

MIMO-SAR 大测绘带成像

武其松 井伟 邢孟道 保铮

(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: 该文提出利用 MIMO-SAR 系统实现大测绘带成像的方法。在该系统中, 利用离散频率编码信号实现高距离分辨; 同时采用低脉冲重复频率(Pulse Repetition Frequency, PRF)来获得不模糊的大测绘带, 然而 PRF 降低会导致多普勒模糊。文中利用 MIMO-SAR 系统提供更多自由度进行空域滤波, 成功地解决了多普勒模糊次数大于通道个数条件下的解模糊问题。仿真试验验证了该方法的有效性。

关键词: 合成孔径雷达; 多发多收; 大测绘带成像; 空域滤波; 离散频率编码波形

中图分类号: TN957.52

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2009)04-0772-04

Wide Swath Imaging with MIMO-SAR

Wu Qi-song Jing Wei Xing Meng-dao Bao Zheng

(National Key Laboratory for Radar Signal Processing, Xidian University, Xi'an 710071, China)

Abstract: This paper proposes an approach for wide swath imaging with Multiple-Input Multiple-Output Synthetic Aperture Radar (MIMO-SAR) system. In the system the Discrete Frequency Coding Waveform (DFCW) is applied to obtain high range resolution; and low PRF is adopted to achieve unambiguous wide swath, however, a reduction of the PRF raises Doppler ambiguities. The spatial filter is used to resolve the Doppler ambiguities. As the MIMO-SAR system provides more degrees of freedom than the channel number, the filter is successfully capable of resolving the Doppler ambiguities whose times are more than the channel number. Simulation result confirms the validity of the proposed method.

Key words: SAR; MIMO; Wide swath imaging; Spatial filter; Discrete Frequency Coding Waveform

1 引言

星载 SAR 在对地观测方面的应用越来越广泛, 为了减少对地面场景的再访次数, 要求观测的场景宽度要大^[1], 扩大测绘带宽的方法有很多, 文献[1-3]提出利用俯仰多波束实现宽测绘带, 然而这种方法是系统的灵敏度和复杂度为代价来换取大测绘带的; ScanSAR 模式也可以用来实现宽测绘带^[1,4], 然而该模式是通过缩短对目标的照射时间来扩大测绘带宽的, 也就是它是以牺牲方位分辨率为代价的。

本文提出 MIMO-SAR 新概念, 首先给出了 MIMO-SAR 概念, 在该体制下多发多收正交编码信号, 但是考虑到传统二相码或多相码分辨率太低, 文中利用 DFCW(Discrete Frequency Coding Waveform)^[5,6]可以保证距离的高分辨率, 为了实现大测绘带, 并且保证距离不模糊, 我们采用低 PRF, 而低 PRF 必然会导致方位多普勒模糊, 文献[7]做过一发多收的解模糊, 即 Q 次模糊则需要有 Q 个通道来解。对于一颗卫星仅仅为了解一次模糊就需要安装一个天线通道不太现实, 当测绘带更大, 保证距离不模糊, PRF 则需要更低, 当

模糊次数大于 Q 时, 仅有 Q 个通道来解大于 Q 次模糊文献[7]中的方法是无能为力, 我们希望在通道个数一定的条件下可以解更多次的模糊, 这样就可以将测绘带扩展的更大。我们通过多发多收体制可以得到多于通道数目的等效相位中心 ($> Q$), 利用这些相位中心进行空域滤波可以解更多次模糊 ($> Q$), 而且这种空域滤波的方法可以完整地恢复多普勒谱, 在方位分辨率不受损失的情况下实现大测绘带。

2 MIMO-SAR 模型分析

假设一颗卫星有 Q 个通道, 且 Q 个通道沿航线均匀排列(非均匀阵列也适用), 坐标分别为: $(X, Y_1, Z), \dots, (X, Y_Q, Z)$, Q 个通道同时发射和接收信号, 且通过自身飞行形成合成孔径, 称之为 MIMO-SAR^[8]。利用等效相位中心原理, 可以将该 MIMO-SAR 体制转化为多个等效相位中心的自发自收^[7]。

当第 j 个通道发射信号, Q 个通道同时接收, 其等效相位中心可用 $1 \times Q$ 的向量表示:

$$Y' = [(Y_1 + Y_j)/2, \dots, Y_j, \dots, (Y_Q + Y_j)/2] \quad (1)$$

假设 Q 个通道是按航线均匀排列的, 即 $Y_j = (j-1) \times d + Y_1$ 。当 Q 个通道同时发射和接收信号, 则可以形成一个 $Q \times Q$ 维对称矩阵。该矩阵中任一值代表一个等效相位中心的位置, 因而 Q 个通道的多发多收可以得到 $Q \times Q$ 等效

相位中心。均匀线阵中位置不同的等效相位中心的个数为 $2Q - 1$ 。为了便于表示, 将第 i 等效相位中心坐标写为 (X, Y_i, Z) 。

以 3 天线多发多收的情况为例, 假设第 j 个通道发射的信号为 $p_j, j = 1, 2, 3$ 。由于 3 个通道同时发射和接收信号, 每个通道都能接收到波形 p_1, p_2, p_3 。在进行后续处理之前首先要将 3 种波形分离开, 这需要对发射信号进行约束, 通常采用正交编码信号进行发射。由于发射波形具有正交性, 可以利用相关处理将混叠的信号分离开。如图 1(a)所示, s_{rj} 为第 j 个通道接收的信号, 它包含 p_1, p_2, p_3 3 种波形, 可以通过相关处理将信号分离。

图 1(b)给出了 3 发 3 收等效相位中心示意图, 可以看出不同位置的等效相位中心为 5 个, 第 1 个等效相位中心接收信号为第 1 个通道分离出的 p_{11} ; 第 2 个等效相位中心接收信号分别为 p_{12}, p_{21} ; 第 3 个等效相位中心接收信号为 p_{13}, p_{22}, p_{31} , 以此类推。

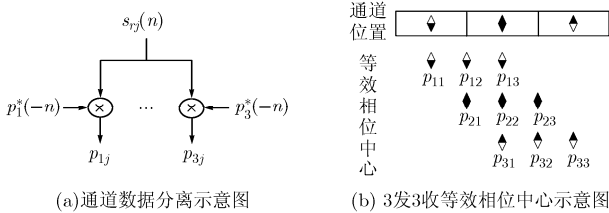


图 1 三通道数据转化到等效相位中心数据示意图

很明显, 相对于 1 发多收可获得 Q 个等效相位中心而言, 多发多收得到了更多的空间自由度。

在 MIMO 体制中, 要保证同时接收的多个波形能够被分开, 通常需要在发射时采用正交编码信号。下面从 SAR 的分辨率要求出发, 讨论正交编码信号的选取。

3 离散频率编码波形(DFCW)

假设 Q 个通道同时发射多组正交编码信号, 需要说明的是, 成像后的距离分辨率是由发射波形决定的, 对于通常的二相码或多相码, 通过相关处理进行脉冲压缩, 得到的相关函数的时间分辨率就是子码元的时间宽度^[9]。现今设计的子码元时宽一般是微秒级, 对应的距离分辨率为百米量级, 这满足不了成像的要求, 我们所使用的编码波形为离散频率编码波形(DFCW)^[5]。假设第 j 个通道发射的编码波形表示为

$$p_j(t_k) = \sum_{n=1}^N A(t_k) \exp[j2\pi f_n^j t_k], \quad j = 1, \dots, Q \quad (2)$$

其中 t_k 为快时间, N 为子码元的个数, f_n^j 为第 j 条码形的第 n 个子码元的编码频率, $A(t_k) = \begin{cases} 1/T, & (n-1)T \leq t_k \leq nT \\ 0, & \text{其他} \end{cases}$, T 为子码时间宽度。第 j 条码形的编码频率 $\{f_1^j, f_2^j, \dots, f_N^j\}$ 的选择是 $\{\Delta f, 2\Delta f, \dots, (N-1) \cdot \Delta f\}$ 的一种排列组合, 其中 $\Delta f = 1/T$, 该波形的总带宽

$B = N\Delta f$, 距离分辨率是由该带宽决定的。

由于发射是多组正交信号,

$$\begin{cases} E(p_j(t_k) p_j^*(t_k - \tau)) = 1, & \tau = 0 \\ E(p_j(t_k) p_j^*(t_k - \tau)) \approx 0, & \tau \neq 0 \end{cases}, \quad j = 1, \dots, Q, \quad E(p_k p_j^*) = 0, \quad k \neq j$$

其中 $E(\bullet)$ 表示数学期望, $*$ 表示复共轭。

图 2 给出了一组 DFCW 波形、一组多相码以及线性调频信号(Linear Frequency Modulation, LFM)相关函数对比图。

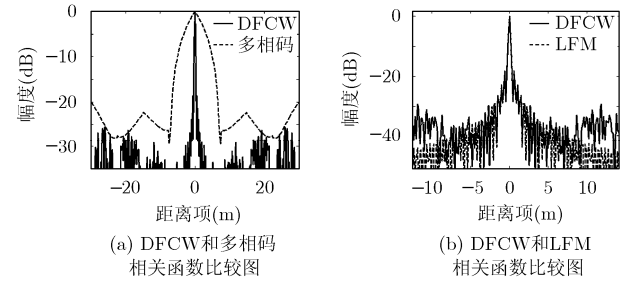


图 2 相关函数对比图

图 2(a)给出了子码元时宽 T 相等的多相码和 DFCW 码的相关函数对比图, 从图 2(a)中可以看出, 多相码相关函数的距离分辨率明显低于 DFCW 码的距离分辨率。从图 2(b)可以看出, 码元个数为 N 、子码带宽为 Δf 的 DFCW 和 $B = N\Delta f$ 的 LFM 分辨率几乎是相同的。DFCW 信号可以看作是每隔 $T = \Delta f/\gamma$ 时间对 LFM 频率的采样。从图 2(b)还可以看出, DFCW 脉压信噪比要比线性调频信号的脉压信噪比低, 但主副比要比线性调频信号主副比高。

通过上述的分析可知, 采用 DFCW 码可以保证成像后距离的高分辨, 同时通过 $\{f_1, f_2, \dots, f_N\}$ 对 $\{\Delta f, 2\Delta f, \dots, (N-1)\Delta f\}$ 的不同组合可以得到多组正交编码波形。文献[5]提供了 3 组正交波形, 我们可以将其作为 MIMO 体制的发射波形。

4 MIMO-SAR 回波信号分析

假设第 j 个通道发射信号可表示为

$$s_j(t_k) = p_j(t_k) \exp(j2\pi f_c t), \quad j = 1, \dots, Q \quad (3)$$

其中 f_c 为载频, t_k 为快时间, $t = t_k + t_m$ 为全时间, $t_m = nT_r$ 为慢时间, T_r 为脉冲重复周期。

由 MIMO-SAR 模型分析可知, 第 j 个通道接收基带回波信号为

$$s_{rj}(t_k, t_m) = \sum_{q=1}^Q p_{qj}(t_k - \tau_{n,qj}) \text{rect}[vt_m + Y_{qj} - y_n/L_a] \cdot \exp(j2\pi f_c (-\tau_{n,qj})) \quad (4)$$

其中第 n 个散射点坐标为 (x_n, y_n, z_n) , $\tau_{n,qj} = (R_{n,q}(t_m) + R_{n,j}(t_m))/c$, 表示第 q 个通道发射、第 j 个通道接收到第 n 个散射点信号的回波时延。 $R_{n,q}(t_m) = \sqrt{R_{Bn}^2 + (Y_q - y_n + vt_m)^2}$ 为第 q 个发射通道到第 n 个散射点的瞬时斜距, $R_{Bn} = \sqrt{(X - x_n)^2 + (Z - z_n)^2}$ 为航线到该散射点的垂直距离, $R_{n,j}(t_m) = \sqrt{R_{Bn}^2 + (Y_j - y_n + vt_m)^2}$ 为第 j 个

接收通道到第 n 个散射点的瞬时斜距, $Y_{ij} = (Y_i + Y_j)/2$, v 为卫星的速度, L_a 为合成孔径长度。

Q 个通道同时发射和接收信号, 每个通道都接收到 Q 个波形, 由于发射波形具有正交性, 通过相关处理将混叠在一起的信号分离得到 $2Q-1$ 个等效相位中心数据。按照图 1 所示, $2Q-1$ 个等效相位中心信号可统一表示为(推导略):

$$s'_{ri}(t_k, t_m) = \text{psf} \left[t_k - \frac{2R'_{n,i}(t_m)}{c} \right] \text{rect} \left[\frac{vt_m + Y'_i - y_n}{L_a} \right] \cdot \exp \left[j2\pi f_c \left(-\frac{2R'_{n,i}(t_m)}{c} \right) \right] \quad (5)$$

其中 $\text{psf}(\bullet) = F^{-1}(|P(f_r)|^2)$, $P(f_r) = F(p(t_k))$, $F(\bullet)$ 为傅里叶变换, $F^{-1}(\bullet)$ 为逆傅里叶变换, $R'_{n,i}(t_m) = \sqrt{R_{Bn}^2 + (Y'_i - y_n + vt_m)^2}$ 为第 i 个等效相位中心到第 n 个散射点的距离。

对式(4)进行二维傅里叶变换得到(推导过程略):

$$s'_{ri}(f_r, f_a) = |P(f_r)|^2 \exp \left[-j4\pi R_{Bn} \sqrt{\left(\frac{f_r + f_c}{c} \right)^2 - \left(\frac{f_a}{2v} \right)^2} \right] \cdot \exp \left(-j2\pi f_a y_n / v \right) \cdot \text{rect} \left[-R_{Bn} f_a / 2v L_a \sqrt{\left(\frac{f_r + f_c}{c} \right)^2 - \left(\frac{f_a}{2v} \right)^2} \right] \cdot \exp \left(j2\pi f_a Y'_i / v \right) \quad (6)$$

式(6)表示距离频域方位多普勒域信号。由于本文采用低 PRF 实现大测绘带, 而低 PRF 会导致多普勒谱模糊, 此时得到多普勒频率 f_a 的范围为 $[-\text{PRF}/2, \text{PRF}/2]$, 如图 3(b) 所示, 因此式(6)中多普勒频率 f_a 为多普勒谱折叠后的模糊频率。下面给出空域滤波解多普勒模糊。

5 空域滤波解多普勒模糊

为了实现大测绘带, 本文采用低 PRF, 低 PRF 会导致方位谱的混叠, 如图 3 所示。

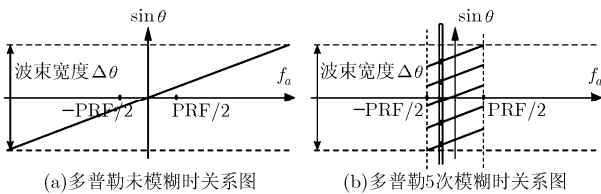


图3 多普勒模糊示意图

当 PRF 小于多普勒带宽时, 多普勒谱就会出现折叠, 图 3(b) 显示为多普勒谱模糊 5 次示意图。

从图 3 可以看出, 在多普勒混叠时, 模糊在一起的多普勒对应着不同的锥角, 这样在频域上不可分的模糊频率在锥角上是可以分开的, 如图 3(b) 中不同的黑点位置对应着不同的锥角, 下面利用多个等效相位中心进行空域滤波解多普勒模糊。

将式(6)改写为下列形式:

$$s'_{ri}(f_r, R_{Bn}, f_a) = s'_r(f_r, R_{Bn}, f_a) \exp(j2\pi f_a Y'_i / v) \quad (7)$$

其中

$$s'_r(f_r, f_a) = |P(f_r)|^2 \exp \left[-j4\pi R_{Bn} \sqrt{\left(\frac{f_r + f_c}{c} \right)^2 - \left(\frac{f_a}{2v} \right)^2} \right] \cdot \exp \left(-j2\pi f_a y_n / v \right) \cdot \text{rect} \left[-R_{Bn} f_a / 2v L_a \sqrt{\left(\frac{f_r + f_c}{c} \right)^2 - \left(\frac{f_a}{2v} \right)^2} \right] \quad (8)$$

式(7)中最后一个指数项是由于等效相位中心空间位置不同附加的相位项, 将 $2Q-1$ 个等效相位中心的差异部分写成矢量形式:

$$\mathbf{z}(f_a) = \left[\exp(j2\pi f_a Y'_1 / v), \dots, \exp(j2\pi f_a Y'_i / v), \dots, \exp(j2\pi f_a Y'_{2Q-1} / v) \right]^T \quad (9)$$

这里先假设有 L 个多普勒模糊, 设脉冲重复频率为 PRF, 当 L 为奇数时, 各模糊的频率中心为

$$\mathbf{f} = \text{PRF} \cdot [-(L-1)/2, \dots, -1, 0, 1, \dots, (L-1)/2] \quad (10)$$

当 L 为偶数时, 各模糊的频率中心为

$$\mathbf{f} = \text{PRF} \cdot [-(L-1)/2, \dots, -1/2, 1/2, \dots, (L-1)/2] \quad (11)$$

对 PRF 采集的多普勒频带内任一频率点 f_a , 各模糊频率组成矢量

$$\mathbf{f}_a = \mathbf{f} + f_a \quad (12)$$

其中 $\mathbf{f}_a \in [-\text{PRF}/2, \text{PRF}/2]$ 。

假设用下列空域滤波权矢量对某一多普勒频率点的一组模糊数值中提取所需要的值。

$$\mathbf{W}_n = [w_{1n}, \dots, w_{qn}, \dots, w_{(2Q-1)n}]^T \quad (13)$$

即其响应为所需的多普勒频率点输出为 1, 而其他频率点输出为 0。即

$$\mathbf{z}(f_a) \mathbf{W}_n = \mathbf{H}_n, \quad n = 1, \dots, L \quad (14)$$

其中 $\mathbf{H}_n = [h_1, \dots, h_l, \dots, h_L]^T$, $h_l = 1$, $h_{i \neq l} = 0$, 通过矩阵求伪逆的方法可以得到

$$\mathbf{W}_n = \mathbf{z}^+(f_a) \mathbf{H}_n, \quad n = 1, \dots, L \quad (15)$$

其中 $^+$ 为矩阵的伪逆。对于不同的相位中心信号可以用矢量形式描述:

$$\mathbf{S}_r(f_r, \mathbf{f}_a) = [s'_{r1}(f_r, \mathbf{f}_a), \dots, s'_{r(2Q-1)}(f_r, \mathbf{f}_a)]^T = \sum_{l=1}^L s'_r(f_r, \mathbf{f}_a(l)) \mathbf{z}(f_a(l)) \quad (16)$$

利用计算的权值进行空域滤波, 得到

$$\mathbf{S}_r(f_r, \mathbf{f}_a) \mathbf{W}_n = \sum_{l=1}^L s'_r(f_r, \mathbf{f}_a(l)) \mathbf{z}(f_a(l)) \mathbf{W}_n = \sum_{l=1}^L s'_r(f_r, \mathbf{f}_a(l)) \mathbf{H}_n = s'_r(f_r, \mathbf{f}_a(l)) \quad (17)$$

通过上述的解模糊处理后, 可以得到多普勒不模糊的信号 $s'_r(f_r, f_a)$, 此时 $f_a \in [-(2Q-1)\text{PRF}/2, (2Q-1)\text{PRF}/2]$ 。后续处理只需利用通常的 RD, CS, RMA^[10,11]等方法均可完成数据的成像。

综上所述, 我们在 MIMO 体制下实现了 Q 个通道解 $2Q-1$ 次的模糊, 与 1 发多收相比可以将 PRF 降的更低, 即可以将测绘带扩展的更大。

利用多个空间自由度解决多普勒模糊问题对通道阵列构型有一定的要求, 为了保证各个通道照射的场景一致, 要求各阵元在一个脉冲重复周期的卫星行程 vT_r 之内。由于空域采样是非时变的, 合成孔径时间所用的等效阵元序列只与阵元的空间位置有关, 而与时间无关。因此形成阵列并不一定要用同一时刻的数据形成一次快拍, 只需将后续各卫星接收到的序列在时间上前移 $n_q T_r$, 相当于将原阵列的基线从 d_q 缩短为 $d_q - n_q T_r$, 因此通过选取适当的 n_q 值使得阵列构型满足要求。

6 仿真结果

3 个通道多发多收, 通道位置分别为: (0,0,0), (12,0,0), (24,0,0), 单位: m, 卫星速度 $v = 7000$ m/s, 天线长度 $D = 8$ m, 多普勒带宽 $B_d = 2v/D = 1750$ Hz, 为了保证多普勒带宽模糊 5 次, $PRF = 1.2 \times B_d/5$, 3 组正交的 DFCW 码由文献[5]提供。

对 5 个目标进行仿真, 坐标分别表示为: (200,0,0), (-200,0,0), (0,0,0), (0,-100,0), (0,100,0), 单位: m; 假设散射点的散射系数相同。

由于 PRF 大约为多普勒带宽的 1/5, 多普勒谱折叠 5 次, 所以出现了 5 次模糊, 如图 4(a)所示。图 4(c)是对图 4(a)中的中间距离单元所作的剖面图。从图 4(c)中看出, 模糊图中两边模糊能量比中间模糊单元的能量小, 这主要是在仿真过程中采用的 PRF 并不是总多普勒带宽的 1/5, 对于两边的模糊, 其占据的带宽小于 PRF, 而中间 3 次模糊占据了整个 PRF, 所以幅度呈现为图 4(c)的结果。通过空域滤波解模糊处理后, 我们得到不模糊的图像, 如图 4(b)所示, 图 4(d)是对图 4(b)中间距离单元作的剖面图。

7 结束语

本文提出一种 MIMO-SAR 大测绘带成像方法, 首先采用低 PRF 保证大测绘带不模糊, 然而低的 PRF 导致了方位多普勒模糊, 本文成功地解决了当方位模糊次数大于通道个

数的情况下的解模糊问题。仿真试验中我们利用 3 个通道解出 5 次多普勒模糊。在编码成像过程中, 考虑到 SAR 成像分辨率要求, 提出了使用 DFCW 实现高距离分辨。文中对该码形和多相码、线性调频信号的相关函数进行了详细地对比分析。

虽然该方法能够实现大测绘带成像, 但也存在一些不足之处: 由于需要多发多收, 增加了系统的复杂度, 并且还要保证收发通道的一致性, 这对系统设计要求较高。

参考文献

- [1] Currie A and Brown M A. Wide-swath SAR[J]. *IEE Proc. -Radar, Sonar Navig.*, 1992, 139(2): 122-135.
- [2] Callaghan G D and Longstaff I D. Wide-swath space-borne SAR and range ambiguity[C]. *Radar 97*, Edinburgh, UK, 1997: 248-252.
- [3] Callaghan G D and Longstaff I D. Wide-swath space-borne SAR using a quad-element array[J]. *IEE Proc. -Radar, Sonar Navig.*, 1999, 146(1): 159-165.
- [4] Cumming I G and Wong Frank H. *Digital Processing of Synthetic Aperture Radar Data*[M]. Boston: Artech House, 2005: 425-455.
- [5] Deng Hai. Discrete frequency-coding waveform design for netted radar system[J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 2004, 11(2): 179-182.
- [6] Deng Hai. Theory and applications of netted radar systems[J]. *Univ. New Orleans, LA, Int. Res. Rep.*, 2002, 5(3): 125-129.
- [7] 邢孟道, 李真芳, 保铮, 王彤. 分布式小卫星雷达空时频成像方法研究[J]. *宇航学报*, 2005, 26(z1): 70-76.
Xing Meng-dao, Li Zheng-fang, Bao Zheng, and Wang Tong. Imaging of spatial-time-frequency in distributed microsatellites radar [J]. *Journal of Space Navigation*, 2005, 26(z1): 70-76.
- [8] Ender J H G. MIMO-SAR[C]. *International Radar Symposium 2007*, Cologne, Germany German Institute of Navigation, September 2007: 580-588.
- [9] 林茂庸, 柯有安. *雷达信号理论*[M]. 北京: 国防工业出版社, 1994: 152-160, 94-98.
- [10] Carrara W G, Goodman R S, and Majewski R M. *Spotlight Synthetic Aperture Radar Signal Processing Algorithms*[M]. Boston: Artech House, 1995: 401-427.
- [11] 保铮, 邢孟道, 王彤. *雷达成像技术*[M]. 北京: 电子工业出版社 2005, 174-176.

武其松: 男, 1983 年生, 博士, 研究方向为 SAR 成像算法、地面运动目标检测。
井伟: 男, 1978 年生, 博士, 研究方向为 SAR 成像算法、解模糊成像。
邢孟道: 男, 1975 年生, 教授, 研究方向为 SAR 成像算法。
保铮: 男, 1927 年生, 教授, 中国科学院院士, 研究方向为雷达信号处理。

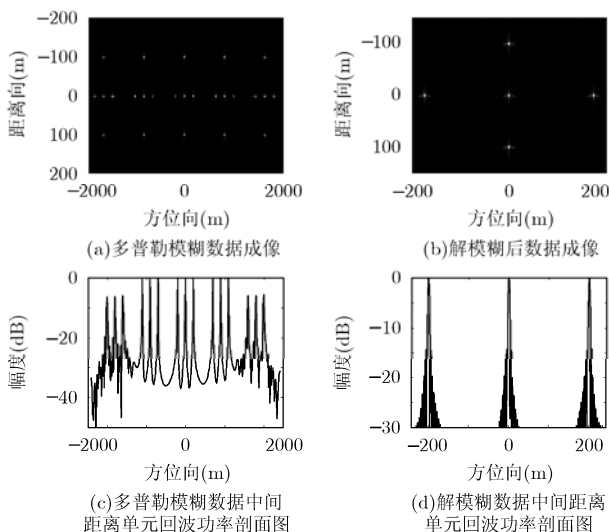


图4 解模糊处理后成像示意图