



(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 106291547 B

(45)授权公告日 2018.08.17

(21)申请号 201610425179.4

G01S 7/28(2006.01)

(22)申请日 2016.06.14

(56)对比文件

(65)同一申请的已公布的文献号
申请公布号 CN 106291547 A

CN 101666880 A, 2010.03.10,
JP 特开2001-141821 A, 2001.05.25,
US 4855747 A, 1989.08.08,
EP 0097491 B1, 1989.03.01,
CN 103576148 A, 2014.02.12,

(43)申请公布日 2017.01.04

(73)专利权人 河海大学
地址 211100 江苏省南京市鼓楼区西康路1号

审查员 田俊峰

(72)发明人 杨柳 沈明威 陶震 胡佩
郑佳芝

(74)专利代理机构 南京经纬专利商标代理有限公司 32200

代理人 刘传玉

(51) Int. Cl.

G01S 13/90(2006.01)

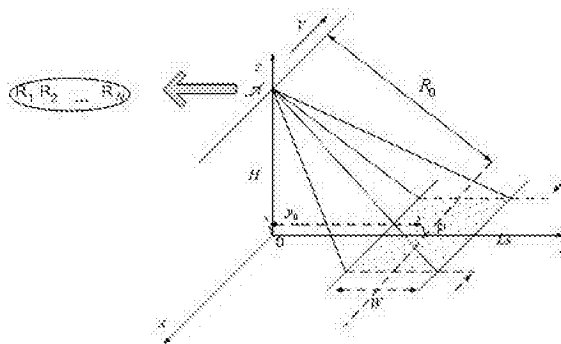
权利要求书3页 说明书7页 附图4页

(54)发明名称

基于天线方向图辅助的多普勒模糊分量自适应抑制方法

(57)摘要

本发明公开了一种基于天线方向图辅助的多普勒模糊分量自适应抑制方法,通过计算多普勒解模糊后的距离-多普勒域数据,并对其进行方位合成孔径成像,获得多普勒解模糊后的高分辨率SAR图像。它能够有效抑制主、副瓣模糊分量,实现高分辨率宽测绘带机载合成孔径雷达(SAR)多普勒解模糊。仿真实验表明:与未考虑抑制副瓣模糊分量相比,采用本发明解多普勒模糊后点目标成像方位峰值旁瓣比性能提高了约9.6dB。



1. 基于天线方向图辅助的多普勒模糊分量自适应抑制方法, 其特征在于, 包括如下步骤:

步骤1), 分别对机载合成孔径雷达N个接收通道信号进行距离向脉冲压缩, 然后进行方向维快速傅里叶变换, 获得各个接收通道的距离-多普勒域数据, 具体如下:

步骤1.1), 令载机以速度V沿x轴飞行, 载机飞行高度为H, N个均匀线阵沿航向直线分布, 沿航行方向最左端阵元为收发阵元, 其余为接收阵元, 飞机在t=0时处于坐标原点上空, t时飞机的位置x=Vt, 则目标到第n个通道的斜距为:

$$\begin{aligned} R_n^2(t) &= R_0^2 + (x + (n-1)d)^2 \\ &= R_0^2 + (V \cdot t + (n-1)d)^2, \quad n=1, \dots, N \end{aligned}$$

其中, $R_0^2 = H^2 + y_0^2$, d表示阵元间距;

每个通道的回波模型为:

$$X_n(\tau, t) = \exp[j\pi K_r \tau^2] \cdot \exp[-j\frac{2\pi}{\lambda}(R_1(t) + R_n(t))] \quad n=1, \dots, N$$

式中, K_r 指发射脉冲信号的调频率, τ 表示距离向时间, t为方位向时间, λ 为波长;

步骤1.2), 机载SAR的地面回波多普勒频率 f_d 与方位角 θ 之间的关系如下:

$$f_d = \frac{2V}{\lambda} \sin(\theta)$$

令目标点到飞行航迹垂直线与航迹交点处方位向时间t=0进行距离维脉冲压缩, 则:

$$S_n(\tau, t) = \left\{ \text{IFFT}_{f_r} \left\{ \text{FFT}_{\tau} [X_n(\tau, t)] \cdot \text{FFT}_{\tau} [H_r(\tau)] \right\} \right\}_{N_r \times N_a}$$

其中, $H_r(\tau) = \exp\left(-j\pi \frac{\tau^2}{K_r}\right)$, K_r 为发射脉冲信号的调频斜率; t为方位向时间, τ 为距离向时间, N_r 为距离向采样点数, N_a 为方位向采样点数, FFT_{τ} 和 IFFT_{f_r} 分别表示关于距离向 τ 的傅里叶变换和关于距离频域的傅里叶逆变换;

步骤1.3), 通过方向维快速傅里叶变换获得距离-多普勒域数据:

$$S_n(\tau, f) = \text{FFT}_t [S_n(\tau, t)]$$

式中, $S_n(\tau, f)$ 为第n个通道距离-多普勒域数据, f为方位向多普勒频率, FFT_t 表示关于方位向时间t上的傅里叶变换;

步骤2), 对于每一个距离单元, 针对该距离单元对应的每一个多普勒单元, 进行如下计算:

步骤2.1), 采用NSIE技术估计各次主瓣模糊分量的DoA值 $\hat{\beta}_1, \dots, \hat{\beta}_k, \dots, \hat{\beta}_K$, 其中 $\hat{\beta}_k$ 表示主瓣第k次模糊分量的DoA值, K为主瓣的模糊分量数, $k=1, \dots, K$, 则各次主瓣模糊分量对应的空域导引矢量为 $E = [e_1, \dots, e_k, \dots, e_K]$, 其中, e_k 为第k次主瓣模糊分量空域导引矢量,

$$e_k = \exp\left(\frac{-j2\pi d \sin(\hat{\beta}_k)}{\lambda}\right) [1: N]^T, \quad d \text{ 为阵元间距, } \lambda \text{ 为信号波长, } N \text{ 表示接收通道数, 上标T表示}$$

转置运算符;

步骤2.2), 根据以下多普勒频率与空间角的关系式计算各次主瓣模糊分量对应的载机

实时速度 \hat{V}_k ：

$$\hat{V}_k = \frac{\lambda}{2\sin(\hat{\beta}_k)} f_q, \quad k=1, \dots, K$$

其中, f_q 为该多普勒单元对应的多普勒频率值, q 表示该多普勒单元为该距离单元对应的多普勒单元集合中的第 q 个多普勒单元;

步骤2.3), 对步骤2.2)中得到的各个主瓣模糊分量对应的载机实时速度进行平均计算, 得到的载机实时速度估计值 \hat{V} ：

$$\hat{V} = \frac{\hat{V}_1 + \hat{V}_2 + \dots + \hat{V}_K}{K}$$

步骤2.4), 根据如下公式计算各副瓣模糊分量的DoA信息, 即其对应空间角的正弦值 $\sin(\hat{\theta}_m)$ ：

$$\sin(\hat{\theta}_m) = \frac{\lambda}{2\hat{V}} f_{SL,m}$$

其中, $f_{SL,m}$ 为第 m 次副瓣模糊分量对应的多普勒频率, $f_{SL,m} = (2m+1)\frac{PRF}{2} + f_q$, 由于主瓣两侧均有副瓣分量, $m = \pm 1, \dots, \pm M$, M 为大于零的自然数, PRF 为脉冲重复频率;

步骤2.5), 根据各副瓣模糊分量的DoA信息计算各副瓣模糊分量对应的导引矢量：

$$A = [a_{-M}, \dots, a_m, \dots, a_M]$$

其中, a_m 为第 m 次副瓣模糊分量空域导引矢量, $a_m = \exp\left(\frac{-j2\pi d \sin(\hat{\theta}_m)}{\lambda}\right) [1:N]^T$, $m = \pm 1, \dots, \pm M$;

步骤2.6), 根据以下公式构建各次主瓣模糊分量对应的解多普勒解模糊的空域协方差矩阵为：

$$\bar{\mathbf{R}}_k = \sum_{h=1}^K e_h e_h^H + \sum_{m=-M}^M \rho_m^2 a_m a_m^H + \sigma_0 \mathbf{I}, \quad h=1, \dots, K \text{ 且 } h \neq k, m \neq 0$$

式中 σ_0 为加载的噪声功率值, $\mathbf{I} \in \mathbb{C}^{N \times N}$ 的单位矩阵, e_h 为第 h 次主瓣模糊分量对应的空域导引矢量, 上标 H 表示共轭转置运算符, a_m 为副瓣第 m 次模糊分量空域导引矢量, ρ_m 为第 m 次副瓣模糊分量对应的幅值比系数, 可表示为：

$$\rho_m = \frac{b_m}{F}, \quad m = \pm 1, \dots, \pm M$$

其中 b_m 为第 m 个副瓣模糊分量对应的天线方向图副瓣增益, F 表示天线方向图的主瓣增益;

步骤2.7), 提取各次主瓣多普勒模糊分量的自适应波束形成权值 W_k 为：

$$W_k = \frac{\bar{\mathbf{R}}^{-1} e_k}{B_k^H \bar{\mathbf{R}}^{-1} B_k}$$

步骤2.8), 利用自适应波束形成权值 W_k 提取各个主瓣模糊分量 $p_{q,k}$ 为：

$$p_{q,k} = W_k^H Z$$

其中 $Z = [S_1(i, q), \dots, S_N(i, q)]^T$ 表示该多普勒单元信号的矢量表达式, i 表示该多普

勒单元对应的距离单元为第*i*个距离单元；

步骤2.9),提取各个主瓣模糊分量信号并记为 $P(i,k) = [p_{1_k}, \dots, p_{N_{a_k}}]$,其中 p_{q_k} 为第*q*个多普勒单元提取的第*k*个主瓣模糊分量, N_a 表示多普勒单元数；

步骤3),对于每一个距离单元,根据各次主瓣模糊分量对应的不同多普勒频率,将所有主瓣模糊分量信号顺序排列,得到各个距离单元多普勒解模糊后的数据 $S(i, f_a)$ ：

$$S(i, f_a) = [P(i,1), \dots, P(i,K)]$$

其中, f_a 表示多普勒解模糊后的方位向多普勒频率；

步骤4),得到多普勒解模糊后的距离-多普勒域数据,并对其进行方位合成孔径成像,获得多普勒解模糊后的高分辨率SAR图像。

基于天线方向图辅助的多普勒模糊分量自适应抑制方法

技术领域

[0001] 本发明涉及机载多通道SAR宽场景测绘领域,具体涉及一种基于天线方向图辅助的多普勒模糊分量自适应抑制方法。

背景技术

[0002] 在机载合成孔径雷达成像中,为解决宽测绘带与方位高分辨率之间的矛盾,国内外学者主要从两个方面做了很多研究工作,一方面是SAR解模糊处理技术,另一方面是研发更灵活的新SAR系统;通常SAR系统中通常用较低的脉冲重复频率 (PRF) 以保证较宽的范围内覆盖率,但方位信号是模糊的,因此解模糊是SAR成像必须要解决的问题。然而,该算法并未考虑到天线副瓣接收的回波信号,其也将产生相应的多普勒模糊分量,并导致解模糊后的平均副瓣电平升高。因此,抑制副瓣多普勒模糊分量干扰是高分辨率宽带测绘成像工程实现必须要解决的问题。

[0003] 传统频谱重构算法只考虑天线主瓣接收信号,忽略了副瓣模糊分量的影响,导致频谱重构算法的性能下降,严重时将会产生方位虚假目标。近年来,国内外科科研人员提倡最多的办法是采用超低副瓣阵列天线来消除副瓣模糊分量的干扰,但在天线工程应用中,超低副瓣天线的设计与实现均面临很大的技术难关,且研究成本高。此外,国内外学者已经研究了多种副瓣干扰抑制技术,比如副瓣相消、加权抵消等技术,但上述技术应用背景都具有特殊性,并不适用于多通道SAR方位解模糊。

发明内容

[0004] 本发明所要解决的技术问题是针对背景技术中所涉及到的缺陷,提供一种基于天线方向图辅助的多普勒模糊分量自适应抑制方法,一方面解决了传统频谱重构算法只考虑主瓣信号而忽略副瓣模糊分量问题,另一方面有效避免了传统解方位模糊时系统误差下 ADBF空域协方差矩阵估计的信号相消和目标导引矢量失配的问题。

[0005] 本发明为解决上述技术问题采用以下技术方案:

[0006] 基于天线方向图辅助的多普勒模糊分量自适应抑制方法,包括如下步骤:

[0007] 步骤1), 分别对机载合成孔径雷达N个接收通道信号进行距离向脉冲压缩,并根据以下公式进行方向维快速傅里叶变换,获得各个接收通道的距离-多普勒域数据:

$$[0008] \quad S_n(\tau, f) = \text{FFT}_t[S_n(\tau, t)]$$

[0009] 其中t为方位向时间, τ 为距离向时间, $S_n(\tau, t)$ 为第n个通道距离向脉冲压缩后信号, FFT_t 表示关于方位向时间t上的傅里叶变换,f表示方位向多普勒频域, $S_n(\tau, f)$ 为第n个通道距离-多普勒域数据;

[0010] 步骤2), 对于每一个距离单元,针对该距离单元对应的每一个多普勒单元,进行如下计算:

[0011] 步骤2.1), 采用NSIE技术估计各次主瓣模糊分量的DoA值 $\hat{\beta}_1, \dots, \hat{\beta}_k, \dots, \hat{\beta}_K$, 其中 $\hat{\beta}_k$ 表示主瓣第k次模糊分量的DoA值,K为主瓣的模糊分量数, $k=1, \dots, K$, 则各次主瓣模糊分量

对应的空域导引矢量为 $E = [e_1, \dots, e_k, \dots, e_K]$, 其中, e_k 为第 k 次主瓣模糊分量空域导引矢量, $e_k = \exp\left(\frac{-j2\pi d \sin(\hat{\beta}_k)}{\lambda}\right) [1: N]^T$, d 为阵元间距, λ 为信号波长, N 表示接收通道数, 上标 T 表示转置运算符;

[0012] 步骤2.2), 根据以下多普勒频率与空间角的关系式计算各次主瓣模糊分量对应的

载机实时速度 \hat{V}_k :

$$[0013] \quad \hat{V}_k = \frac{\lambda}{2 \sin(\hat{\beta}_k)} f_q, \quad k=1, \dots, K$$

[0014] 其中, f_q 为该多普勒单元对应的多普勒频率值, q 表示该多普勒单元为该距离单元对应的多普勒单元集合中的第 q 个多普勒单元;

[0015] 步骤2.3), 对步骤2.2)中得到的各个主瓣模糊分量对应的载机实时速度进行平均计算, 得到的载机实时速度估计值 \hat{V} :

$$[0016] \quad \hat{V} = \frac{\hat{V}_1 + \hat{V}_2 + \dots + \hat{V}_K}{K}$$

[0017] 步骤2.4), 根据如下公式计算各副瓣模糊分量的DoA信息, 即其对应空间角的正弦值 $\sin(\hat{\theta}_m)$:

$$[0018] \quad \sin(\hat{\theta}_m) = \frac{\lambda}{2\hat{V}} f_{SL,m}$$

[0019] 其中, $f_{SL,m}$ 为第 m 次副瓣模糊分量对应的多普勒频率, $f_{SL,m} = (2m+1)\frac{PRF}{2} + f_q$, 由于主瓣两侧均有副瓣分量, $m = \pm 1, \dots, \pm M$, M 为大于零的自然数, PRF 为脉冲重复频率;

[0020] 步骤2.5), 根据各副瓣模糊分量的DoA信息计算各副瓣模糊分量对应的导引矢量:

$$[0021] \quad A = [a_{-M}, \dots, a_m, \dots, a_M]$$

[0022] 其中, a_m 为第 m 次副瓣模糊分量空域导引矢量, $a_m = \exp\left(\frac{-j2\pi d \sin(\hat{\theta}_m)}{\lambda}\right) [1: N]^T$, $m = \pm 1, \dots, \pm M$;

[0023] 步骤2.6), 根据以下公式构建各次主瓣模糊分量对应的解多普勒解模糊的空域协方差矩阵为:

$$[0024] \quad \bar{R}_k = \sum_{h=1}^K e_h e_h^H + \sum_{m=-M}^M \rho_m^2 a_m a_m^H + \sigma_0 I, \quad h=1, \dots, K \text{ 且 } h \neq k, \quad m \neq 0$$

[0025] 式中 σ_0 为加载的噪声功率值, $I \in C^{N \times N}$ 的单位矩阵, e_h 为第 h 次主瓣模糊分量对应的空域导引矢量, 上标 H 表示共轭转置运算符, a_m 为副瓣第 m 次模糊分量空域导引矢量, ρ_m 为第 m 次副瓣模糊分量对应的幅值比系数, 可表示为:

$$[0026] \quad \rho_m = \frac{b_m}{F}, \quad m = \pm 1, \dots, \pm M$$

[0027] 其中 b_m 为第 m 个副瓣模糊分量对应的天线方向图副瓣增益, F 表示天线方向图的主瓣增益;

[0028] 步骤2.7), 提取各次主瓣多普勒模糊分量的自适应波束形成权值 W_k 为:

$$[0029] \quad W_k = \frac{\bar{\mathbf{R}}^{-1} e_k}{B_k^H \bar{\mathbf{R}}^{-1} B_k}$$

[0030] 步骤2.8), 利用自适应波束形成权值 W_k 提取各个主瓣模糊分量 $p_{q,k}$ 为:

$$[0031] \quad p_{q,k} = W_k^H Z$$

[0032] 其中 $Z = [S_1(i, q), \dots, S_N(i, q)]^T$ 表示该多普勒单元信号的矢量表达式, i 表示该多普勒单元对应的距离单元为第 i 个距离单元;

[0033] 步骤2.9), 提取各个主瓣模糊分量信号并记为 $P(i, k) = [p_{1,k}, \dots, p_{N_a,k}]$, 其中 $p_{q,k}$ 为第 q 个多普勒单元提取的第 k 个主瓣模糊分量, N_a 表示多普勒单元数;

[0034] 步骤3), 对于每一个距离单元, 根据各次主瓣模糊分量对应的不同多普勒频率, 将所有主瓣模糊分量信号顺序排列, 得到各个距离单元多普勒解模糊后的数据 $S(i, f_a)$:

$$[0035] \quad S(i, f_a) = [P(i, 1), \dots, P(i, K)]$$

[0036] 其中, f_a 表示多普勒解模糊后的方位向多普勒频率;

[0037] 步骤4), 得到多普勒解模糊后的距离-多普勒域数据, 并对其进行方位合成孔径成像, 获得多普勒解模糊后的高分辨率SAR图像。

[0038] 步骤2.1) 中的NSIE技术为本人已公开的技术: Mingwei Shen, Liu Yang, Di Wu, Daiyin Zhu. Multichannel SAR Wide-Swath Imaging based on Adaptive Removal of Azimuth Ambiguities, Remote Sense Letters, 6(8), 2015.8:628-636。

[0039] 本发明采用以上技术方案与现有技术相比, 具有以下技术效果:

[0040] 根据天线方向图确定副瓣模糊分量幅值系数其成像后的峰值旁瓣比性能比未进行副瓣模糊分量抑制相比, 提高了约9.6dB左右。

附图说明

[0041] 图1为正侧视条带SAR几何关系示意图;

[0042] 图2为基于NSIT的多普勒解模糊滤波器设计流程图;

[0043] 图3为接收天线方向示意图;

[0044] 图4为接收天线方向图;

[0045] 图5为存在方位模糊时点目标的方位向剖面图方位模糊图;

[0046] 图6(a)为存在方位模糊时地面回波的实际二维谱关系;

[0047] 图6(b)为存在方位模糊时地面回波的理想二维谱关系;

[0048] 图7(a)为未考虑副瓣模糊分量时利用常规ADBDF方案解方位模糊后成像方位剖面;

[0049] 图7(b)为考虑副瓣模糊分量时利用本文方法解方位模糊后成像方位剖面。

具体实施方式

[0050] 下面结合附图对本发明的技术方案做进一步的详细说明:

[0051] 本发明公开了基于天线方向图辅助的多普勒模糊分量自适应抑制方法, 机载雷达几何构型如图1所示, 载机以速度 V 沿 x 轴飞行, 载机飞行高度 H , N 个均匀线阵沿航向直线分布, 规定沿航行方向最左端阵元为收发阵元(图1中为阵元1号), 其余为接收阵元。假设飞机在 $t=0$ 时处于坐标原点上空, 某一时 t , 飞机的位置 $x=Vt$, 则目标到第 n 个通道的斜距为:

[0052]
$$\begin{aligned} R_n^2(t) &= R_0^2 + (x + (n-1)d)^2 \\ &= R_0^2 + (V \cdot t + (n-1)d)^2, \quad n=1, \dots, N \end{aligned} \quad (1)$$

[0053] 其中 $R_0^2 = H^2 + y_0^2$, H 表示飞机高度, d 表示阵元间距。

[0054] 则每个通道的回波模型为:

[0055]
$$X_n(\tau, t) = \exp[j\pi K_r \tau^2] \cdot \exp[-j \frac{2\pi}{\lambda} (R_1(t) + R_n(t))] \quad n=1, \dots, N \quad (2)$$

[0056] 式中 K_r 指发射脉冲信号的调频率, τ 表示距离向时间, t 为方位向时间, λ 为波长。

[0057] 机载 SAR 的地面回波多普勒频率 f_d 与方位角 θ 之间的关系如图 6 中所示, 数学表达式为:

[0058]
$$f_d = \frac{2V}{\lambda} \sin(\theta) \quad (3)$$

[0059] 当存在副瓣模糊分量的干扰时, 由于主瓣信号强度远大于副瓣信号强度, 因此 NSIE 仍然可以主瓣各次模糊分量的 DoA。然而对解多普勒模糊技术而言, 要完全抑制所有方位模糊分量, 这就要求方法应该能够掌握所有模糊信号的信息。因此本文利用主瓣模糊分量 DoA 信息推导出副瓣模糊分量 DoA 信息, 进而基于所有模糊分量 DoA 信息和主瓣与副瓣模糊分量的幅值系数设计自适应空域滤波器, 最后依次提取各次主瓣模糊分量并重构无模糊多普勒频谱。图 2 给出了该方法的部分信号处理流程。

[0060] 假设目标点到飞行航迹(方位向)垂直线与航迹交点处方位向时间 $t=0$, 现以雷达阵列第 n 通道接收信号 $X_n(\tau, t)$ 为例进行距离维脉冲压缩, 即为:

[0061]
$$S_n(\tau, t) = \left\{ \text{IFFT}_{f_r} \left\{ \text{FFT}_{\tau} [X_n(\tau, t)] \cdot \text{FFT}_{\tau} [H_r(\tau)] \right\} \right\}_{N_r \times N_a} \quad (4)$$

[0062] 其中 $H_r(\tau) = \exp\left(-j\pi \frac{\tau^2}{K_r}\right)$, K_r 为发射脉冲信号的调频斜率; t 为方位向时间, τ 为距离向时间, N_r 为距离向采样点数, N_a 为方位向采样点数, FFT_{τ} 和 IFFT_{f_r} 分别表示关于距离向 τ 的傅里叶变换和关于距离频域的傅里叶逆变换; 通过方向维快速傅里叶变换可获得距离-多普勒域数据, 以第 n 个通道为例:

[0063]
$$S_n(\tau, f) = \text{FFT}_t [S_n(\tau, t)]$$

[0064] 式中 $S_n(\tau, f)$ 为第 n 个通道距离-多普勒域数据, f 为方位向多普勒频率, FFT_t 表示关于方位向时间 t 上的傅里叶变换。

[0065] 主瓣模糊分量 DoA 估计, 利用本人已公开的技术: (Mingwei Shen, Liu Yang, Di Wu, Daiyin Zhu. Multichannel SAR Wide-Swath Imaging based on Adaptive Removal of Azimuth Ambiguities, Remote Sense Letters, 6 (8), 2015.8:628-636.) 中采用 NSIE 技术估计第 i 个距离单元各次主瓣模糊分量的 DoA 值, 以第 q 个多普勒单元为例, 假定主瓣存在 K 个模糊分量, 其对应的 DoA 值分别为 $\hat{\beta}_1, \dots, \hat{\beta}_k, \dots, \hat{\beta}_K$, 其中 $\hat{\beta}_k$ 表示主瓣第 k 次模糊分量的 DoA 值, 则各次主瓣模糊分量对应的空域导引矢量分别为:

[0066]
$$E = [e_1, \dots, e_k, \dots, e_K]$$

[0067] 其中 e_k 为第 k 次主瓣模糊分量空域导引矢量, $e_k = \exp\left(\frac{-j2\pi d \sin(\hat{\beta}_k)}{\lambda}\right) [1:N]^T$, $k=$

$1, \dots, K, d$ 为阵元间距, λ 为信号波长, N 表示接收通道数, 上标 T 表示转置运算符。

[0068] 载机实时速度估计, 在第 q 个多普勒单元, 以第 k 次主瓣模糊分量为例, 根据如下多普勒频率与空间角的关系式计算载机实时速度为:

$$[0069] \quad \hat{V}_k = \frac{\lambda}{2 \sin(\hat{\beta}_k)} f_q, \quad k=1, \dots, K$$

[0070] 其中, f_q 为第 q 个多普勒单元对应的多普勒频率值, 对所有 K 次主瓣模糊分量估计的载机速度进行平均, 得到的载机实时速度估计值为:

$$[0071] \quad \hat{V} = \frac{\hat{V}_1 + \hat{V}_2 + \dots + \hat{V}_K}{K}$$

[0072] 因此, 利用估计的速度来外推副瓣模糊分量DoA值, 在第 q 个多普勒单元, 根据如下公式计算第 m 次副瓣模糊分量对应空间角的正弦值, 即:

$$[0073] \quad \sin(\hat{\theta}_m) = \frac{\lambda}{2\hat{V}} f_{SL,m}$$

[0074] 其中 $f_{SL,m}$ 为第 m 次副瓣模糊分量对应的多普勒频率, $f_{SL,m} = (2m+1)\frac{PRF}{2} + f_q$, 由于主瓣两侧均有副瓣分量, $m = \pm 1, \dots, \pm M$, 工程应用中可取 $M=5$ 。

[0075] 则根据各副瓣模糊分量的DoA信息计算所有副瓣模糊分量的导引矢量为:

$$[0076] \quad \Lambda = [a_{-M}, \dots, a_m, \dots, a_M]$$

[0077] 其中 a_m 为第 m 次副瓣模糊分量空域导引矢量, $a_m = \exp\left(\frac{-j2\pi d \sin(\hat{\theta}_m)}{\lambda}\right) [1:N]^T$, $m = \pm 1, \dots, \pm M$ 。

[0078] 通过以上描述可获得了主、副瓣模糊分量的空域导引矢量, 利用获得的导引矢量来辅助设计多普勒解模糊滤波器, 以第 q 个多普勒单元提取第 k 次主瓣模糊分量为例, 构建解多普勒解模糊的空域协方差矩阵为:

$$[0079] \quad \bar{\mathbf{R}}_k = \sum_{h=1}^K e_h e_h^H + \sum_{m=-M}^M \rho_m^2 a_m a_m^H + \sigma_0 \mathbf{I}, \quad h=1, \dots, K, \quad h \neq k, \quad m \neq 0$$

[0080] 式中 σ_0 为加载的噪声功率值, $\mathbf{I} \in \mathbb{C}^{N \times N}$ 的单位矩阵, e_h 为第 h 次主瓣模糊分量对应的空域导引矢量, 上标 H 表示共轭转置运算符, a_m 为副瓣第 m 次模糊分量空域导引矢量, ρ_m 为第 m 次副瓣模糊分量对应的幅值比系数, 可表示为

$$[0081] \quad \rho_m = \frac{b_m}{F}, \quad m = \pm 1, \dots, \pm M$$

[0082] 其中 b_m 为第 m 个副瓣幅值, F 表示主瓣幅值, 则提取第 k 个主瓣多普勒模糊分量的自适应波束形成 (ADBFC) 权值 W_k 为:

$$[0083] \quad W_k = \frac{\bar{\mathbf{R}}^{-1} e_k}{B_k^H \bar{\mathbf{R}}^{-1} B_k}$$

[0084] 利用ADBFC权值 W_k 提取的第 q 个多普勒单元第 k 个主瓣模糊分量 $p_{q,k}$ 为:

$$[0085] \quad p_{q,k} = W_k^H Z$$

[0086] 其中 $Z = [S_1(i, q), \dots, S_N(i, q)]^T$ 表示 N 个通道接收的第 i 个距离单元第 q 个多普勒

单元信号的矢量表达式；

[0087] 最后频谱重构,通过对第*i*个距离单元中各个多普勒单元分别提取第*k*个主瓣模糊分量信号并记为 $P(i,k)=[p_{1,k},\dots,p_{N_a,k}]$,其中 $p_{q,k}$ 为第*q*个多普勒单元提取的第*k*个主瓣模糊分量, N_a 表示多普勒单元数,然后根据各次主瓣模糊分量对应的不同多普勒频率将所有主瓣模糊分量信号顺序排列,得到第*i*个距离单元多普勒解模糊后的数据 $S(i,f_a)$,即:

$$[0088] \quad S(i,f_a)=[P(i,1),\dots,P(i,K)]$$

[0089] 其中 f_a 表示多普勒解模糊后的方位向多普勒频率。

[0090] 针对每一个距离单元重复操作上述方法,可得到多普勒解模糊后的距离-多普勒域数据,并对其进行方位合成孔径成像,即可获得多普勒解模糊后的高分辨率SAR图像。

[0091] 下面通过计算机仿真验证本专利的有效性。机载多通道SAR宽带测绘系统方位阵元数 $N=4$,主瓣模糊分量 $K=3$ 。仿真中地面沿距离维以间隔为3m放置目标散射点,目标RCS满足复高斯分布。假定载机速度存在 $\pm 5\text{m/s}$ 误差,即当设定载机速度 $V=150\text{m/s}$ 时,其实际速度 $V=155\text{m/s}$,具体仿真参数如所示。

[0092]

参数名称	参数数值
脉冲重复频率	210Hz
发射信号带宽	60MHz
距离向采样率	75MHz
阵元间距	0.3m
合成孔径长度	360m
载机飞行高度	4472m
波长	0.03m

[0093] 接收天线方向图如图4所示,主瓣电平比副瓣电平高出13.29dB,现由上文公式可知在计算主瓣和副瓣的幅度比系数,即为:

$$[0094] \quad \eta = \frac{c}{b} = \sqrt{\frac{10^{75.48}}{10^{62.22}}} = 4$$

[0095] 即主副瓣幅值系数理论计算值为0.25,即为副瓣分量的幅值系数。

[0096] 现给出由方位欠采样造成的多普勒三次模糊情况,如图5所示,在方位向导致了虚假目标的出现。

[0097] 针对多普勒模糊情况,利用NSIE估计主瓣由欠采样产生模糊分量的DoA值,如上图6所示。如图6(a)表示实际载机运行回波信号的空时二维谱曲线;图6(b)表示通过公式推导出空间角的理想值。相比实际值,理想值忽略了载机运动过程中产生的一系列误差问题,从而造成导引矢量失配问题。

[0098] 本专利是通过高效的NSIE估计主瓣模糊分量的DoA信息,并利用此估计值进一步推导副瓣模糊分量的DoA。进而利用基于主瓣和副瓣模糊分量的真实DoA辅助设计空域滤波器具有实时性和准确性,避免了导引矢量失配问题。但是为避免解多普勒模糊过程中带内信号与带外信号的幅度失调问题,还需要结合天线主副瓣幅值比系数。

[0099] 图7给出了采用峰值旁瓣比来衡量在考虑副瓣模糊分量和不考虑副瓣情况下副瓣模糊分量抑制效果。图7(a)表示仅考虑主瓣模糊分量时多普勒频谱重构获得的成像结果

图;图7 (b) 是基于天线方向图确定副瓣模糊分量幅值系数进行主瓣和副瓣模糊分量抑制后的成像结果图。仿真实验结果表明:图7 (a) 的成像后的平均峰值旁瓣比为16.9dB,图7 (b) 的成像后的平均峰值旁瓣比为26.5dB,相比图7 (a) 提高了9.6dB左右。因此,本文方法能快速副瓣模糊分量自适应抑制的幅值系数,且运算量下,易于工程实施。

[0100] 本发明针对方位多普勒模糊并同时有效地抑制了副瓣模糊的问题,提出了一种基于天线方向图辅助的多普勒模糊分量自适应抑制方法。文中提出了首先采用NSIE估计主瓣各次模糊分量的DoA值,然后推导出带外副瓣模糊分量的DoA信息,进而基于各模糊分量DoA信息和主瓣与副瓣模糊分量的幅值系数设计自适应空域滤波器,最后依次提取各次主瓣模糊分量并重构无模糊多普勒频谱。仿真结果表明,根据天线方向图确定副瓣模糊分量幅值系数其成像后的峰值旁瓣比性能比未进行副瓣模糊分量抑制相比,提高了约9.6dB左右。本文采用并行处理方式,因此运算复杂度低,易于工程实施。

[0101] 本技术领域技术人员可以理解的是,除非另外定义,这里使用的所有术语(包括技术术语和科学术语)具有与本发明所属领域中的普通技术人员的一般理解相同的意义。还应该理解的是,诸如通用字典中定义的那些术语应该被理解为具有与现有技术的上下文中的意义一致的意义,并且除非像这里一样定义,不会用理想化或过于正式的含义来解释。

[0102] 以上所述的具体实施方式,对本发明的目的、技术方案和有益效果进行了进一步详细说明,所应理解的是,以上所述仅为本发明的具体实施方式而已,并不用于限制本发明,凡在本发明的精神和原则之内,所做的任何修改、等同替换、改进等,均应包含在本发明的保护范围之内。

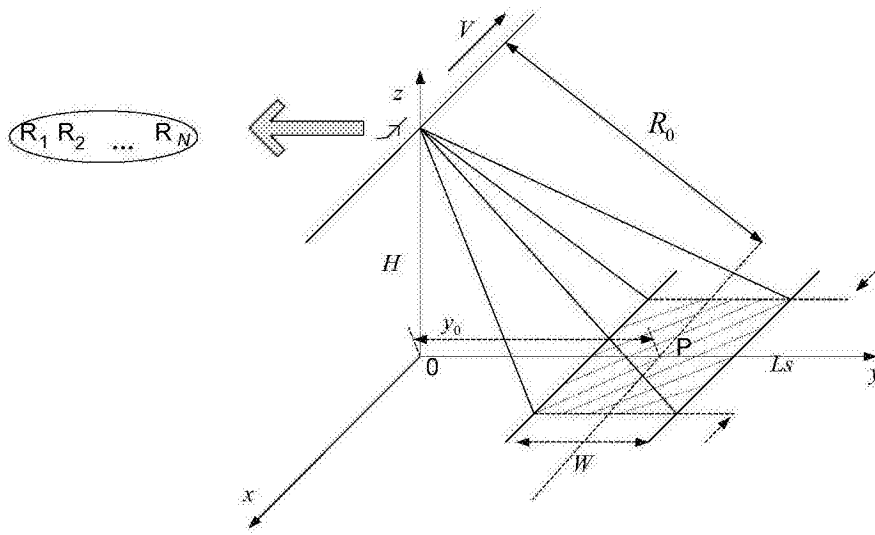


图1



图2

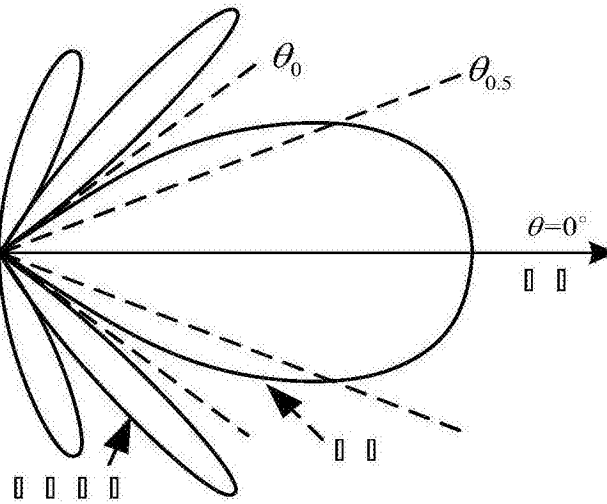


图3

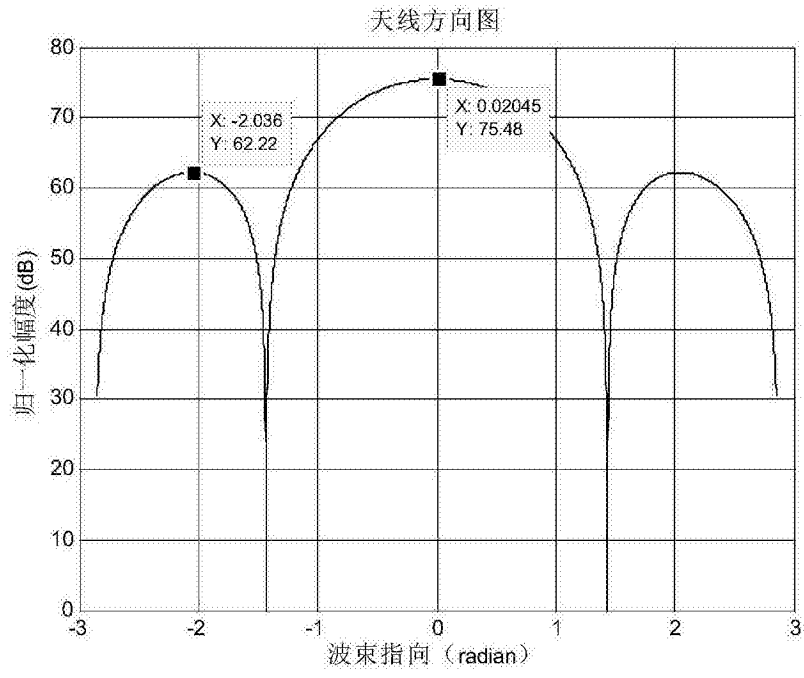


图4

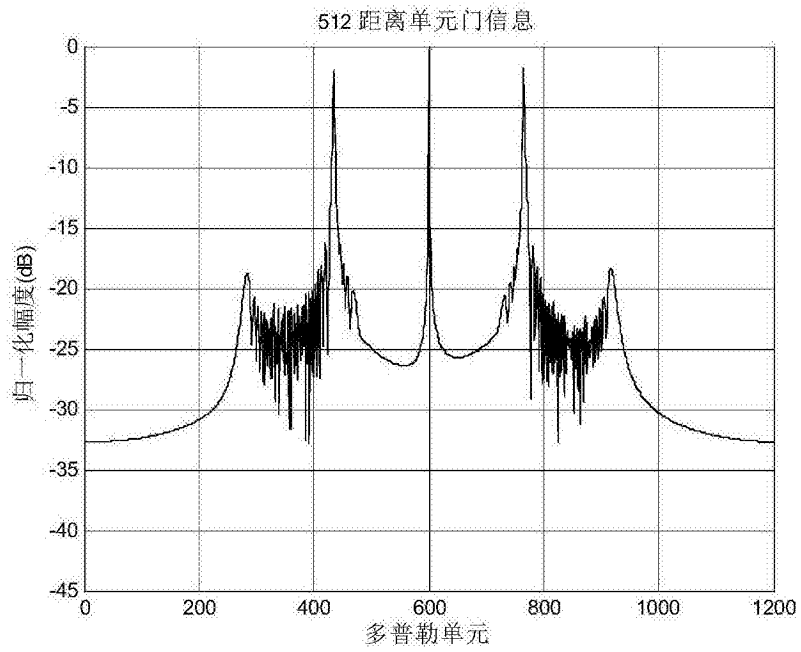


图5

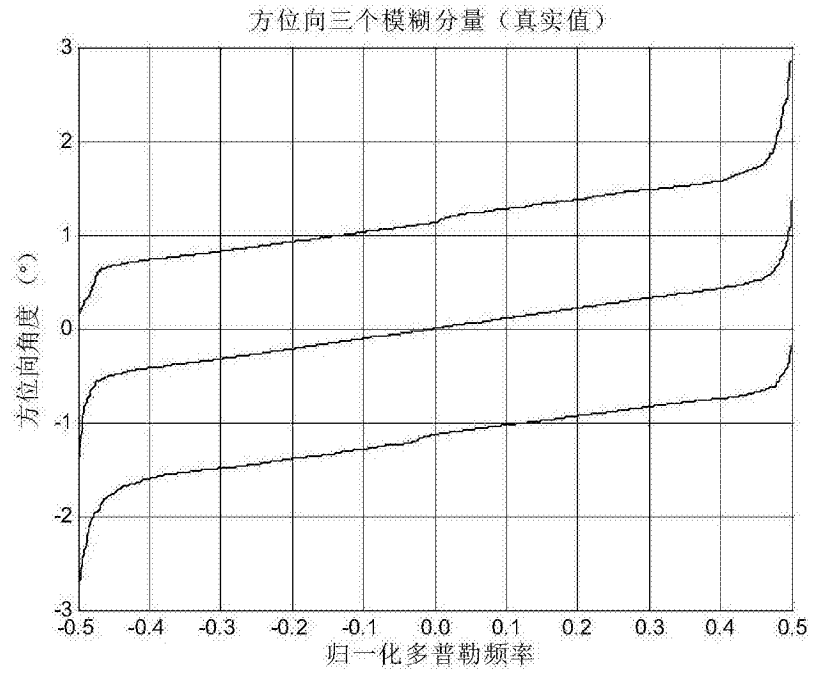


图6 (a)

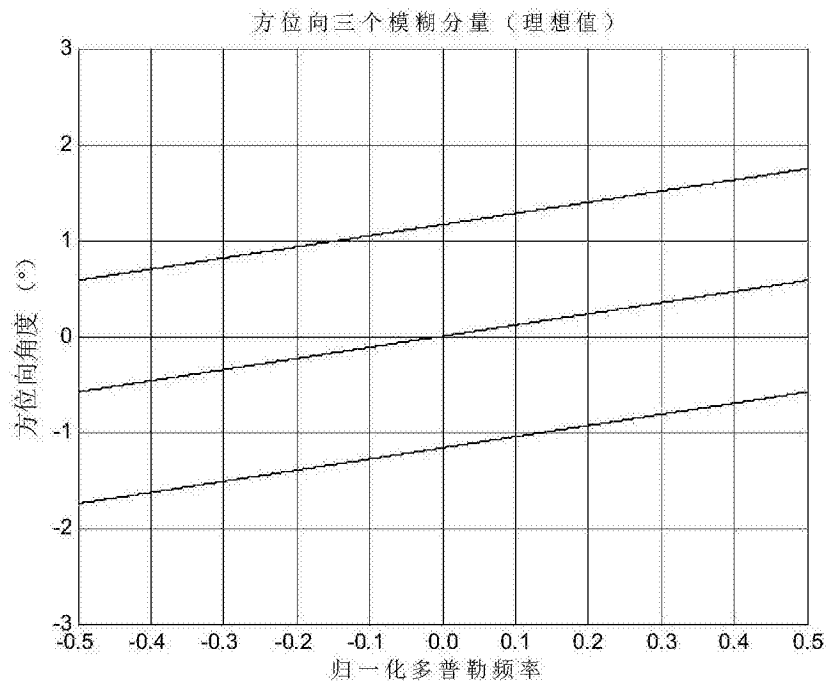


图6 (b)

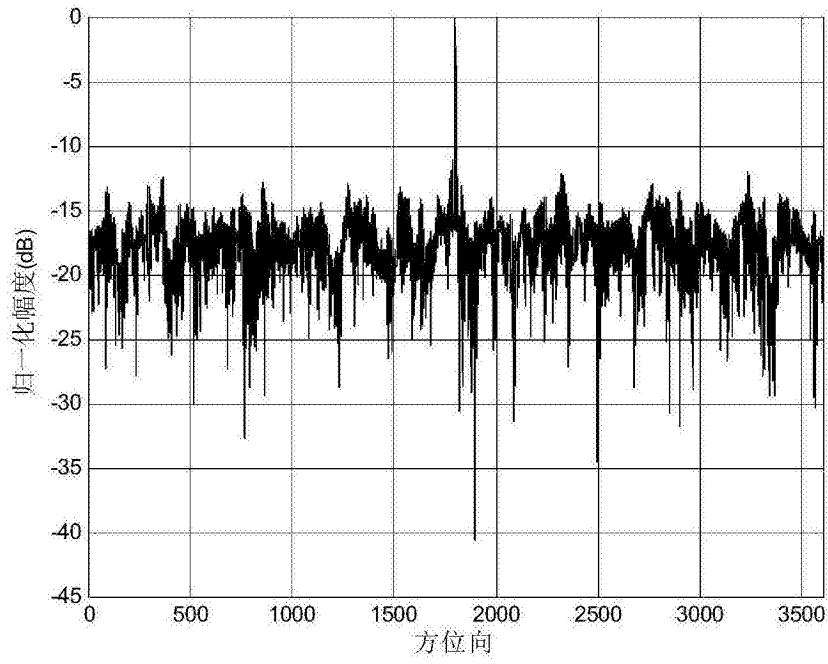


图7 (a)

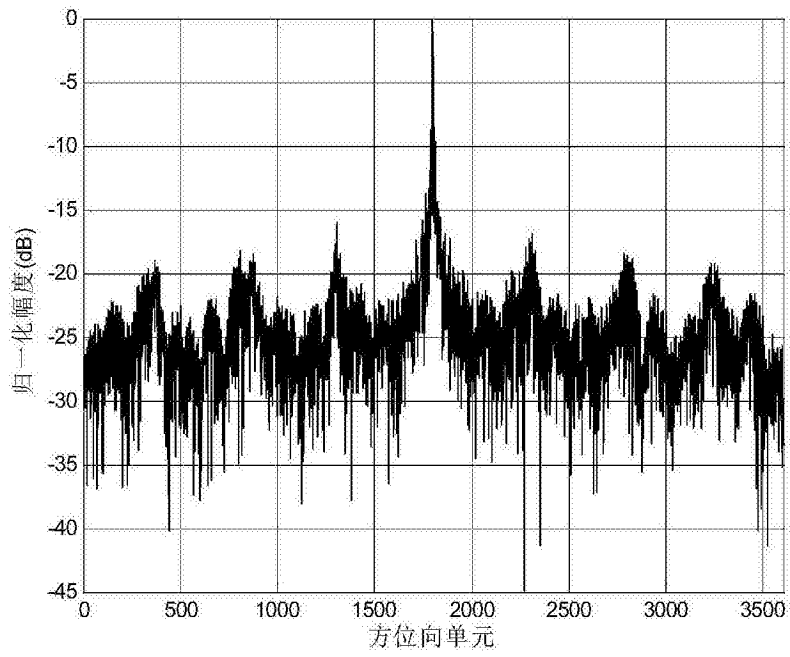


图7 (b)