

一种基于分离相位中心多波束技术的 交错式数据获取方法研究^{*}

郑保文¹ 林 贇^{1,2} 洪 文^{1,2}

(1. 中国科学院电子学研究所 北京 100190; 2. 微波成像国家重点实验室 北京 100190)

摘 要:多角度 SAR 特指成像系统随平台直线运动,实现大波束范围内多个不同角度场景连续成像的新观测手段。为满足多角度数据的获取需求,观测波束一般需大于 90° ,超宽波束的观测方式增加了系统的复杂度,使得观测参数之间的约束关系变得错综复杂,给数据获取方法设计及系统参数设计带来了挑战。提出了一种基于分离相位中心多波束技术的数据获取方法,有效地降低了系统 PRF,并针对实际系统设计中的相位中心间距过小的问题,提出了一种交错式的数据采样方法,使得相位中心间距由中心数目和空间采样间隔共同决定,提高了系统设计的灵活性。

关键词:多角度 SAR;分离相位中心多波束技术;交错式采样

中图分类号: TN95 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.4030

Research on interleaved data acquisition method based on displaced phase center multiple azimuth beams technology

Zheng Baowen¹ Lin Yun^{1,2} Hong Wen^{1,2}

(1. Institute of Electronics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China;

2. National Key Laboratory of Microwave Imaging, Beijing 100190, China)

Abstract: Multi-angle SAR refers to a new observation method that imaging system moves along a straight line and obtains continuous images of multiple different angle scenes in a large beam. In order to meet the data acquisition needs of multiple angles, observation beam usually takes more than 90° . The use of ultra wide beam increases the complexity of the system, makes the observation parameters more complicated, and brings the challenge to the method of data acquisition and the system parameters design. This paper proposes a data acquisition method based on displaced phase center multiple azimuth beams technology, this method reduce the system's PRF effectively. For the phase center spacing is too small in practical system design, put forward a interleaved data sampling method, the new method make the phase center spacing decided by the number of phase centers and the spatial sampling interval, which increases the flexibility of system design.

Keywords: multi-angle synthetic aperture radar(SAR); displaced phase center multiple azimuth beams; interleaved sampling

1 引 言

当前,随着 SAR 应用水平的不断发展,实现对观测目标的精细特征描述,增强对 SAR 图像的解译和判读能力是当前亟需解决的一个问题。对目标进行多角度观测,获取目标多角度特征,是提升目标精细特征描述的一个思路。

圆迹 SAR 是多角度信息获取的一种方式,国内外对此已有不少研究工作^[1-5]。但圆迹 SAR 这种成像模式航

迹控制难度大、作业效率低、使用成本高,并不利于常规应用。多角度 SAR 特指成像系统随平台直线运动,实现大波束范围内多个不同角度场景连续成像的新观测手段。相比圆迹 SAR,多角度 SAR 能获得多角度信息,且更利于应用。

目前,国内外还未见有专门针对多角度 SAR 的研究报告,当要为这种新型的多角度 SAR 成像模式设计对应的数据获取机制时,存在如下困难:为满足多角度信息的获取需求,观测波束一般需大于 90° ,超宽波束的观测方式

收稿日期:2016-03

^{*} 基金项目:国家自然科学基金重点基金项目(61431018)、国家自然科学基金青年基金项目(61201404)资助

增加了系统的复杂度,带来了方位向模糊的问题。基于分离相位中心多波束技术获取数据,可有效地降低系统 PRF,从而抑制方位向模糊。另外,若在方位向进行交错式的数据采样,会使相位中心间距的选择变得更为自由。

2 基于分离相位中心多波束技术的多角度 SAR 数据获取方法

2.1 多角度 SAR 数据获取方法及其关键问题

如图 1 所示为多角度 SAR 的数据获取模型。多角度 SAR 有 3 个主要特点:多角度信息的获取、连续场景成像、平台沿直线飞行。如图 2 所示的是一种比较直观的多角度 SAR 数据获取方法,平台沿直线飞行,通过单天线在方位向发射并接收超宽波束(大于等于 90°),超宽波束覆盖了场景的多个角度,并对场景进行连续照射。

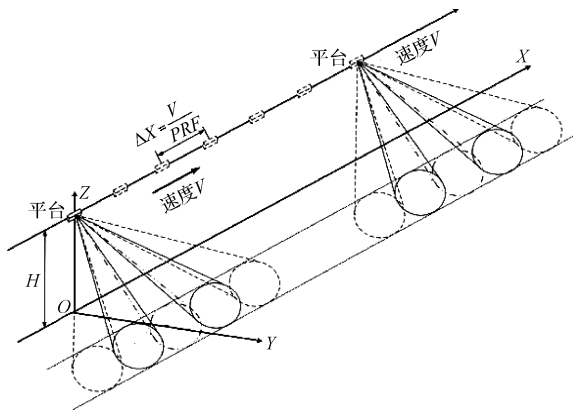


图 1 多角度 SAR 模式

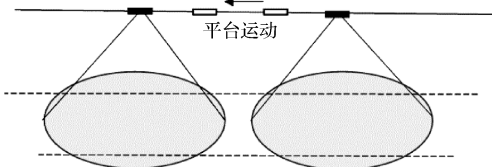


图 2 宽发宽收数据获取方法

$$G = \frac{4\pi A_e}{\lambda^2} = \frac{4\pi}{\theta_a \theta_e} \quad (1)$$

$$PRF = \alpha \frac{4v}{\lambda} \sin\left(\frac{\theta_a}{2}\right) \quad (2)$$

由式(1)(2)可知,随着方位向波束宽度 θ_a 的增大,天线增益会下降,从而导致图像信噪比的下降,而系统所需的 PRF 也会随 θ_a 的增大而增大,当实际的 PRF 不能满足要求时,便会带来方位模糊的问题。

天线增益下降而导致的图像信噪比低的问题,通过增加发射功率或使用阵列天线等方式可较好地解决^[6-7]。以 $\theta_a = 90^\circ, \lambda = 0.03 \text{ m}, v = 200 \text{ m/s}$ 为例,根据式(2),此时需要的 PRF 为 18 856 Hz,实际系统是难以满足这个要求的。设法通过改进数据获取方法,让系统所需的

PRF 成倍地下降,是研究多角度 SAR 数据获取方法的关键问题。

2.2 基于分离相位中心多波束技术的多角度 SAR 数据获取方法

分离相位中心多波束技术(DPCMAB)是实现星载 SAR 高分辨率宽测绘带成像的基础^[8-10],它将天线沿方位向分为多个子天线,多个相位中心沿方位向排列,通过空间上多个子天线的同时采样,来降低时间采样率,如图 3 所示为每次发射后各相位中心回波数据在空间上的等效采样位置。空间采样间隔 d 固定为相位中心间距 ΔX 的一半。

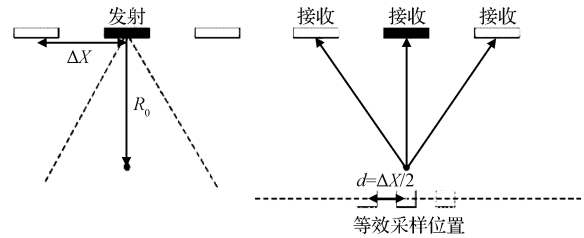


图 3 多相位中心多波束技术

以相位中心数目 $N=3$ 的情况为例,使用这种技术进行多角度数据获取的模式如图 4 所示。将该技术直接应用到多角度 SAR 上来,能够有效地将系统所需的 PRF 降低 N 倍。

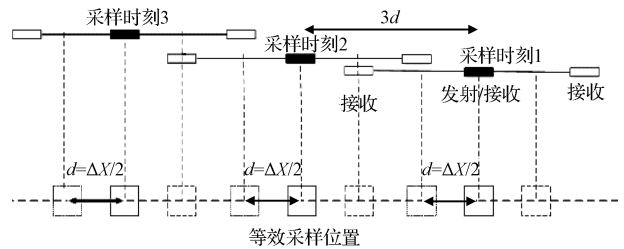


图 4 连续采样模式

天线的相位中心间距为 ΔX 空间采样位置之间的间隔为 d ,它们之间的关系是固定的:

$$\Delta X = 2d \quad (3)$$

空间采样间隔的计算公式如下:

$$d = \frac{v}{PRF} = \frac{\lambda}{4\alpha \sin\left(\frac{\theta_{nc}}{2}\right)} \quad (4)$$

阵元长度 D 计算公式如下^[8]:

$$D = 0.443 \frac{\lambda}{\sin\left(\frac{\theta_{nc}}{2}\right)} \quad (5)$$

阵元之间的重合区域长度 L 为:

$$L = D - \Delta X = \frac{(0.443 - \frac{1}{2\alpha})\lambda}{\sin\left(\frac{\theta_{nc}}{2}\right)} \quad (6)$$

式中： λ 为信号波长， θ_{bc} 为波束宽度， α 为过采样率，在多角度 SAR 模式下，波束宽度须大于等于 90° ，这使得空间采样间隔变得十分小。在表 1 所给出的典型参数下，相位中心间隔固定为 0.016 3 m，而天线阵元本身的尺寸大小为 0.022 6 m，阵元之间会有部分重合，重合区域长度为 0.006 3 m，当 θ_{bc} 和 λ 固定时，过采样率 α 的增大会使重合区域变大。过小的相位中心间距以及阵元之间重合这些特点不利于系统的灵活设计以及阵元的扩展。

表 1 典型的机载 SAR 参数

参数	值	参数	值
载机高度	2.5 km	雷达工作波长	0.03 m
景中心斜距	5 km	多普勒带宽	9 428 Hz
波束宽度	90°	系统 PRF	4 085 Hz
阵元长度	0.022 6 m	等效 PRF	12 256 Hz
相位中心个数	3	过采样率	1.3
平台速度	100 m/s	相位中心间距	0.016 3 m

3 交错式的数据获取方法

鉴于上述所述的问题，提出了一种交错式的数据采样方法，在该采样方法下，相位中心间距将由空间采样间隔与相位中心数共同决定。

与交错式采样对应的是如图 4 所示的连续采样方式，各个采样时刻处各通道的等效采样位置在空间上是依次排列的。此时，相位中心间距 ΔX 与空间采样间隔的关系如式(3)所示。

交错式采样是指，各个采样时刻各通道数据的等效采样位置在空间上是交错排列的，如图 5 所示，这时，相位中心间距 ΔX 与空间采样间隔 d 的关系变为：

$$\Delta X = 2 \cdot (N - 1) \cdot d \quad (7)$$

式中： N 为相位中心数目。此时，相位中心间距不仅与空间采样间隔相关，还与相位中心数目有关。依靠这种交错式的数据采样方法，相位中心间距提高了 $N - 1$ 倍，从而使系统的设计更为灵活。

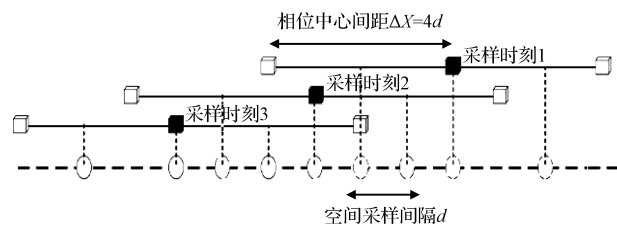


图 5 交错采样模式

4 回波数据预处理方法

多角度 SAR 由于其特殊性导致其数据获取方法与常

规条带模式大不相同，当采用分离相位中心波束技术进行交错采样的数据获取方法时，需要对各个通道获得的数据进行联合处理，最终才能得到等效单发单收模式的回波数据，以进行后续的成像处理。

如图 6 所示，回波数据预处理可分为 3 个部分。由于采用了分离相位中心多波束技术，初步获得了 N 组回波数据，其中 N 为相位中心数目(通道数)。为了将各个相位中心位置上的回波数据等效为等效采样位置上的回波数据，需要进行相位补偿。经过相位补偿后，仍旧得到 N 组回波数据，由于进行的是交错式的采样方式，此时需要将数据进行重排，将 N 组回波数据汇总为一组回波数据。另外，当数据获取平台飞行速度偏离理论值时，此时会出现数据的周期性非均匀采样，需要用解模糊算法对数据进行处理。经过解模糊处理的回波数据最终可等效看作在等效采样位置上的单发单收回波数据。下面各小节将分述该处理流程的各个部分。

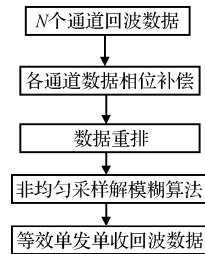


图 6 回波信号预处理流程

4.1 相位补偿

由于使用了分离相位中心多波束技术，所以需要将单发多收后各通道所得的回波数据进行相位补偿后，才能将其等效为等效采样位置上单发单收数据^[10]。以 $N = 3$ 为例，如图 7 所示，中间的阵元发射调频脉冲信号，接收时 3 个阵元同时接收回波，每一个阵元的回波信号来回的波程并不一样，在误差不能够忽视的情况下，需要做相位补偿。文献[10]推导了相位补偿的原理并给出了补偿的公式。

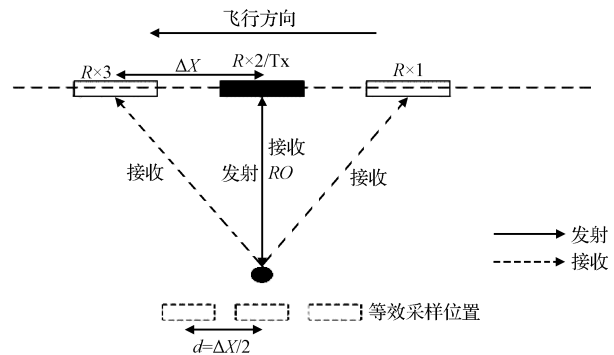


图 7 3通道 DPCMAB 发射和接收示意

需要补偿的相位为：

$$\psi = e^{-j \frac{\pi \Delta X^2}{2\lambda R^0}} \quad (8)$$

其中:

$$\Delta xi = \left(\frac{N+1}{2} - i\right)\Delta X \quad (9)$$

i 为按飞行方向给各个接收阵元的编号,编号原则为按飞行方向顺序从 1 开始编号。 ΔX 为相位中心间距也即每个接收阵元间距, R_0 一般取为景中心斜距。这 3 个通道的接收数据经过补偿后,便可等效为在等效采样位置上的单发单收回波数。

4.2 数据重排算法

如图 8 所示为当相位中心数目为 3 和 4 时进行交错采样的情况。当进行交错式采样时,各个采样时刻各通道数据所对应的等效采样位置在空间上是交错排列的。由于回波数据一般是按通道存储在一起的,所以需将多个通道的数据进行归并重排,使每一条数据都在其正确的空间排序顺序上。

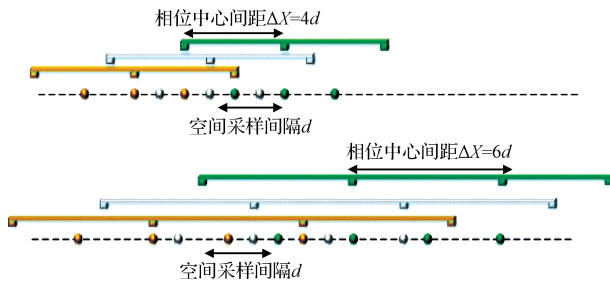


图 8 交错式采样示意

令 N 为相位中心个数, M 为总的采样次数,则总的采样条数为 $N \cdot M$ 。一种较为直观的重排方法是在进行数据获取时,同时记录每一条回波所对应的空间位置,然后将 N 个通道的所有数据依据其空间位置的顺序进行排序,这种方法需要额外记录位置信息,而且若采用快速排序的话,算法的时间复杂度为 $O(N \cdot M \cdot \log(N \cdot M))$ 。

其实,根据交错采样方案中各个等效采样位置在空间中的交错分布规律,可快速地将各采样时刻所获得的 N 条数据进行重排,从而得到方位向空间上依次排列的数据。这里给出另一种重排方法,该方法利用了交错采样的规律,通过公式推算出每一条回波数据经重排后在数据集中的序号,然后根据序号将每一条回波数据放到它相应的数组位置上,这种重排算法的时间复杂度为 $O(N \cdot M)$ 。

沿飞行方向将天线相位中心分别编号为 $1, 2, 3, \dots, N$ 。令 T_{ij} 为第 i 个相位中心在第 j 次采样中所获得的数据重排后在所有采样数据中的序号,序号从 1 到 $N \cdot M$ 。

可经由下列的方法,由 i 和 j 计算出各采样点重排后的序号:

首先,计算第一个相位中心,即 $i=1$,第 j 次采样获得的数据经重排后的序号 T_{1j} ,如下式:

$$T_{1j} = \begin{cases} \frac{(1+j)j}{2}, & 0 < j < N \\ \frac{N(N-1)}{2} + (j-N+1)N, & N \leq j \leq M \end{cases} \quad (10)$$

其他相位中心采样数据的重排序号则通过递推求出,当 i 为 $2, 3, \dots, N$ 时,其递推公式分别为:

$$T_{2j} = \begin{cases} T_{1(j+1)} - 1, & 0 < j < M \\ T_{1j} + N - 1, & j = M \end{cases}$$

$$T_{3j} = \begin{cases} T_{2(j+1)} - 1, & 0 < j < M \\ T_{2j} + N - 2, & j = M \end{cases}$$

.....

$$T_{Nj} = \begin{cases} T_{(N-1)(j+1)} - 1, & 0 < j < M \\ T_{(N-1)j} + N - (N-1), & j = M \end{cases} \quad (11)$$

从图 8 可看到,重排后的数据前后有部分数据是空间不均匀的,这部分数据需丢弃掉,需丢弃的数据点数可由下式计算:

$$N_{re} = \frac{(N-2)(N-1)}{2} \quad (12)$$

求出弃置的点数,去掉重排后数据集前后 N_{re} 个点,便可得到均匀排列回波数据。

4.3 非均匀采样解模糊算法

依据多角度成像的需求,由式(4)可得到空间采样间隔,进而由式(7)可获得用于交错采样的多相位中心天线系统的相位中心间距 ΔX ,这样天线系统的设计便固定了。在实际飞行过程中,需要保持飞机的速度 V 及系统的 PRF 的恒定,以保证采样点在空中是均匀分布的。

系统的 PRF 能够较好地固定,但实际飞行过程中速度则难以准确控制。当 PRF 固定时,飞行速度偏离预设值时,空间中的采样点分布形式为周期性非均匀采样。这样的信号如果不经处理便直接放入后续处理,则会产生附加频谱,导致虚假目标的出现^[11-12]。

以三阵元为例,如图 9 所示,当速度等于预设值时,去掉前后弃置点后空间的采样点是均匀分布的,而当速度高于预设值时,去掉前后 3 个弃置点后,空间的采样点呈周期性非均匀分布,其中周期间隔小于点间隔,当速度小于预设值时,去掉前后 3 个弃置点后,空间的采样点也呈周期性非均匀分布,但此时周期间隔大于点间隔。

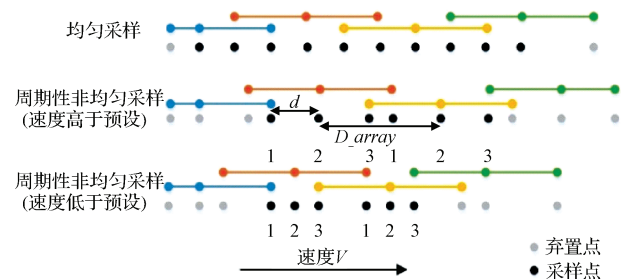


图 9 周期性非均匀采样示意

当出现周期性非均匀采样情况时,需要考虑方位向解模糊算法,解模糊的思路和算法有很多^[13-15]。文献[13]给出了一种性能较好的滤波器重构算法,这种重构算法的依据于多通道数据重建理论:将带宽为 B 的信号通过 N 个

预滤波器,对每个预滤波器后的信号以 B/N 的采样率进行采样,则在满足一定条件的情况下,可以通过设计合适的重建滤波器来从 N 个通道的采样信号中恢复出原始信号,数据重建滤波器可以从数据采样前的预滤波器的传递函数中得出。

将重排后的信号重新分组,并看成是多个通道的信号,这样便可利用上述理论来得到单通道原始信号,而原始信号是均匀采样的。令 $U(f)$ 代表原始单通道信号经 $N \cdot PRF$ 采样后的频谱,原始单通道信号经过各通道预滤波器并以 PRF 采样后的频谱为 $U_n(f)$ 。

预滤波器组矩阵 $H(f)$ 表示如下:

$$H(f) = \begin{pmatrix} H_1(f) & & H_N(f) \\ H_1(f + PRF) & \cdots & H_N(f + PRF) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ H_1(f + (N-1)PRF) & \cdots & H_N(f + (N-1)PRF) \end{pmatrix} \quad (13)$$

预滤波的过程在频谱上表现为:

$$U_i(f) = \frac{1}{N} [U(f)U(f+PRF) \cdots U(f+(N-1)PRF)] \cdot \begin{bmatrix} H_i(f) \\ H_i(f + PRF) \\ \vdots \\ H_i(f + (N-1)PRF) \end{bmatrix} \quad (14)$$

若预滤波器组 $H(f)$ 为可逆的,重建滤波器函数可由预滤波器函数推导而得, $P(f)$ 与 $H(f)$ 的关系为:

$$P(f) = H^{-1}(f) = \begin{pmatrix} P_{11}(f) & P_{12}(f+PRF) & \cdots & P_{1N}(f+(N-1)PRF) \\ P_{21}(f) & P_{22}(f+PRF) & \cdots & P_{2N}(f+(N-1)PRF) \\ \vdots & \ddots & & \vdots \\ P_{N1}(f) & P_{N2}(f+PRF) & \cdots & P_{NN}(f+(N-1)PRF) \end{pmatrix} \quad (15)$$

以图9为例,若通道2回波信号为 $s(t)$,那么通道1信号为 $s(t-t_0)$,通道3信号为 $s(t+t_0)$,预滤波器实际上为一个时延函数。

$$t_0 = \frac{d}{V} \quad (16)$$

$$PRF = \frac{V}{D_{array}} \quad (17)$$

那么,预滤波器组如下:

$$H(f) = \begin{bmatrix} e^{-j2\pi(f-PRF)t_0} & 1 & e^{j2\pi(f-PRF)t_0} \\ e^{-j2\pi ft_0} & 1 & e^{j2\pi ft_0} \\ e^{-j2\pi(f+PRF)t_0} & 1 & e^{j2\pi(f+PRF)t_0} \end{bmatrix} \quad (18)$$

重构滤波器组如下:

$$P(f) = \begin{bmatrix} a_{11} e^{j2\pi ft_0} & a_{12} e^{j2\pi ft_0} & a_{13} e^{j2\pi ft_0} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} \\ a_{31} e^{-j2\pi ft_0} & a_{32} e^{-j2\pi ft_0} & a_{33} e^{-j2\pi ft_0} \end{bmatrix} \quad (19)$$

通过式(13)可求得系数,从而得到重构滤波器组。

在重构信号时,可将各通道升采样 N 倍来简化过程,信号重构的流程如图10所示。

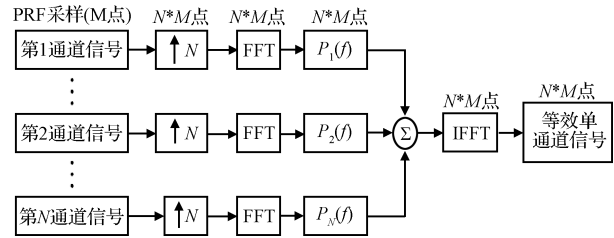


图10 信号重构流程

5 仿真验证

以表2所示的参数为参考,进行方位向多通道交错式数据获取及其对应信号预处理流程的仿真,天线阵元个数 N 为3,中间的阵元发射信号,所有阵元接收信号,波束宽度为 90° 。

表2 仿真参数

参数	数值
中心频率	10 GHz
载机高度	2 500 m
波束宽度	90°
阵元个数	3
相位中心间距	0.007 4 m
PRF	4 494 Hz
理想载机速度	100 m/s
实际载机速度	110 m/s
点目标到航迹距离	5 000 m

每个通道信号的点数为 408 551,3 个通道的信号首先进行相位补偿,各通道信号的3个时间切片分别如图11所示,此时各通道的信号是欠采样的。经过相位补偿后,对信号进行归并重排,归并后去掉前后3个弃置点,此时方位向信号点数为 1 225 647。实际载机速度为 110 m/s,理论速度为 100 m/s,重排后的方位向信号为周期性非均匀采样信号,如图12所示,从频域中可看到周期性非均匀采样对频谱的影响。使用滤波器组重构法对方位向信号进行解模糊,先对信号再次进行分组,每一组信号点数为 408 549,根据式(16)计算得到 $t_0 = 8.77 \times 10^{-5}$,据此可构造预滤波器组,并求出式(19)对应的滤波器组系数。对每组数据进行3倍升采样,通过各自的滤波器后并相加,最终得到解模糊后的频谱信号,如图13(a)所示,方位向压缩后放大结果如图13(b)所示,经过性能分析,得峰值旁瓣比 $PSLR = -15$ dB,积分旁瓣比 $ISLR = -9.9$ dB,可见滤

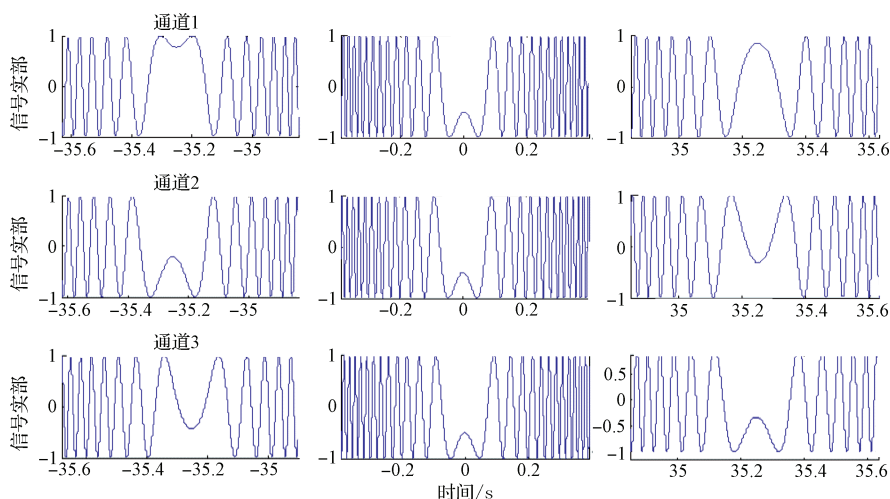
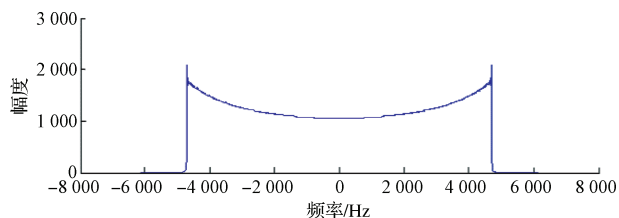
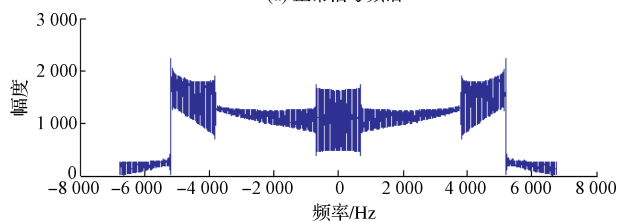


图 11 经过相位补偿后 3 个欠采样通道信号的时间切片

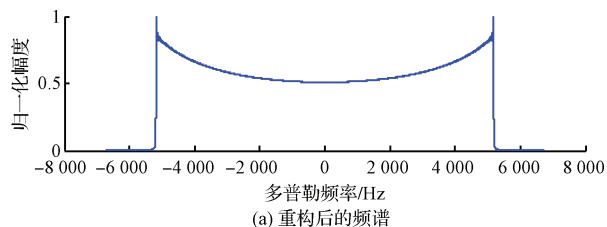


(a) 正常信号频谱

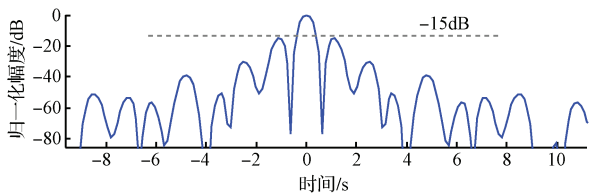


(b) 周期非均匀信号频谱

图 12 正常信号与周期非均匀采样信号频谱



(a) 重构后的频谱



(b) 方位向压缩结果

图 13 利用滤波器重构算法解模糊

滤波器重构算法适用于方位向信号的解模糊。整个仿真的结果也验证了这种数据获取方法的可行性及可靠性。

6 结论

本文根据多角度成像的需求,通过分析多角度数据获取过程所存在的关键性问题,提出了一种基于分离相位中心多波束技术的多角度数据获取方法,在此基础上,为了让系统设计更为灵活、阵元容易扩展,使用一种交错式采样的方式对数据获取方法进行了改进。另外,针对这种交错式的数据获取方法,分析并总结了将各通道的数据转换为等效的单发单收数据的信号预处理流程。本文最后对方位向信号多通道交错获取、信号预处理、方位向脉冲压缩进行了仿真,理论分析及仿真的结果都验证了这种数据获取方法的可行性及可靠性。

参考文献

- [1] FRÖLIND P O, GUSTAVSSON A, LUNDBERG M, et al. Circular-aperture VHF-band Synthetic Aperture Radar for Detection of Vehicles in Forest Concealment[J]. IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, 2012, 50(4): 1329-1339.
- [2] PONCE O, PRATS-IRAOLA P, PINHEIRO M, et al. Fully polarimetric high-resolution 3-D imaging with circular SAR at L-band[J]. IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, 2014, 52(6): 3074-3090.
- [3] LIN Y, HONG W, TAN W, et al. Airborne circular SAR imaging: results at P-band[C]. IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium (IGARSS), 2012: 5594-5597.
- [4] PERLOVSKY L, ILIN R, DEMING R, et al. Moving target detection and characterization with circular SAR[C]. Radar Conference, 2010: 661-666.
- [5] 邹佳龙,姚元,王建明. 相控阵 MIMO 雷达最佳子阵数目估算方法[J]. 电子测量技术, 2016, 39(1): 65-68.

(下转第 37 页)