

# 分数阶 Fourier 变换在深海远程水声通信中的应用

殷敬伟, 惠俊英, 蔡 平, 郭龙祥  
(哈尔滨工程大学水声工程学院, 黑龙江哈尔滨 150001)

**摘 要:** 提出深海远程水声通信方案, 利用深海声道特性, 将通信节点置于声道轴以减小传播损失, 提高通信距离. 将分数阶 Fourier 变换(FRFT)应用于水声通信同步检测及 Pattern 时延差编码(PDS)水声通信体制, 可减小多普勒频偏的影响. 通过计算机仿真研究表明, 分数阶 Fourier 变换相对于拷贝相关将更适用于存在多普勒频偏的相干多途水声信道条件, 有助于实现低误码率通信.

**关键词:** 分数阶 Fourier 变换; Pattern 时延差编码体制; 深海远程水声通信

**中图分类号:** TB567; TN911.23 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112(2007)08-1499-06

## Application of Fractional Fourier Transform in Long Range Deep-Water Acoustic Communication

YIN Jing-wei, HUI Jun-ying, CAI Ping, GUO Long-xiang

(College of Underwater Acoustic Engineering, Harbin Engineering University, Harbin, Heilongjiang 150001, China)

**Abstract:** The underwater acoustic communication scheme of long range deep water is presented which makes use of the characters of the deep water acoustic channel putting the communication modems at the depth corresponding to minimal sound velocity value in order to mitigate the transmission loss to improve the range of communication. The fractional Fourier transform (FRFT) is applied to synchronization acquisition and Pattern Time Delay Shift Coding scheme to mitigate the influence caused by Doppler. The results of computer simulations show that FRFT is more adaptive than copy-correlation in the Doppler shift multipath channel that will conduce to communicate with low bit error rate.

**Key words:** fractional Fourier transform(FRFT); Pattern time delay shift coding scheme; long range deep water underwater acoustic communication

### 1 引言

深海海洋研究及资源开发均需要水声通信技术, 它提供信息传输、检测、遥控和安全保障所需的通信服务. 另外, 随着各种大深度潜器的研发和应用, 移动水声通信技术在接收执行母艇的遥控指挥方面的作用愈发重要. 但国内外有关水声通信的研究多涉及浅海水域. 深海信道与浅海信道有显著差别, 本文将初步作深海水声移动通信的讨论.

线性调频信号(LFM)作为一种成熟的非平稳信号被广泛应用于水声领域, 它具有较大的时宽带宽积, 常被选取作为水声通信的同步码. 在无多普勒频偏时, 拷贝相关器是 LFM 信号的最佳检测器, 但当存在频偏时将发生失配而影响性能. 分数阶 Fourier 变换具有 LFM 基分解特性, 一个 LFM 信号当在分数阶 Fourier 变换域

中选取适当的分数阶数时, 将表现为一个冲激函数<sup>[1,2]</sup>, 即分数阶 Fourier 变换在某个分数阶 Fourier 域中对给定的 LFM 信号(调频斜率一定)具有很好的能量聚集性. 因此, 可通过在分数阶 Fourier 变换域进行二维搜索来检测存在多普勒频偏的 LFM 信号, 文献[3~7]对此作了详细介绍及应用研究.

Pattern 时延差编码(PDS)通信体制<sup>[8]</sup>将信息编码技术和信道编码技术相结合, 能可靠的传输信息, 且码元占空比小, 从而具有节省系统功耗的特性, 这对水声通信具有重要价值. 文献[9,10]分别采用了拷贝相关法和波形相似最小均方误差法进行解码. 本文选取线性调频信号作为 Pattern 时延差编码水声通信体制的 Pattern 码型, 利用 LFM 信号在与其调频斜率一致的分数阶 Fourier 变换域呈现冲激信号的特征, 提出了一种基于分数阶 Fourier 变换的解码方案. 这对于存在多普勒频偏的移动

通信将是很有益处的。

## 2 分数阶 Fourier 变换原理及特性

时间信号  $x(t)$  的分数阶 Fourier 变换 (FRFT) 定义如下<sup>[11]</sup>:

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

其中,  $p$  为 FRFT 的阶数, 可以为任意实数, 旋转角度  $\alpha = p\pi/2$ ;  $F^p$  为 FRFT 的算子符号,  $K_p(t, u)$  为 FRFT 的变换核:

$$K_p(t, u) = \begin{cases} A_\alpha \exp[j\pi((t^2 + u^2)\cot\alpha - 2tu\csc\alpha)], & \alpha \neq n\pi \\ \delta(t - u), & \alpha = 2n\pi \\ \delta(t + u), & \alpha = (2n + 1)\pi \end{cases} \quad (2)$$

式中  $A_\alpha = \sqrt{\frac{1 - j \cot \alpha}{2\pi}}$ , 称为幅度因子。

具有角度  $\alpha = p\pi/2$  的分数阶 Fourier 逆变换就是具有角度  $-\alpha = -p\pi/2$  的分数阶 Fourier 变换, 即:

$$x(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} X_p(u) K_{-p}(t, u) dt \quad (3)$$

从逆变换中可以看出, 分数阶 Fourier 变换将  $x(t)$  表示成由具有线性频率调制的复指数函数集合  $K_{-p}(t, u)$  组成的一组基函数, 这组基函数是正交基。因此对于给定的 LFM 信号, 存在一个分数阶数使线性调频信号的能量聚集于一最大值, 我们称之为与此调频斜率相匹配的“最佳”分数阶数。LFM 调频斜率  $\beta$  与“最佳”分数阶数  $p_0$  有确定的对应关系:  $\beta = -\cot(p_0\pi/2)$ 。当调频斜率  $\beta$  很大时,  $p_0$  将趋于 2, 旋转角度  $\alpha$  趋于  $\pi$ 。

分数阶 Fourier 变换还具有很多重要性质<sup>[11]</sup>, 现给出接下来要用到的几条性质:

(1) 线性变换特性:

$$\{F^p[\alpha x(t) + \beta y(t)]\}(u) = \alpha X_p(u) + \beta Y_p(u) \quad (4)$$

(2) 时移特性:

$$\{F^p[x(t - \tau)]\}(u) = X_p(u - \tau \cos \alpha) \exp(j\pi \tau^2 \sin \alpha \cos \alpha - j2\pi u \tau \sin \alpha) \quad (5)$$

(3) 频移特性:

$$\{F^p[x(t) e^{j2\pi \xi t}]\}(u) = X_p(u - \xi \sin \alpha) \exp(-j\pi \xi^2 \sin \alpha \cos \alpha - j2\pi u \xi \sin \alpha) \quad (6)$$

式中  $a, b$  为任意常系数,  $\tau$  为时延量,  $\xi$  为多普勒频偏。当 LFM 调频斜率  $\beta$  很大时,  $\sin \beta$  将趋于 0, 又由于在水声中多普勒频偏通常较小, 所以多普勒频偏对 FRFT 时延测量影响较小。

另外, 分数阶 Fourier 变换还具有奇偶对称特性, 即:

$$\text{若 } f(t) \xrightarrow{\text{FRFT}} F_p(u), \text{ 则 } f(-t) \xrightarrow{\text{FRFT}} F_p(-u) \quad (7)$$

## 3 分数阶 Fourier 变换在水声通信中的应用

### 3.1 分数阶 Fourier 变换在水声通信同步检测中的应用

通过上述分析及列举的 FRFT 性质, 可以看出分数阶 Fourier 变换对于检测存在水声多途扩展、多普勒频偏影响的 LFM 信号将是非常适用的: 由线性、时移特性可知, 存在多途扩展的信号其分数阶 Fourier 变换是各多途信号分数阶 Fourier 变换的叠加, 且各多途信号 FRFT 模值输出的峰值相对于直达声的延时为  $\tau \cos \alpha$ , 与多途时延相对应; 由频移特性可知, 多普勒频偏使 FRFT 模值输出的峰值再延时。

水声通信通常采用 LFM 信号作为同步码, 为接收信息码信号准确开窗, 这是保证高质量通信的前提。对于固定节点间通信(无多普勒频偏), 拷贝相关器是最佳检测器, 但当存在多普勒频偏时, 拷贝相关器将失配而导致精度明显下降。

图 1 给出了 FRFT 检测存在多途扩展及多普勒频偏的 LFM 信号的效果图, 为便于说明问题, 同时给出了采用拷贝相关器处理的结果。仿真中假设信道存在 3 个多途途径, 即直达声、海面反射声和海底反射声, 反射声相对于直达声时延分别为 3ms、7ms, 幅度为 -0.7、0.5; LFM 信号带宽为 2kHz, 脉宽 100ms; 采样频率为 40kHz。由于调频斜率  $\beta$  很大, 旋转角度  $\alpha$  将趋于  $\pi$ , 所以多途信号相对于直达声的延时  $\tau \cos \alpha$  为负值, 即多途信号对应的 FRFT 峰值出现在直达声对应的 FRFT 峰值的前面。

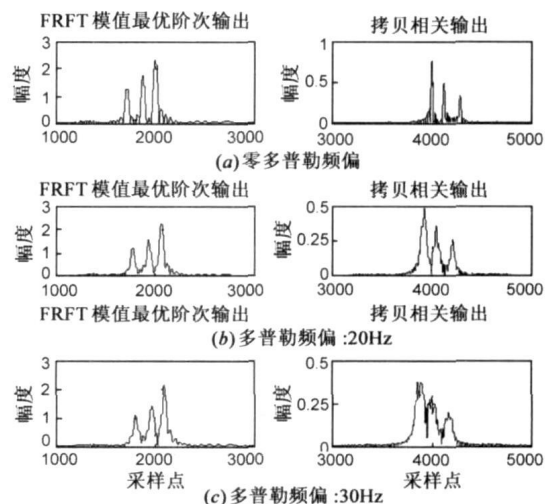


图 1 存在多普勒频偏及多途扩展的 FRFT 输出

从图中可见, 随着多普勒频偏增大, 拷贝相关器将失去检测 LFM 信号的能力; 而 FRFT 则仍可以清晰检测出 3 个多途途径的 LFM 信号, 只是各多径信号相对于无多普勒频偏时有一相同延时。

### 3.2 分数阶 Fourier 变换在 Pattern 时延差编码体制中的应用

Pattern 时延差编码通信体制属于脉位编码 (Pulse

Position Modulation, PPM), 信息调制于码片出现在码元窗的时延差信息中, 图 2 为

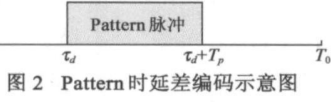


图 2 Pattern 时延差编码示意图

其示意图。在通信频带内, Pattern 时延差编码水声通信体制选取两种 Pattern 码型, 对应于两路通信信道。两通信信道同时工作、编码信号叠加发射, 可使通信速率相对于单通信信道加倍。通信信道 1 的编码波形可表示为:

$$m_1(t) = \sum_{i=0}^{+\infty} p_{\text{attem1}}(t - i \cdot T_0 - k_{1i} \cdot \Delta \tau),$$

$$k_{1i} = 0, 1, \dots, (2^n - 1) \quad (8)$$

式中  $\tau_{1di} = k_{1i} \cdot \Delta \tau$  为通信信道 1 的第  $i$  号码元对应的时延差值,  $\Delta \tau = (T_0 - T_p) / (2^n - 1)$  为编码量化间隔;  $T_0$  为码元宽度;  $n$  为每个码元携带的 bit 信息量;  $p_{\text{attem1}}(t)$  为脉宽为  $T_p$  的 Pattern 码型。本文选取 LFM 信号作为 Pattern 码型, Pattern1 的码型以复信号表示如下:

$$p_{\text{attem1}}(t) = \begin{cases} \exp(j2\mathcal{F}_L t + j\pi\beta t^2), & t \in [0, T_p] \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (9)$$

式中  $f_L$  为通信频带的起始频率,  $\beta = B/T_p$  为 Pattern 的调频斜率,  $B$  为系统带宽。

以 Pattern1 码型的时间反转作为 Pattern2, 即:

$$p_{\text{attem2}}(t) = p_{\text{attem1}}(-t) \quad (10)$$

由于选取的 Pattern 是线性调频信号, 所以可以引入分数阶 Fourier 变换。由式(7)可知, Pattern1、Pattern2 在分数阶 Fourier 变换域内具有相同的最佳分数阶数, 因此若将分数阶 Fourier 变换应用于 PDS 通信体制解码, 则可通过一次 FRFT 运算同时检测到 Pattern1、Pattern2, 且两者对应的 FRFT 峰值将出现在无重叠的两个区间:  $u$  正半轴与  $u$  负半轴。另外, FRFT 具有时延特性, 每个 Pattern 在码元对应的时延差值可通过 FRFT 模值的峰值检测测量。因此 FRFT 可应用于该双通信信道的 PDS 体制解码。

复信号需要进行正交调制以便发射。下面以一组码元来介绍正交调制与解调的过程。由于每个码元在时间  $\tau_{di} \leq t \leq \tau_{di} + T_p$  内为 Pattern 波形, 其余时刻为 0 值, 所以只需要分析 Pattern 波形的调制过程。为便于分析, 将 Pattern1、Pattern2 写为如下形式:

$$\begin{cases} p_{\text{attem1}}(t) = \cos(2\mathcal{F}_L t + \pi\beta t^2) + j \sin(2\mathcal{F}_L t + \pi\beta t^2) \\ p_{\text{attem2}}(t) = p_{\text{attem1}}(-t) \\ \quad = \cos(2\mathcal{F}_H t - \pi\beta t^2) - j \sin(2\mathcal{F}_H t - \pi\beta t^2) \end{cases} \quad (11)$$

式中  $f_H$  为系统通信频带的截止频率。

设  $p_{1R}(t)$ 、 $p_{1I}(t)$  分别表示  $p_{\text{attem1}}(t)$  的实部、虚部信号,  $p_{2R}$ 、 $p_{2I}(t)$  分别表示  $p_{\text{attem2}}(t)$  的实部、虚部信号。为保留高频分量,  $p_{\text{attem1}}(t)$  正交调制可表示为:

$$\begin{aligned} p_{1c}(t) &= p_{1R}(t) \cos(2\mathcal{F}_L t) - p_{1I}(t) \sin(2\mathcal{F}_L t) \\ &= \cos(2\mathcal{F}_L t + \pi\beta t^2 + 2\mathcal{F}_L t) \end{aligned} \quad (12)$$

为与  $p_{1c}(t)$  占用相同的频带,  $p_{\text{attem2}}(t)$  的正交调制可表示为:

$$\begin{aligned} p_{2c}(t) &= p_{2R}(t) \cos(2\mathcal{F}_H t) + p_{2I}(t) \sin(2\mathcal{F}_H t) \\ &= \cos(2\mathcal{F}_H t - \pi\beta t^2 + 2\mathcal{F}_H t) \end{aligned} \quad (13)$$

按上述调制过程对如式(8)所示的两路通信信道的编码信号  $m_1(t)$ 、 $m_2(t)$  进行载波调制, 其调制后的波形可表示为:

$$\begin{cases} m_{1c}(t) = \sum_{i=0}^{+\infty} p_{1c}(t - i \cdot T_0 - k_{1i} \cdot \Delta \tau), & k_{1i} = 0, 1, \dots, 2^n - 1 \\ m_{2c}(t) = \sum_{i=0}^{+\infty} p_{2c}(t - i \cdot T_0 - k_{2i} \cdot \Delta \tau), & k_{2i} = 0, 1, \dots, 2^n - 1 \end{cases} \quad (14)$$

最终发射信号为两路调制信号的叠加:  $s(t) = m_{1c}(t) + m_{2c}(t)$ , 如图 3 所示。

现在介绍接收端解调过程, 即去载频恢复原基带复信号的过程。为方便阐述, 只考虑第一组码元, 且暂不考虑水声信道及噪声干扰, 此时接收信号可表示为:  $r(t) = p_{1c}(t - k_{11} \cdot \Delta \tau) + p_{2c}(t - k_{21} \cdot \Delta \tau)$ 。将信号分别与载频的正、余弦信号相乘并通过带通滤波器滤除高频分量:

$$\begin{aligned} r_R(t) &= \{r(t) \cos(2\mathcal{F}_L t)\}_{BP} \\ &= \frac{1}{2} [\cos(2\mathcal{F}_L t_1 + \pi\beta t_1^2) + \cos(2\mathcal{F}_H t_2 - \pi\beta t_2^2)], \\ & \quad t_1 = t - k_{11} \cdot \Delta \tau \end{aligned} \quad (15)$$

$$\begin{aligned} r_I(t) &= \{r(t) \sin(2\mathcal{F}_L t)\}_{BP} \\ &= \frac{1}{2} [\sin(2\mathcal{F}_L t_1 + \pi\beta t_1^2) + \sin(2\mathcal{F}_H t_2 - \pi\beta t_2^2)], \\ & \quad t_2 = t - k_{21} \cdot \Delta \tau \end{aligned} \quad (16)$$

式中  $\{\cdot\}_{BP}$  表示带通滤波输出。式(15)、式(16)含有原 Pattern1、Pattern2 的实部、虚部信号, 虽然均被解调出来, 但他们的实部叠加在一起、虚部也叠加在一起。用式(15)、式(16)构造两路复信号:

$$\begin{cases} r_1(t) = 2r_R(t) - j \cdot 2r_I(t) \\ \quad = p_{\text{attem1}}(t_1) + [\cos(2\mathcal{F}_H t_2 - \pi\beta t_2^2) + j \cdot \sin(2\mathcal{F}_H t_2 - \pi\beta t_2^2)] \\ \quad = p_{\text{attem1}}(t - k_{11} \cdot \Delta \tau) + d_1(t) \\ r_2(t) = 2r_R(t) + j \cdot 2r_I(t) \\ \quad = p_{\text{attem2}}(t_2) + [\cos(2\mathcal{F}_L t_1 - \pi\beta t_1^2) - j \cdot \sin(2\mathcal{F}_L t_1 - \pi\beta t_1^2)] \\ \quad = p_{\text{attem2}}(t - k_{21} \cdot \Delta \tau) + d_2(t) \end{cases} \quad (17)$$

式中  $d_1(t)$ 、 $d_2(t)$  是复干扰信号, 与  $p_{\text{attem1}}(t)$ 、 $p_{\text{attem2}}(t)$

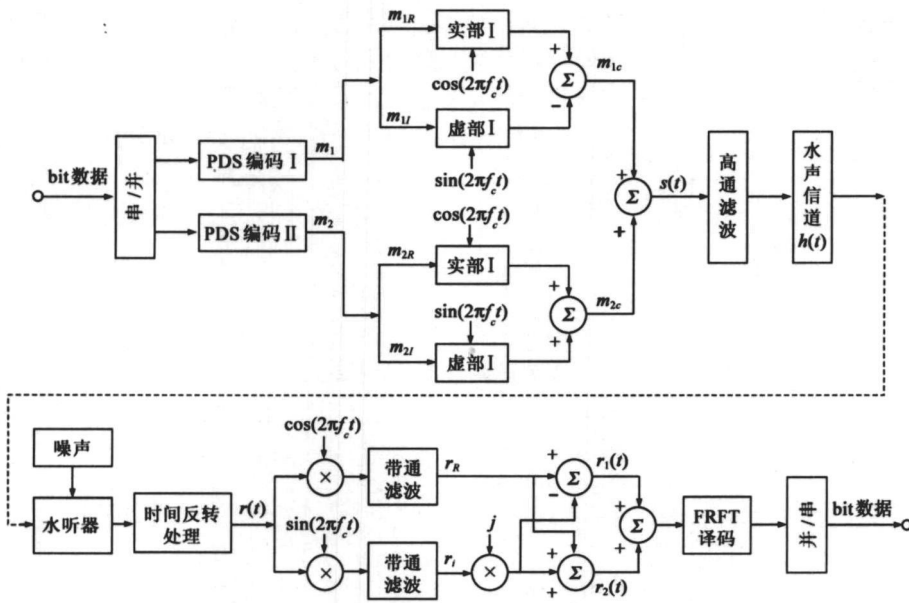


图 3 通信流程图

的相关系数均很小。将信号  $r_1(t)$ 、 $r_2(t)$  叠加后进行最佳阶数分数阶 Fourier 变换, 可同时实现两路通信信道解码。其整个通信流程如图 3 所示。

#### 4 深海远程通信仿真研究

##### 4.1 深海声道特性分析

如果海底对声传播的影响可以忽略不计, 则所考

虑的海域便是理论上的深海。深海声速分布曲线存在一极小值, 其所处的深度称为声道轴。折射效应反映了声线在传播过程中趋于弯向声速小的水层, 因而, 在深海声道中, 始于声源的一部分声线由于未经受海面 and 海底反射所引起的声能损失而保留在声道内<sup>[12]</sup>。由于传播损失较小, 特别当声源位于声道轴附近时, 沿声道轴均为会聚区, 声信号可沿声道轴传播很远, 且在声道会聚区的信道冲激响应有效宽度较小<sup>[13]</sup>。利用深海信道特性, 本文提出将通信节点置于声道轴的通信方案, 以减小传播损失、提高通信距离。

不同海区在不同季节其声道轴深度是不同的<sup>[12]</sup>, 例如北极海区的声道轴位于冰层海面或其附近, 而南海的声道轴则位于 1000m 左右。图 4(a) 为南海的声速剖面图; 图 4(b) 为收、发节点均位于声道轴附近, 水平距离 30km 时, 利用射线声学模型得到的信道冲激响应; 图 4(c) 为位于声道轴的固定节点与位于 150m 海深的移动节点间的信道冲激响应, 其水平距离亦为 30km。

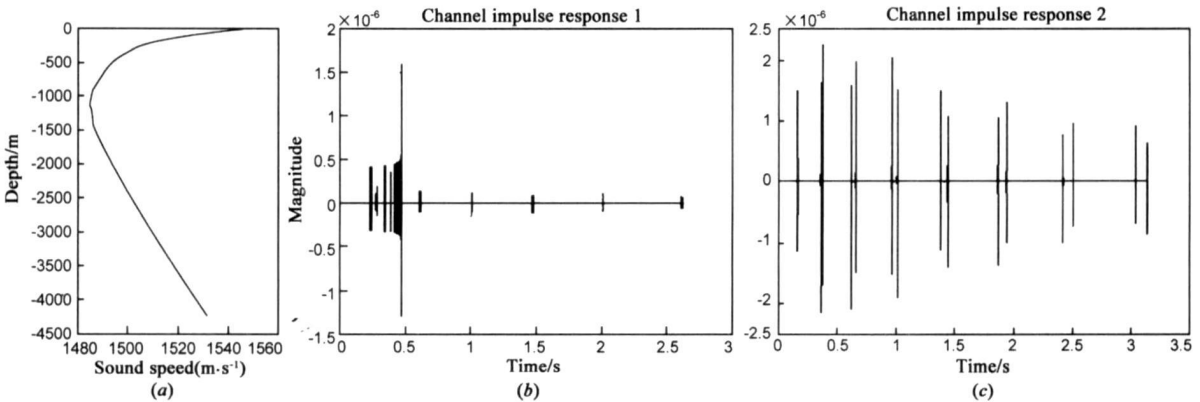


图 4 深海声速分布及信道冲激响应

从图 4(b) 中可以看到, 沿声道轴传播的声线由于声速度最小而晚到达, 能量相对于其他多途信号要大的多, 同时其信道多途扩展相对于图 4(c) 要简单的多。对于水声通信来说, 若将收、发节点均置于声道轴附近, 一方面是传播损失小, 便于实现远程通信; 另一方面是多途扩展引起的码间干扰小, 便于实现高质量通信。所以本文研究的将节点置于声道轴附近进行水声通信有着重要意义。

##### 4.2 通信仿真研究

系统参数选取: 系统基带 2~ 5kHz, 载频 4kHz, 采样

频率 40kHz; 码元宽度  $T_0 = 20\text{ms}$ , Pattern 脉宽  $T_p = 10\text{ms}$ , 编码时间  $T_c = T_0 - T_p = 10\text{ms}$ , 每个码元携带 3bit 数字信息。在 2kHz 频带内两路通信信道同时工作, 通信速率为 300bit/s, 相对于文献 [9] 中的 2kHz 带宽通信速率 250bit/s, 提高了 50bit/s。

图 5 给出一组码元的 FRFT 输出模值, 其中图 (a) 为无噪声干扰、理想情况下的输出, 图 (b) 为有白噪声干扰时的输出 ( $\text{SNR} = 0\text{dB}$ )。

从图中可见, 正如 3.2 所述, FRFT 输出的峰值出现在  $u$  坐标无重叠的正、负半轴, 在正、负区间分别峰值

检测即可实现两路通信信道同时解码. 另外, 白噪声的能量均匀分布在整个时频平面内, 在任何的分数阶 Fourier 域上均不会出现能量聚焦, 因而 FRFT 处理具有较强的抑制噪声能力.

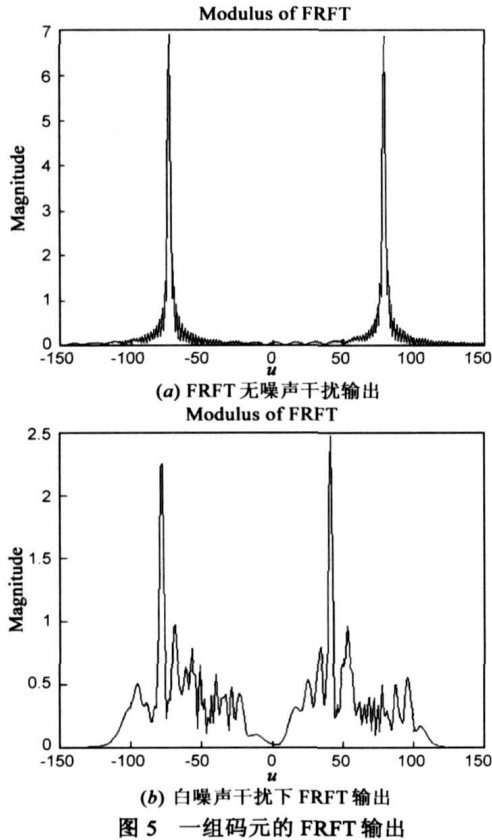


图 5 一组码元的 FRFT 输出

水声信道冲激响应如图 4(b) 所示, 多普勒频偏为 30Hz, 接收端信噪比为 5dB, FRFT 解码器输出如图 6(a) 所示; 若采用拷贝相关解码, 则需以 Pattern1、Pattern2 分别作为参考信号进行拷贝相关处理, 其对应的拷贝相关如图 6(b) 所示.

由于存在多普勒频偏, 拷贝相关峰幅值降低且偏离真值位置, 当多普勒频偏超出 LFM 信号容限范围后将产生较大误码. 而 FRFT 只需通过对第一组码元进行最佳阶数搜索, 确定最佳阶数后以此阶数进行接下来的 FRFT 解码, 即可实现高质量解码.

下面对所提出的方案进行仿真研究. 收、发节点均置于声道轴附近, 改变其相对水平距离, 多普勒频偏为 30Hz, 采用 FRFT 解码方式, 表 1 给出了在不同信噪比

表 1 通信误码率统计

水平距离 (km)	SNR (dB)	BER (%)		
		I	II	Mean
30	10	0.0200	0.0200	0.0200
30	6	0.0600	0.0333	0.0466
40	10	0.1133	0.0533	0.0833
40	6	0.1300	0.0667	0.0983
50	10	0.1400	0.1000	0.1200
50	6	0.1600	0.1133	0.1366

注: I、II 分别对应两个通信信道的误码率; Mean 为平均误码率.

(SNR) 下相应各通信信道的误码率 (Bit-error rate: BER, %).

通过大量仿真统计验证, 将通信节点置于声道轴附近, 当多普勒频偏为 30Hz, 信噪比不低于 6dB 时, 作用几十千米下的通信误码率可控制在  $10^{-3}$  或以下.

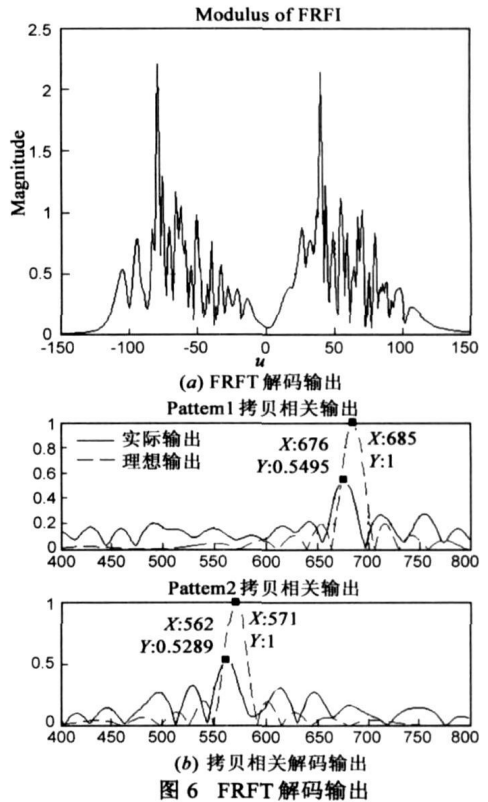


图 6 FRFT 解码输出

### 5 结论

本文提出将通信节点置于深海声道轴附近的深海远程通信方案, 以提高通信作用距离, 并且可利用声道轴多途扩展小特性以减小码间干扰. 该通信方案可实现远程水声通信, 为深海资源开发传输各种信息数据, 保障各作业单位安全协同工作.

当水声通信过程中存在多普勒频偏时, 拷贝相关会因存在多普勒频偏而导致检测能力下降, 输出峰值偏离真值位置, 并且当多普勒频偏较大时将由于与参考信号失配而无法正常工作, 而分数阶 Fourier 变换通过搜索最优分数阶数仍能够可靠的检测 LFM 信号. 本文提出将分数阶 Fourier 变换应用于水声通信中的同步码检测, 并提出将其应用于 Pattern 时延差编码通信体制中, 对编、解码过程进行了公式推导, 最后通过仿真实验验证了 FRFT 的有效性和稳健性.

在水声领域, 分数阶 Fourier 变换尚少有介绍, 技术上相对于拷贝相关也不够成熟, 实际工程应用有待于进一步完善, 需要继续开展深入研究.

## 参考文献:

- [1] Namiias V. The fractional Fourier transform and its application in quantum mechanics[J]. J Inst Appl Math, 1980, 25(2): 241-265.
- [2] 孙晓兵, 保铮. 分数阶 Fourier 变换及其应用[J]. 电子学报, 1996, 24(12): 60-65.  
Sun Xiaobing, Bao Zheng. Fractional fourier transform and its applications[J]. Acta Electronica Sinica, 1996, 24(12): 60-65. (in Chinese)
- [3] 齐林, 陶然, 周思永, 等. 基于分数阶 Fourier 变换的多分量 LFM 信号的检测和参数估计[J]. 中国科学(E 辑), 2003, 33(8): 749-759.
- [4] 齐林, 陶然, 周思永, 等. 基于分数阶傅里叶变换的线性调频信号的自适应时频滤波[J]. 兵工学报, 2003, 24(4): 409-503.  
Qi lin, Tao Ran, Zhou Siyong, Wang Yue. An adaptive time frequency filtering method based on fractional Fourier transform for linear frequency modulation signals[J]. Acta Armamentarii, 2003, 24(4): 409-503. (in Chinese)
- [5] Massimiliano Martone. A multicarrier system based on the fractional Fourier transform for time frequency selective channels[J]. IEEE Trans on commu, 2001, 49(6): 1011-1020.
- [6] Barbarossa S, Scaglione A. Adaptive time varying cancellation of wideband interferences in spread spectrum communications based on time frequency distributions[J]. IEEE Trans on SP, 1999, 47(4): 95-965.
- [7] Wang Hongyan, Wu Yanhong, Jia Xin. Estimation of Doppler parameters for spaceborne SAR based on fractional Fourier transform[A]. ICSP' 04/IEEE[C]. Beijing. 2004, Vol. 3: 1981-1984.
- [8] 惠俊英, 刘丽, 刘宏, 冯海鸿. Pattern——时延差编码水声通信研究[J]. 声学学报, 1999, 24(6): 561-572.  
Hui junying, Liu Li, Liu Hong, Feng Haihong. A study on pattern time delay coding underwater acoustic communication[J]. Acta Acoustica, 1999, 24(6): 561-572. (in Chinese)
- [9] 殷敬伟, 韦志恒, 惠俊英, 等. Pattern 时延差编码四信道水声通信技术研究[J]. 应用声学, 2006, 25(3): 180-186.  
Yin Jingwei, Wei zhiheng, Hui Junying, Yao Zhixiang. Study of 4 channels underwater acoustic communication based on pattern time delay shift coding system[J]. Applied Acoustics, 2006, 25(3): 180-186. (in Chinese)
- [10] 殷敬伟, 惠俊英, 韦志恒, 等. 基于 Pattern 时延差编码体制的 4 信道水声通信[J]. 声学技术, 2006, 25(1): 10-15.  
Yin Jingwei, Hui Junying, Wei zhiheng, et al. 4 Channels underwater acoustic communication based on PDS system[J]. Technical Acoustics, 2006, 25(1): 10-15. (in Chinese)
- [11] 陶然, 齐林, 王越. 分数阶 Fourier 变换的原理与应用[M]. 北京: 清华大学出版社, 2004. 23-49.
- [12] Urick 著, 洪申译. 水声原理[M]. 哈尔滨: 哈尔滨船舶工程学院出版社, 1990. 127-134.
- [13] 张仁和. 水下声道中的反转点会聚区(II) 广义射线理论[J]. 声学学报, 1982, 7(2): 76-87.  
Zhang Renhe. Turnir point convergence zones in underwater sound channel (II) a generalized ray theory[J]. Acta Acoustica, 1982, 7(2): 76-87. (in Chinese)

## 作者简介:

殷敬伟 男, 1980 年生于黑龙江省尚志市, 一直就读于哈尔滨工程大学水声工程学院, 2003 年本科毕业, 考取硕博连读生, 04 年秋季入学博士生. 主要从事水声通信、水声信号处理等研究, 发表论文二十余篇. E-mail: yinjingwei@hbeu.edu.cn

惠俊英 男, 1939 年生于江苏省无锡市, 教授, 博士生导师. 曾获国家科技进步二等奖一项, 获部级一等、二等奖十余项, 发表论文百余篇. 长期从事水声通信、矢量信号处理、水声物理、水声导航、定位技术等领域的研究.