

基于分数阶傅里叶变换的水声信道参数估计

宋 军^{1,2}, 刘平香^{1,2}, 张刚强^{1,2}

(1. 水声对抗技术重点实验室, 上海 201108; 2. 上海船舶电子设备研究所, 上海 201108)

摘要: 准确估计水声信道参数, 对提高通信系统的性能有着重要的意义。Chirp 脉冲有良好的相关性, 常被用作信道探测信号。鉴于分数阶傅里叶变换(Fractional Fourier Transform, FRFT)对 chirp 类信号的处理特性, 用 chirp 信号作为测量信号, FRFT 作为后端处理技术, 可以得到很好的处理效果。研究了基于 FRFT 的水声信道多途时延和多普勒频偏参数估计的原理和方法, 该方法通过发射具有正、负调频斜率的组合线性调频信号, 在接收端根据 FRFT 幅值输出的峰值位置估计信道参数。仿真结果表明, 此方法计算量与 FFT 相当, 且有较高的估计精度。

关键词: 水声信道估计; 时延; 多普勒频移; 分数阶傅里叶变换

中图分类号: TB556

文献标识码: A

文章编号: 1000-3630(2014)-02-0172-04

DOI 编码: 10.3969/j.issn1000-3630.2014.02.016

Underwater acoustic channel parameters estimation based on fractional Fourier transform

SONG Jun^{1,2}, LIU Ping-xiang^{1,2}, ZHANG Gang-qiang^{1,2}

(1. Science and Technology on Underwater Acoustic Antagonizing Laboratory, Shanghai 201108, China;

2. Shanghai Marine Electronic Equipment Research Institute, Shanghai 201108, China)

Abstract: Accurate estimation of the parameters of underwater acoustic channel is of importance in improving communication system's performance. Chirp pulse is usually used as the channel estimation signals as its outstanding correlation characteristic. Fractional Fourier Transform (FRFT) is well suited to process chirp signals. Consequently, it is an advisable approach of underwater acoustic channel estimation to take a chirp as the emitting signals and to adopt FRFT as the processing method of the received signals. The principle and method of estimating underwater acoustic channel multipath time-delay and Doppler shift are studied in this paper. Combined signal including two LFM signals with two contrary frequency modulation slopes is used as emitting signal, and then corresponding parameters are estimated according to the FRFT amplitude peaks of received signal. Simulation results indicate that the proposed method has similar amount of calculation as FFT, and high accuracy.

Key words: underwater acoustic channel estimation; time delay; Doppler frequency shift; fractional Fourier transform

0 引 言

水声通信中, 信道的特性是影响通信性能的重要因素。水声信道是一个复杂的信道, 信道边界的反射使信号经不同路径到达接收端, 从而造成信号的多途传播, 另外收发双方的相对移动会产生多普勒效应。多途传播是引起码间干扰的主要原因, 多普勒频移造成信道时变, 特别是信号相位的变化, 给相位跟踪带来困难。准确估计信道的多途时延和多普勒频移参数, 自适应调整接收算法, 可以提高通信系统的性能。在无多普勒频偏的情况下, 可以

通过基于匹配滤波的脉冲压缩方法估计信道的多途参数^[1,2], 此方法较简单且有效, 但在较大的多普勒频偏下, 匹配滤波的脉冲压缩性能严重下降。分数阶傅里叶变换(Fractional Fourier Transform, FRFT)在多普勒频偏情况下仍能获得较好的脉冲压缩性能^[3], 同时, 多普勒频移造成 FRFT 幅值在分数域上的位移, 根据峰值位置的偏移量可以估计出信道的多普勒频移。文献[4]给出的方法需要知道接收信 FRFT 的峰值位置的绝对偏移量, 而该偏移量是较难获取的, 本文提出一种基于 FRFT 的信道估计方法, 可克服该问题。

1 基于FRFT的多途信道参数估计原理

1.1 FRFT 及其性质

信号 $x(t)$ 的 p 阶分数阶傅里叶变换定义如下^[5,6]:

收稿日期: 2012-12-17; 修回日期: 2013-03-08

作者简介: 宋军(1988—), 男, 贵州毕节人, 硕士研究生, 研究方向为水声工程。

通讯作者: 宋军, E-mail: sjfighting1989@163.com

$$X_p(u) = \int_{-\infty}^{+\infty} K_p(u, t)x(t)dt \quad (1)$$

其中：

$$K_p(u, t) = A_\alpha \exp[j\pi(u^2 \cot \alpha - 2ut \csc \alpha + t^2)] \quad (2)$$

$K_p(u, t)$ 称为 FRFT 的核函数； $A_\alpha = (1 - j \cot \alpha)^{1/2}$ ； $\alpha = p\pi/2$ ， $p \neq 2n$ ， n 为整数。 $p = 4n$ 时， $K_p(u, t) = \delta(u - t)$ ； $p = 4n \pm 2$ 时， $K_p(u, t) = \delta(u + t)$ 。对调频斜率一定的 chirp 信号，当取特定的分数阶数时，其幅度将在对应的分数域上表现为一个冲激函数，该分数阶数称为 chirp 信号的最佳分数阶数。若 F^p 为 p 阶分数阶算子， $\alpha = p\pi/2$ ， $X_p(u)$ 、 $Y_p(u)$ 分别为 $x(t)$ 、 $y(t)$ 的 p 阶 FRFT，则它们具有以下性质：

(1) 线性：

$$F^p(ax(t) + by(t)) = aX_p(u) + bY_p(u)$$

(2) 时移性质：

$$F^p(x(t - \tau_i)) = X_p(u - \tau_i \cos \alpha) \cdot \exp(j\pi^2 \sin \alpha \cos \alpha - j2\pi u \tau_i \sin \alpha)$$

(3) 频移性质：

$$F^p(x(t)e^{j2\pi f t}) = X_p(u - f \sin \alpha) \cdot \exp(j\pi^2 \sin \alpha \cos \alpha - j2\pi u f \cos \alpha)$$

以上 FRFT 的三个性质是将其用于信道估计的前提，此外，它还有旋转相加性。

1.2 基于 FRFT 的信道估计原理

假定信道的时延和频移不变，在发射端选取一定的 chirp 信号 $x(t)$ ，接收端干扰为加性高斯白噪声，信道冲激响应 $h(t)$ 为

$$h(t) = A_0 \exp(2\pi f_{d0} t) \delta(t) + \sum_{i=1}^N A_i \exp(2\pi f_{di} t) \delta(t - \tau_i) \quad (3)$$

式中： A_0 、 f_{d0} 为直达声线幅度和多普勒频移， N 、 τ_i 、 A_i 和 f_{di} 分别为多径数目、第 i 条声线相对于直达声线的延时、幅度和多普勒频移。接收信号为

$$y(t) = n(t) + A_0 x(t) \exp(2\pi f_{d0} t) + \sum_{i=1}^N A_i x(t - \tau_i) \exp(2\pi f_{di} t) \quad (4)$$

若用 $X_p(u)$ 表示 $x(t)$ 的 p 阶 FRFT， $N_p(u)$ 为噪声的 p 阶 FRFT，由 FRFT 的性质可知接收信号 $y(t)$ 的 p 阶 FRFT 为^[5]

$$Y_p(u) = N_p(u) + A_0 X_p(u - f_{d0} \sin \alpha) \cdot \exp(-j\pi f_{d0}^2 \sin \alpha \cos \alpha - j2\pi f_{d0} u \cos \alpha) + \sum_{i=1}^N A_i X_p(u - \tau_i \cos \alpha - f_{di} \sin \alpha) \cdot \exp(j\pi \tau_i^2 \sin \alpha \cos \alpha - j2\pi u \tau_i \sin \alpha) \cdot \exp(-j\pi f_{di}^2 \sin \alpha \cos \alpha - j2\pi f_{di} u \cos \alpha) \quad (5)$$

由上式可知，当取最佳分数阶数时，接收信号

的 FRFT 幅值将在相应的分数阶傅里叶域上形成一系列峰值，直达声线峰值的位置要比无多普勒频移时延迟 $f_{d0} \sin \alpha$ ，第 i 条路径的峰值位置比直达声线的峰值位置延时 $\cos \alpha + f_{di} \sin \alpha - f_{d0} \sin \alpha$ 。因此，可以先估计出直达声线的多普勒频移，再根据分数域各多途信号峰值位置相对于直达声线的延迟，实现对信道多径时延和多普勒频移的估计。

本文在发射端采用具有正、负调频斜率的组合 chirp 信号，在接收端分别对信号作 p 、 $-p$ 阶的 FRFT，先根据峰值信息估计出直达声线的频移，假设第 i 条多径分量的峰值位置相对于直达声线峰值位置分别延迟 Δu_{pi} 和 Δu_{-pi} ，根据式(5)，有：

$$\tau_i \cos \alpha + f_{di} \sin \alpha - f_{d0} \sin \alpha = \Delta u_{pi} \quad (6)$$

$$\tau_i \cos \alpha - f_{di} \sin \alpha + f_{d0} \sin \alpha = \Delta u_{-pi} \quad (7)$$

联立式(6)、(7)，可以求得第 i 条多径分量的多普勒频移和相对于直达声线的时延为：

$$f_{di} = \frac{2f_{d0} \sin \alpha + \Delta u_{pi} - \Delta u_{-pi}}{2 \sin \alpha} \quad (8)$$

$$\tau_i = \frac{\Delta u_{pi} + \Delta u_{-pi}}{2 \cos \alpha} \quad (9)$$

1.3 直达声线多普勒频移的估计

对于直达声线，假定其绝对时延和多普勒频移分别为 τ_0 和 f_{d0} 。若原信号对应的峰值位置为 u_0 ，由 FRFT 性质可知，接收信号在最佳分数阶 p 所对应的分数域上，其峰值位置偏移 $\cos \alpha + f_{d0} \sin \alpha$ 。因此，可在发射端发射调频率相反的组合 chirp 信号，对接收信号分别作 p 阶和 $-p$ 阶 FRFT，记录峰值位置为 u_{p0} 和 u_{-p0} ，则有：

$$\tau_0 \cos \alpha + f_{d0} \sin \alpha = u_{p0} - u_0 \quad (10)$$

$$\tau_0 \cos \alpha - f_{d0} \sin \alpha = u_{-p0} - u_0 \quad (11)$$

由式(10)、(11)可求得直达声线的频移为

$$f_{d0} = \frac{\Delta u_{p0} - \Delta u_{-p0}}{2 \sin \alpha} \quad (12)$$

再将 f_{d0} 代入式(8)即可求出其它路径的频移。

2 多途信道参数估计仿真

2.1 信道参数估计仿真

设定信道由直达声线和两条多途路径叠加而成，直达声线的频移为 10 Hz，另两条路径相对于直达声线的延迟分别为 5 ms 和 12 ms，多普勒频移分别为 11 Hz 和 9 Hz。设定两正、负调频斜率的 chirp 信号中心频率为 3.2 kHz，带宽为 5.6 kHz，脉宽为 100 ms，采样率为 50 kHz。噪声为加性高斯白噪

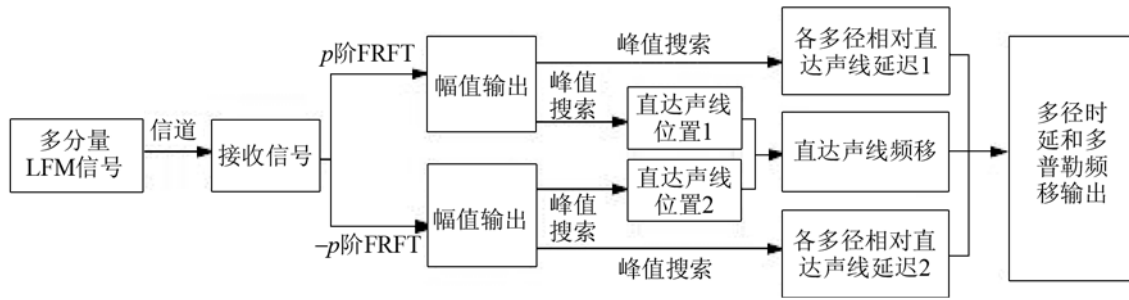


图 1 时延和频移估计流程

Fig.1 Estimation flowchart of time-delay and frequency shift

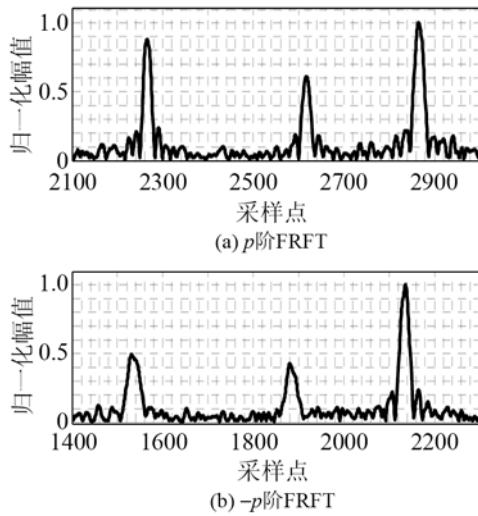


图 2 FRFT 归一化幅值输出

Fig.2 Normalized amplitude of FRFT

声, 信噪比为 -5 dB。图 1 是时延和频移估计的仿真流程图。

图 2 是对接收信号作最优阶数 p 和 $-p$ 阶 FRFT 的幅值输出, 从图中可找到各峰值点的位置。

根据式(11)可求得直达声线的频移 f_{d0} 为 9.92 Hz, 将另外两条路径相对于直达声峰值位置的偏移量代入式(9)可求出它们相对直达声的延迟分别为 0.005 s 和 0.012 s, 将 f_{d0} 代入式(8)可得两路径的频移分别为 11.04 Hz 和 9.36 Hz。

2.2 估计性能分析

从计算量上分析, 每一次估计需要两次 FRFT 运算和峰值搜索, FRFT 采用离散算法, 其计算量与 FFT 相当, 为 $O(M \log 2N)^{[7,8]}$ 。

从估计精度上分析, 估计误差与采样率和信噪比有关, 采样率会影响峰值位置的选取。如图 3 所示, 第 2169 和第 2618 个采样点的峰值一样, 在选取时, 一般是从左向右搜索, 可能会选到第一个点, 但实际上是第二个峰值点。由于峰值位置可能左右各偏移一个点, 因此, 在计算中, 采样率可能会造成两个采样点的误差。

图 4 是采样率从 12 kHz 到 1 MHz 变化时, 频移估计和时延估计的平均误差, 图 4(a)为频移估计误差, 图 4(b)为时延估计误差。

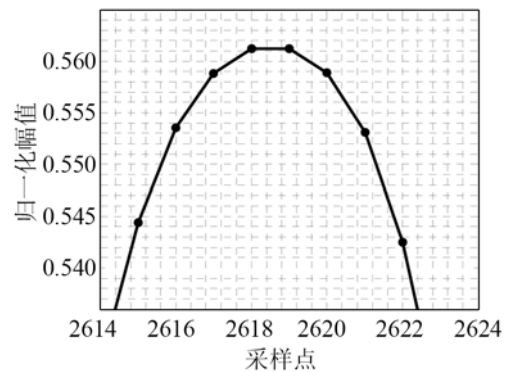
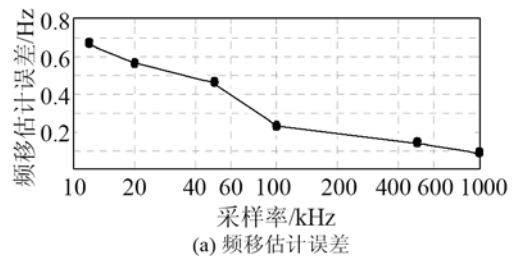
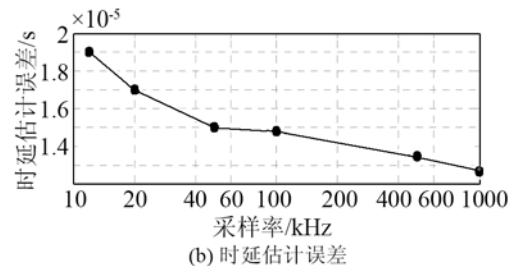


图 3 一个典型的 FRFT 归一化输出峰值

Fig.3 A typical normalized peak amplitude of FRFT



(a) 频移估计误差



(b) 时延估计误差

图 4 采样率对平均估计误差的影响

Fig.4 Mean estimation error affected by sampling rate

从图 4 可以看出, 随着采样率的提高, 频移估计误差和时延估计误差均在减小, 但随着采样率的增加, 数据量随之增大, 计算时间变长, 实际运用中, 可根据需要选择采样率使估计结果达到一定精度即可。

图 5 为信噪比从 -7 dB 到 20 dB 时, 频移估计

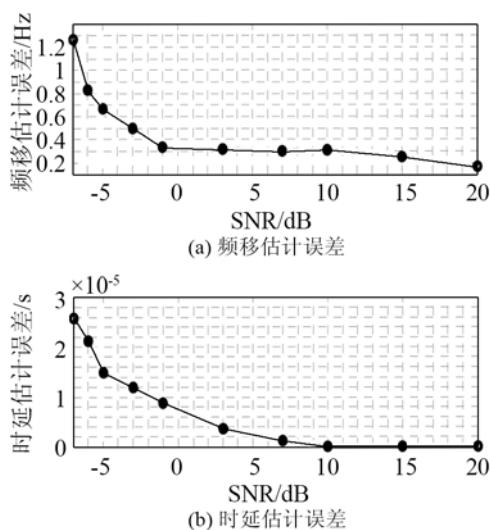


图5 信噪比对平均估计误差的影响
Fig.5 Mean estimation error affected by SNR

和时延估计的平均误差变化图。

由图5可以看出,当信噪比大于-3 dB时,其对频移估计平均误差的影响不是很明显,而时延估计误差随信噪比的升高下降较快。当信噪比低至-7 dB时,频移估计的平均误差约为1.3 Hz,时延估计误差为0.027 ms,当信噪比大于-3 dB时,频移估计平均误差在0.2~0.4 Hz之间;当信噪比大于3 dB时,时延估计误差小于0.04 ms。

3 结 语

本文研究了一种以包含相反调频斜率的多分量 chip 信号作为训练序列,对接收信号作两次 FRFT,根据两次运算结果的幅值位置估计信道的多径时延和多普勒频移的方法。本文通过获取接收信号 FRFT 的峰值位置的相对偏移量来估计信道的多途时延和多普勒频移。通过仿真计算,验证了该

估计方法的有效性。

参 考 文 献

- [1] Brain S Borowski. Application of channel estimation to underwater acoustic communication[D]. Dissertation for doctor degree of Stevens Institute of Technology. 60-79.
- [2] 王凯, 李军. 基于匹配滤波的水声信道估计[J]. 声学技术, 2011, 30(4): 10-12.
WANG Kai, LI Jun. Underwater acoustic channel estimate based on matched filtering[J]. Technical Acoustics, 2011, 30(4): 10-12.
- [3] 陈恩庆, 陶然, 张卫强. 一种基于分数阶傅立叶变换的时变信道参数估计方法[J]. 电子学报, 2005, 33(12): 2101-2104.
CHEN Enqing, TAO Ran, ZHANG Weiqiang. A method for time-varying channel parameter estimation based on fractional fourier transform[J]. Acta Electronica Sinica, 2005, 33(12): 2101-2104.
- [4] 吴晓涛, 沙学军, 强蔚. 基于分数阶傅里叶变换的时延和频率偏移联合估计方法[J]. 科学技术与工程, 2010, 23(10): 1671-1815.
WU Xiaotao, SHA Xuejun, QIANG Wei. Joint time delay and frequency offset estimation based on fractional fourier transform[J]. Science Technology and Engineering, 2010, 23(10): 1671-1815.
- [5] 陶然, 邓兵, 王越. 分数阶傅里叶变换及其应用[M]. 北京: 清华大学出版社, 2009, 9: 13-15, 143-150.
TAO Ran, DENG Bing, WANG Yue. Applications of fractional fourier transform[M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2009, 9: 13-15, 143-150.
- [6] 殷敬伟. 水声通信原理及信号处理技术[M]. 北京: 国防工业出版社, 2011, 9: 235-241.
YIN Jingwei. Communication theories and signal processing technologies on underwater acoustic[M]. Beijing: National Defense Industry Press, 2011, 9: 235-241.
- [7] Ozaktas H M, Arıkan O. Digital Computation of the Fractional Fourier Transform[J]. IEEE Trans. Signal Processing, 1994, 42(11): 3084-3091.
- [8] 赵兴浩, 陶然, 邓兵, 等. 分数阶傅里叶变换的快速计算新方法[J]. 电子学报, 2007, 35(6): 1089-1093.
ZHAO Xinhao, TAO Ran, DENG Bing, et al. New methods for fast computation of fractional fourier transform[J]. Acta Electronica Sinica, 2007, 35(6): 1089-1093.