

基于非停走停及方位非均匀采样的多接收阵合成孔径声纳 CS 成像算法^①杨海亮^② 唐劲松 张 森

(海军工程大学电子工程学院水声技术研究室 武汉 430033)

摘 要 针对采用多接收阵技术的合成孔径声纳(SAS)成像中普遍存在的不满足停走停假设和方位向采样非均匀等问题,在深入分析了停走停假设和方位向的非均匀采样对成像造成影响的基础上,给出一种可用于方位向非均匀采样多接收阵合成孔径声纳的 chirp scaling (CS)成像算法,它较为精确地补偿了非停走停模式带来的相位误差,因而适用于宽测绘带远距离 SAS 成像。仿真和试验均证明了该方法的有效性。

关键词 合成孔径声纳(SAS),多接收阵,非停走停,非均匀采样

0 引言

合成孔径声纳(synthetic aperture sonar, SAS)技术把沿直线运动的基阵看作一个基元,把它在不同位置上接收的信号看作不同基元接收的信号,补偿运动造成的相位误差,成像效果等同于一个大的真实孔径,从而提高了方位分辨率,且分辨率与目标距离无关,因而可以对远距离目标成像。为了克服不模糊测距和测速的矛盾, SAS 通常采用多接收阵技术^[14]。但是,随着接收阵数目的增加,相对于常规的收发合置 SAS 处理,其信号处理的难度也大大增加了。传统 SAS 成像算法^[2-4]普遍作了停走停假设,即接收阵在信号传播期间处于静止状态。这样的假设在 SAR 中是基本满足的,但是在 SAS 成像系统中,尤其是作用距离较远时,由于声速低,在一个脉冲重复周期内,接收阵有很长一段时间来运动,由停走停假设引起的相位误差将不能忽略(我们这里称停走停不成立的情况为非停走停模式)。在多接收阵 SAS 系统中,由于平台运动速度的提高,非停走停模式带来的相位误差变的尤其严重。

此外,我们知道,对于普通星载合成孔径雷达来说,要满足方位向的均匀采样,该系统的脉冲重复频率 PRF 和平台运动速度 v 必须严格满足关系式 $PRF = 2v/(Nd)$, 式中 d 为接收阵相位中心间距, N 为接收阵数目,而对于机载合成孔径雷达或合成孔径声纳,这种空间采样是不够的,文献[5]给出了

更为严格的限制公式 $PRF = 4v/(Nd)$ 。但是,在实际应用中,受各种因素影响,平台速度总会在一定范围内变化,某些时候我们也需要加大 PRF 来压制方位模糊(可等效为速度变化),这都造成了上述关系式不再成立,使得回波数据的空间采样间隔不均匀。在成像过程中,若将方位向不均匀的数据直接成像处理,图像中就会出现虚假目标^[6]。

为此,本文给出一种可用于非停走停模式下方位向非均匀采样的多接收阵合成孔径声纳的 CS (chirp scaling)成像算法。仿真和实验结果证明了该算法的有效性。

1 算法描述

1.1 考虑非停走停模式的信号回波模型

如图 1 所示,在直角坐标系中, SAS 平台沿着方位向运动,目标位于坐标 $(r, 0)$ 处,发射和接收单元分布于方位向。发射单元位于离目标距离 R_1 、方位

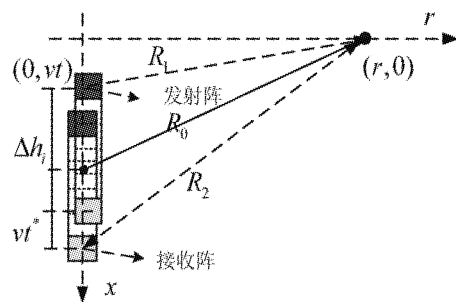


图 1 多接收阵 SAS 成像几何示意图

① 863 计划(2007AA091101)资助项目。

② 男,1980 年生,博士生;研究方向:合成孔径声纳成像算法研究;联系人, E-mail: yanghl01029@163.com (收稿日期:2008-06-06)

向位置为 vt 处,我们仅考虑一个接收单元(取第 i 个接收阵)的情况,此接收单元与发射单元方位向间隔为 Δh_i ,假设信号传播期间平台移动距离为 vt^* ,其中变量 t^* 表示运行时间,那么声纳接收到的回波信号在距离脉压后可表示为(为方便,不考虑信号收发期间的幅度及包络的变化)

$$s_i(t, \tau; r) = s(\tau - \frac{R(t, r)}{C}) \cdot \exp\{-j \frac{2\pi}{\lambda} R(t, r)\} \quad (1)$$

其中 $R(t, r) = R_1 + R_2$ 为信号传播路径,这里信号的去程为 $R_1 = \sqrt{(vt)^2 + r^2}$,信号的回程为 $R_2 = \sqrt{(vt + \Delta h_i + vt^*)^2 + r^2}$, $s(\tau)$ 为发射信号包络, C 为声速, λ 为波长,显然照射区域中不同的目标点都会引起不同的 vt^* 。对于多接收阵的处理,大部分人都是采用等效相位中心(DPC)近似,比如 Sheriff^[7]和 Gough^[2],但这种近似会带来一定系统相位误差。Yamaguchi^[3]对 DPC 近似引起的相位误差进行了修正,但他的修正是在距离弯曲校正过程中进行的,比较复杂,而且该修正过程是以目标区域中心为参考点,将所有目标区域对应的系统误差都用聚焦到目标中心点对应的相位误差来代替,这样的处理会造成边沿模糊。Bonifant^[8]指出,可以通过对回波信号(DPC 近似处理后)上乘以一个相位项,来近似补偿 DPC 引入的误差,这对于远距离基本可行,但当距离比较近或系统方位分辨率要求比较高时,这种补偿方法仍不能满足需要。Jiang^[9]采用了一种修正距离多普勒算法,该算法能针对性地处理近距离 DPC 的近似问题,但这种方法没有考虑非停走停模式带来的影响,因而方位聚焦也不是很理想。Bonifant^[8]在其论文中也给出了补偿停走停模式引入相位误差的方法,通过在时域乘一个仅与测绘带中心点距离有关的固定相位,在实际图像测绘中,尤其是宽测绘带高平台运动速度情况下,这种忽略或近似都会造成图像的边沿模糊和扭曲。我们知道,在合成孔径声纳成像中,要获得高方位分辨率的图像,回波延迟距离误差不能大于 $1/8$ 波长。基于此,我们给出了几种情况下不同阵间距延迟距离误差与波长的比值随距离的变化曲线,如图 2 至图 4 所示,仿真以如下参数为例:中心频率 150kHz,发射阵与最远接收阵间距分别为 0.5m、1m 和 2m,阵元横向尺寸为 0.08m。从中我们可以发现,采用这几种方法处理后的延迟距离误差远不能满足 $1/8$ 波长的要求。

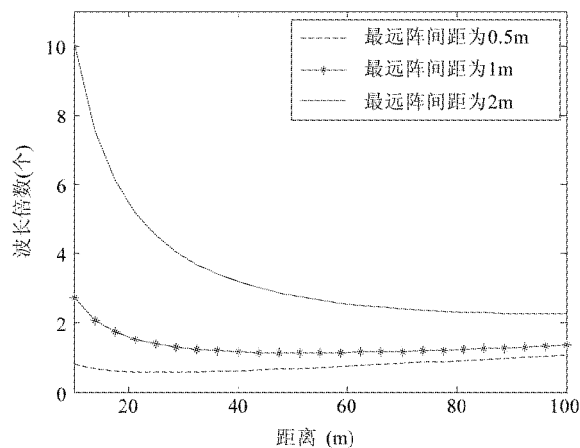


图 2 采用等效相位中心近似后的延迟距离误差

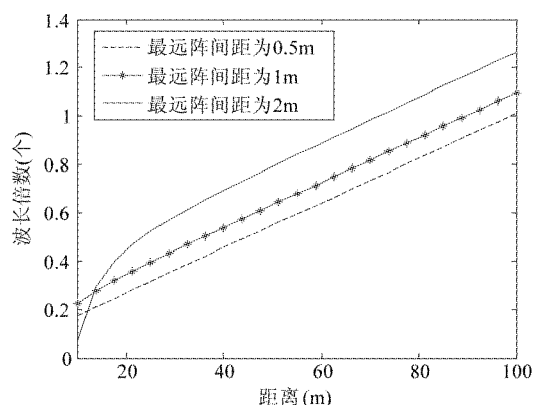


图 3 补偿收发分置引入的系统相位误差后的延迟距离误差

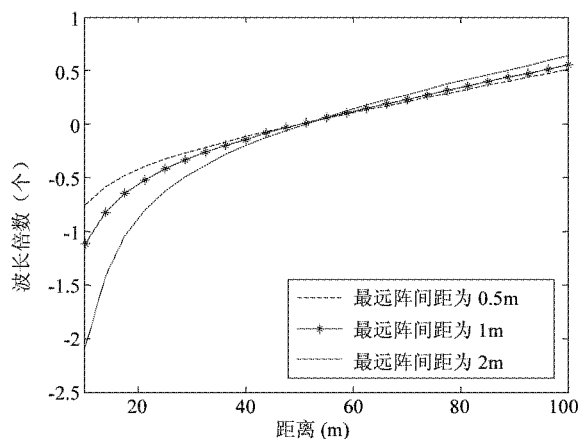


图 4 Bonifant 方法处理后的延迟距离误差

本文舍弃了等效相位中心(DPC)技术,对多接收阵合成孔径声纳的几何运动不作任何近似。通过以前的工作^[10],我们可以得到一个脉冲间隔内信号的总的运行时间:

$$t^* = R(t, r)/C \\ = \frac{1}{C^2 - v^2} \cdot \{v(vt + \Delta h_i) + C \sqrt{(vt)^2 + r^2}\}$$

$$+ ((v(vt + \Delta h_i) + C\sqrt{(vt)^2 + r^2})^2 + (C^2 - v^2)(2(vt)\Delta h_i + \Delta h_i^2))^{1/2} \quad (2)$$

由于 $R(t, r) = R_1 + R_2$ 为含有 t^* 的表达式, 而 t^* 为如式(2)所示的关于 t 的非常复杂的表达式, 想直接进行泰勒展开获得我们需要的显示表达式基本上是不可能的, 因此我们可以考虑作一定的近似, 如式

$$t_a = (\sqrt{r^2 + (vt)^2} + \sqrt{r^2 + (vt + vt^* + \Delta h_i)^2})/C \approx (\sqrt{r^2 + (vt)^2} + \sqrt{r^2 + (vt + v\frac{2r}{C} + \Delta h_i)^2})/C \quad (3)$$

所示, 这种近似处理后的延迟距离误差如图 5 所示, 发射阵与最远接收阵间距为 2m 时, 延迟距离误差最大 0.0075 个波长, 且在 20m 外, 误差迅速减小到仅约 0.003 个波长, 大大满足要求。

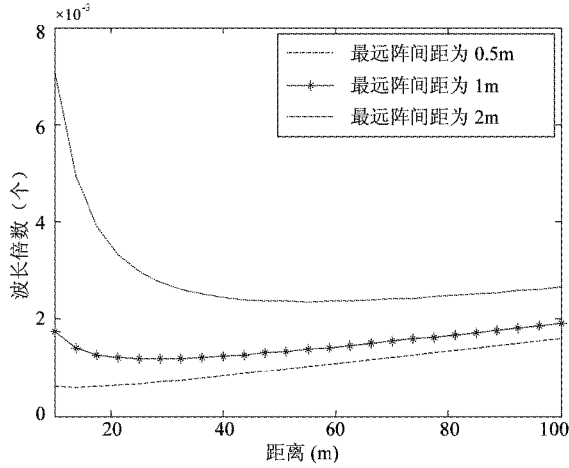


图 5 采用本文方法处理后的延迟距离误差

对式(3)泰勒展开忽略高阶项后, 我们很容易得到

$$t_a = \frac{1}{C} \left\{ 2r + \frac{v^2}{r} \left[t + \left(\frac{r}{C} + \frac{\Delta h_i}{2v} \right) \right]^2 + \frac{1}{4r} \left(v\frac{2r}{C} + \Delta h_i \right)^2 \right\} \quad (4)$$

因此回波信号式(1)可表达为

$$s_i(t, \tau; r) \approx s(\tau - \frac{R(t, r)}{c}) \cdot \exp\{-j\frac{4\pi r}{\lambda}\} \cdot \exp\left\{-j\frac{\pi(2rv/C + \Delta h_i)^2}{2\lambda r}\right\} \cdot \exp\left\{-j\frac{2\pi v^2}{\lambda} \frac{\left[t + \left(\frac{r}{C} + \frac{\Delta h_i}{2v}\right)\right]^2}{r}\right\} \quad (5)$$

同样我们知道单接收阵收发合置情况下的回波为

$$s_0(t, \tau; r) \approx s(\tau - \frac{R(t, r)}{c}) \cdot \exp\{-j\frac{4\pi r}{\lambda}\} \exp\{-j\frac{2\pi v^2 t^2}{\lambda r}\} \quad (6)$$

那么有

$$s_i(\tau, t; r) = s_0(\tau, t; r) \otimes h_i(t; \Delta h_i) = s_0(\tau, t; r) \otimes \left\{ \exp\left\{-j\frac{\pi(2rv/C + \Delta h_i)^2}{2\lambda r}\right\} \cdot \delta\left(t + \left(\frac{r}{C} + \frac{\Delta h_i}{2v}\right)\right) \right\} \quad (7)$$

相比较于式(6), 我们发现式(7)在方位向上产生了一个时变的相移, 如不能补偿它会造成旁瓣电平的抬高, 使得成像模糊。而对于不同的方位采样点, 式(7)还有一个时间延迟 (不考虑窗函数的影响), 它是图像扭曲产生的原因。综上, 我们可以把多接收阵回波看作各接收阵回波附加一个相移并时延后的多个通道的整合。

1.2 方位向不均采样处理方法(去非均匀)

我们以单反射阵、四接收阵为例, 发射阵与第一个接收阵收发共置, 如图 6 所示。将 1、2 接收阵, 2、3 接收阵和 3、4 接收阵的回波数据分别相加后, 可满足文献[5]中所要求的空间采样率, 对应的等效相位中心位置如图所示。当平台运动速度满足关系式 $v = PRF \cdot 3d/4$ 时空间采样是均匀的, 但当平台运动速度偏移这个理想值时, 会造成空间采样的不均匀。此时, 如果仍按传统的处理方法, 会在方位向上产生虚假目标, 严重影响了成像质量, 因此必须找到一种切实可行的方案减弱甚至消除非均匀采样的影响。

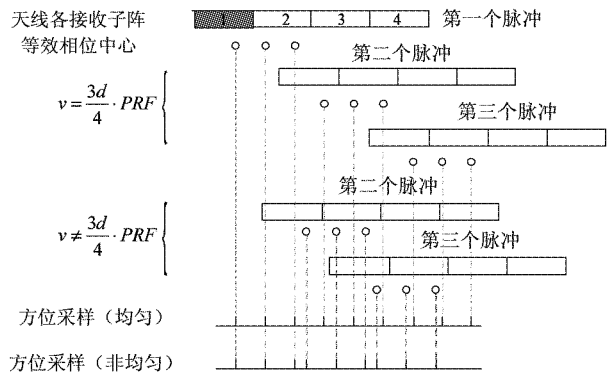


图 6 空间非均匀采样示意图

文献[11]提出了一种低通信号的多通道采样方法。对于非均匀采样信号, 此方法可以做到不失真

重构,文献中指出,任意带限信号 $x(t)$ (通带范围 $|f| < \sigma/2$), 通过 m 个独立的线性时不变的滤波器(通道或系统) $\{H_1(f) \cdots H_m(f)\}$ 可以得到 m 个输出 $\{Z_1(f) \cdots Z_m(f)\}$, 输出经采样频率为 σ/m 采样后得到序列 $\{z_k\}, k = 1 \sim m$, 那么此信号 $x(t)$ 可由序列 $\{z_k\}$ 重构。此过程可通过图 7 来说明,对于给定的 m 个线性时不变的滤波器 $\{H_1(f) \cdots H_m(f)\}$, 我们希望能找到它的重构滤波器 $\{P_1(f) \cdots P_m(f)\}$, 使得 $\|x(t) - x_a(t)\|$ 最小, 这里的范数取 2-范数。分析结果表明, 每一个重构滤波器 $P_i(f)$ 又由 m 个带通滤波器 $\{P_{i1}(f) \cdots P_{im}(f)\}$ 组合而成, 它由对矩阵 $H(f)$ 求逆得到^[12]。

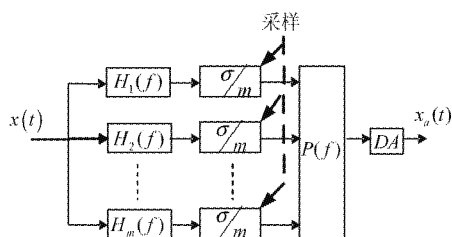


图 7 多通道欠采样带限信号的重构框图

通过 1.1 节我们分析得到等式(7), 即考虑非停走停的多接收阵(收发分置)的 SAS 系统回波信号 $s_i(\tau, t; r)$ 可看作收发合置的单接收阵 SAS 系统回波信号 $s_0(\tau, t; r)$ 通过一个线性时不变的滤波器 $h_i(t; \Delta h_i)$ 得到, 此滤波器亦即

$$H_i(f) = \exp\left\{-j \frac{\pi(2rv/C + \Delta h_i)^2}{2\lambda r}\right\} \cdot \exp(j2\pi(\frac{r}{C} + \frac{\Delta h_i}{2v})f) \quad (8)$$

对于多接收阵的合成孔径声纳系统, 每一个接收阵都可看作一个接收通道, 各接收阵接收到的回波均可看作由收发合置的回波通过滤波器 $H_i(f)$ 得到, 当平台速度偏离理想值时, 滤波函数 $H_i(f)$ 中包含了方位采样不均匀引入的相位误差, 这些误差在通过矩阵 $P(f)$ 重构频谱后均得到了很好的修正。另外需要说明的是, 图 7 所示的系统输出等效为单接收阵收发合置且满足停走停模式的数据输出, 因而它可直接采用传统算法进行成像处理。

1.3 Chirp Scaling 算法(CS 算法)

CS 算法是一种高效频率域合成孔径成像算法。它是利用线性调频信号的特点, 在距离多普勒域校正不同距离上的距离迁移轨迹, 使之和参考距离的

迁移轨迹相同。这样, 就能在二维频域通过简单的相位相乘同时完成距离迁移校正、距离压缩和二次距离压缩。

算法首先对回波信号进行横向傅立叶变换, 从而得到

$$S_1(f_i, \tau; r) = s(\tau - \frac{2R_f(f_i; r)}{C}) \exp\{-j\pi K_m(f_i; r) \cdot (\tau - \frac{2R_f(f_i; r)}{C})^2\} \cdot \exp\{-j \frac{4\pi r}{\lambda} \gamma(f_i)\} \quad (9)$$

其中 f_i 为方位瞬时多普勒频率, $s(\cdot)$ 为信号包络, λ 为波长。还有:

$$\gamma(f_i) = \sqrt{1 - (\frac{\lambda f_i}{2v})^2} \quad (10)$$

$$R_f(f_i; r) = r[1 + C_s(f_i)] = r + r \cdot C_s(f_i) \quad (11)$$

$$C_s(f_i) = 1/\gamma(f_i) - 1 \quad (12)$$

$$K_m(f_i; r) = \frac{K}{1 + Kr \frac{2\lambda}{C^2} \cdot \frac{1 - \gamma^2(f_i)}{\gamma^3(f_i)}} \quad (13)$$

K_m 为与 f_i 有关的新调频斜率(K 为发射信号调频斜率)。

我们需要校正的徙动为

$$\Delta R(f_i; r) = r \cdot C_s \quad (14)$$

对 $S_1(\cdot)$ 作如下的 Chirp-Scaling 处理:

$$S_2(f_i, \tau; r) = S_1(f_i, \tau; r) \cdot H_1(f_i, \tau; r) \quad (15)$$

$$H_1(f_i, \tau; r) = \exp\{-j\pi K_m(f_i; r_{\text{ref}}) C_s(\tau - \tau_{\text{ref}})^2\} \quad (16)$$

$$\tau_{\text{ref}} = \frac{2}{C} r_{\text{ref}} [1 + C_s(f_i)] \quad (17)$$

r_{ref} 为固定的参考距离, 一般选取成像测绘带的中心。 $S_2(f_i, \tau; r)$ 的具体形式如下:

$$S_2(f_i, \tau; r) = m(\cdot) \exp\{-j\pi K_m(f_i; r_{\text{ref}})(1 + C_s) \cdot (\tau - \frac{2}{C}(r + r_{\text{ref}} C_s))^2\} \cdot \exp\{-j \frac{4\pi r}{\lambda} \gamma(f_i)\} \cdot \exp\{-j\pi K_m(f_i; r_{\text{ref}}) \frac{C_s(\tau - \tau_{\text{ref}})^2}{1 + C_s}\} \quad (18)$$

此时距离向徙动为

$$\Delta R(f_i; r) = r_{\text{ref}} \cdot C_s \quad (19)$$

在二维频域我们乘上下面参考函数 H_2 , 然后再回到 R-D 域, 这样就完成了距离向的徙动校正和距离压缩:

$$H_2(f_t, f_\tau) = \exp\left\{-j\pi \frac{f_\tau^2}{K_m(f_t; r_{\text{ref}})[1 + C_s(f_t)]}\right\} \cdot \exp\left\{j \frac{4\pi}{C} r_{\text{ref}} f_\tau C_s(f_t)\right\} \quad (20)$$

$$S_3(f_t, f_\tau) = S_2(f_t, f_\tau) \cdot H_2(f_t, f_\tau) \quad (21)$$

这里 f_r 为距离向瞬时频率。

最后进行横向聚焦及方位向反傅立叶变换, 聚焦参考函数为

$$H_3(f_t, \tau) = \exp\left\{j \frac{2\pi}{\lambda} C \tau \cdot \gamma(f_t)\right\} + j\pi K_m(f_t; r_{\text{ref}}) \frac{C_s(\tau - \tau_{\text{ref}})^2}{1 + C_s} \quad (22)$$

$$s_4(t, \tau) = \text{IFFT}\{S_3(f_t, \tau) \cdot H_3(f_t, \tau)\} \quad (23)$$

CS 算法的优点是避免了插值处理, 提高了图像的保真度, 尤其是对相位信息的保留, 这正是干涉处理所必需的前提条件。

1.4 成像算法步骤

算法首先对每个子阵的回波信号进行横向傅立叶变换, 进入距离多普勒域。然后采用上节中介绍的频谱重构方法去非均匀化并构建方位谱, 其他步骤与 1.3 节介绍的传统的 CS 算法步骤相同。假设接收子阵数目为 N , 具体算法步骤参见图 8。

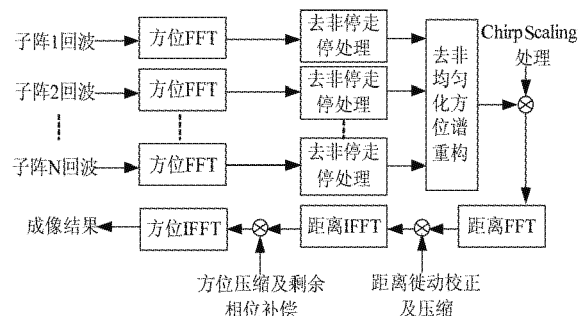


图 8 算法步骤框图

2 仿真实验结果

2.1 仿真结果

为了验证提出的多接收阵合成孔径声纳 CS 成像算法的有效性, 进行了仿真计算。合成孔径声纳仿真场景为一点目标, 仿真参数如表 1 所示。

表 1 点目标仿真参数

中心频率	150kHz	接收阵宽度	0.08m
脉冲宽度	0.05s	接收阵个数	20
信号带宽	20kHz	速度	3.7m/s
发射阵宽度	0.08m	脉冲重复周期	0.2s

图 9 和图 10 给出了 100m 距离处目标点的三位

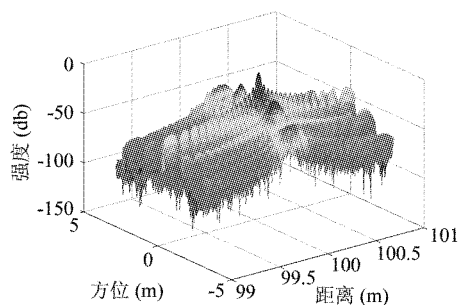


图 9 未经去非均匀化及去非停走停时点目标成像三维幅度图与方位剖面图

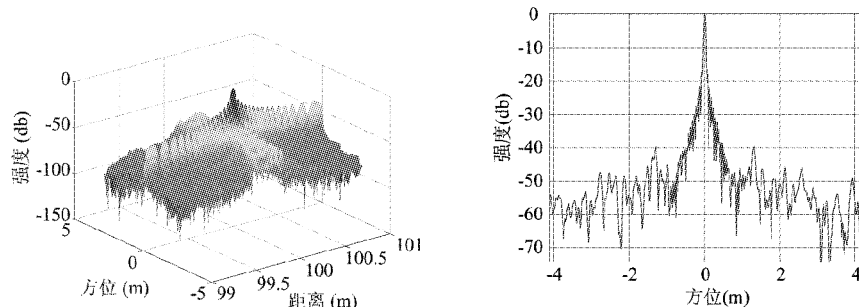


图 10 去非均匀化及去非停走停后点目标成像三维幅度图与方位剖面图

幅度图和方位向剖面图,在去非均匀处理之前,方位向将产生很明显的旁瓣,且由于停走停近似的存在,点目标在方位向上有明显偏移,如图所示。采用本文提出的方法进行处理后,旁瓣得到了很好的压制,图像偏移也得到了很好的修正,可见此方法效果非常有效。

2.2 试验结果

图 11 和图 12 为浙江莫干山河口水库湖底的 SAS 成像结果,目标为一个铁三角架,反射面为矩形瓷砖贴面,长 2m,宽 2m,距离平台运动投影 81m 处。试验参数:发射信号脉宽 $T = 10\text{ms}$,带宽 $B = 20\text{kHz}$,中心频率 $f_0 = 150\text{kHz}$,脉冲重复频率 $PRF = 5\text{Hz}$,单个阵元的横向尺寸 $D = 0.08\text{m}$ (数据处理前,各接收子阵数据作两两叠加处理,即 $1+2, 2+3, \dots$),接收子阵数 $m = 4$,拖曳声呐平台运动速度为 1.1m/s 。图 11 为未经去非均匀化及去非停走停直

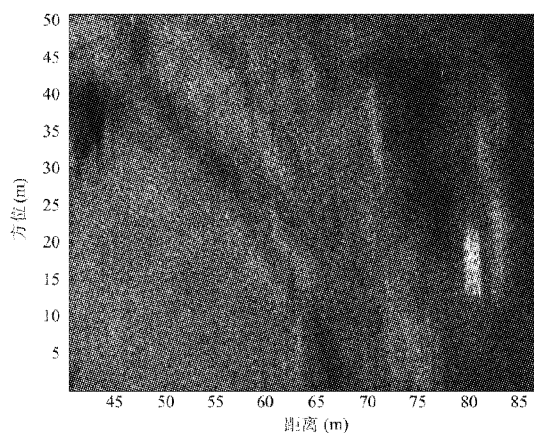


图 11 未经去非均匀化及去非停走停湖底和目标成像结果

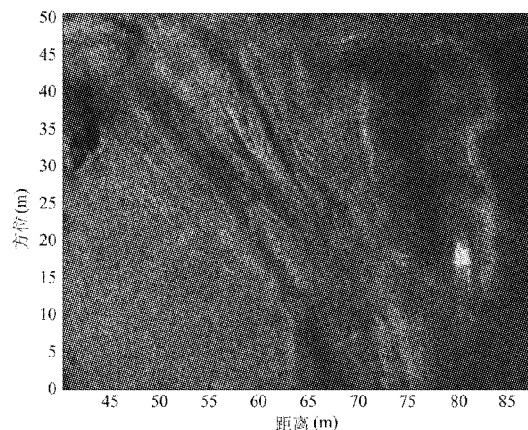


图 12 采用本文的处理方法后湖底和目标成像结果

接进行成像的结果,图 12 为应用本文方法成像的结果。从中我们可明显发现,经本文方法处理后的湖底和目标成像结果分辨率大大提高,图像中目标的尺寸也基本与实际符合。

3 结 论

合成孔径声纳通常采用多接收阵技术来克服不模糊测距与测速的矛盾和提高测绘速度。文中提出了一种可用于方位向非均匀采样的多接收阵合成孔径声纳系统的 CS 成像算法,它采用一种多通道非均匀采样频谱重构处理方法,解决了方位向不均匀采样多接收阵系统应用 CS 算法的问题,而且一定程度上消除了停走停近似模式造成的图像模糊和扭曲。仿真及试验结果显示,目标成像质量改善明显,证明了该方法是可行的、高效的。

参考文献

- [1] Douglas B L, Lee H. Synthetic-aperture sonar imaging with a multiple-element receiver array. In: Proceedings of the IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, Minneapolis, MN, USA, 1993. 5. 445-448
- [2] Gough P T, Hayes M P, Wilkinson D R. An efficient image reconstruction algorithm for multiple hydrophone array synthetic aperture sonar. In: Proceedings of the 5th European Conference on Underwater Acoustics (ECUA 2000), Lyon, France, 2000. 413-418
- [3] Yamaguchi I. A technique of multiaperture transmitting-receiving on synthetic aperture sonar. *Electronics and Communications in Japan*, 1999, 82(3): 66-73
- [4] Wilkinson D R. Efficient image reconstruction techniques for a multiple-receiver synthetic aperture sonar: [Master's dissertation]. New Zealand: University of Canterbury Christchurch, 2001. 13-22
- [5] Gough P T, Hawkins D W. Imaging algorithms for a strip-map synthetic aperture sonar: minimizing the effects of aperture errors and aperture undersampling. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 1997, 22(1): 27-39
- [6] 马晓岩,吴顺华,向家彬. 速度与 PRF 失配对 MPC SAR 成像的影响及补偿方法研究. *电子学报*, 2005, 33(12): 2130-2134
- [7] Sheriff R W. Synthetic aperture beamforming with automatic phase compensation for high frequency sonar. In: Proceedings of the 1992 IEEE Symposium on Autonomous Underwater Vehicle Technology, Washington D C, USA, 1992. 236-245
- [8] Bonifant W W. Interferometric synthetic aperture sonar processing: [Master's dissertation]. Atlanta: Georgia Institute

- of Technology, 1999.38-43
- [9] Jiang X K, Sun C, Feng J. A novel image reconstruction algorithm for synthetic aperture sonar with single transmitter and multiple-receiver configuration. In: Proceedings of the IEEE OCEANS 2004 Conference Proceedings, Kobe, Japan, 2004. 1940-1944
- [10] 徐江,唐劲松. 多子阵合成孔径声纳逐点成像算法. 信号处理, 2003, 19(2): 157-160
- [11] Brown J L. Multi-channel sampling of low-pass signals. *IEEE Transaction on Circuits and Systems*, 1981, 28(2): 101-106
- [12] Gebert N, Krieger G, Moreira A. SAR signal reconstruction from non-uniform displaced phase center sampling in the presence of perturbation. In: Proceedings of the International Geoscience and Remote Sensing Symposium, Seoul, Korea, 2005. 1034-1037

A chirp scaling imaging algorithm with non-uniform sampling in azimuth and without approximation of stop-and-hop for multiple-receiver synthetic aperture sonars

Yang Hailiang, Tang Jinsong, Zhang Sen

(Institute of Underwater Acoustics, Naval University of Engineering, Wuhan 430033)

Abstract

In consideration of the fact that in synthetic aperture sonar (SAS) imaging, using the technology of multiple-receiver will usually bring the problems of non-uniform sampling in azimuth and unfitting the approximation of stop-and-hop, this paper gives a robust chirp scaling (CS) imaging algorithm for multiple-receiver synthetic aperture sonars after analyzing the non-uniform sampling issue in azimuth and the approximation of stop-and-hop. This algorithm can compensate the phase error introduced by the approximation of stop-and-hop to a certain extent, so it can be used in SAS imaging with wide swath. The simulation and trial results show the validity of this method.

Key words: synthetic aperture sonar (SAS), multiple-receiver, without approximation of stop-and-hop, non-uniform sample