

速度与 PRF 失配对 MPC SAR 成像的影响及 补偿方法研究

马晓岩, 吴顺华, 向家彬
(空军雷达学院科研部, 湖北武汉 430019)

摘 要: 简述了多相位中心合成孔径雷达 (MPC SAR) 原理及其空时不等效的研究现状, 对平台速度与脉冲重复频率 (PRF) 失配引起的成对回波虚像进行了深入研究, 从数学上严格推导了成对回波的位置, 分析了两种虚像 (欠采样虚像及失配虚像) 的形成机理. 论文还提出了在频域进行相位补偿以消除这种成对回波虚像的简单方法. 给出的仿真实例验证了本文的结果.

关键词: 多相位中心 SAR; 成对回波; 虚像; 相位补偿

中图分类号: TN958 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2005) 12-2130-05

The Effect of Mismatch between Velocity and PRF on MPC SAR Image and the Compensation Method

MA Xiao-yan, WU Shun-hua, XIANG Jia-bin
(Radar Academy, Wuhan, Hubei, 430019, China)

Abstract: This paper introduces briefly MPC SAR principle and its current research situation about the nonequivalent relationship between spatial and time, studies the false target image appearing in the form of pairs of echo when the relationship between platform velocity and PRF fails to be matched. The location formulas for pair of echo in MPC SAR are deduced strictly. Two types of false image (under sampling false target image and mismatched false target image) are analyzed. A phase compensation method in frequency domain to eliminate these pairs of echo is proposed in the paper also. The conclusions of this paper are verified by simulation.

Key words: multiple phase center SAR; pair of echo; false image; phase compensation

1 引言

为了得到合成孔径雷达 (SAR) 高的方位向分辨力, 其回波在方位向就应具有宽的多普勒频带. 相应的, 为满足采样定理, 就要求有高脉冲重复频率 (PRF); 但高 PRF 又会使被测绘带的幅宽受限. 因此, 在传统单发单收 SAR 模式中, 方位向分辨力与测绘带幅宽对 PRF 的要求是矛盾的. 方位向采用一发多收形式的方位向多相位中心 SAR 模式 (MPC SAR) 是解决这对矛盾的有效措施之一^[1]. 但为了使回波数据的方位向空间间隔均匀, MPC SAR 模式要求雷达平台的方位向运动速度 V 与雷达发射脉冲重复频率 PRF 之间严格满足下述关系式

$$\text{PRF} = V / (D/2) = V / (Nd/2) \quad (1)$$

式中, D 为天线实际孔径长度, d 为接收相位中心之间的间距, N 为接收相位中心数目.

受多种因素影响, 平台速度总会在一定范围内变动. 当关系式 (1) 不满足时, 就会出现空时不等效现象, 即回波数据的空间间隔不均匀. 若将这种空间间隔不均匀的数据当作间隔均匀数据直接作成像处理, 其图像中就会出现成对回波形式的虚像.

当前对这种空时不等效现象的研究集中在确定成对回波的位置、幅度大小以及消除成对回波的方法等方面^[2,3]. 本文重点是研究虚假目标像的形成机理, 用严格的数学推导计算成对回波的发生位置, 得出了比文献 [4] 更一般的计算公式. 此外, 本文还对传统的非均匀数据重构算法^[5,6] 作了简化, 降低了计算量.

2 问题描述

为简便计, 下面以“一个发射中心二个接收中心”的模式为例进行分析, 分析中假设系统的 PRF 保持不变, 记满足式 (1) 的平台运动速度为 V_0 . 图 1 表示当速度为 V_0 时发射与接收的空间位置示意图.

图 1 中各符号既代表空间位置, 同时也代表该位置的发射或接收信号本身. 其中, 横线下方的下指箭头 T_i 代表逐次发射位置, 横线下方的上指箭头 $a_1(i)$ 、 $a_2(i)$ 代表两个接收通道的接收相位中心位置. 横线上方的弧线箭头所指处 $S_1(i)$ 、 $S_2(i)$ 分别代表经过相位补偿, 将 $a_1(i)$ 、 $a_2(i)$ 变成等效单接收通道数据后的等效接收相位中心位置. (d) 中 $S(n)$ 则表示将 $S_1(i)$ 与 $S_2(i)$ 交织组合成等效单接收通道空间间隔均匀

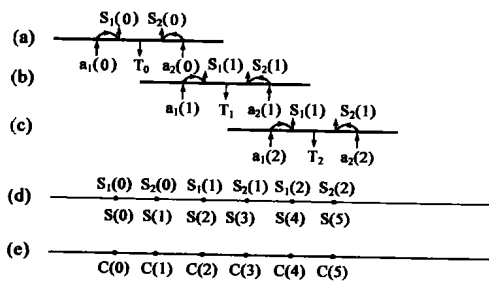


图 1 速度与 PRF 匹配情况下空间位置关系

回波数据. $S(n)$ 可表示为

$$S(n) = \frac{1+(-1)^n}{2} S_1(n/2) + \frac{1-(-1)^n}{2} S_2\left(\frac{n-1}{2}\right) \quad (2)$$

图 2 所示是 PRF 不变, 但平台运动速度 $V = KV_0$, $K \neq 1$ 时的示意图(图 2 是按 $K=1.5$ 绘制的). 图中各变量的意义同图 1. 可以看出, $S(n)$ 已不再是空间间隔均匀的了. 其中 $S_1(i)$ 与 $S_2(i)$ 仍相距 $d/2$, 但 $S_2(i)$ 与 $S_1(i+1)$ 相距变为(取 $K=1.5$ 时)

$$VT - \left(\frac{d}{4} + \frac{d}{4}\right) = KV_0 T - d/2 = K \frac{D}{2} - d/2 = d \quad (3)$$

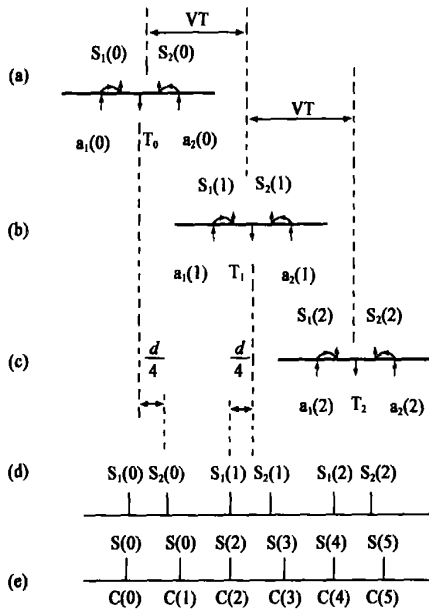


图 2 速度与 PRF 失配情况下空间位置关系

3 成对回波位置的计算公式及形成机理分析

为方便计, 我们直接用互相关方法对 MPC SAR 空间非均匀数据作方位向压缩成像, 其参考函数即为单发单收模式下点目标的方位向均匀间隔回波数据, 该参考函数的示意图见图 1(e) 及图 2(e), 其表达式为(不考虑幅度)

$$C(n) = \exp[j f_R (nT/2)^2] \quad (4)$$

式中的 f_R 通常是从回波数据中估计出来的方位向调频斜率, 式中的 $T=1/\text{PRF}$.

当回波数据的方位向间隔均匀时, $C(n)$ 与 $S(n)$ 的空间位置是对齐的(如图 1(d)、(e)所示), 其中 $C(2n)$ 与 $S_1(n)$ 对

齐, $C(2n+1)$ 与 $S_2(n)$ 对齐. 当 $S(n)$ 空间间隔不均匀时, 我们可以假定 $C(2n)$ 与 $S_1(n)$ 在空间上对齐, 而 $C(2n+1)$ 与 $S_2(n)$ 在空间上错开一个距离, 二者的时间间隔为 $t = T/2 - (d/2)/V$.

取成像带孔径中心处的点目标回波数据进行成像压缩. 该数据可视为对连续信号 $Y(t) = \exp(j f_R t^2)$ 进行采样得到的离散样本, 分别记经过通道相位补偿后的两个通道样本为 $Y_1(n)$ 、 $Y_2(n)$, 则有

$$Y_1(n) = Y(t) \Big|_{t=nT} = \exp[j f_R (nT)^2] \quad (5)$$

$$Y_2(n) = Y(t) \Big|_{t=(n+1/2)T} = \exp[j f_R ((n+1/2)T)^2] \quad (6)$$

$$\text{式中, } \quad = (d/2)/(VT) \quad (7)$$

根据前面我们对用于成像压缩的参考函数 $C(n)$ 的设定(见式(4)), 应有

$$C(2m) = Y_1(m) \quad (8)$$

$$C(2m+1) = \exp[j f_R ((2m+1)(T/2))^2] \quad (9)$$

$$= Y_2(m+1/2) = Y_2(m+1/2) \quad (10)$$

$$\text{式中: } \quad = 1 - 2 = (T - d/V)/T = 1 - V_0/V \quad (11)$$

由式(8)、(10)可进一步得出

$$Y_1(n/2) = C(n), \quad n \text{ 取偶数} \quad (12)$$

$$Y_2((n-1)/2) = C(n-1), \quad n \text{ 取奇数} \quad (13)$$

按式(2)将 $Y_1(n/2)$ 、 $Y_2((n-1)/2)$ 交织组合成回波数据 $Y(n)$ 得:

$$Y(n) = \frac{1+(-1)^n}{2} Y_1(n/2) + \frac{1-(-1)^n}{2} Y_2((n-1)/2) \quad (14)$$

据式(12)、(13), $Y(n)$ 又可由 $C(n)$ 表示为

$$Y(n) = \frac{1+(-1)^n}{2} C(n) + \frac{1-(-1)^n}{2} C(n-1) \quad (15)$$

将 $Y(n)$ 与 $C(n)$ 作相关处理, 将处理结果记为 $R_{YC}(m)$, 经过不太复杂的运算可得(设组合后数据个数为 $2M+1$)

$$\begin{aligned} R_{YC}(m) &= \sum_{n=-M}^M Y(n) C^*(n+m) \\ &= \sum_{n=-M}^M \left[\frac{1+(-1)^n}{2} C(n) \frac{1-(-1)^n}{2} C^*(n-1) \right] C^*(n+m) \\ &= R_{CC}(m) + \bar{R}_{CC}(m+1) + P_{CC}(m) - \bar{P}_{CC}(m+1) \end{aligned} \quad (16)$$

式中

$$\begin{aligned} R_{CC}(m) &= \frac{1}{2} \sum_{n=-M}^M C(n) C^*(n+m) \\ &= e^{-j \omega_0^2 \frac{\sin^2 \omega_0 (2M+1) m}{2 \sin \omega_0 m}} \end{aligned} \quad (17)$$

$$\begin{aligned} \bar{R}_{CC}(m+1) &= \frac{1}{2} \sum_{n=-M}^M C(n-1) C^*(n+m) \\ &= e^{-j \omega_0^2 (m^2 - 2) \frac{\sin \omega_0 (2M+1) (m+1)}{2 \sin \omega_0 (m+1)}} \end{aligned} \quad (18)$$

$$\begin{aligned} P_{CC}(m) &= \frac{1}{2} \sum_{n=-M}^M (-1)^n C(n) C^*(n+m) \\ &= e^{-j \omega_0^2 \frac{\cos \omega_0 (2M+1) m + M}{2 \cos \omega_0 m}} \end{aligned} \quad (19)$$

$$\begin{aligned} \bar{P}_{CC}(m+1) &= \frac{1}{2} \sum_{n=-M}^M (-1)^n C(n-1) C^*(n+m) \\ &= e^{-j \omega_0^2 (m^2 - 2) \frac{\cos \omega_0 (2M+1) (m+1) + M}{2 \cos \omega_0 (m+1)}} \end{aligned} \quad (20)$$

上式中 $0 = f_R (T/2)^2$ (21)

$R_{CC}(m), \bar{R}_{CC}(m), P_{CC}(m), \bar{P}_{CC}(m)$ 的模的峰值分别发生在(下述公式中 m_i 代表样本序号, $t_i = m_i (T/2)$, 代表峰值发生的时刻):

$$m_1 = L / (f_R (T/2)^2) \quad (22a)$$

$$t_1 = L \frac{\text{PRF}_{\text{eff}}}{f_R} \quad (22b)$$

$$m_2 = L / (f_R (T/2)^2) - \quad (23a)$$

$$t_2 = L \frac{\text{PRF}_{\text{eff}}}{f_R} - \frac{T}{2} \quad (23b)$$

$$m_3 = (1 + 2L) / (2f_R (T/2)^2) \quad (24a)$$

$$t_3 = (1 + 2L) \frac{\text{PRF}}{f_R} \quad (24b)$$

$$m_4 = (1 + 2L) / (2f_R (T/2)^2) - \quad (25a)$$

$$t_4 = (1 + 2L) \frac{\text{PRF}}{f_R} - \frac{T}{2} \quad (25b)$$

式(22a) ~ (25b)中, $\text{PRF}_{\text{eff}} = \text{NPRF} = 2\text{PRF}$, 代表等效单发单收脉冲重复频率。上式中 m_i 的取值范围为 $-2M \sim 2M$, 相应的, L 可取 $0, \pm 1, \dots$ 但要保证 m_i 的取值在上述范围内。

发生在 m_i 处的峰值即为成像压缩处理得到的像, 由于 $Y(n)$ 是单个点目标的回波数据, 故仅原点处 ($m_i = 0$) 的峰值才代表目标的真实像, 其他点处的峰值则是虚像, 下面对成像峰值位置及成因机理进行分析。

(1) m_1 处的目标真实像及“欠采样虚像”

以 B 表数据方位向带宽, 以 T_a 表孔径时间长度, 则有

$$\begin{aligned} 1 / ((T/2)^2 f_R) &= 2M / (f_R (T/2) (2M) (T/2)) \\ &= 2M / (B / \text{PRF}_{\text{eff}}) = 2M (\text{PRF}_{\text{eff}} / B) \end{aligned}$$

故当 $\text{PRF}_{\text{eff}} = B$ (对应 $V = V_0$ 即 PRF 与速度匹配情形), 以及 $\text{PRF}_{\text{eff}} > B$ 即满足采样定理时 (对应 $V < V_0$ 的情形), 由(22), 有

$$m_1 = L / (f_R (T/2)^2) > L \times (2M)$$

为使 $m_1 < 2M$, L 只能取 0 值, 式(22a)的 m_1 亦只能取得零值, 这时式(16)的第一项仅在 $m_1 = 0$ 处呈现峰值, 它代表目标的真实像。故当满足采样定理 (对应 $V = V_0$ 的匹配情形和 $V < V_0$ 的慢速失配这两种情形) 时, 式(16)的第一项生成真实像。当采样定理不满足时 (对应于 $V > V_0$ 情形), 则

$$m_1 = L / (f_R (T/2)^2) = L (\text{PRF}_{\text{eff}} / B) (2M)$$

因 $\text{PRF}_{\text{eff}} / B$ 小于 1, 故 L 可取 $0, \pm 1, \dots, \pm [B / \text{PRF}_{\text{eff}}]$, 当 L 取 0 时, m_1 取 0 值, 仍代表真实像, 当 L 取 $\pm 1, \dots, \pm [B / \text{PRF}_{\text{eff}}]$ 时, m_1 取得 $[-2M, 2M]$ 范围内的非零值, 这时 m_1 处的峰值代表虚像, 由于该类虚像是由欠采样 ($V > V_0$) 引起的, 我们权且将之称为“欠采样虚像”。

(2) m_2 处的峰值图像

由式(11)、式(23a), 当 $V = V_0$ 时, $m_2 = m_1$, 此时式(16)第二项形成的峰值与第一项峰值重合而形成目标的真实像。当 $V \neq V_0$, 但 V 偏离 V_0 不大时 (本文暂不讨论 V 偏离 V_0 很大的情形), m_2 的峰值偏离 m_1 的峰值一小段距离 $|m_2 - m_1|$, 二者叠加形成目标的真实像或者虚像。

(3) m_3 和 m_4 处的峰值图像

由式(24a)、式(24b)、式(25a)和式(25b), 无论 L 取何值, m_3 和 m_4 都不会取 0 值, 故 m_3 和 m_4 处的像总是虚像。但当 $V = V_0$ 时, $m_3 = m_4$, 这时 m_3 处的峰值与 m_4 处的峰值二者大小相等但符号相反, 故互相抵消而不会形成虚像。相反, 当 $V \neq V_0$, 但 V 偏离 V_0 不大时 (仍如前叙本文暂不讨论 V 偏离 V_0 很多的情形), m_3 处的峰值与 m_4 处的峰值偏离一小段距离 $|m_3 - m_4|$, 二者不能完全互相抵消, 其抵消后的剩余就形成目标虚像。综上述, 无论是 $V > V_0$ 还是 $V < V_0$, 也即是说, 无论是欠采样还是满足采样定理, 只要 $V \neq V_0$ 即出现速度失配, 式(16)的第三、第四项都会形成虚像, 我们把这种虚像统称为“失配虚像”。

图 3(a) 给出了一个点目标仿真实例。仿真参数为: $f_R = 18\text{Hz/s}$, $\text{PRF} = 1/T = 50\text{Hz}$, 孔径点数 $N = 666$, $\text{PRF}_{\text{eff}} = 1/T_{\text{eff}} = 100\text{Hz}$, 平台速度为 $V = 1.5V_0$, 方位向带宽 $B = N(T/2)f_R = 119.88\text{Hz} > \text{PRF}_{\text{eff}}$ 。按式(22a) ~ (25b) 求得 m_1 (m_2) 可取 $0, \pm 556$; m_3 (m_4) 可取 ± 278 , 因图 3 横轴定标是从 0 至 1332, 故上述 m_i 的取值应加 666 才与图中横轴的点应对。

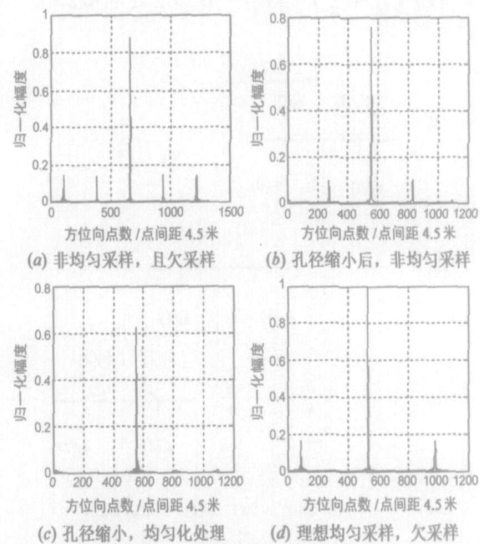


图 3 单个点目标对回波位置及其消除方法仿真

以上是针对一发二收的推导, 该方法也适用于其他一发多收情形。例如对于一发三收情形, 可将回波表示为

$$\begin{aligned} Y(n) &= \frac{1}{3} \left\{ 1 + \exp \left[j \frac{2}{3} n \right] + \exp \left[j \frac{2}{3} 2n \right] \right\} C(n) \\ &+ \frac{1}{3} \left\{ 1 + \exp \left[j \frac{2}{3} (n+2) \right] + \exp \left[j \frac{2}{3} 2(n+2) \right] \right\} C(n-1) \\ &+ \frac{1}{3} \left\{ 1 + \exp \left[j \frac{2}{3} (n+1) \right] + \exp \left[j \frac{2}{3} 2(n+1) \right] \right\} C(n-2) \end{aligned} \quad (26)$$

式(26)中各变量含义同式(15), 但 $C(n)$ 的具体表达式为 $C(n) = \exp(j f_R (nT/3)^2)$, 仿照一发二收情形, 将上述 $Y(n)$ 与 $C(n)$ 作相关处理可得其压缩成像的峰值点位于

$$t_1 = L \frac{\text{PRF}}{f_R} \quad (27)$$

$$t_2 = L \frac{\text{PRF}}{f_R} + \frac{2+}{3} T \quad (28)$$

$$t_3 = L \frac{\text{PRF}}{f_R} + \frac{1+2}{3} T \quad (29)$$

$$t_4 = L \frac{\text{PRF}}{f_R} - \frac{1-}{3} T \quad (30)$$

当 L 取值 1 时, t_1 的值就与文献[4]给出的结论一致,文献[4]是通过级数展开将点目标回波分解为单发单收信号及误差信号后再作压缩成像处理的,故与本文的精确推导有微小差别.限于篇幅,这里不作详细讨论.

4 克服虚假目标的简化算法

克服虚假目标的基本方法是重构回波数据使之均匀化.非均匀数据的一般传统均匀化重构算法见文献[5]和[6],本文下面提出的算法可视为对传统方法之一的数字谱重构法在 V 偏离 V_0 不大时的一种简化算法.其基本思路是对 $S_2(n)$ 在频域作相位补偿而使交织组合的 $S(n)$ 均匀.但在通常情形, $S_1(n)$ 和 $S_2(n)$ 本身并不满足采样定理,当 $V > V_0$ 时,即使将 $S_1(n)$ 和 $S_2(n)$ 交织组合成 $S(n)$ 后, $S(n)$ 本身也是欠采样的,故不能直接作频域处理,而需采取下面所述的一些特殊处理方法.参见图 4.图 4(a)之 $S_1(n)$ 、 $S_2(n)$ 的含义同图 2,图 4(b)、(c)中之 $X_1(n)$ 、 $X_2(n)$ 分别是 $S_1(n)$ 、 $S_2(n)$ 中每两个样本之间插入一个零值后的新序列,它们可分别表示为

$$X_1(n) = \frac{1+(-1)^n}{2} S_1\left(\frac{n}{2}\right) \quad (31)$$

$$X_2(n) = \frac{1-(-1)^n}{2} S_2\left(\frac{n-1}{2}\right) \quad (32)$$

图 4(d)之 $s(n)$ 代表空间间隔均匀的回波数据,其中 $S(2n)$ 与 $S_1(n)$ 空间上对齐,这样, $S(n)$ 与由 $S_1(n)$ 加零后得到的 $X_1(n)$ 在空间上是对齐的.

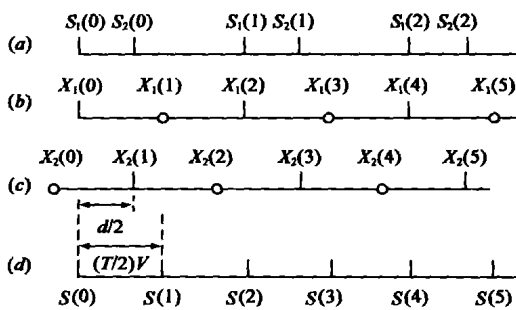


图 4 非均匀数据均匀化处理示意图

$X_2(n)$ 与 $S(n)$ 的时间间隔为 $T/2 - (d/2)/V$,以均匀数据间隔 $T/2$ 对其作归一化处理得

$$[T/2 - (d/2)/V] / (T/2) =$$

因此有下述关系式

$$X_2(n) = \frac{1-(-1)^n}{2} S(n -) \quad (33)$$

若 $V > V_0$,首先应适当缩小孔径,使满足采样定理,然后,对 $X_1(n)$ 、 $X_2(n)$ 作 FT 变换得

$$X_1() = [S() + S(-)] / 2 \quad (34)$$

$$X_2() = e^{-j} [S() - (-1) S(-)] / 2 \quad (35)$$

即 $X_2() e^j = [S() - e^j S(-)] / 2 \quad (36)$

如前所述,当平台速度 V 偏离 V_0 不大时,是接近零值的,故有下述近似

$$X_2() e^j = [S() - S(-)] / 2 \quad (37)$$

由式(34)、式(37)有

$$X_1() + X_2() e^j = S() \quad (38)$$

即 $\text{IFT}[X_1() + X_2() e^j] = S(n) \quad (39)$

根据以上分析可综合得出对非均匀数据均匀化成像处理的步骤如下

1. 据 V 与 V_0 关系决定是否作缩小孔径的预处理;
2. 求 $X_1()$ 、 $X_2()$;
3. 计算 $S() = X_1() + X_2() e^j$, $= 1 - V_0/V$;
4. 计算 $S(n) = \text{IFT}[S()]$;
5. 对 $S(n)$ 作方位向压缩.

仍利用前面图 3(a)用过的例子来检验上述方法的有效性.如前述,图 3(a)已示出了两类成对回波的位置,由于存在欠采样成对回波,故首先要作缩小孔径的预处理,图 3(b)则是将合成孔径由原来的 666 点(2997m)缩小到 554 点(2493m)(此时带宽为 $B = 99.72\text{Hz} < \text{PRF}_{\text{eff}}$)后的成像结果,图中已不再呈现欠采样虚假目标.图 3(c)是用上述方法对回波数据作均匀化处理而进一步消除了失配成对回波的结果.图 3(d)是单发单收时的理想均匀数据成像,图 3(d)是特意安排的,旨在说明:即使单发单收,欠采样也会引起成对回波.图 3(a)、(b)、(c)中的峰值均以(d)的峰值为标准作了归一化处理.

图 5 则是多个点目标的例子. A、B、C 是处于同一距离单元但不同方位的三个点目标,在方位向 A 与 B 相距 2 点即 2.8m, B 与 C 相距 50 点即 70m.所用仿真参数为: $f_R = 39.2\text{Hz/s}$, $\text{PRF}_{\text{eff}} = 300\text{Hz}$,孔径点数 $2M + 1 = 2143$.从上述参数可知, $B = f_R (T_{\text{eff}}/2) (2M) = 279.9\text{Hz} < \text{PRF}_{\text{eff}}$,故不存在欠采样虚像.经计算 $m_1 - m_2 = 2295.9 \times L$,故 L 只能取 0 值,计算表明无欠采样虚像.同样经计算 $m_3 - m_4 = 1148 \times (2L + 1)$, L 也只能取 0 值,故在 $2143 + 1148 = 3291$ 和 $2143 - 1148 = 995$ 两处将出现失配虚像,这些理论计算结果均被图 5(a)、5(b)、5(c)、5(d)所验证.

同文献[5]和[6]中提出的数字谱重构方法比较,本文所述

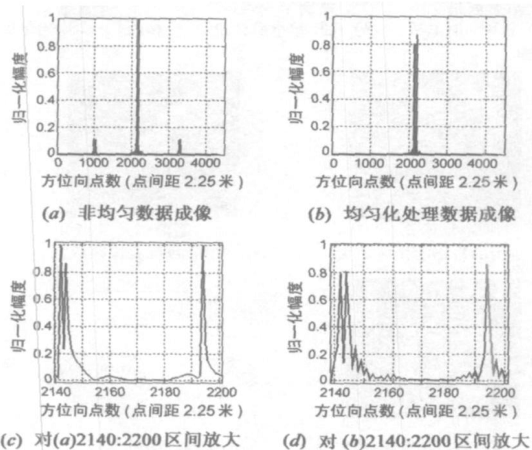


图 5 三点目标数据均匀化处理仿真

方法的计算量小的多. 设样本数为 $2M+1$, 不计 FFT 和 IFFT, 数字谱重构方法所需乘法约 $(2M+1)(2M+4)$ 次, 本文频域相位补偿方法乘法约为 $(2M+1)$ 次 (即均匀化算法第 3 步中 $X_2(\cdot)$ e^j 运算), 后者比前者的乘法次数降低约 $(2M+4)$ 倍.

5 成像仿真

仿真场景参数为: 孔径点数 $N=134$, $f_R=360\text{Hz/s}$, $\text{PRF}_{\text{eff}}=1/T_{\text{eff}}=200\text{Hz}$, $V=1.5V_0$, 方位向带宽 $B=NT_{\text{eff}}f_R=241.20\text{Hz} > \text{PRF}_{\text{eff}}$.

仿真点目标相对位置如图 6(g) 所示, 其中 A 与 B 方位向相距 2 点 (3m), B 与 C 距离向相距 2 点 (3m), A 与 D 方位向相距 20 点 (30m), D 与 E 距离向相距 20 点 (30m).

图 6(a) 是非均匀数据不经均匀化处理直接压缩得到的像, 从中可以明显看出失配及欠采样两种成对回波. 图 6(b) 为消除欠采样成对回波后压缩结果. 图 6(c) 为进一步消除失配成对回波后的压缩图像. 图 6(d) 是对图 6(a) 目标实像区放大, 图 6(e) 是对图 6(b) 目标实像区放大, 图 6(f) 是对图 6(c) 目标实像区放大.

6 结论

本文讨论了 MPC SAR 模式中当运动平台速度与脉冲重复频率失配时虚像的形成机理, 推导了确定成对回波位置的计算公式, 并提出了在频域对通道数据作相位补偿使组合回波数据空间间隔均匀化的简化算法. 仿真结果证明虚假成对回波确实存在, 其发生位置与本文导出的公式相符, 同时也表明本文提出的均匀化简化算法是有效的.

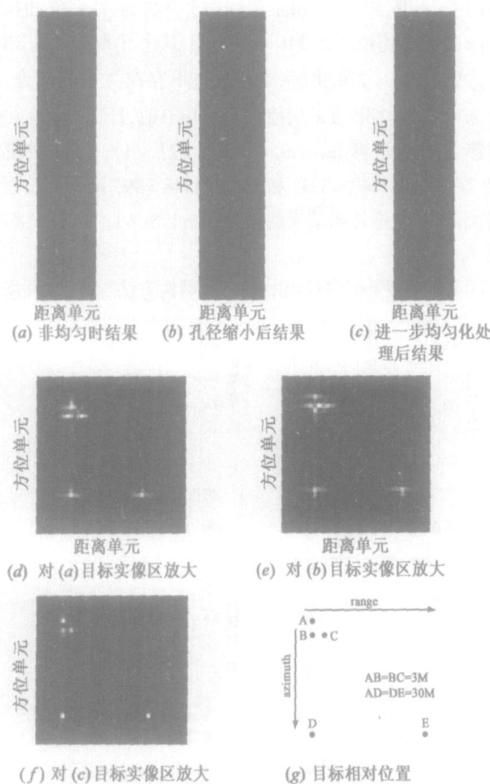


图 6 均匀化处理仿真 (同时考虑方位向与距离向)

参考文献:

- [1] A Currie, M A Brown. Wide-swath SAR[A]. IEE Proc, 1992, 139(2): 122 - 135.
- [2] 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): 1419 - 1423.
LI Shi-qiang, YANG Ru-liang. Error analysis of displaced phase centers multiple azimuth beam synthetic aperture radar [J]. Acta Electronica Sinica, 2004, 32(9): 1419 - 1423. (in Chinese)
- [3] Wu Shunhua, Xiang Jiabin, Hu Guoqi. Analysis and simulation of spatial interval non-uniform samples in azimuth multiple phase centers SAR[A]. ICSP '04[C]. Beijing, China, ICSP '04, 2004. 2175 - 2178.
- [4] 梁维斌, 李春升, 周荫清. 基于多通道天线高分辨力星载 SAR 实现方法研究[J]. 北京航空航天大学学报, 2004, 30(9): 827 - 830.
Liang weibin, Li Chunsheng, Zhou Yinqing. High resolution spaceborne SAR implementation method based on multiple phase centres antenna [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2004, 30(9): 827 - 830. (in Chinese)
- [5] A Peled, B Liu. Digital Signal Processing, Theory, Design, and Implementation[M]. New York: John Wiley, 1976.
- [6] 陈志愿, 齐向阳, 李建雄. 浅谈星载多相位中心方位向多波束 SAR 方位向非均匀采样信号的重构算法[J]. 电子与信息学报, 2004, 26(9): 195 - 201.
Chen Zhi-yuan, Qi Xiang-yang, Li Jian-xiong. Elementary introduction of the reconstruction of nonuniformly sampled signals in azimuth of displaced phase centres multi-beam in azimuth spaceborne synthetic aperture radar [J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2004, 26(9): 195 - 201. (in Chinese)

作者简介:

马晓岩 男, 1962 年 8 月生于湖北省赤壁市, 教授, 1982 年于南京理工大学获学士学位, 1988 年于国防科技大学电子技术系获信号与信息处理专业硕士学位, 2002 年于清华大学自动化系获模式识别与智能系统专业博士学位, 主要从事雷达系统、现代信号处理与智能信息处理及其应用的研究, 出版著作两部, 发表论文 40 多篇, 获省(军队)级科技进步奖 4 项.

吴顺华 男, 1978 年生于江西丰城, 2004 年获空军雷达学院信号与信息处理专业硕士学位, 现为国防科技大学信号与信息处理专业博士生, 主要从事星载 SAR 关键技术等方面的研究.

向家彬 男, 1945 年生于湖北远安, 教授, 1983 年获华中工学院硕士学位, 主要从事信号处理、雷达工程、电力工程等领域的研究, 目前主要研究方向为合成孔径雷达成像技术, 出版著作 5 部, 发表论文 30 多篇.