

文章编号: 1672-2892(2012)02-0201-05

基于多通道重构的 DPCA SAR 方位向信号处理

谭岳峰, 刘军鹰, 朱学勇, 王文钦

(电子科技大学 通信与信息工程学院, 四川 成都 611731)

摘 要: 研究了一种基于方位向相位中心偏移天线技术的机载合成孔径雷达(SAR)实现方法。通过在方位向上安置相位中心偏移的多个波束来降低系统对脉冲重复频率的要求, 从而在保证方位向分辨率不变的条件下能够扩展机载 SAR 的测绘带宽。针对由脉冲重复频率的变化造成的方位信号非均匀采样, 采用了多通道重构算法来恢复均匀采样信号, 以两通道机载 SAR 为例, 通过仿真实例验证了该算法的有效性。

关键词: 机载合成孔径雷达; 相位中心偏移天线; 多通道重构; 线频调变标算法

中图分类号: TN955⁺.2

文献标识码: A

Nonuniform azimuth signal processing of airborne DPCA SAR based on multichannel reconstruction

TAN Yue-feng, LIU Jun-ying, ZHU Xue-yong, WANG Wen-qin

(School of Communication and Information Engineering, UESTC, Chengdu Sichuan 611731, China)

Abstract: An airborne Displaced Phase Center Antenna(DPCA) Synthetic Aperture Radar(SAR) scheme is presented in this paper. More than one azimuth sampling can be acquired during one pulse repeated period by this way. Therefore, the required Pulse Repetition Frequency(PRF) can be greatly decreased, enabling a wider imaging swath. A Multi-Channel Reconstruction Algorithm(MCRA) is applied to recover the uniformity of nonuniform sampling signal resulted from the varieties of the PRF. Taking one two-channel DPCA SAR as an example, several simulations are performed to verify the proposed reconstruction algorithm.

Key words: airborne Synthetic Aperture Radar; Displaced Phase Center Antenna; Multi-Channel Reconstruction Algorithm; Chirp Scaling(CS) algorithm

机载合成孔径雷达(SAR)^[1]能够实现对地表目标的实时观测, 并能获得地面目标的高分辨率图像, 因而成为军用及民用领域有效的监测手段。但是与星载 SAR 相比, 机载 SAR 的测绘带宽要窄得多, 因此有必要扩展机载 SAR 的测绘带宽。然而, 在传统单天线 SAR 的系统设计中, 测绘带宽和方位向分辨率是一对内在的矛盾, 扩展测绘带宽必然导致方位向分辨率的恶化。为了解决单天线机载 SAR 的这个矛盾, 就要考虑采用非常规的工作方式。一种思路是在不改变系统方位分辨率的情况下, 获得比常规 SAR 更宽的测绘带宽, 同时又确保回波具有适当的采样率。基于这种思路, 文献[2]提出了相位中心偏移天线技术(DPCA)。这种技术在雷达的方位向上配置 N 个方位波束, 各个波束的相位中心有所偏移, 每个波束分别接收回波信号。通过调整相位中心间距, 可以在 1 个脉冲周期内获得相当于单波束 SAR 连续 N 个脉冲重复周期内所获得的方位回波数据。因此, 当脉冲重复频率(PRF)降低为原来的 $1/N$ 时, 雷达的等效脉冲重复频率保持不变, 从而能够有效地降低雷达脉冲重复频率。文献[3]指出 DPCA SAR 回波信号数字域预处理的可行性, 并提出了方位向非均匀采样的问题, 但没有给出具体处理算法。文献[4-6]则分别提出了 3 种不同的方位向非均匀采样信号的处理方法, Spectrum-Fit 算法、时域重构算法以及频域重构算法, 但计算量都非常大。文献[7]中, Brown J L 给出了带限低通信号多通道重构理论: 只要采样点在空间没有重叠, 且平均采样率满足采样定理, 则对原带限低通信号的重构将独立于采样点的空间分布。文献[8-9]已经利用该理论进行了非均匀采样方位信号的重构研究, 但仿真结果较为粗略。本文在文献[8-9]的基础上给出了机载 2 通道 3 点目标的详细仿真过程、成像仿真结果和性能参数对比, 进一步完善 DPCA SAR 的研究。

1 方位向非均匀采样

由于本文集中讨论方位向信号的处理,因此回波信号模型只对方位向模型加以考虑。给定接收孔径 j ,其相对于发射孔径的相位偏移为 Δx_j ,给定载波波长为 λ ,点目标方位向位置 $x=0$,最短斜距为 R_0 ,该点目标的方位向冲激响应 $h_{s,j}(t)$ 可以表示如下:

$$h_{s,j}(t) = \exp\left\{-j\frac{2\pi}{\lambda}[R(t)+R_j(t)]\right\} \quad (1)$$

式中 $R(t)$ 和 $R_j(t)$ 分别表示发射脉冲斜距历程和反射脉冲斜距历程,且有:

$$R_j(t) = R\left(t - \frac{\Delta x_j}{v}\right) \quad (2)$$

式中 v 为平台速度。利用二次逼近原理,将式(2)展开可得:

$$h_{s,j}(t) \cong \exp\left(-j\frac{4\pi}{\lambda}R_0\right)\exp\left(-j\frac{\pi\Delta x_j^2}{2\lambda R_0}\right)\exp\left\{-j\frac{2\pi v^2}{\lambda}\frac{\left[t - \left(\frac{\Delta x_j}{2v}\right)\right]^2}{R_0}\right\} \quad (3)$$

由式(3)可知,在1个脉冲重复周期内,接收孔径 j 对应的采样点相对于参考孔径处的采样点之间的时间偏移为 $\frac{\Delta x_j}{2v}$ 。对于单平台机载SAR来说,各个子孔径尺寸一般相同且均为 Δx ,此时时间偏移可写成 $\frac{(j-1)\Delta x}{2v}$ 。因此,

在同1个脉冲重复周期内,方位向采样是均匀的,并且采样间隔为 $\frac{\Delta x}{2v}$ 。而对于相邻脉冲,同一通道相邻采样点

之间的间距为 $1/PRF$ 。图1给出了三通道DPCA系统进行方位向采样的示意图,其中Tx表示发射孔径,Rx1,Rx2和Rx3分别表示左中右3个接收孔径。结合以上分析和图1可以看出,为了保证方位向采样满足均匀性条件, PRF 、平台速度 v 和相位中心偏移 Δx 必须满足严格的限定关系:

$$\frac{1}{PRF} = \frac{Ng\Delta x}{2v} \quad (4)$$

式中 $N\Delta x$ 为总天线长度。

对式(4)做变形,可以得到:

$$\frac{v}{PRF} = \frac{Ng\Delta x}{2} \quad (5)$$

式中 $\frac{v}{PRF}$ 为1个 PRF 时间内机载平台移动的距离。由式(5)可知,为了满足方位向均匀采样,在1个脉冲重复周期内,机载平台移动的距离必须为总天线长度的一半,因此当系统参数确定以后, PRF 也就确定了。然而,由于受波位设计的限制, PRF 不可能取单一值,而是必须在几个不同的值之间进行切换,这样就必然会导致方位向非均匀采样,从而不能对回波信号进行直接成像处理,而需要对其进行必要的预处理以后才能进行常规成像。

2 基于多通道滤波的方位向非均匀采样信号重构

根据成对回波理论,方位向非均匀采样将导致在目标方位向上出现位置对称的伪目标,必须对回波信号进行预处理,以消除伪目标对成像性能的影响。本文以文献[7]提出的带限低通信号多通道重构理论为基础,对DPCA SAR方位向非均匀采样信号进行了重构。

DPCA SAR可以看作1个线性 N 通道数据采集系统,每个通道的特性可以用1个线性滤波器 $h_j(t)$ 来表示,对应的系统传递函数为 $H_j(f)$ 。由式(3)可知,多通道点目标冲激响应可由常规单通道点目标冲激响应 $h(t)$ 经1个常数相位偏移和时移得到。用 $H_s(f)$ 和 $H_{s,j}(f)$ 分别表示 $h_s(t)$ 和 $h_{s,j}(t)$ 的傅里叶变换,对式(3)做傅里叶变换可得:

$$H_{s,j}(f) = H_j(f)H_s(f) \quad (6)$$

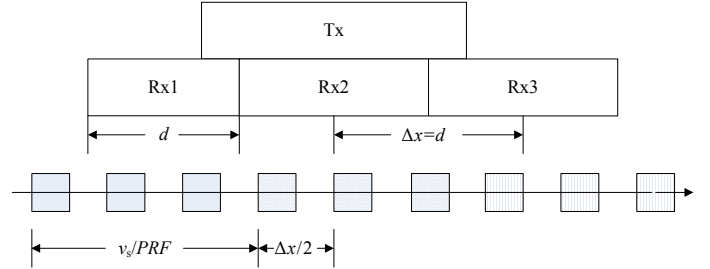


Fig.1 Azimuth multichannel sampling
图1 方位向多通道采样

$$H_j(f) = \exp\left(-j\frac{\pi\Delta x_j^2}{2\lambda R_0}\right) \exp\left(-j2\pi f\frac{\Delta x_j}{2v}\right) \quad (7)$$

回波信号经过系统函数后进行采样率为 B/N 的采样, 最后由 N 个线性重构滤波器 $P_j(f)$ 进行重构相加后, 既可得到无模糊的回波信号, $P_j(f)$ 又可看作由 N 个带通滤波器 $P_{j,k}(f)$ ($1 \leq k \leq N$) 组成。将系统函数写成矩阵形式:

$$\mathbf{H}(f) = \begin{bmatrix} H_1(f) & L & H_N(f) \\ H_1(f+PRF) & L & H_N(f+PRF) \\ M & M & M \\ H_1[f+(N-1)gPRF] & L & H_N[f+(N-1)gPRF] \end{bmatrix} \quad (8)$$

重构滤波器可以由系统函数矩阵 $\mathbf{H}(f)$ 的逆矩阵求得:

$$\mathbf{H}^{-1}(f) = \begin{bmatrix} P_{11}(f) & P_{12}(f+PRF) & L & P_{1N}[f+(N-1)gPRF] \\ P_{21}(f) & P_{22}(f+PRF) & L & P_{2N}[f+(N-1)gPRF] \\ M & M & M & M \\ P_{N1}(f) & P_{N2}(f+PRF) & L & P_{NN}[f+(N-1)gPRF] \end{bmatrix} \quad (9)$$

基于以上分析, 下面来推导车载二通道情况下的系统函数矩阵以及重构滤波器矩阵。由式(8)可以很容易得到式(10)所示的传递函数矩阵 $\mathbf{H}(f)$ 。其中, 第 1 行为在 $(-PRF, 0)$ 区间上的预滤波器传递函数, 第 2 行为在 $(0, PRF)$ 区间上的预滤波器函数。

$$\mathbf{H}(f) = \begin{bmatrix} \exp\left[-j\pi\left(\frac{\Delta x_1^2}{2\lambda R_0} + \frac{\Delta x_1}{v}f\right)\right] & \exp\left[-j\pi\left(\frac{\Delta x_2^2}{2\lambda R_0} + \frac{\Delta x_2}{v}f\right)\right] \\ \exp\left\{-j\pi\left[\frac{\Delta x_1^2}{2\lambda R_0} + \frac{\Delta x_1}{v}(f+PRF)\right]\right\} & \exp\left\{-j\pi\left[\frac{\Delta x_2^2}{2\lambda R_0} + \frac{\Delta x_2}{v}(f+PRF)\right]\right\} \end{bmatrix} \quad (10)$$

对传递函数矩阵求逆矩阵即可得到形如式(11)的重构滤波器矩阵 $\mathbf{P}(f)$:

$$\mathbf{P}(f) = \begin{bmatrix} \frac{\exp\left[j\pi\left(\frac{\Delta x_1^2}{2\lambda R_0} + \frac{\Delta x_1}{v}f\right)\right]}{1 - \exp\left[j\pi\frac{PRF}{v}(\Delta x_2 - \Delta x_1)\right]} & \frac{\exp\left\{j\pi\left[\frac{\Delta x_1^2}{2\lambda R_0} + \frac{\Delta x_1}{v}(f+PRF)\right]\right\}}{1 - \exp\left[j\pi\frac{PRF}{v}(\Delta x_1 - \Delta x_2)\right]} \\ \frac{\exp\left[j\pi\left(\frac{\Delta x_2^2}{2\lambda R_0} + \frac{\Delta x_2}{v}f\right)\right]}{1 - \exp\left[j\pi\frac{PRF}{v}(\Delta x_1 - \Delta x_2)\right]} & \frac{\exp\left\{j\pi\left[\frac{\Delta x_2^2}{2\lambda R_0} + \frac{\Delta x_2}{v}(f+PRF)\right]\right\}}{1 - \exp\left[j\pi\frac{PRF}{v}(\Delta x_2 - \Delta x_1)\right]} \end{bmatrix} \quad (11)$$

从式(11)中, 能够比较直观看出, 重构滤波器的分子是用来补偿多通道回波信号的相移和时移的, 而具有共轭镜像结构的分母则主要用来消除各通道的模糊频谱成分。其中, 第 1 列为在 $(-PRF, 0)$ 区间上的重建滤波器传递函数, 第 2 列为在 $(0, PRF)$ 区间上的重建滤波器传递函数。

下面给出本文中用来衡量方位向非均匀相对强弱的参数 γ 的定义:

$$\gamma = \frac{\Delta x g PRF}{2v} \quad (12)$$

即非均匀性的强弱由于孔径长度的一半与单通道相邻采样点间距的比值来确定, 且该值越小, 非均匀性相对越强。

第 3 节中将给出具体的仿真实例, 对该多通道重构算法进行仿真验证。仿真见图 2, 先对多通道回波进行多通道重构, 再结合常规 SAR 的线频调变标(CS)算法进行成像处理。

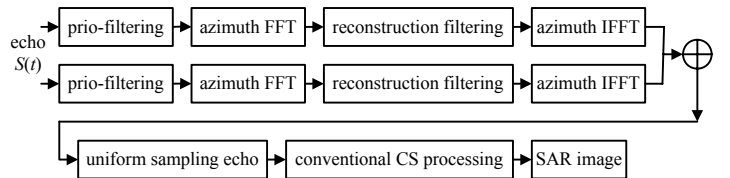


Fig.2 Simulation diagram
图 2 仿真框图

3 仿真结果及分析

通过点目标成像仿真来验证本文的推导结果, 仿真参数见表 1。仿真分 2 步进行: 第 1 步是在方位采样非均

匀性相对较强时($\gamma=32\%$), 进行双通道重构; 第2步是在方位采样非均匀性相对较弱时($\gamma=48\%$), 进行双通道重构。图3给出了相对较强的非均匀情况下3点目标双通道重构成像的最终结果, 可以看出模糊能量的消除不很理想; 图4和图5给出了该情况下, A点目标回波重构前后距离向切片图, 此时伪目标强度为 -10.66 dB, 经过多通道重构后, 伪目标没有完全消除,

但强度降到了 -26 dB左右。图6给出了相对较弱的非均匀情况下的结果, 可以看出模糊能量基本上被完全消除; 图7和图8给出了该情况下, A点回波重构前后距离向切片图, 此时伪目标强度为 -9.21 dB, 经过多通道重构后, 伪目标基本上消除, 强度降到了 -40 dB以下, 得到的成像结果与理想情况下的成像结果非常接近。对比分析可以看出, 非均匀性越弱, 多通道重构的成像结果越理想。表2给出了3种情况下点A的成像性能比较。

表1 仿真参数

Table1 Simulation parameters

velocity/(m·s ⁻¹)	azimuth band/Hz	subaperture length(1)/m	subaperture length(2)/m	PRF/Hz
180	80	2	3	57.6

表2 仿真结果对比

Table2 Comparison of simulation results

parameter name	single aperture(the same sampling rate)	double apertures without reconstruction	double apertures with reconstruction
ISLRa/dB	-8.53	-1.80/-0.16	-3.71/-12.63
PSLRa/dB	-9.45	-9.39/-8.12	-4.86/-15.18
pseudo-target strength/dB	0	-10.66/-9.21	-25.68/-40.34

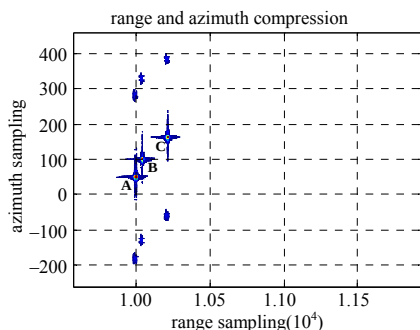


Fig.3 Imaging result(strong) by multi-channel reconstruction

图3 点目标成像结果(强)

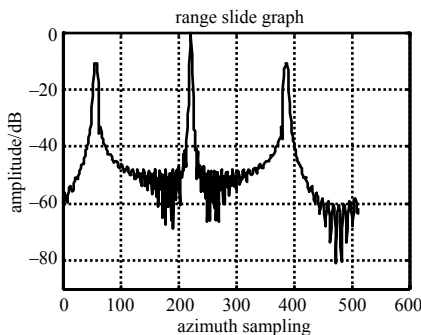


Fig.4 Range slide without MCRA(strong)

图4 未重构的距离向切片图(强)

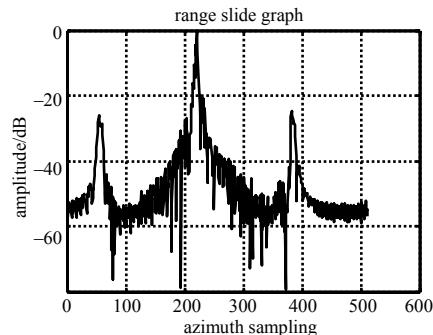


Fig.5 Range slide with MCRA(strong)

图5 经重构的距离向切片图(强)

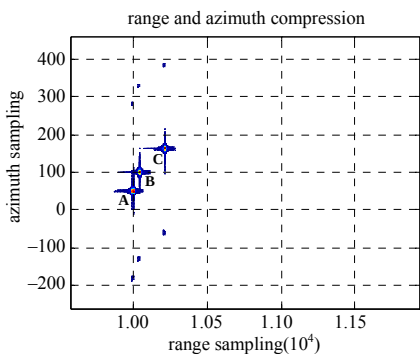


Fig.6 Imaging result(weak) by multi-channel reconstruction

图6 点目标成像结果(弱)

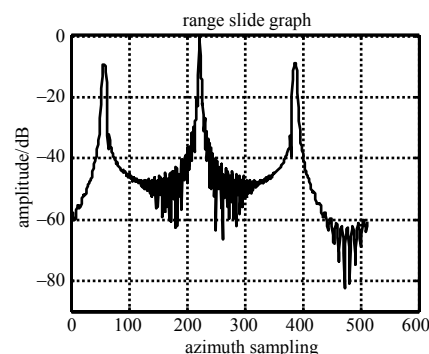


Fig.7 Range slide without MCRA(weak)

图7 未重构的距离向切片图(弱)

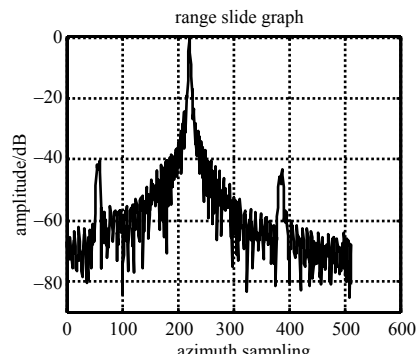


Fig.8 Range slide with MCRA(weak)

图8 经重构的距离向切片图(弱)

衡量算法优劣的另一指标就是运算量。前置滤波由 DPCA 技术实现, 系统参数确定后, 重构滤波器也可以被预先求得和存储, 两者都没有导致额外的计算量。因此, 只需考虑各个通道方位向 FFT 和重构滤波的计算量。假定通道数为 M , 单通道采样点数为 N_a , 总采样点数为 $N = N_a \cdot M$ 。计算单通道方位向模糊频谱需要 $(N_a/2) \cdot \log_2 N_a$ 次复数乘法、 $N_a \cdot \log_2 N_a$ 次复数加法; 此外, 单通道频谱重构需要 N_a 次复数乘法。由于有 M 个通道, 总的运算量为 $2N(2 + \log_2 N - \log_2 M)$ 次实数乘法和 $N(2 + \log_2 N - \log_2 M)$ 次实数加法。一般情况下, N 为 10^3 量级, M 为 10^1 量级, 总运算量为 10^4 量级。而由文献[5]可知, 时域重构算法相应的运算量达到了 10^6 量级。因此, 相同条件下多通道重构算法所需运算量要远小于时域重构算法。

4 结论

本文给出了机载 SAR 的一种实现方法, 该方法采用 DPCA 技术, 使 SAR 能够在一个脉冲周期内完成若干次方位信号采样, 因而能够在保持方位分辨率的条件下显著减小 PRF, 扩展机载 SAR 的测绘带宽。但该方法要求

SAR 的系统参数必须满足严格的限定关系,但受波位设计限制,PRF 难以满足该要求,从而导致方位向非均匀采样。本文利用多通道重构算法来恢复方位向均匀采样信号。仿真实验验证了该算法的有效性。

参考文献:

- [1] Curlander J C, McDonough R N. Synthetic aperture radar: systems and signal processing[M]. New York: John Wiley & Sons, Inc. 1991: 1-30.
- [2] Currie A, Brown M A. Wide-swath SAR[J]. IEE Proceedings F-Radar and Signal Processing, 1992, 139(2): 122-135.
- [3] Younis M, Fischer C, Wiesbeck W. Digital beamforming in SAR systems[J]. IEEE Trans. Geosci. Remote Sensing, 2003, 41(7): 1735-1739.
- [4] 李国春, 俞一明, 范强, 等. 基于 Spectral-Fit 法的星载 SAR 方位多波束方位向非均匀采样的处理[J]. 现代雷达, 2005, 27(8): 40-44.
- [5] 范强, 吕晓德, 张平, 等. 星载 SAR DPCMA 技术的方位向非均匀采样研究[J]. 电子与信息学报, 2006, 28(1): 31-35.
- [6] 杨嵩, 蔡竞业. 线性调频连续波合成孔径雷达成像算法[J]. 信息与电子工程, 2008, 6(3): 167-171.
- [7] Brown J J. Multi-channel sampling of low-pass signals[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems, 1981, 28(2): 101-106.
- [8] Krieger G, Gebert N, Moreira A. Unambiguous SAR signal reconstruction from nonuniform displaced phase center sampling[J]. IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters, 2004, 1(4): 260-264.
- [9] 胡玉新, 丁赤飏, 吴一戎. 利用相位中心偏移方位多波束来实现宽测绘带 SAR 成像[J]. 电子与信息学报, 2008, 30(5): 1022-1026.

作者简介:



谭岳峰(1987-), 男, 湖南省湘潭县人, 在读硕士研究生, 主要研究方向为新体制合成孔径雷达成像算法. email: onepiece201314@sina.com.

刘军鹰(1988-), 女, 江西省万载县人, 在读硕士研究生, 主要研究方向为高分辨率宽测绘带 SAR 系统及成像.

朱学勇(1963-), 男, 湖南省永州市人, 副教授, 主要研究方向为无线与移动通信、现代通信中的信号处理.

王文钦(1979-), 男, 四川省仁寿县人, 副教授, 主要研究方向为微波遥感、新体制雷达成像技术、通信信号处理.