

◇ 研究报告 ◇

# 水下回波处理中分数阶傅里叶变换的带通采样实现方法\*

詹 飞<sup>1,2</sup> 马晓川<sup>1,2†</sup> 吴永清<sup>1,2</sup>

(1 中国科学院声学研究所 中国科学院水下航行器信息技术重点实验室 北京 100190)

(2 中国科学院大学 北京 100049)

**摘要:** 主动声呐系统常采用线性调频信号探测水下目标。利用分数阶傅里叶变换处理线性调频回波时,可在低信噪比和强混响背景下获得目标参数的有效估计。主动声呐系统常通过增大发射信号的时间带宽积来提升系统的距离分辨力和速度分辨力,但却带来了计算复杂度的显著增加,尤其是奈奎斯特采样下基于分数阶傅里叶变换的回波处理方法,导致数据处理时间难以满足功耗和体积受限的无人水下航行器平台的实时性要求。针对此问题,该文提出分数阶傅里叶变换的带通采样实现方法,通过对线性调频信号时频特性直线在分数阶域的投影进行修正,使利用分数阶傅里叶变换方法处理带通采样的回波数据时,可获得正确的目标参数估计。计算机仿真数据和无人水下航行器湖试数据处理结果验证了分数阶傅里叶变换的带通采样实现方法的正确性,数据处理时间能够满足无人水下航行器平台处理的实时性要求。

**关键词:** 带通采样;分数阶傅里叶变换;线性调频信号;主动声呐

**中图分类号:** TB566; TN911.72 **文献标识码:** A **文章编号:** 1000-310X(2020)02-0259-09

**DOI:** 10.11684/j.issn.1000-310X.2020.02.013

## An implementation approach of fractional Fourier transform with bandpass sampling in the underwater echoes processing

ZHAN Fei<sup>1,2</sup> MA Xiaochuan<sup>1,2</sup> WU Yongqing<sup>1,2</sup>

(1 *Key Laboratory of Information Technology for Autonomous Underwater Vehicles, Institute of Acoustics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China*)

(2 *University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China*)

**Abstract:** Linear frequency modulated (LFM) signal is usually been used for underwater target detection in active sonar system. Fractional Fourier transform (FrFT) method has unique advantage when processing the LFM echos to obtain effective estimations of target parameters in a low SNR or high reverberation environments. A common strategy to improve the range and velocity resolution of active sonar system is to increase time bandwidth product of the transmitted signal. Then the computation complexity of method increases dramatically, especially the FrFT-based data processing method with Nyquist sampling. As a result, the method can hardly meet the real-time requirements of unmanned underwater vehicle (UUV) with constraints on the volume and power consumption. To address the problem, we proposed an approach to implement the FrFT method with band-pass sampling. By modifying the projection of time-frequency characteristic line of LFM

2019-03-27 收稿; 2019-06-19 定稿

\*国家自然科学基金项目 (61531018)

作者简介: 詹飞 (1989-), 男, 湖北孝感人, 博士研究生, 研究方向: 水声信号处理和并行计算。

†通信作者 E-mail: maxc@mail.ioa.ac.cn

signal on fractional domain, correct estimations of target parameters can be obtain by using FrFT method to process echo data with band-pass sampling. The processing results for simulation data and experimental data of UUV demonstrate the validity of the method, and the corresponding data processing time can meet the real-time requirements of UUV.

**Keywords:** Bandpass sampling; Fractional Fourier transform; Linear frequency modulated; Active sonar system

## 0 引言

主动声呐系统常使用线性调频(Linear frequency modulated, LFM)信号<sup>[1-2]</sup>对水下目标进行探测与参数估计。实际应用中,根据LFM信号的宽多普勒容限特性,通常选取零多普勒速度的单个副本信号和接收回波进行匹配滤波。为提升主动声呐系统的距离和速度分辨力,通常会增大发射信号的时间带宽积。LFM信号时间带宽积的增加导致信号多普勒容限变化<sup>[3]</sup>,多普勒效应带来的影响不可忽略,单副本匹配滤波处理方法会降低系统检测性能并带来距离估计偏差,而且也无法获得目标速度信息。分数阶傅里叶变换(Fractional Fourier transform, FrFT)作为一种线性时频分析工具,在处理LFM信号时具有独特优势<sup>[4]</sup>。目前已有大量研究将FrFT方法及改进方法应用于处理LFM回波<sup>[5-10]</sup>,从而获得目标参数的估计。研究表明,在低信噪比<sup>[11]</sup>和强混响背景<sup>[12-13]</sup>下利用FrFT处理LFM回波能提高系统检测性能,实现对目标回波时延和目标速度的有效估计。

主动声呐发射信号的脉宽增加时,若按窗处理接收回波,则为了完整捕获目标回波,处理窗宽度需相应增大。此外,脉宽增加带来的速度分辨力提高使得系统可以在设定速度范围内实现更精细的搜索。系统性能的提升却带来了回波处理算法计算复杂度的显著增加,尤其是奈奎斯特采样下FrFT的回波处理算法。理论计算表明FrFT方法的计算复杂度与FrFT变换阶数数量(等效为多普勒处理通道数量)呈线性变化趋势,与处理数据的长度呈对数变化趋势。在9个波束方向上以0.1 m/s间隔搜索 $-4 \sim 4$  m/s速度范围内的水下目标时,奈奎斯特采样下处理一窗32768点数据时FrFT方法的计算复杂度高达100 GFloats以上。高的计算复杂度使FrFT方法难以应用于具有实时性要求的主动声呐系统,尤其是功耗和体积受限的无人水下航行器(Unmanned underwater vehicle, UUV)平台。

本文基于主动声呐回波后处理框架,结合LFM

信号提出FrFT的带通采样实现方法,通过对LFM信号时频特性直线在分数阶域的投影进行修正,使利用FrFT方法处理带通采样回波数据时,可获得正确的目标参数估计。在FrFT方法计算复杂度理论分析基础上,计算机仿真数据和UUV平台湖试数据的处理结果验证了FrFT的带通采样实现方法的正确性,数据处理时间能够满足UUV平台处理的实时性要求,从而实现了FrFT方法的工程化实时应用。

## 1 系统描述

### 1.1 分数阶傅里叶变换

FrFT是传统傅里叶变换的广义形式,可以理解为信号在时频二维平面上进行逆时针旋转。信号 $x(t)$ 的 $p$ 阶连续FrFT线性积分形式定义<sup>[4]</sup>为

$$X_{\alpha}(u) = F^p[x(t)](u) = \int_{-\infty}^{+\infty} K_{\alpha}(u, t)x(t) dt, \quad (1)$$

其中,积分核为

$$K_{\alpha}(u, t) = \begin{cases} A_{\alpha} \exp\left(j\frac{u^2 + t^2}{2} \cot \alpha - jut \csc \alpha\right), & \alpha \neq k\pi, \\ \delta(u - t), & \alpha = 2k\pi, \\ \delta(u + t), & \alpha = (2k + 1)\pi, \end{cases} \quad (2)$$

式(2)中,  $A_{\alpha} = \sqrt{(1 - j \cot \alpha)/(2\pi)}$  表示复幅度因子,  $k$  为整数,  $u$  表示分数阶傅里叶域,  $\alpha = p\pi/2$  表示时频平面的旋转角度。由于LFM信号在分数阶域上具有很强的聚集特性,利用FrFT方法对LFM信号进行检测与参数估计时具有独特的优势。将FrFT方法应用于主动声呐目标探测时,利用FrFT估计出的LFM脉冲回波参数可以计算出目标距离和速度。

FrFT的实现过程主要分为7个步骤:(1) HT: 对一帧时域采样数据执行Hilbert变换,得到时域数

据的解析形式；(2) INTERP2：对解析数据进行两倍插值，可转换到频域实现；(3) C\_MUL1：插值后的解析数据与LFM信号1执行时域乘法运算；(4) C\_CONV：乘法运算后的数据与LFM信号2执行时域卷积运算，可转换到频域实现；(5) C\_MUL2：卷积运算后的数据与LFM信号1以及复幅度因子执行时域乘法运算；(6) EXTRACT2：对乘法运算后的数据进行两倍抽取，得到与输入原始数据长度一致的FrFT输出结果；(7) NORMA：对FrFT输出结果执行归一化运算，获得归一化幅度信息。

### 1.2 系统处理流程

基于FrFT的主动声呐LFM回波处理流程如图1所示，主动声呐系统发射LFM脉冲信号后，声呐基阵开始接收回波信号。接收信号经过调理和带通采样后，送入声呐系统信号处理单元。信号处理单元首先对采集数据执行多个波束方向的波束形成运算<sup>[14]</sup>，得波束加权时域输出数据。公式(1)显示FrFT运算主要是基于解析信号的，因此执行FrFT运算前，先对波束加权输出实数据进行

Hilbert变换转换为复数，再以变换阶数 $p$ 为变量，对复数数据进行不同变换阶数的FrFT运算，输出结果构成变换阶数—分数阶域二维平面 $((p, u)$ 平面)的形式。对FrFT输出结果进行归一化运算后，从 $(p, u)$ 平面中搜索最大值，并与设定门限进行比较。若最大值超过判决门限，则根据最大值坐标 $(\hat{p}_0, \hat{u}_0)$ 计算出LFM信号调频斜率 $\hat{k}_0$ 和中心频率 $\hat{f}_c$ 参数，进而得到目标距离与目标速度估计信息。

### 1.3 计算复杂度分析

算法各步骤计算复杂度公式如表1所示。表中 $M$ 表示声呐基阵阵元数， $N$ 表示一窗数据的长度(设置为2的整数次幂有利于运算)； $N_B$ 表示执行波束加权的波束方向数量， $N_{BW}$ 表示执行基于频域离散傅里叶变换(Discrete Fourier transform, DFT)波束形成的频域子带数量， $N_P$ 表示FrFT变换阶数 $p$ 的数量； $O_m = 6$ 表示复数乘法所需浮点运算次数， $O_a = 2$ 表示复数加法所需浮点运算次数。对比算法各步骤计算复杂度公式可知，C\_CONV步骤的计算复杂度最大。

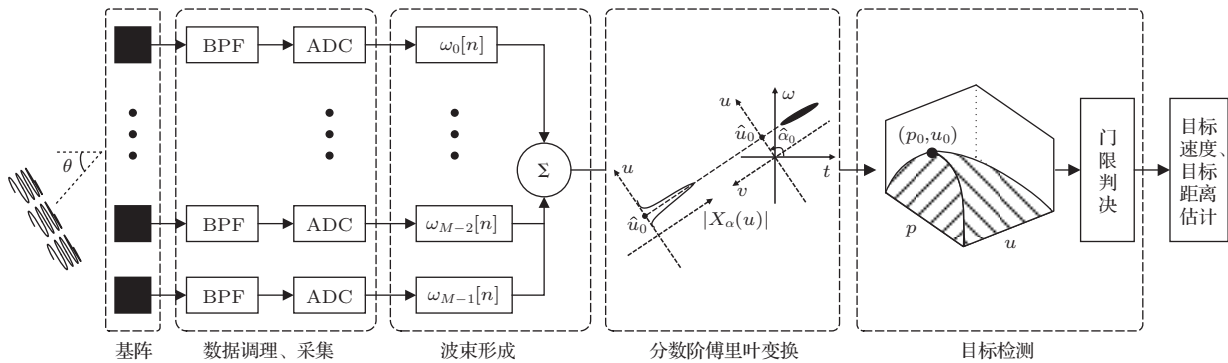


图1 基于FrFT的主动声呐LFM回波处理流程

Fig. 1 Processing diagram of LFM echo for active sonar based on FrFT

表1 算法各步骤计算复杂度公式

Table 1 Computation complexity formula of each step of the method

步骤	计算复杂度
BF	$(M + N_B)(O_m(N/2) \log_2 N + O_a N \log_2 N) + N_B N_{BW} (O_m M + O_a (M - 1))$
HT	$N_B (2(O_m(N/2) \log_2 N + O_a N \log_2 N) + 2N)$
INTERP2	$4N_B (O_m(2N/2) \log_2(2N) + O_a(2N) \log_2(2N))$
C_MUL1	$O_m N_B N_P (4N)$
C_CONV	$3N_B N_P (O_m(16N/2) \log_2(16N) + O_a(16N) \log_2(16N)) + O_m N_B N_P (16N)$
C_MUL2	$O_m N_B N_P (4N)$
NORMA	$4N_B N_P N$

工程应用时,奈奎斯特采样条件下系统采样率通常设置为4~10倍的信号上限频率。对于具有较高中心频率的系统,若接收信号为带通信号,则常采用带通采样降低系统设计难度。对于下限频率为 $f_L$ 、上限频率为 $f_H$ 、带宽为 $B$ 的带通信号,带通采样<sup>[15]</sup>下采样率需满足 $2f_H/m \leq f_s \leq 2f_L/(m-1)$ ,其中 $1 \leq m \leq \lfloor f_H/B \rfloor$ ,符号 $\lfloor \cdot \rfloor$ 为向下取整。

利用FrFT分别处理两种采样条件下计算机仿真的LFM回波数据。仿真条件如下:主动声呐发射LFM信号的中心频率26 kHz,带宽3 kHz,脉宽120 ms。主动声呐系统与目标相对速度为-2 m/s,相对距离750 m。考虑噪声限制情况,目标回波信噪比为0 dB。系统采集2 s回波数据,利用FrFT按窗对回波数据进行处理。为使单个处理窗覆盖完整

目标回波,处理窗宽设置为两倍信号脉宽,并且处理窗按照50%重叠。奈奎斯特采样时设置系统采样率 $f_s = 136.533$  kHz,则处理窗点数 $N_n = 32768$ 。带通采样时设置系统采样率 $f_s = 34.133$  kHz,则处理窗点数 $N_b = 8192$ 。奈奎斯特采样下处理窗点数为带通采样下处理窗点数的4倍。通过计算,两种采样条件下第9个处理窗覆盖完整目标回波,第8个和第10个处理窗覆盖部分目标回波。仿真数据的处理结果如图2所示,两种采样条件下,第8~10窗FrFT输出归一化幅度明显大于其他窗,第9窗输出归一化幅度最大。估计出的目标信息如表2所示,带通采样时利用修正的回波时延估计公式计算目标回波到达时间。处理结果表明,两种采样条件下都能获得较准确的目标参数。

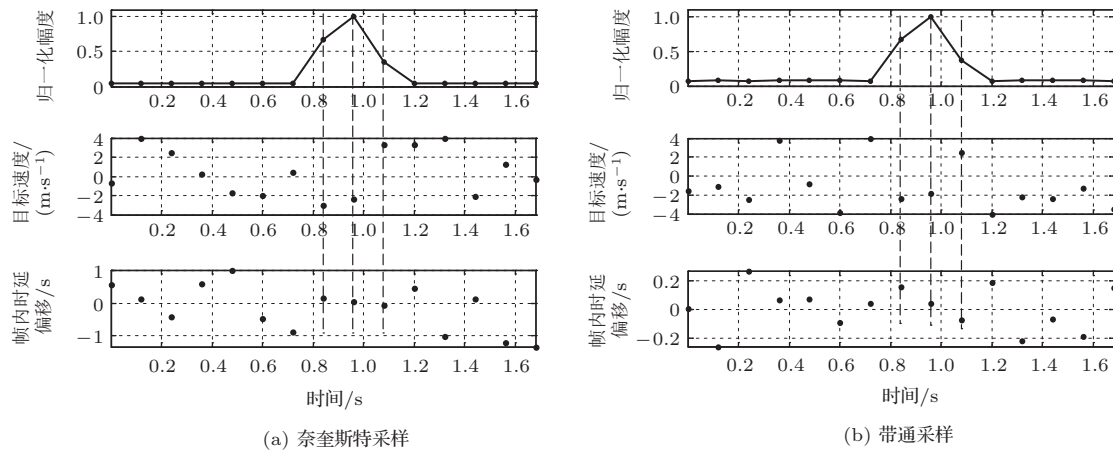


图2 仿真数据处理结果

Fig. 2 The processing results for simulated data

表2 处理仿真数据得到的目标信息

Table 2 Target parameters obtained by processing simulated data

目标信息估计	奈奎斯特采样			带通采样		
	第8窗	第9窗	第10窗	第8窗	第9窗	第10窗
目标回波时延/s	0.9985	0.9993	1.0082	0.9995	1.0004	1.0071
目标距离/m	748.9	749.5	756.1	749.6	750.3	755.3
目标速度/(m·s <sup>-1</sup> )	-3.0	-2.2	3.3	-2.4	-1.9	2.5

在此仿真条件下,LFM回波处理算法计算复杂度如图3所示。理论计算结果显示算法中C\_CONV步骤的计算复杂度占算法总计算复杂度的95%以上,因此算法总计算复杂度的变化趋势与C\_CONV步骤的计算复杂度变化趋势一致。图3(a)和图3(b)显示计算复杂度与波束数量 $N_B$ 和变换阶数 $N_P$ 呈线性关系。当 $N_B = 3$ 、

$N_P = 81$ 时,带通采样下算法计算复杂度约为8.5 GFlops,奈奎斯特采样下算法计算复杂度约为37.8 GFlops,是带通采样的4.45倍。图3(c)显示计算复杂度与数据长度 $N$ (处理窗点数)呈对数关系,随着 $N$ 的增加,计算复杂度明显降低。图3表明带通采样可显著降低回波处理算法的计算复杂度。



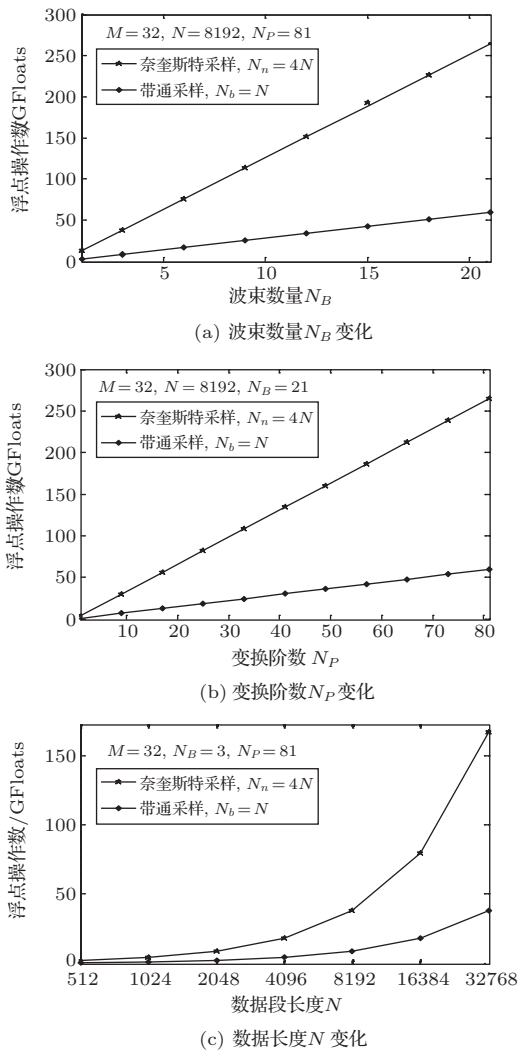


图3 算法的计算复杂度变化趋势

Fig. 3 Change trend of computation complexity of the method

## 2 基于FrFT的目标参数估计

### 2.1 目标回波时延估计

在工程应用中，通常对数据按窗进行处理，为保证处理窗能够覆盖完整目标回波，要求处理窗宽（即观测时长  $t_0$ ）大于信号脉宽。假设脉宽为  $\Delta t$ 、带宽为  $\Delta f$  的LFM信号在数据处理窗内的时延偏移量为  $\tau$ 。文献[12-13]中给出了基于FrFT的目标回波时延估计公式，该公式建立了分数阶域  $u$  与时延  $ut$  的联系（由于采样率发生变化，将  $\tau$  改写为  $ut$ ）。当  $u$  轴旋转到最佳位置，最佳旋转角  $\hat{\alpha}_0$  与变换阶数-分数阶域平面峰值坐标  $(\hat{p}_0, \hat{u}_0)$  对应，则时延  $ut$  为

$$ut = \frac{\hat{f}_0}{\hat{k}_0} + \frac{t_0}{2} - \frac{u \csc \hat{\alpha}_0}{\hat{k}_0 S}, \quad \hat{\alpha}_0 \neq k\pi, \quad (3)$$

式(3)中， $S = \sqrt{t_0/f_s}$  为量纲归一化尺度因子<sup>[16]</sup>。最佳投影  $\hat{u}_0$  对应的时延为处理窗内LFM回波时延偏移量，

$$ut_0 = \frac{\hat{f}_0}{\hat{k}_0} + \frac{t_0}{2} - \frac{\hat{u}_0 \csc \hat{\alpha}_0}{\hat{k}_0 S}, \quad \hat{\alpha}_0 \neq k\pi, \quad (4)$$

式(4)成立的基础是量纲归一化时用处理窗宽  $t_0$  代替信号脉宽  $\Delta t$ ，用系统采样率  $f_s$  代替信号带宽  $\Delta f$  得到尺度因子  $S$ ，并且系统采样率  $f_s$  满足奈奎斯特采样定理。此时信号的能量限定在以原点为中心、以  $\Delta x/2$  为半径的圆内<sup>[17]</sup>，其中  $\Delta x = \sqrt{t_0 \cdot f_s} = \sqrt{N}$ 。当系统采样率  $f_s$  不满足奈奎斯特采样时，即带通采样下无法利用该公式计算出正确的目标回波时延。为解决此问题，本文对该公式进行了修正。带通采样条件下，经过量纲归一化后信号的能量被限制在时频平面上以  $-[m/2]\Delta x$  为中心、以  $\Delta x/2$  为半径的圆内。图4显示了  $m = 2$  时FrFT示意图，信号的瞬时频率函数与新坐标系频域轴的交点在旋转了  $-\alpha$  角度的  $u$  轴上的投影为

$$u = \left[ f_0 S - k_0 S \left( \tau - \frac{t_0}{2} \right) - \Delta x \right] \sin \alpha. \quad (5)$$

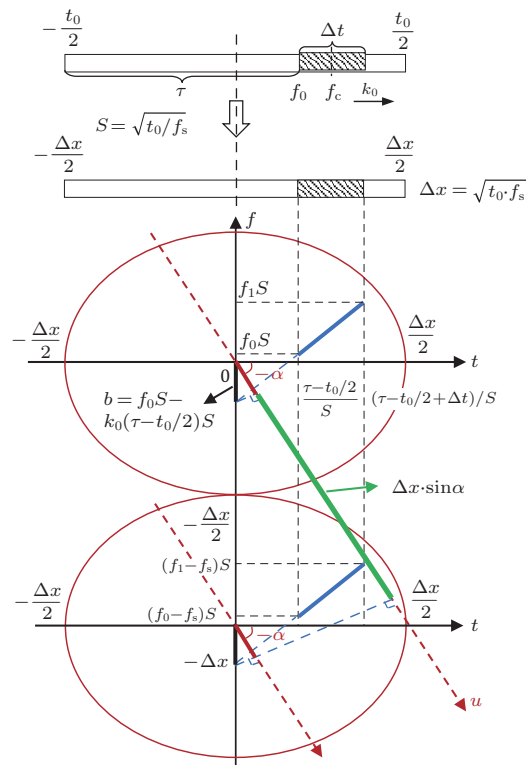


图4 带通采样条件下FrFT示意图

Fig. 4 Diagram of FrFT with bandpass sampling

同样将 $\tau$ 改写为 $ut$ ,当 $u$ 轴旋转到最佳角度 $\hat{\alpha}_0$ 时,时延 $ut$ 与分数阶域 $u$ 的关系为

$$ut = \frac{\hat{f}_0}{\hat{k}_0} + \frac{t_0}{2} - \frac{(u + \Delta x \cdot \sin \hat{\alpha}_0) \csc \hat{\alpha}_0}{\hat{k}_0 S}, \quad \hat{\alpha}_0 \neq k\pi. \quad (6)$$

则处理窗内LFM回波时延偏移量为

$$ut_0 = \tau = \frac{\hat{f}_0}{\hat{k}_0} + \frac{t_0}{2} - \frac{\hat{u}'_0 \csc \hat{\alpha}_0}{\hat{k}_0 S}, \quad \hat{\alpha}_0 \neq k\pi, \quad (7)$$

式(7)中, $\hat{u}'_0 = \hat{u}_0 + \Delta x \cdot \sin \hat{\alpha}_0$ 为修正后的 $u$ 域最佳投影。带通采样下系统采样率 $f_s$ 变化时,可根据带通采样定理中 $m$ 取值( $1 \leq m \leq \lfloor f_H/B \rfloor$ )得到 $u$ 域投影 $\hat{u}'_0 = \hat{u}_0 + \lfloor m/2 \rfloor \Delta x \cdot \sin \hat{\alpha}_0$ ,并代入公式(7)得到回波时延估计。

以上分析利用了时频平面上LFM信号时频特性直线在分数阶域坐标轴的投影,得到目标回波时延与LFM信号参数的关系。根据对FrFT计算过程的分析得到计算目标回波时延的另一种思路:当处理窗宽 $t_0$ 大于信号脉宽 $\Delta t$ 时,利用FrFT对一窗数据进行处理得到的中心频率 $\hat{f}'_c$ 是将整窗数据看作LFM信号时的中心频率(即 $t_0/2$ 时刻的瞬时频率),并非处理窗内LFM信号真实中心频率 $f_c$ 。则根据图5所示的3种情况,得到处理窗内回波时延为

$$ut_0 = \frac{\hat{f}_0}{\hat{k}_0} + \frac{t_0}{2} - \frac{\hat{f}'_c}{\hat{k}_0 S} = \frac{\hat{f}_0}{\hat{k}_0} + \frac{t_0}{2} - \frac{\hat{u}'_0 \csc \hat{\alpha}_0}{\hat{k}_0 S}, \quad \hat{\alpha}_0 \neq k\pi. \quad (8)$$

式(8)与公式(7)一致,根据记录的处理窗序号,以及处理窗内回波时延偏移量 $ut_0$ ,即可计算出目标回波到达时刻,进而计算出目标距离。

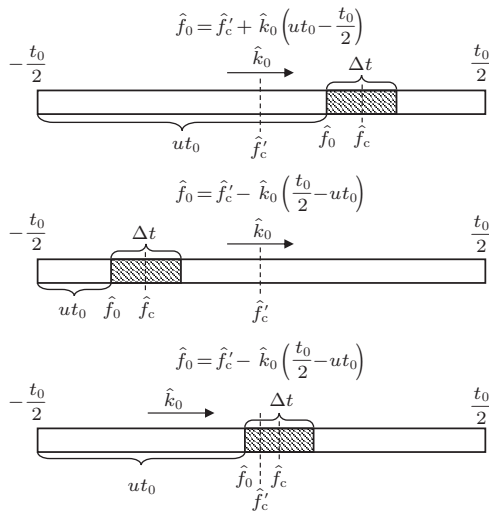


图5 回波时延估计示意图

Fig. 5 Diagram of the time delay estimation

## 2.2 目标速度估计

利用FrFT估计LFM信号参数的基本思路是以变换阶数 $p$ 为变量,对接收回波进行 $0 \sim 2$ 阶的FrFT运算,从得到的变换阶数-分数阶域平面上的能量二维分布中搜索峰值点 $(\hat{p}_0, \hat{u}_0)$ ,并计算旋转角度 $\hat{\alpha}_0 = \hat{p}_0\pi/2$ 。为避免产生较大估计误差,仿真测试变换阶数 $p$ 的间隔需要至少为 $10^{-5}$ 量级,这导致搜索算法的运算量过于庞大。事实上可直接利用待测目标范围计算出理论最佳旋转角 $\alpha$ 的范围,进而仅在此范围内完成对接收数据的FrFT运算即可。向量形式的最佳旋转角 $\alpha$ 公式为

$$\alpha = -\arctan\left(\frac{1}{\hat{k}_0 \eta^2 S^2}\right), \quad (9)$$

式(9)中, $\eta \approx 1 + (2v_d)/c$ 为多普勒压缩因子, $v_d$ 为主动声呐系统与目标的相对运动速度。经过量纲归一化处理,处理窗内LFM信号的调频斜率和中心频率分别为

$$\begin{cases} \hat{k}_0 = -\cot \hat{\alpha}_0 \frac{f_s}{t_0} = -\frac{\cot \hat{\alpha}_0}{S^2}, \\ \hat{f}'_c = \hat{u}'_0 \csc \hat{\alpha}_0 \sqrt{\frac{f_s}{t_0}} = \frac{\hat{u}'_0 \csc \hat{\alpha}_0}{S}, \end{cases} \quad (10)$$

式(10)中, $\hat{u}'_0$ 为带通采样下的分数阶域投影。可利用调频斜率 $\hat{k}_0$ 估计相对运动速度,

$$\hat{v}_d \approx \frac{c}{2} \left( \sqrt{\hat{k}_0/k_0} - 1 \right). \quad (11)$$

再根据主动声呐系统的速度计算出目标速度。若在公式(9)计算出的理论最佳旋转角 $\alpha$ 的范围内对接收数据进行处理,则可直接根据 $\hat{\alpha}_0$ 索引值得到相对速度估计值,进而计算出目标速度。

## 3 数据分析

### 3.1 数据处理结果

以UUV平台为对象,验证FrFT的带通采样实现方法的正确性及实时性。测试数据选用2015年冬季UUV平台的千岛湖实验数据。UUV平台搭载主动声呐基阵,以固定速度航行,航行过程中间隔发射脉宽为120 ms的LFM脉冲信号。实验选用应答器作为目标,与UUV平台处于同一深度,应答器可模拟具有不同散射强度和速度的点目标散射回波。相对于UUV平台,应答器初始方位为 $\theta_b = (-7^\circ, 0^\circ)$ ,距离为 $r_0 = 1790$  m,速度为 $v_t = -2$  m/s。

处理UUV平台湖试数据时,设置50%重叠处理窗,并且处理窗宽为两倍信号脉宽,对应处理点

数  $N = 8192$ 。对单次航行任务连续接收的 29 ping LFM 回波数据(序号为 0 ~ 28) 进行处理,得到的目标方位、距离和速度信息如图 6 所示。第 0 ~ 2 ping 数据对应目标方位为  $(-7^\circ, 0^\circ)$ , UUV 通过前 3 ping 数据处理结果估计出目标参数后,会及时调整其航向,因此其他 ping 数据对应目标方位为  $(0^\circ, 0^\circ)$ 。目标距离估计值为 900 ~ 1790 m 范围,由于 UUV 发射 LFM 脉冲的时间间隔并不相同,距离并非线性变化。由于第 2、第 9、第 16 和第 17 ping 接收数据中目标回波出现严重畸变,估计出的目标速度与设定值存在较大偏差,其他 ping 数据对应的目标速度在  $-2 \text{ m/s}$  附近变化。

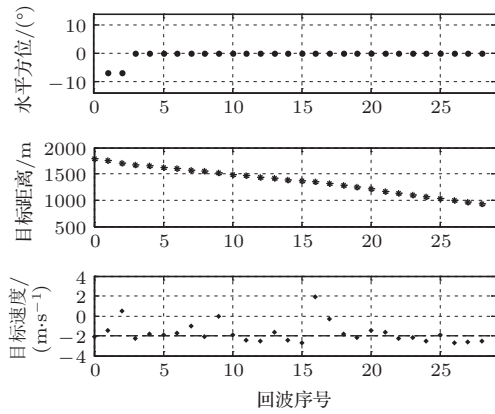
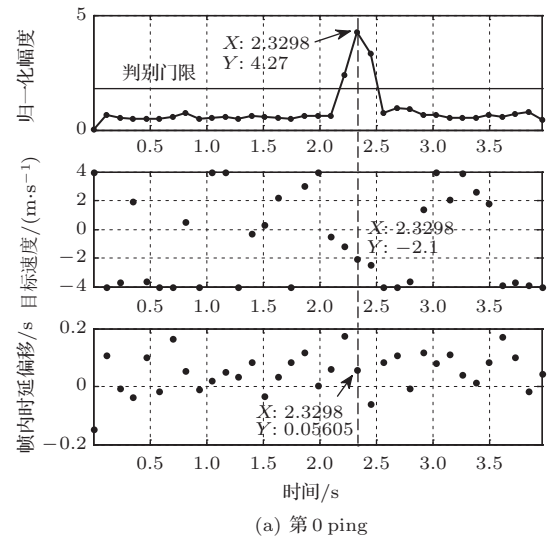


图 6 所有 ping 数据目标信息估计

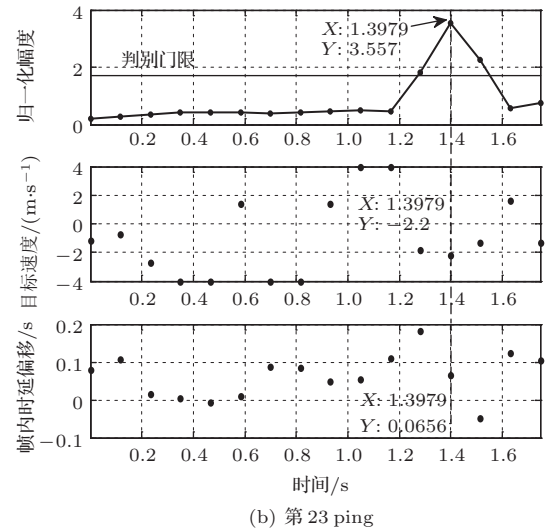
Fig. 6 Estimation results of target parameters for all ping data

分别选取第 0 ping 和第 23 ping 数据进行处理,计算得到第 0 ping 目标回波信噪比约 4.5 dB,第 23 ping 目标回波信噪比约 2.6 dB。每窗数据处理结果如图 7 所示,将目标出现数据窗的 FrFT 结果转换为模糊图的形式,如图 8 所示。图 7(a) 显示第 0 ping 数据中第 20、第 21 和第 22 窗数据处理结果超过判别门限,第 21 窗数据完全覆盖目标回波,归一化结果最大。图 7(b) 显示第 23 ping 数据中第 12、第 13 和第 14 窗数据处理结果超过判别门限,第 13 窗数

据完全覆盖目标回波,归一化结果最大,估计出的目标信息如表 3 所示。采用 50% 重叠窗处理方式,最大值前一窗和后一窗数据恰好都能够覆盖部分目标回波,通过 FrFT 处理可获得近似的目标回波时延估计。实际应用时,可利用 FrFT 的该特性对目标距离进行多次确认,从而得到可靠的目标距离估计。



(a) 第 0 ping



(b) 第 23 ping

图 7 每窗数据处理结果

Fig. 7 Processig results for data of each window

表 3 处理测试数据得到的目标信息

Table 3 Target parameters obtained by processing experimental data

目标信息估计	第 0 ping 数据			第 23 ping 数据		
	第 20 窗	第 21 窗	第 22 窗	第 12 窗	第 13 窗	第 14 窗
目标回波时延/s	2.3876	2.3859	2.3853	1.4642	1.4635	1.4653
目标距离/m	1790.7	1789.4	1789.0	1098.1	1097.6	1099.0
目标速度/ $(\text{m}\cdot\text{s}^{-1})$	-1.2	-2.1	-2.5	-1.8	-2.2	-1.3
目标方位	$(-7^\circ, 0^\circ)$	$(-7^\circ, 0^\circ)$	$(-7^\circ, 0^\circ)$	$(0^\circ, 0^\circ)$	$(0^\circ, 0^\circ)$	$(0^\circ, 0^\circ)$

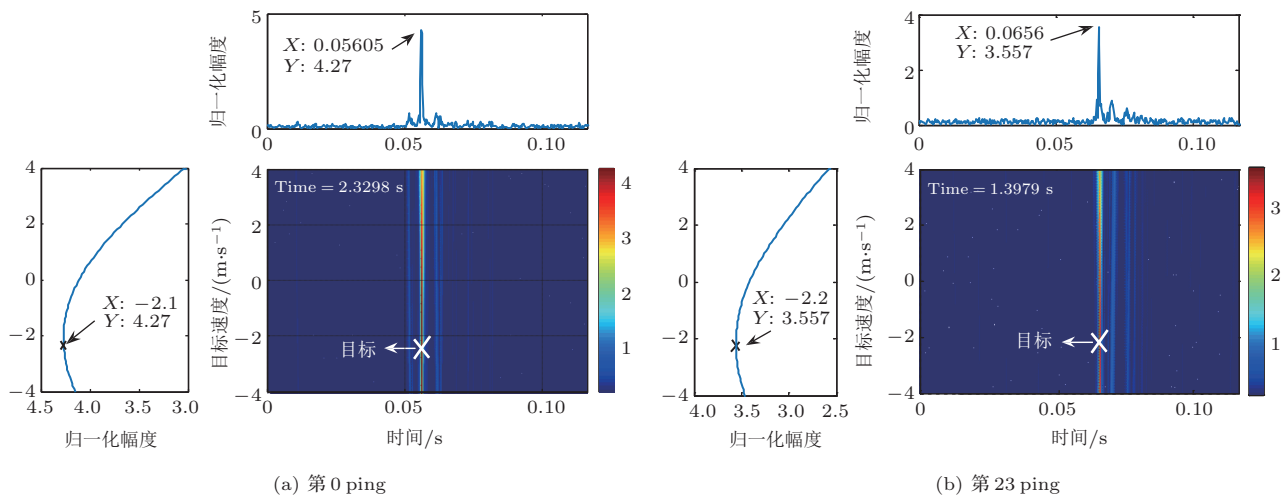


图8 目标出现数据窗的模糊图

Fig. 8 Ambiguity graphs of the data when target exists

### 3.2 性能分析

在具有实时性处理要求的主动声呐系统中,通常选择按窗处理回波数据。为了保证处理窗能够捕捉到完整目标回波,要求处理窗宽大于信号发射脉宽,并且处理窗间具有一定的重叠性。处理一窗数据的时间小于数据的更新时间时能满足实时性要求。根据UUV平台发射LFM信号参数与系统采样率 $f_s$ ,处理一窗8192点数据时,处理时间小于120ms时可满足实时性。根据1.3节分析,制约FrFT方法实时应用的瓶颈在于C\_CONV步骤高的计算复杂度,而C\_CONV步骤主要是FFT/IFFT运算。计算得 $N_B = 3$ 、 $N_P = 81$ 时,带通采样下算法的计算复杂度约8.5 GFlops,其中C\_CONV步骤中FFT/IFFT运算的计算复杂度约8.3 GFlops。工程实现时,C\_CONV步骤中用于时域卷积的LFM信号可预先生成,则该步骤计算复杂度降低为5.5 GFlops。UUV平台信号处理单元为嵌入式图形处理器(Graphics processing unit, GPU)平台,执行 $16N$ 点批处理FFT运算的计算吞吐量约80 GFlops,则预估该步骤执行时间约69ms。在此条件下,分别对第0 ping共35窗数据和第23 ping共16窗进行处理,处理时间如图9所示。在嵌入式GPU平台上,所有窗数据的处理时间约90ms,始终小于120ms,能够满足UUV数据处理的实时性要求。利用带通采样下FrFT的LFM回波处理方法,UUV平台能在3个波束方向上实时搜索速度在 $-4 \sim 4$  m/s范围内的水下目标。

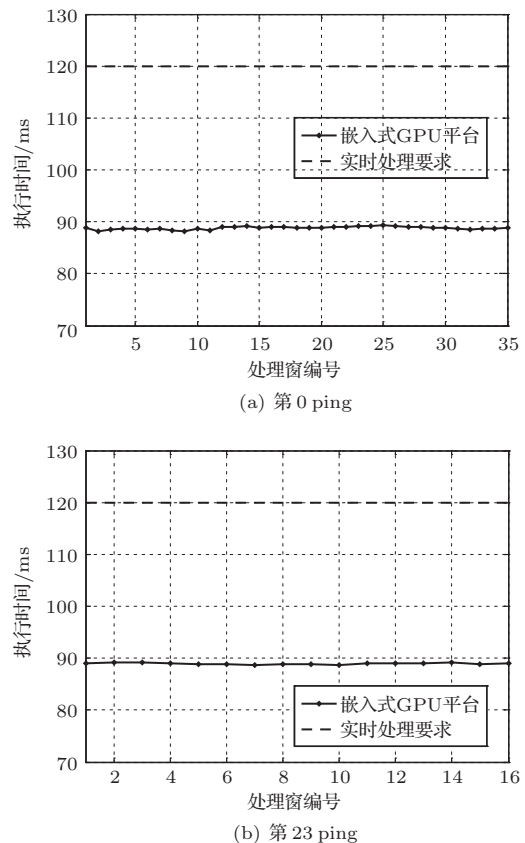


图9 每窗数据处理时间

Fig. 9 Processig times for data of each window

## 4 结论

本文基于主动声呐回波后处理框架,结合LFM信号提出FrFT的带通采样实现方法,通过对LFM信号时频特性直线在分数阶域的投影进行修正,使



利用FrFT方法处理带通采样回波数据时,可获得正确的目标参数估计。对FrFT方法计算复杂度的理论分析结果表明,处理相同脉宽回波数据时,若奈奎斯特采样下处理窗宽为带通采样下处理窗宽的4倍,则带通采样下算法计算复杂度可降低至奈奎斯特采样下算法计算复杂度的22%。计算机仿真数据和UUV平台湖试数据的处理结果验证了FrFT的带通采样实现方法的正确性,数据处理时间能够满足UUV平台处理的实时性要求,从而实现了FrFT方法的工程化实时应用。

下一步将深入研究FrFT的带通采样实现方法的性能,以及如何进一步降低FrFT方法的计算复杂度,以满足主动声呐系统中更广泛的应用需求。

### 参 考 文 献

- [1] Lee D H, Shin J W, Do D W, et al. Robust LFM target detection in wideband sonar systems[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2017, 53(5): 2399–2412.
- [2] Yang T C, Schindall J, Huang C F, et al. Clutter reduction using doppler sonar in a harbor environment[J]. *Journal of the Acoustical Society of America*, 2012, 132(5): 3053–3067.
- [3] 朱堃. 主动声呐检测信息原理 [M]. 北京: 科学出版社, 2015: 146–154.
- [4] Almeida L B. The fractional Fourier transform and time-frequency representations[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 1994, 42(11): 3084–3091.
- [5] 刘大利, 刘云涛, 蔡惠智. 水下连续波有源探测的回波检测算法 [J]. *声学学报*, 2014, 39(2): 163–169.  
Liu Dali, Liu Yuntao, Cai Huizhi. An echo detection algorithm for underwater continuous wave active detection[J]. *Acta Acustica*, 2014, 39(2): 163–169.
- [6] 陈艳丽, 郭良浩, 宫在晓. 低信噪比线性调频信号目标的方位估计 [J]. *声学学报*, 2017, 42(4): 411–420.  
Chen Yanli, Guo Lianghao, Gong Zaixiao. Bearing estimation of low SNR linear frequency-modulated signal[J]. *Acta Acustica*, 2017, 42(4): 411–420.
- [7] 陈文剑, 孙辉, 朱建军, 等. 基于分数阶傅里叶变换混响抑制的目标回波检测方法 [J]. *声学学报*, 2009, 34(5): 408–415.  
Chen Wenjian, Sun Hui, Zhu Jianjun, et al. A method for detecting target echo in reverberation based on fractional Fourier transform[J]. *Acta Acustica*, 2009, 34(5): 408–415.
- [8] 陈艳丽, 郭良浩, 宫在晓. 简明分数阶傅里叶变换及其对线性调频信号的检测和参数估计 [J]. *声学学报*, 2015, 40(6): 761–771.  
Chen Yanli, Guo Lianghao, Gong Zaixiao. The concise fractional Fourier transform and its application in detection and parameter estimation of the linear frequency-modulated signal[J]. *Acta Acustica*, 2015, 40(6): 761–771.
- [9] Guan J, Chen X L, Huang Y, et al. Adaptive fractional fourier transform-based detection algorithm for moving target in heavy sea clutter[J]. *IET Radar, Sonar & Navigation*, 2012, 6(5): 389–401.
- [10] 陈鹏, 侯朝焕, 马晓川, 等. 基于匹配滤波和离散分数阶傅里叶变换的水下动目标 LFM 回波联合检测 [J]. *电子与信息学报*, 2007, 29(10): 2305–2308.  
Chen Peng, Hou Chaohuan, Ma Xiaochuan, et al. The joint detection to underwater moving target's LFM echo based on matched filter and discrete fractional Fourier transform[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2007, 29(10): 2305–2308.
- [11] 马艳, 罗美玲. 基于分数阶傅里叶变换水下目标距离及速度的联合估计 [J]. *兵工学报*, 2011, 32(8): 1030–1035.  
Ma Yan, Luo Meiling. FrFT-based joint range and radial velocity estimation of underwater target[J]. *Acta Armamentarii*, 2011, 32(8): 1030–1035.
- [12] Yu G, Yang T C, Piao S C. Estimating the delay-Doppler of target echo in a high clutter underwater environment using wideband linear chirp signals: evaluation of performance with experimental data[J]. *Journal of the Acoustical Society of America*, 2017, 142(4): 2047–2057.
- [13] Yu G, Piao S C, Han X. Fractional Fourier transform-based detection and delay time estimation of moving target in strong reverberation environment[J]. *IET Radar, Sonar & Navigation*, 2017, 11(9): 1367–1372.
- [14] 鄢社锋, 马晓川. 宽带波束形成器的设计与实现 [J]. *声学学报*, 2008, 33(4): 316–326.  
Yan Shefeng, Ma Xiaochuan. Designs and implementations of broadband beamformers[J]. *Acta Acustica*, 2008, 33(4): 316–326.
- [15] Vaughan R G, Scott N L, White D R. The theory of band-pass sampling[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 1991, 39(9): 1973–1984.
- [16] 赵兴浩, 邓兵, 陶然. 分数阶傅里叶变换数值计算中的量纲归一化 [J]. *北京理工大学学报*, 2005, 25(4): 360–364.  
Zhao Xinghao, Deng Bing, Tao Ran. Dimensional normalization in the digital computation of the fractional Fourier transform[J]. *Transactions of Beijing Institute of Technology*, 2005, 25(4): 360–364.
- [17] Ozaktas H M, Arikan O, Kutay M A, et al. Digital computation of the fractional Fourier transform[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 1996, 44(9): 2141–2150.