

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

陈鹏^{①②} 侯朝焕^① 马晓川^① 梁亦慧^③

^①(中国科学院声学研究所 北京 100080)

^②(中国科学院研究生院 北京 100039)

^③(船舶系统工程部 北京 100036)

摘要: 匹配滤波器是 高斯白噪声背景下 LFM 回波的最优检测器, 并且根据匹配滤波器输出的峰值位置可以获得目标距离的估计。有色混响噪声背景以及目标径向速度造成的回波和样本失配都将导致匹配滤波器检测性能和测距精度下降。结合匹配滤波的定位特性和分数阶傅里叶变换对 LFM 信号的聚焦特性, 该文提出基于匹配滤波和离散分数阶傅里叶变换的联合检测方法。仿真结果表明联合检测方法性能优于单匹配滤波器, 并且可以获得目标径向速度的近似估计。

关键词: 混响; 匹配滤波器; LFM; 径向速度; FFT; 离散分数阶傅里叶变换

中图分类号: TN911.7

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2007)10-2305-04

The Joint Detection to Underwater Moving Target's LFM Echo Based on Matched Filter and Discrete Fractional Fourier Transform

Chen Peng^{①②} Hou Chao-huan^① Ma Xiao-chuan^① Liang Yi-hui^③

^①(Institute of Acoustics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100080, China)

^②(Graduate School of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100039, China)

^③(Ship Engineering Research Institute, Beijing 100036, China)

Abstract: Matched filter is the optimal detector of LFM echo under the Gaussian white noise background, and the estimation of target range can be achieved according to the peak position of the matched filter's output. The colored reverberation background and the mismatch between echo and replica caused by target's radial velocity will both degrade the detection performance and the distance estimation precision. Combining the ranging property of matched filter and the focusing property of fractional Fourier transform to LFM signal, this paper proposes the joint detection method based on matched filter and discrete fractional Fourier transform. Simulation results show the joint detection method performs better than the pure matched filter, and the approximate estimation of target's radial velocity can be obtained by the joint detection method.

Key words: Reverberation; Matched filter; LFM; Radial velocity; FFT; Discrete FRactional Fourier Transform(DFRFT)

1 引言

匹配滤波器作为高斯白噪声背景下 LFM 信号的最优检测器^[1]在水声信号处理中得到广泛的应用, 并且利用匹配滤波器输出峰值位置可以获得目标距离的精确估计。但对于径向速度未知的动目标, 多普勒频偏造成的回波和样本失配, 以及强混响噪声背景都将导致匹配滤波器检测性能和测距精度下降。如何提高对混响噪声背景下动目标 LFM 回波的检测能力成为一个重要的研究方向。

Kay^[2]提出在混响噪声背景局部平稳和第 k 个窗观测数据中不存在回波信号这两个假定的前提下, 可以对第 k 个窗观测数据采用修正协方差法估计混响噪声背景 AR 模型。采用估计得到的 AR 模型参数值构成 MA 白化滤波器来对

第 $k+1$ 个窗观测数据进行预白化处理, 并给出了 CW 信号基于预白化处理的 GLRT (Generalized Likelihood Ratio Test) 检测器。

Carmillet 对 Kay 的理论进行扩展^[3], 提出了可以适用于包括 CW 信号和 LFM 信号在内多种信号类型基于预白化处理的 GLRT 检测器。但在实际应用中, 以时间窗为单位对观测数据进行处理, 无法保证回波信号的主体部分在一个时间窗内。所以采用上述自适应预白化的方法对观测信号进行处理, 将会在抑制混响的同时抑制回波信号。

下面给出本文采用的双时间窗观测信号模型: 假定发射的 LFM 信号带宽 $\Delta f = f_b = 2\text{kHz}$, 时宽 $\Delta t = t_b = 51.2\text{ms}$, 中心频率 $f_0 = 16\text{kHz}$; 目标径向速度 v , 声速 c , 定义本文多普勒系数 $g = 1 + (2v/c)$; 选取离散观测信号 $x(n)$ 的采样频率 $f_s = 20\text{kHz}$; 根据前面参数计算得到单个时间窗点数 $N = f_s \times t_b = 1024$ 。回波信号 $s(n)$ 在观测信号 $x(n)$ 的某两

个连续时间窗内出现,并且假定回波起始位置在 $P_b = 500$ 点处。下面给出回波信号 $s(n)$ 如下离散形式:

$$s(n) = e^{j2\pi\left(\frac{g_0 m}{f_s} + \frac{1}{2} \frac{g \Delta f m m}{\Delta t f_s f_s}\right)} = e^{j\left(w_0 m + \pi \frac{g h_0 m^2}{N}\right)} \quad (1)$$

其中 $m = n - N/2$, $n = 0, 1, \dots, N-1$, 数字角频率 $w_0 = 2\pi g f_0 / f_s$, 归一化调频量 $h_0 = \Delta f / f_s$ 。

观测数据 $x(n)$ 的模型如下:

$$\left. \begin{aligned} H_1: x(n) &= s(n) + r(n) + u(n) \\ H_0: x(n) &= r(n) + u(n) \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

其中 $r(n)$ 为混响信号, $u(n)$ 为高斯白噪声信号。

下面通过仿真实例说明目标径向速度对匹配滤波检测的影响。匹配滤波计算采用基于 FFT 运算的频域方法^[4], 取计算结果的第一个窗数据。仿真首先选取目标径向速度 $v = 0 \text{ m/s}$, 信混比 $\text{SRR} = -9.54 \text{ dB}$, 信噪比 $\text{SNR} = -9.54 \text{ dB}$, 则观测信号波形和选取零径向速度样本的匹配滤波结果如图 1 所示。

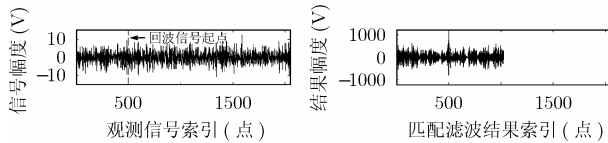


图 1 目标径向速度 $v = 0 \text{ m/s}$ 的观测信号波形和零速样本匹配滤波结果

从图 1 可以看出当目标径向速度 $v = 0 \text{ m/s}$ 时, 匹配滤波的峰值位置正好为回波信号的起始位置 P_b , 从而可以获得目标距离的精确估计。

如果选取目标径向速度 $v = 8 \text{ m/s}$, 信混比 $\text{SRR} = -9.54 \text{ dB}$, 信噪比 $\text{SNR} = -9.54 \text{ dB}$, 则回波信号波形和选取零径向速度样本的匹配滤波如图 2 所示。

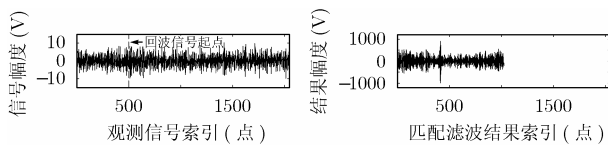


图 2 目标径向速度 $v = 8 \text{ m/s}$ 的观测信号波形和零速样本匹配滤波结果

从图 2 可以看出当目标径向速度 $v = 8 \text{ m/s}$ 时, 选用零速样本匹配滤波输出峰值位置为 $P_d = 414$ 点, 误差 $P_e = 86$ 点, 并造成检测性能下降和测距测向误差。可见目标径向速度的影响导致零速样本匹配滤波峰值位置 P_d 和目标回波起始位置 P_b 产生偏差 $P_e = P_b - P_d$ 。下面给出一个计算偏差 P_e 的经验公式(有待证明):

$$P_e = P_b - P_d \approx \left(\text{int} \left[\frac{2v f_0}{c} N \right] \right) \quad (3)$$

对径向速度 v 未知的动目标 LFM 回波信号进行匹配滤波检测, 只有选取同样径向速度的样本信号才能获得最佳检测效果。对于水下动目标可以考虑选取 -20 m/s 到 20 m/s 径

向速度的样本进行匹配滤波, 选取峰值最大的一次匹配滤波作为最佳检测。仿真测试表明在高信混比信噪比情况下这种方法是可行的, 但在低信混比信噪比条件下, 这种方法无法给出正确的最佳检测。仿真给出目标径向速度 $v = 8 \text{ m/s}$, 信混比 $\text{SRR} = -9.54 \text{ dB}$, 信噪比 $\text{SNR} = -9.54 \text{ dB}$ 同等条件下, 速度样本从 -20 m/s 到 20 m/s 的匹配滤波输出结果峰值幅度对比图如图 3 所示。

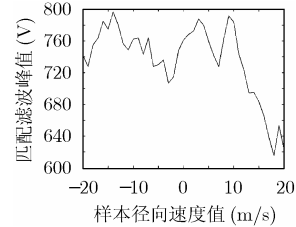


图 3 速度样本从 -20 m/s 到 20 m/s 的匹配滤波输出结果峰值幅度对比图

由于分数阶傅里叶变换 FRFT (FRactional Fourier Transform) 对线性调频信号有聚焦作用, 将分数阶傅里叶变换应用于线性调频信号检测成为一个新的研究方向^[5]。

下面将讨论处理离散信号的离散分数阶傅里叶变换 DFRFT (Discrete FRactional Fourier Transform)。

2 离散分数阶傅里叶变换

分数阶傅里叶变换 FRFT 作为傅里叶变换的广义形式^[6], 应用于包括光电信号处理、调频信号检测、时频分析、图像处理在内的多个信号处理领域。对于连续函数 $s(t)$, 其 p 阶连续 FRFT 变换表达式 $s_p(t)$ 如下所示:

$$s_p(t) = \{F^p s\}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} K_a(t, u) s(u) du \quad (4)$$

其中 $a = p\pi/2$ 在一些文献中定义为旋转角度, FRFT 变换的核函数 $K_a(t, u)$ 定义如下:

$$K_a(t, u) = \begin{cases} A_a \exp(j\pi(t^2 \cot a + u^2 \cot a - 2ut \csc a)), & a \neq k\pi \\ \delta(t - u), & a = 2k\pi \\ \delta(t + u), & a = (2k + 1)\pi \end{cases} \quad (5)$$

其中 $A_a = \frac{\exp(-j\pi \operatorname{sgn}(\sin a)/4 + ja/2)}{|\sin a|^{1/2}}$ 。

为了处理离散信号, 就必须采用离散形式分数阶傅里叶变换 (DFRFT)。各种离散分数阶傅里叶变换算法的出现促进了分数阶傅里叶变换在数字信号处理领域的应用^[7-9]。

计算一组 DFRFT 变换可以采用 MA-CDFRFT 方法^[9]; 对于单次 DFRFT 的计算, Ozaktas 提出的快速算法为目前最有效的计算方法^[7]。该快速算法通过数学推导将变换阶数 $0.5 \leq p \leq 1.5$ 时连续 FRFT 运算的离散采样巧妙地转化为调制后观测信号与 chirp 信号时域卷积的形式, 从而可以有效地利用 FFT 运算来减小运算量, 将计算量减小到

$O(N \log_2 N)$ 级。本文提出的联合检测方法采用快速算法完成 DFRFT 计算。

在分数阶傅里叶变换中, 为确保变换后的信号能量仍在限定范围内, 通常需要先对信号进行量纲归一化处理^[7,10]。对于 N 个离散采样值 $s(n)$, 认为是对信号 $s(t)$ 进行量纲归一化后的采样结果。将信号时域范围 $[-T/2, T/2]$ 转换到新的坐标尺度范围 $[-\sqrt{N}/2, \sqrt{N}/2]$, 采样间隔从时域的 $1/f_s$ 转换到新坐标尺度下的 $1/\Delta x$, 其中 $\Delta x = \sqrt{N}$, 则所得的离散采样值 $s\left(\frac{n}{\Delta x}\right) = s(n)$ 。对文献[7]中表达式(28)进行简单数学变换得到如下表达式:

$$(F^p s)\left(\frac{k}{2\Delta x}\right) = \frac{A_0}{2\Delta x} e^{j\pi \frac{k^2}{4N}} \sum_{m=-N}^N \left[e^{j\pi \left(\frac{m^2 \cot a}{4N}\right)} s\left(\frac{m}{2\Delta x}\right) \right] e^{-j2\pi \frac{km}{4N} \csc a} \quad (6)$$

其中 $s\left(\frac{m}{2\Delta x}\right) = s\left(\frac{m}{2}\right)$ 为回波信号 $s(m)$ 的插值信号。根据上面表达式和本文式(1)可以推导出: 当选取

$$a = \arctan(gh_0) + \pi/2 \quad (7)$$

或者

$$p = \frac{2\arctan(gh_0)}{\pi} + 1 \quad (8)$$

可以得到如下表达式:

$$\{F^p s\}\left(\frac{k}{2\Delta x}\right) = \frac{A_0}{2\Delta x} e^{j\pi \frac{k^2}{4N}} \sum_{m=-N}^N \left[e^{j\pi \frac{m^2}{2}} \right] e^{-j2\pi \frac{km}{4N} \csc a} \quad (9)$$

此时的分数阶变换相当于对一个单频信号进行修正的傅里叶变换, 从而得到 DFRFT 变换对回波信号 $s(n)$ 的聚焦性。本文提出的联合检测方法将 DFRFT 对回波信号的聚焦性与匹配滤波检测相结合应用于 LFM 回波的检测。

3 联合检测算法的详细实现

联合检测算法对连续两个时间窗的观测数据进行检测和参数估计, 其处理步骤如下所示:

(1) 采用零速样本对两个窗 $2N$ 点的观测数据 $x(n)$ 进行匹配滤波处理, 为提高对弱信号的检测能力对 N 点的匹配滤波结果进行一次 TPSW (Two Pass, Split Window) 归一化^[11] 处理, 并选取归一化结果的峰值位置 P_0 及对应峰值 Z_0 。

(2) 进行 $K = 2L + 1$ 次循环计算 (L 为选取的径向速度估计范围, 由于大部分水下目标的速度范围在 15m/s 以内, 本文算法选取 $L = 15$ 可以满足实际需要): 对于第 k 次循环, 计算如下所示位置偏差量 P_k 和 DFRFT 变换阶数 b_k :

$$P_k = (\text{int}) \left\{ \frac{2(k-L) f_0}{c} \frac{f_0}{f_b} N \right\} \quad (10)$$

$$b_k = \frac{2\arctan(h_0 + 2h_0(k-L)/c)}{\pi} + 1 \quad (11)$$

根据式(3)给出的关于目标回波起点位置 P_0 和零速样本匹配滤波峰值位置 P_0 的偏差 $P_e = P_b - P_0$ 相对于目标径向速度 v 的经验公式, 第 k 次循环计算的偏差量 P_k 相当于假定回波径向速度 $v_k = (k-L)\text{m/s}$ 条件下估计目标回波起点位

置 P_{bk} 与零速样本匹配滤波峰值位置 P_0 之间的偏差。所以 $P_{bk} = P_0 + P_k$ 即为假定目标径向速度 v_k 条件下估计的回波起点位置, 变换阶数 b_k 为假定回波径向速度 v_k 条件下根据前面表达式(8)计算的聚焦变换阶数。

对于第 k 次循环要判断 $P_0 + P_k$ 是否在 $[0, N-1]$ 的范围内: 如果 $P_0 + P_k$ 超过该范围, 则本次循环无效直接进入下一次循环; 如果 $P_0 + P_k$ 在范围内, 则选取 $[P_0 + P_k, P_0 + P_k + N-1]$ 范围内的 N 点数据 $r_k(n), n = 0, \dots, N-1$ 进行阶数为 b_k 的 DFRFT 变换计算, 得到 N 点分数阶傅里叶谱线数据 $rr_k(n)$ 。

选取 $rr_k(n)$ 绝对值对应的峰值谱线位置 t_k 和峰值 c_k , 计算峰值谱线位置附近 $[t_k - 15, t_k - 3]$ 和 $[t_k + 3, t_k + 15]$ 范围内的谱线绝对值平均值, 计算峰值相对于本底谱线均值的相对比值作为本次有效循环的结果 $\mathbf{CL}(k)$, 如下面表达式所示 (注: 如果选用谱线的范围超过 $[0, N-1]$, 则不纳入本底均值的计算):

$$\mathbf{CL}(k) = \frac{c_k}{\left[\sum_{i=-15}^{-3} |rr_k(t_k + i)| + \sum_{i=3}^{15} |rr_k(t_k + i)| \right] / 26} \quad (12)$$

(3) 如果这 K 次循环中有 KK 次有效, 则得到一个 KK 维的计算结果向量 \mathbf{CL} 。选取向量 \mathbf{CL} 最大值对应的索引 k 值, 定义 $\mathbf{vv} = k - L$, 代表对目标径向速度的近似估计。

(4) 计算径向速度为 \mathbf{vv} 的样本用于匹配滤波, 并对匹配滤波的输出进行 TPSW 背景归一化, 选取归一化结果的峰值位置 P_t 及对应峰值 Z_t 。如果 $Z_t \geq Z_0$, 则以门限 η 对步骤(4)归一化后的结果进行判决处理, 得到目标回波起点位置的估计 P_t 和目标径向速度的估计 \mathbf{vv} ; 如果 $Z_t < Z_0$, 则认为本次联合检测无效, 则以门限 η 对步骤(1)归一化后的结果进行判决处理。

下面给出一个仿真实例, 假定目标径向速度 $v = -9.1\text{m/s}$, 选取信混比 $\text{SRR} = -9.54\text{dB}$, 信噪比 $\text{SNR} = -9.54\text{dB}$; 仍采用前面给出的发射信号模型, 回波起点位置 $P_0 = 500$ 。

算法如下:

第 1 步 匹配滤波结果的模值和对应的 TPSW 归一化结果如图 4 所示:

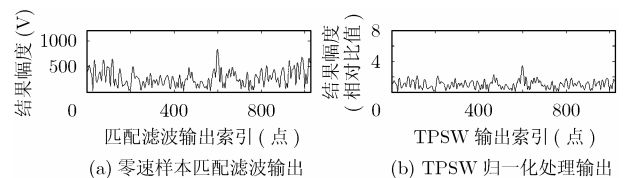


图 4

选取峰值位置 $P_0 = 600$ 和对应的峰值 $Z_0 = 3.91$ 。

第 2 步 进行 K 次循环计算, 得到 KK 维计算结果向量 \mathbf{CL} 的幅度分布如图 5 所示:

第 3 步 选取计算结果向量 \mathbf{CL} 最大值对应的径向速度

$vv = k - L = -10\text{m/s}$ 。

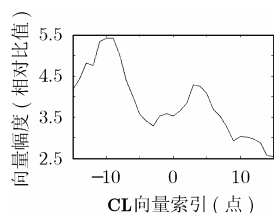


图 5 步骤(2)计算结果向量 CL 的幅度分布

第 4 步中计算径向速度为 vv 的样本用于匹配滤波,并对匹配滤波的输出进行 TPSW 背景归一化,选取归一化结果的峰值位置 $P_t = 489$ 及对应峰值 $Z_t = 5.24$, 结果如图 6 所示。

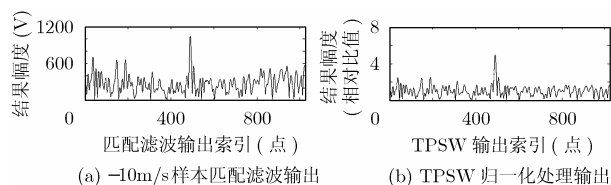


图 6

以门限 $\eta = 4.0$ 对步骤(4)归一化后的结果进行判决处理,判决目标存在,位置为 $P_t = 489$ 。如果以该门限直接对步骤(1)的归一化结果进行判决将造成目标漏检,可见联合检测方法提高了匹配滤波器检测性能。此外联合检测方法对目标起点位置的估计比单纯的匹配滤波方法精确,同时可以获得目标径向速度的近似估计。在前面仿真条件下联合检测算法对于不同目标径向速度的距离估计精度在 5m 以内,对于目标径向速度的估计精度在 2m/s 左右。根据蒙特卡罗仿真分析,零速样本匹配滤波方法和联合方法的检测概率相对检测门限分布情况如图 7 所示,这两种方法的 ROC 曲线如图 8 所示,仿真配置条件与前面相同。

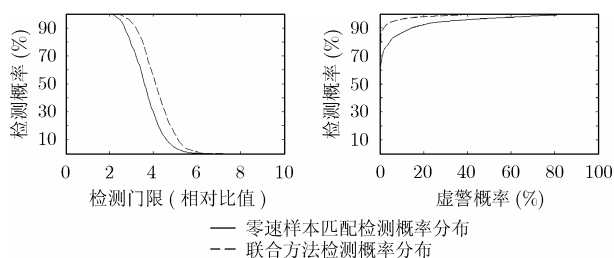


图 7 零速样本匹配滤波方法和联合方法的检测概率相对检测门限分布

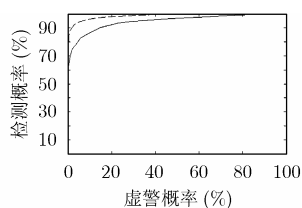


图 8 零速样本匹配滤波方法和联合方法的 ROC 曲线

4 结束语

本文结合匹配滤波的定位特性和分数阶傅里叶变换对 LFM 信号的聚焦特性,提出了基于匹配滤波与离散分数阶傅里叶变换的联合检测方法。仿真测试表明联合检测方法性

能优于单纯的匹配滤波器,并且可以获得目标距离的更精确估计和目标径向速度的近似估计。

需要指出的是本文提出的联合检测方法虽然在一定程度上修正了目标径向速度的影响,但是仍存在径向速度估计不准确和计算量较大的问题(注:一次 N 点 DFRFT 变换计算量和 1 次 $2N$ 点的匹配滤波计算量相当),需要在接下来的研究工作中进行改进。

参考文献

- [1] Van Trees H L. Detection, Estimation, and Modulation Theory-Part 1. John Wiley and Sons. New York. 1968, Chapter 4.
- [2] Kay S and Salisbury S. Improved active sonar detection using autoregressive prewhiteners.[J]. *J. Acoust. Soc. Am.*, 1990, 87 (4): 1603-1611.
- [3] Carmillet V and Amblard P O, et al.. Detection of phase- or frequency-modulated signals in reverberation noise[J]. *J. Acoust. Soc. Am.*, 1999, 105(6): 3375-3389.
- [4] 侯朝焕, 闫世尊, 蒋银林. 实用 FFT 信号处理技术. 北京海洋出版社, 1990, 第三章.
- [5] Akay O and Boudreaux-Bartels G F. Fractional autocorrelation and its application to detection and estimation of linear FM signals. in Proc. IEEE-SP Int. Symp. Time-Frequency Time-Scale Anal. Pittsburgh, PA.1998: 213-216.
- [6] Candan C and Kutay M A, et al.. The discrete fractional Fourier transforms. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 2000, 48(5): 1329-1337.
- [7] Ozaktas H M and Arikan O, et al.. Digital computation of the fractional Fourier transformation. *IEEE Trans.on Signal Processing*, 1996, 44(9): 2141-2150.
- [8] Pei S C, Yeh M H, and Tseng C C. Discrete fractional Fourier transform based on orthogonal projections. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 1999, 47(5): 1335-1348.
- [9] Juan G Vargas-Rubio and Balu Santhanam. On the multiangle centered discrete fractional Fourier transform. *IEEE Signal Processing Letters*, 2005, 12(4): 273-276.
- [10] Almeida L B. The fractional Fourier transform and time-frequency representations. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 1994, 42(11): 3084-3091.
- [11] Struzinski W and Lowe E D. A performance comparison of four noise background normalization schemes proposed for signal detection systems. *J. Acoust. Soc. Am.* 1984, 76(6): 1738-1742.

陈鹏: 男, 1978 年生, 博士生, 研究方向为水声信号处理、阵列信号处理。

侯朝焕: 男, 1936 年生, 中国科学院院士, 主要研究方向为水声信号处理、阵列信号处理、大规模集成电路设计。

马晓川: 男, 1969 年生, 研究员, 主要研究方向为水声信号处理、阵列信号处理、图像处理。

梁亦慧: 女, 1979 年生, 工程师, 主要研究方向为水声信号处理、数据融合。