 称为等效相位中心误差, 把针对等效相位中心误差所做的补偿称为等效相位中心误差补偿.

记 $l_{n,m}$ 为发射阵元 m 与接收阵元 n 之间的相对距离, $\tau_{n,m} = l_{n,m}/v_a$ 为平台经过 $l_{n,m}$ 所需的时间, 其中 $l_{n,m} = \Delta x + nq - mp$. 将 $R_m(t)$ 、 $R_n(t)$ 和 $R_e(t)$ 分别在 $t = t_c = (x_0 - mp)/v_a$ 进行 Taylor 展开(保留至四次项), 并利用关系式 $R_n(t) = R_m(t + \tau_{n,m})$ 与 $R_e(t) = R_m(t + \tau_{n,m}/2)$, 可得

$$\varphi_f(t) = \varphi_0 - \frac{4\pi}{\lambda} \times \left[\begin{aligned} & \dot{R}_m(t_c) \left\{ t + \frac{\tau_{n,m}}{2} - t_c \right\} + \\ & \frac{1}{4} \ddot{R}_m(t_c) \left\{ (t - t_c)^2 + \left(t - t_c + \tau_{n,m} \right)^2 \right\} + \\ & \frac{1}{12} \dddot{R}_m(t_c) \left\{ (t - t_c)^3 + \left(t - t_c + \tau_{n,m} \right)^3 \right\} + \\ & \frac{1}{48} R_m^{(4)}(t_c) \left\{ (t - t_c)^4 + \left(t - t_c + \tau_{n,m} \right)^4 \right\} \end{aligned} \right] \quad (6)$$

$$\varphi_e(t) = \varphi_0 - \frac{4\pi}{\lambda} \times \left[\begin{aligned} & \dot{R}_m(t_c) \left\{ t + \frac{\tau_{n,m}}{2} - t_c \right\} + \frac{1}{2} \ddot{R}_m(t_c) \left\{ t + \frac{\tau_{n,m}}{2} - t_c \right\}^2 + \\ & \frac{1}{6} \dddot{R}_m(t_c) \left\{ t + \frac{\tau_{n,m}}{2} - t_c \right\}^3 + \frac{1}{24} R_m^{(4)}(t_c) \left\{ t + \frac{\tau_{n,m}}{2} - t_c \right\}^4 \end{aligned} \right] \quad (7)$$

其中, 常数相位 $\varphi_0 = -4\pi R_c/\lambda$.

将式(6)和式(7)对消, 整理得到一次收发的等效相

位中心误差为

$$\Delta\varphi(n, m) = \Delta\varphi^L(n, m) + \Delta\varphi^H(n, m) \quad (8)$$

其中 $n = 0, 1, \dots, N-1, m = 0, 1, \dots, M-1$. $\Delta\varphi^L$ 是利用距离的二阶近似得到的, 将其称为二阶相位误差, 而 $\Delta\varphi^H$ 是余下来的高阶近似部分 (包括三阶和四阶近似), 称为高阶相位误差, 分别记为

$$\Delta\varphi^L(n, m) = -\frac{\pi(\Delta x + nq - mp)^2}{2\lambda R_c} \quad (9)$$

$$\begin{aligned} \Delta\varphi^H(n, m) &= \frac{\pi v_a^4}{4\lambda R_c^3} \left[3(t - t_c)^2 \tau_{n,m}^2 + 3(t - t_c) \tau_{n,m}^3 + \frac{7}{8} \tau_{n,m}^4 \right] \\ &\approx \frac{3\pi v_a^2}{4\lambda R_c^3} (t - t_c)^2 (\Delta x + nq - mp)^2 \end{aligned} \quad (10)$$

对于 $\Delta\varphi^H$, 由于 $|t - t_c| \leq T_s/2 = \lambda R_c / (2Dv_a)$, T_s 为合成孔径时间, 因此

$$|\Delta\varphi^H(n, m)| \leq \frac{3\pi\lambda}{16D^2 R_c} (\Delta x + nq - mp)^2 \quad (11)$$

则 $\Delta\varphi^H$ 与 $\Delta\varphi^L$ 的最大比值为

$$\left| \frac{\Delta\varphi^H}{\Delta\varphi^L} \right| = \frac{3\lambda^2}{8D^2} = \frac{3}{8} \theta_a^2 \quad (12)$$

其中 $\theta_a = \lambda/D$ 为水平波束角.

对 SAR 而言 (机载或星载), 其水平波束角基本都在 10 度以下, 故 $\Delta\varphi^L$ 至少在 $\Delta\varphi^H$ 的 10^2 倍以上, 另外在 SAR 系统中 $\Delta\varphi^L$ 一般不会很大, 因此, 等效相位中心误差主要取决于二阶相位误差 $\Delta\varphi^L$, 而高阶相位误差通常可忽略^[1]. 由式(9)知, $\Delta\varphi^L$ 与慢时间无关, 非常有利于相位补偿, 而 φ_c 近似是由 $\Delta\varphi^L$ 重复得到的, 具有周期性.

4 等效相位中心误差对成像质量影响分析

依照阵列配置结构, 可将分选的各子通道回波沿慢时间顺序进行数据组合, 得到重建的等效方位信号. 对于场景中的静止点目标, 将其在合成孔径时间 T_s 内的实际多普勒信号记为

$$x_f(n_s) = g(n_s) \exp(j\varphi_f(n_s)) \quad (13)$$

其中 $g(n_s) = \text{rect}(n_s/N_s)$ 为矩形窗函数, $N_s = T_s \cdot \text{PRF}_e$ 表示 T_s 内的采样点数, PRF_e 为重建信号的等效脉冲重复频率. 以下推导过程中均默认 N_s 为偶数. 记等效多普勒信号与等效相位中心误差信号分别为

$$x_e(n_s) = g(n_s) \exp(j\varphi_e(n_s)) \quad (14)$$

$$x_c(n_s) = g(n_s) \exp(j\varphi_c(n_s)) \quad (15)$$

显然三者满足关系式

$$x_f(n_s) = x_e(n_s) \cdot x_c(n_s) \quad (16)$$

忽略常数相位项, 则等效多普勒信号可表示为 $x_e(n_s) = g(n_s) \exp(j\pi k_a T^2 n_s^2)$, 其中 $k_a = -2v_a^2/(\lambda R_c)$ 为调频斜率, $T = 1/\text{PRF}_e$ 为重建信号的等效脉冲重复周期. 取方位参考函数为

$$x_r(n_s) = g(n_s) \exp(-j\pi k_a T^2 n_s^2) \quad (17)$$

若不进行等效相位中心误差补偿, 则方位压缩处理实际为 $x_f(n_s)$ 和 $x_r(n_s)$ 的卷积, 即

$$\begin{aligned} |y(n')| &= \left| \sum_{n_s=-N_s/2}^{N_s/2-1} g(n_s) g(n_s - n') x_f(n_s) x_r(n_s - n') \right| \\ &= \left| \sum_{n_s=-N_s/2}^{N_s/2-1} g(n_s) g(n_s - n') x_c(n_s) \exp(-j(2\pi|k_a|T^2 n') n_s) \right| \end{aligned} \quad (18)$$

其中 $-N_s + 1 \leq n' \leq N_s - 1$. 分析可知, 式(18)与 $x_c(n_s)$ 的离散傅立叶变换 $\text{DFT}[x_c(n_s)]$ 具有类似的表示形式, 两者的区别在于:

(1) 式(18)受到矩形函数乘积 $g(n_s) g(n_s - n')$ 的控制, 故而只有 $x_c(n_s)$ 的部分值参与计算;

(2) 支撑区间不同. $\text{DFT}[x_c(n_s)]$ 中支撑区间为 $[0, 2\pi]$ 或 $[-\pi, \pi]$, 而式(18)中若作变量代换 $\omega = 2\pi|k_a|T^2 n'$, 则有 $\omega = 2\pi(n'/N_s)(B_a/\text{PRF}_e)$, B_a 为多普勒带宽. 显见变量 ω 的支撑区间与 B_a 和 PRF_e 的比值有关. 若令比例系数 $\mu_s = B_a/\text{PRF}_e$, 则匹配滤波支撑区间为 $(-2\pi\mu_s, 2\pi\mu_s)$.

为便于表示, 可将式(18)进一步整理为

$$|y(n')| = \begin{cases} |X_c(\omega) - X_{can}^{(R)}(\omega)|, & 0 \leq n' \leq N_s - 1 \\ |X_c(\omega) - X_{can}^{(L)}(\omega)|, & -N_s + 1 \leq n' < 0 \end{cases} \quad (19)$$

其中

$$\begin{cases} X_c(\omega) = \sum_{n_s=-N_s/2}^{N_s/2-1} x_c(n_s) \exp(-j\omega n_s) & (20a) \\ X_{can}^{(R)}(\omega) = \sum_{n_s=-N_s/2}^{n'-N_s/2-1} x_c(n_s) \exp(-j\omega n_s) & (20b) \\ X_{can}^{(L)}(\omega) = \sum_{n_s=n}^{N_s/2-1} x_c(n_s) \exp(-j\omega n_s) & (20c) \end{cases}$$

式(20b)和式(20c)中 n 的取值区间依次为 $(0, N_s - 1]$ 与 $[-N_s + 1, 0)$.

由式(19)可知, 匹配滤波结果 $y(n')$ 可用 $X_c(\omega)$ 、 $X_{can}^{(L)}(\omega)$ 与 $X_{can}^{(R)}(\omega)$ 三部分计算得到, 下面进行具体分析.

4.1 $X_c(\omega)$ 特性分析

记 $x_c'(n_s) \approx \exp(j\Delta\varphi^L)$ 为 MIMO-SAR 一次收发内的等效相位中心误差信号, 其有效信号长度 $L = MN$, 由第 3 节的分析可知, 将 $x_c'(n_s)$ 以 L 为周期重复 $r_0 = N_s/L$ 次可近似得到 $x_c(n_s)$, r_0 表示 MIMO-SAR 系统在合成孔径时间内的收发次数. 因此, $x_c(n_s)$ 可表示为

$$x_c(n_s) = \begin{cases} x_c'(n_s) * \sum_{r=-r_0/2}^{r_0/2-1} \delta(n_s - rL), & r_0 \text{ 为偶数} \\ x_c'(n_s) * \sum_{r=-(r_0-1)/2}^{(r_0-1)/2} \delta(n_s - rL), & r_0 \text{ 为奇数} \end{cases} \quad (21)$$

其中“ $*$ ”表示卷积. 进而有

$$X_c(\omega) = \frac{1}{2\pi} G(\omega) * H(\omega) \quad (22)$$

其中

$$G(\omega) = \sin\left(\frac{\omega}{2} N_s\right) / \sin\left(\frac{\omega}{2}\right) \quad (23a)$$

$$H(\omega) = \frac{2\pi}{L} \sum_{k=-\frac{L}{2}}^{\frac{L}{2}-1} X'_c(k) \delta\left(\omega - \frac{2\pi}{L} k\right) \quad (23b)$$

$$X'_c(k) = \sum_{n_s=-\frac{L}{2}}^{\frac{L}{2}-1} x'_c(n_s) \exp\left[-j \frac{2\pi}{L} k n_s\right] \quad (23c)$$

显见, $X_c(\omega)$ 为 $G(\omega)$ 与一组冲激函数 $H(\omega)$ 的卷积结果. $H(\omega)$ 是由序列 $x'_c(n_s)$ 的傅立叶变换在频域中的抽样得到的, 其抽样间隔为 $2\pi/L$. 先以 $\omega \in (-\pi, \pi)$ 为例, 考察一下 $H(\omega)$ 的特性, 若无相位误差影响, 则 $x'_c(n_s) = 1$, 假设其是周期为 $L = MN$ 的周期序列 (实际周期 $L = 1$), 易得一个周期内序列 $x'_c(n_s)$ 的幅度谱满足 $|X'_c(k)| = |\sin(\pi k) / \sin(\pi k/L)|$, 其在 $k = k'L$, $k' \in \mathbb{Z}$ 上取到幅度谱 $|X'_c(k)|$ 的峰值, 峰值大小为 L , 其余抽样值皆对应幅度谱的零点. 那么, 当一个周期内的序列 $x'_c(n_s) \neq 1$ 时, 其幅度谱会产生偏移和变形 (变形程度受相位误差大小影响), 此时抽样值不在零点, 而且谷底电平也有所抬升, 因此在 $(-\pi, \pi)$ 内会出现 L 个幅度各异的冲激, 其中 $\omega = 0$ 处的冲激 $H(0)$ 幅值最大, $H(0)$ 与 $G(\omega)$ 的卷积可认为是理想信号的脉压结果, 而其余 $L - 1$ 个冲激将导致成像后“假峰”的出现. 由于抽样间距为 $2\pi/L$, 因此在匹配滤波区间 $(-2\pi\mu_s, 2\pi\mu_s)$ 内, 会出现 $2 \cdot \text{floor}(\mu_s L)$ 个“假峰”, $\text{floor}(\cdot)$ 表示向下取整.

4.2 $X_{\text{can}}^{(L)}(\omega)$ 与 $X_{\text{can}}^{(R)}(\omega)$ 特性分析

分析式 (20b) 和式 (20c) 可知, $X_{\text{can}}^{(L)}(\omega)$ 与 $X_{\text{can}}^{(R)}(\omega)$ 可起到对 $X_c(\omega)$ “左右冗余对消”的作用. 这是因为, $y(n)$ 中的变量 n 与变量 ω 可依据 $\omega = 2\pi(n'/N_s) (B_a/\text{PRF}_e)$ 建立一一对应关系. 例如, 当 $\text{PRF}_e = B_a$ 时, 有 $\omega \in (-2\pi, 2\pi)$, 对应区间 $n' \in (-N_s + 1, N_s - 1)$. 而 $X_c(\omega)$ 具有周期性, $\omega = 0$ 处的最大峰值同样会出现在 $\omega = \pm 2\pi$ 处, 但是 $\omega = \pm 2\pi$ 处恰好为线性卷积的首尾端, 此时 $y(n)$ 近似为 0, 显然相对 $y(n)$ 来说, $X_c(\omega)$ 是存在“冗余”的, 而 $X_{\text{can}}^{(L)}(\omega)$ 与 $X_{\text{can}}^{(R)}(\omega)$ 则分别去掉了 $X_c(\omega)$ 左右两侧的冗余项, 这里将 $X_{\text{can}}(\omega) = [X_{\text{can}}^{(L)}(\omega), X_{\text{can}}^{(R)}(\omega)]$ 称为“冗余对消项”.

由上分析可知, 由于 MIMO-SAR 中等效相位中心误差信号 $x_c(n_s)$ 具有周期性, 故而会造成方位压缩结果中“假峰”的出现. 为消除“假峰”的影响, 可在各收发等效期间, 按 n, m 对应次序将分选的回波乘以因子 $\exp(-j\Delta\varphi^l(n, m))$ 进行补偿. 由于二阶相位误差 $\Delta\varphi^l$ 是可控的, 可通过

实际参数预先计算得到, 因此能够被有效地补偿.

5 数值试验

下面用数值仿真验证等效相位中心误差公式的正确性以及补偿前后的成像效果. 机载和星载 MIMO-SAR 仿真参数设置如表 1 所示.

表 1 系统仿真参数

仿真参数	机载	星载
平台飞行速度	180m/s	7200m/s
工作波长	0.03m	0.1m
发射阵元方位尺寸	1m	4m
多普勒信号带宽	360Hz	3600Hz
脉冲重复频率	40Hz	600Hz
发射阵元间距	3m	12m
接收阵元间距	1m	4m
发射阵元数	3	2
接收阵元数	3	3
测绘带中心斜距	8000m	800km

5.1 等效相位中心误差公式论证

用“P”、“PL”和“PH”分别表示实际的等效相位中心误差序列 φ_c , 计算得到的二阶相位误差序列 φ^l 以及高阶相位误差序列 φ^H . 图 3 为机载 MIMO-SAR 等效相位中心误差仿真结果. 由图 3(a) 可看出, 实际等效相位中心误差与计算出的二阶相位误差基本吻合, 而且呈周期性变化; 图 3(b) 表明高阶相位误差值较小, 在 10^{-4} 量级上, 而且随时间变化, 当载机运动到目标的垂直斜距

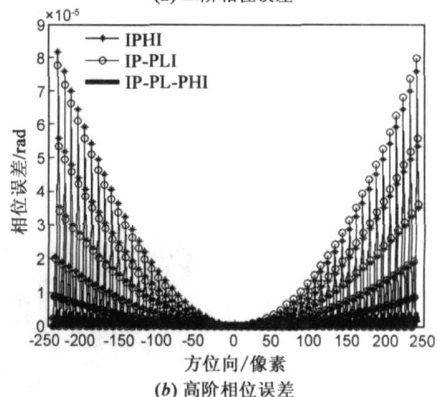
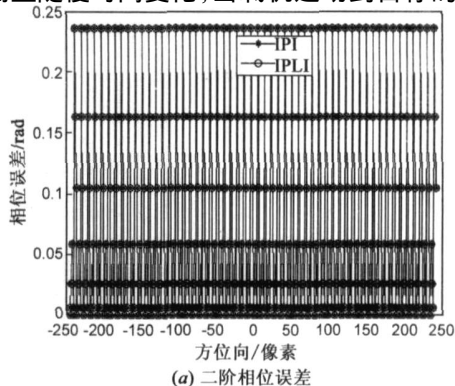


图3 机载MIMO-SAR等效相位中心误差

方向时,具有最小的相位误差值,这与实际情况也是相符的.由图3可知,二阶相位误差在整个等效相位中心误差中起决定作用,由于其与慢时间无关,因此补偿非常方便.

图4为星载MIMO-SAR二阶相位误差仿真结果,仅给出了部分显示.比较图3和图4可知,机载和星载MIMO-SAR的等效相位中心误差序列的趋势是一致的.但是,星载情形下等效相位中心误差呈数量级的下降,这是由星载斜距 R_c 的急剧增加获得的.换言之,星载SAR更适合采用等效相位中心处理.

5.2 等效相位中心误差成像影响

取表1机载MIMO-SAR仿真参数,图5依次给出了 $|X_c'(\omega)|$ 、 $|X_c(\omega)|$ 、 $|X_{can}(\omega)|$ 与 $|y(n)|$ 的仿真结果,为正确反映包络,进行了插值处理.由于 $PRF_e = B_a$,因此匹配滤波区间 $n'(-N_s + 1, N_s - 1)$ 内,对应 $\omega(-2\pi, 2\pi)$.图5(a)中的 $X_c'(\omega)$ 可说明冲激函数的形成,其是在 $X_c'(\omega)$ 上间距为 $2\pi/L$ 的一系列抽样值,当无相位误差时,主峰外的抽样值恰好落在谷底,而相位

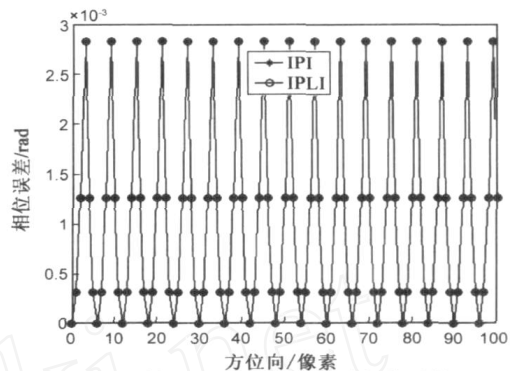


图4 星载MIMO-SAR二阶相位误差

误差的扰动会使 $X_c'(\omega)$ 形状发生变化,进而会抽样得到一系列的冲激串;图5(b)可表明 $X_{can}(\omega)$ 在对消 $X_c(\omega)$ 冗余部分所起的作用;图5(c)将FFT匹配滤波结果与直接由式 $y(n) = X_c(\omega) - X_{can}(\omega)$ 计算出的结果进行了比对,可见两者是一致的,从而验证了式(19)的正确性.由图5可知,存在等效相位中心误差时,必将引入“假峰”,当相位误差较大时,将严重降低成像质量.

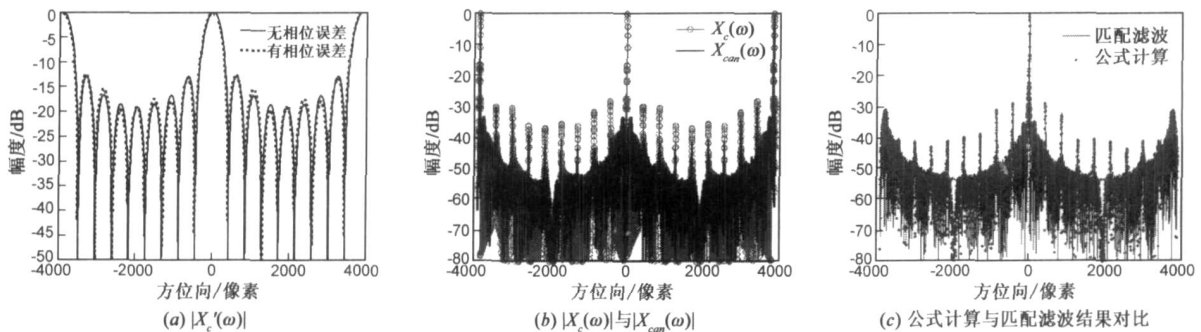


图5 $|X_c'(\omega)|$ 、 $|X_c(\omega)|$ 、 $|X_{can}(\omega)|$ 与 $|y(n)|$ 仿真图

图6和图7分别为机载与星载MIMO-SAR的等效相位中心误差补偿前后的方位压缩结果.从图中可看出,等效相位中心误差补偿消除了“假峰”的影响,从而提高了微弱目标的检测能力.另外有两点需要说明,第一,匹配滤波首尾附近有部分突起旁瓣(如图6中箭头

所指区域),这是多普勒信号恰好满足Nyquist采样定理,即 $PRF_e = B_a$ 条件下固有的,本质上是由“冗余对消项” $X_{can}(\omega)$ 引起的.该突起旁瓣可通过加权或提高 PRF_e/B_a 的比值(即缩小 ω 的支撑区间)来消除.在实际SAR成像中,通常都需要加权处理来降低第一旁瓣

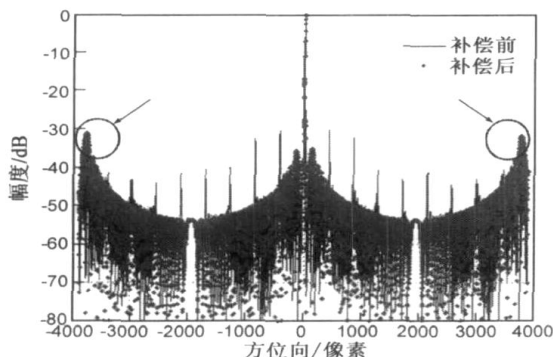


图6 机载MIMO-SAR方位压缩结果

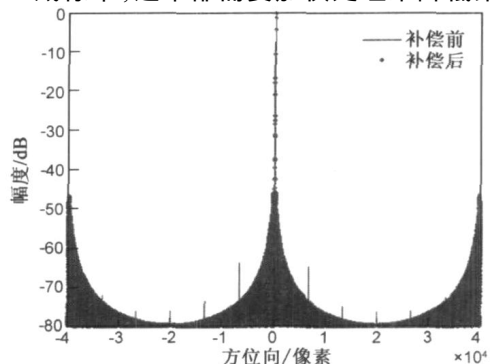


图7 星载MIMO-SAR方位压缩结果

对微弱目标的影响,可是加权并不能消除“假峰”的影响;第二,图 7 中尽管存在“假峰”,但其相对幅值较小,幅值已经低于 -60dB. 由分析已知,“假峰”的幅值取决于 MIMO-SAR 一次收发内等效相位中心误差的大小,而误差值可通过系统参数预估出来. 因此,可依据相应准则找出一个等效相位中心误差界 φ_{gate} ,从而依据 φ_{gate} 判断是否进行等效相位补偿,反过来 φ_{gate} 也可指导系统设计.

6 结论

在满足方位高分辨的同时实现大测绘带成像是新体制 SAR 的重要研究方向之一,具有广阔的应用前景. 为此,本文重点讨论了 MIMO-SAR 等效相位中心误差分析与补偿,得到如下研究结论:首先,等效相位中心误差将引入“假峰”,降低了 SAR 的方位成像质量. 其次,周期性的二阶相位误差是等效相位中心误差的主要因素,其参数已知且与慢时间无关,可方便地进行补偿;第三,“假峰”幅值直接受等效相位中心误差大小影响. 因此,提出可为系统设计提供研究的等效相位中心误差界是进一步的研究方向. 另外,已有的 MPC-SAR 可视作为 $M=1$ 时 MIMO-SAR 的特例,因此本文的分析和补偿方法同样适用于 MPC-SAR.

参考文献:

- [1] A Currie, M A Brown. Wide-swath SAR[J]. IEE Proceedings F Radar and Signal Processing, 1992, 139(2): 122 - 135.
- [2] M Suess, B Grafmueller, R Zahn. A novel high resolution, wide swath SAR system[A]. Proceedings of IGARSS '01[C]. Sydney Australia: IEEE, 2001. 1013 - 1015.
- [3] 李世强, 杨汝良. 天线相位中心偏移方位多波束合成孔径雷达的误差分析[J]. 电子学报, 2004, 32(9): 1436 - 1440. LI Shiqiang, Yang Ruliang. Error analysis of displaced phase centers multiple azimuth beam synthetic aperture radar[J]. Acta Electronica Sinica, 2004, 32(9): 1436 - 1440. (in Chinese)
- [4] 马晓岩, 吴顺华, 向家彬. 速度与 PRF 失配对 MPC-SAR 成像的影响及补偿方法研究[J]. 电子学报, 2005, 33(12): 2130 - 2134. MA Xiaoyan, WU Shunhua, XIANG Jiabin. The effect of mismatch between velocity and PRF on MPC-SAR image and the compensation method[J]. Acta Electronica Sinica, 2005, 33(12): 2130 - 2134. (in Chinese)
- [5] G Krieger, N Gebert, A 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.
- [6] J H G Ender. MIMO-SAR[A]. Proceedings of 2007 International Radar Symposium[C]. Cologne Germany: IRS, 2007.
- [7] J Li, P Stoica, X Y Zheng. Signal synthesis and receiver design for MIMO radar imaging[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2008, 56(8): 3959 - 3968.

作者简介:



王力宝 男, 1980 年生于河北廊坊, 现为国防科技大学博士研究生, 主要研究方向为多通道雷达成像技术.
E-mail: adsp_wlb@163.com



许稼 男, 1974 年生, 博士, 清华大学副教授, 主要研究方向包括信号检测与估计理论, SAR/ISAR 成像技术, 目标识别, 阵列信号处理及自适应信号处理等.

皇甫堪 男, 1939 年生, 现为国防科技大学教授, 博士生导师, 主要研究方向为连续波雷达及现代信号处理新技术.

彭应宁 男, 1939 年生, 现为清华大学教授, 博士生导师, 主要研究方向为新体制雷达及自适应信号处理技术.