

# 小波域的频率扩展信道的信号检测

马艳, 李志舜

(西北工业大学航海工程学院, 西安 710072)

**摘要:**由于海洋动力学和目标起伏引起发射信号包络的时变衰减, 相应于频域就是频率扩展, 这种信道称为频率扩展信道, 又名快速衰落信道(FFD)。在 FFD 信道中, 理想信道的最佳检测器——匹配滤波器的性能将有所下降, Baggenstoss 已经证明 FFD 信道的最佳检测器是分段副本相关器(SRC)。近年来出现的小波变换具有和宽带相关处理相似的计算结构, 所以文章拟从连续小波变换的理论和性质出发, 推导 FFD 信道小波变换域最佳检测器的形式, 并针对一个仿真算例, 进一步用 Monte-Carlo 实验计算出该检测器的性能曲线, 结果表明该检测器的性能优于小波域的副本相关器。

**关键词:**频率扩展信道; 连续小波变换; 信号检测; 检测性能

**中图分类号:** TN911.7

**文献标识码:** A

## Signal detection in FFD channels in wavelet domain

MA Yan, LI Zhi-shun

(College of Marine Engineering, Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710072, China)

**Abstract:** Fast fading distortion can occur as a result of dynamics of ocean environment or target fluctuation. Modulation of the transmitted waveform changes in a time-varying fashion. This is equivalent to frequency spreading in the frequency domain. In an FFD channel, the expected performance gain is often unachievable. Baggenstoss has proven that the optimum LRT detector of an FFD channel is a segment replica correlator (SRC). The computation structure of wavelet transform is generally similar to that of broadband processing. Thus, based on the continuous wavelet transform theory and its properties, the optimum detector of FFD in the wavelet domain is proposed in this paper, termed wavelet domain segment replica correlator (WDSRC). Simulation results show that the performance of WDSRC is superior to that of wavelet domain replica correlator (WDRC).

**Key words:** frequency spreading distortion channel; continuous wavelet domain; signal detection; detection performance

### 1 引言

小波变换是 20 世纪 80 年代末发展起来的一种新的信号处理方法, 较之傅立叶变换有许多优点: 它是将一维时间信号映射到二维的时间尺度域, 在时、频域同时具有很好的局域化特征, 适合于非平稳信号的分析与处理, 而且已经被应用于许多研究领域。在信号检测方面, 小波变换尤其是连续小波变换与宽带相关器的结构有很大的相似性, 这就启发我们: 将连续小波变换应用于倍受关注的宽带水声处理系统中。

由于海洋动力学或目标的起伏, 对发射信号包络的时变衰落, 相应于频域就是频率的扩展, 这种非理想的情况称为频率扩展信道, 又称为快速衰落信道, 是实际中经常遇到的一种信道形式, 它的信号检测引起了许多研究者的关注<sup>[1,2]</sup>。为了拓展基于小波变换的宽带水声处理系统的应用领域, 本文将就

小波变换在频率扩展信道的信号检测中的应用进行初步的探索: 基于连续小波变换的性质, 推导出小波域频率扩展信道的最佳检测器形式, 并通过计算机仿真给出该检测器的性能曲线。

### 2 连续小波变换的定义<sup>[3]</sup>

任一有限能量函数  $f(t) \in L^2(R)$  关于小波函数  $g(t)$  的连续小波变换 (continuous wavelet transform, CWT) 定义为:

$$W_g f(a, b) = \frac{1}{\sqrt{a}} \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) g^* \left( \frac{t-b}{a} \right) dt \langle f(t), g_{a,b}(t) \rangle \quad (1)$$

式中, ‘\*’ 表示复共轭,  $a, b \in R, a > 0$  分别为尺度参数和平移参数,  $g_{a,b}(t) = \frac{1}{\sqrt{a}} g \left( \frac{t-b}{a} \right)$  为小波函数, 它是函数  $g(t)$  经过不同的尺度伸缩和平移得到的一系列基函数,  $g(t)$  称为母小波, 尺度  $a$  和频率有关, 而平移参数  $b$  对应于时域特性。母小波必须满足可允许性条件:

收稿日期: 2001-11-09; 修回日期: 2002-05-16

作者简介: 马艳(1974-), 女, 陕西人, 博士后, 从事畸变信道的信号检测、宽带信号处理、目标特征提取与分类和小波分析。

$$C_g = \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{|G(\omega)|^2}{|\omega|} d\omega < \infty \quad (2)$$

由式(2)得:当  $G(0) = 0$  时,  $\int g(t) dt = 0$ , 其中  $G(\omega)$  是  $g(t)$  的傅立叶变换,  $C_g$  称为可允许性常数。

由连续小波变换系数  $W_g f(a, b)$  可重构原信号  $f(t)$ :

$$f(t) = \frac{1}{C_g} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} W_g f(a, b) g_{a,b}(t) \frac{da db}{a^2} \quad (3)$$

式(2)是小波变换的一个很基本的重要条件,它使得小波变换满足内积不变性<sup>[3]</sup>:  $\forall f_1(t), f_2(t) \in L^2(R)$ , 则

$$\begin{aligned} \langle f_1, f_2 \rangle &= \frac{1}{C_g} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \langle f_1, g_{a,b} \rangle \langle g_{a,b}, f_2 \rangle \frac{da db}{a^2} \\ &= \frac{1}{C_g} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} W_g f_1(a, b) W_g^* f_2(a, b) \frac{da db}{a^2} \end{aligned} \quad (4)$$

### 3 频率扩展信道的模型<sup>[1,2]</sup>

由于海洋环境动力学或目标的起伏(如目标方向的改变)都将引起回波信号包络的时变衰减,相应于频域就是频率的扩展,这主要是由于信道散射函数对时间  $t$  的变异性。目标回波信号可表示为发射信号和一时变函数的乘积。设主动声纳发射信号  $s(t)$  是时宽、带宽分别为  $T$ 、 $B$  的宽带信号,且满足:

$$(a) |s(t)|^2 = 1;$$

(b) 正交性:

$$\int_0^T s\left(t - \frac{k}{B}\right) s^*\left(t - \frac{l}{B}\right) dt \approx 0 \quad k \neq l \quad (5)$$

线性调频信号就精确满足该假设<sup>[4]</sup>。接收信号为:

$$r(t) = \alpha w(t) s(t - \tau) + v(t) \quad (6)$$

式中  $\alpha$  是回波衰减因子,  $\tau$  是双程时延,  $w(t)$  为时变函数。可采取两种方法对  $w(t)$  模型化,一是采用分段函数的组合,其中每段大小均为常数,长度为  $T_c$ ,  $T_c$  是信道的相干时间;二是将  $w(t)$  用一限带白噪声近似,带宽为  $1/T_c$ 。式(6)右边的第一项是目标回波信号,  $v(t)$  为干扰信号。干扰信号是背景噪声与混响之和,假设这两种噪声是互相独立的零均值的高斯白噪声(对于频谱平坦的发射信号,如 LFM 信号,该假设成立),因此  $v(t)$  是均值为零的高斯随机过程。

若采样频率为  $f_s$ , 式(6)的离散形式为:

$$\begin{aligned} r(i) &= \alpha w(i) s(i - n_0) + v(i) \\ i &= 0, 1, \dots, N-1 \end{aligned} \quad (7)$$

其中,  $N = f_s T$ ,  $n_0/f_s$  为双程时延。

### 4 检测器的形式

在高斯白噪声背景下,慢起伏、点目标的最佳检测器为副本相关器<sup>[1,2]</sup>,即匹配滤波器,它是计算由发射信号形成的一系列副本与接收信号的相关:

$$\eta_{LRT} = \left| \sqrt{\frac{2}{N}} \sum_{i=0}^{N-1} s^*(i) r(i) \right|^2 = \left| \sqrt{\frac{2}{N}} \langle s, r \rangle \right|^2$$

依据连续小波变换的内积不变性,上式中的检验统计量可写为<sup>[5]</sup>:

$$\begin{aligned} \eta_{LRT} &= \frac{2}{N} |\langle s, r \rangle|^2 \\ &= \frac{2}{N} \left| \frac{1}{C_g} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} W_g s(a, b) W_g^* r(a, b) \frac{da db}{a^2} \right|^2 \\ &= \eta_{CWT} \end{aligned} \quad (8)$$

该检测器称为小波域的副本相关器(WDRC)。从频率扩展信道的模型可知,其目标回波信号与慢起伏、点目标的模型不同,但在相干时间内,可认为它是慢起伏点目标。该信道的最佳似然比检测器不是副本相关器,而是分段副本相关器,是在每一相干时间内进行相关运算,然后求每段的模平方和<sup>[1,2]</sup>:

$$\begin{aligned} \eta_{GLRT} &= \sum_{k=0}^{M_c-1} \left| \sqrt{\frac{2M_c}{N}} \sum_{i=0}^{N/M_c-1} s^*\left(i + \frac{kN}{M_c}\right) r\left(i + \frac{kN}{M_c}\right) \right|^2 \\ &= \sum_{k=0}^{M_c-1} \left| \sqrt{\frac{2M_c}{N}} \langle s_k, r_k \rangle \right|^2 \end{aligned} \quad (9)$$

其中  $M_c = T/T_c$ ,  $s_k$ 、 $r_k$  分别表示发射信号和接收信号的第  $k$  段。小波域的频率扩展信道的检验统计量为:

$$\begin{aligned} \eta_{CWT} &= \sum_{k=0}^{M_c-1} \left| \sqrt{\frac{2M_c}{N}} \frac{1}{C_g} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} W_g s_k(a, b) \cdot \right. \\ &\quad \left. W_g^* r_k(a, b) \frac{da db}{a^2} \right|^2 \\ &= \eta_{GLRT} \end{aligned} \quad (10)$$

该检测器称为小波域的分段副本相关器(WDSRC),可见  $\eta_{CWT}$  和  $\eta_{GLRT}$  等价。

### 5 仿真实验

理论上,式(4)中的母小波  $g(t)$  的选取是任意的,而且尺度和平移参数选取的范围是  $(-\infty, +\infty)$ ,这样才能包含信号所有的特性。但实际上,出于计算量的考虑,一般选取与被分析信号比较匹配的 LFM 信号<sup>[6]</sup>,虽然其能量有限,但不满足可允许性

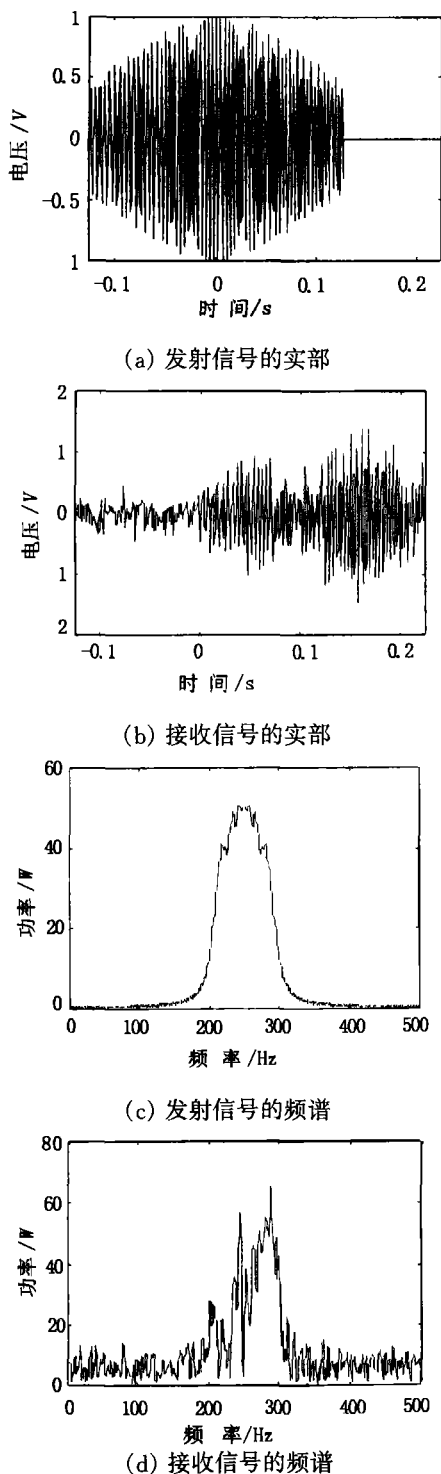


图1 频率扩展信道的发射信号和接收信号及其频谱

条件,如果用高斯包络代替矩形包络,则发射信号就满足允许条件了,发射信号选为高斯包络的 LFM,小波函数就选用发射信号。

发射信号为高斯包络的复线性调频信号:

$$s(t) = e^{-\alpha t^2} e^{2\pi i \left( f_0 t + \frac{k}{2} t^2 \right)}, \quad |t| \leq \frac{T}{2}$$

其中  $\alpha = 16\pi$ ,  $f_0 = 250\text{Hz}$ ,  $k = 400\text{Hz/s}$ , 信号的时宽  $T = 0.25\text{s}$ , 即调频信号的频率范围为:  $200\text{Hz} \sim 300\text{Hz}$ , 采样频率  $f_s = 1000\text{Hz}$ 。图 1 是信道相干时间  $T_c = 0.025\text{s}$ 、时延为  $0.1\text{s}$ 、信噪比为  $10\text{dB}$  时, 频率扩展信道的发射信号和接收信号, (a)、(b) 分别为发射信号和接收信号的时域图, 而 (c)、(d) 分别为其频谱图, 接收信号较发射信号不仅在时间上延时了, 且其频谱也有扩展。图 2 是在虚警概率  $P_{fa} = 0.01$  时用 100 次 Monte-Carlo 实验得到的频率扩展信道 WDRC 和 WDSRC 检测器的性能, 曲线 2 是 WDRC 检测器的 ROC 曲线, 而曲线 1 是 WDSRC 检测器的性能曲线, 尺度参数和平移参数的范围分别为:  $a \in [0.5, 1.2]$ ,  $b \in [-0.5, 0.5]$ , 可以看出在频率扩展信道的检测中, WDSRC 的性能明显优于 WDRC 的性能。

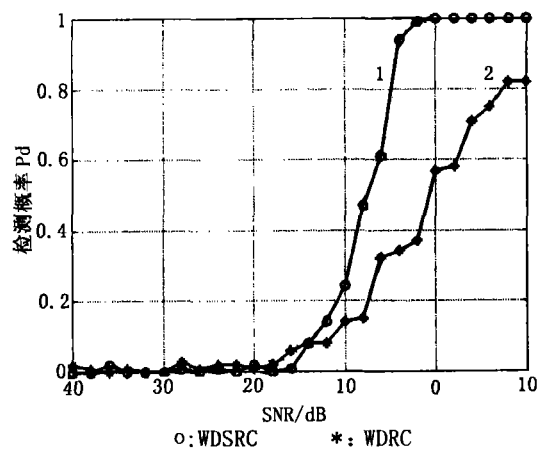


图2 WDSRC与WDRC检测器的性能比较

## 6 结论

小波变换的出现,为解决声呐宽频带问题提供了一种思路,尤其是连续小波变换与宽带相关处理之间的关系,使得连续小波变换在宽带信号检测、目标参量估计和目标识别中倍受青睐,小波变换域的信号检测也成为研究的热点。本文在理想信道的小波域检测器的基础上,依据频率扩展信道的产生机理及其接收信号的特点,探讨了小波域的频率扩展信道的检测器形式,通过 Monte-Carlo 实验可以看出:WDSRC 检测器的性能明显优于 WDRC 检测器(理想信道的最佳检测器)的性能,证明连续小波变换在频率扩展信道信号检测中的可行性,进一步拓展了基于小波变换的信号检测、目标参量估计和目标识别系统的应用领域。

(下转第 190 页)

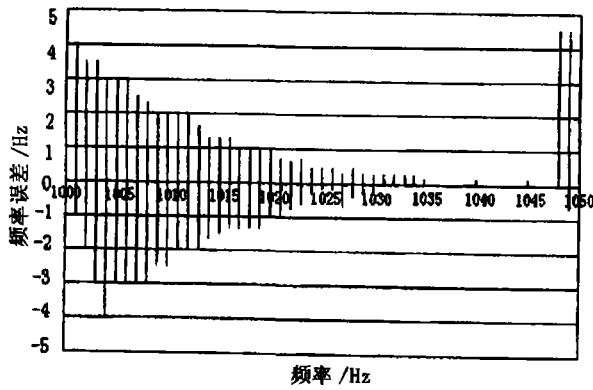


图3 信干比为 14dB 的频率误差图

表3 不同信干比时的测频精度

信干比/dB	频率误差/Hz
10	$\leq 6$
6	$\leq 8.5$
3	$\leq 12$
0	$\leq 17.5$

显见,在噪声和干扰背景下,利用谱线比值法测量单频信号的频率具有较高的测频精度。

在实际应用中,我们所接收到的信号往往是具有包络的脉冲信号,此时只要信号包络的底宽足够宽(抽样所得到的点数大于 FFT 运算所需要的点数),我们就可以利用谱线比值法测量信号的频率。而且通常我们取信号包络最平坦的部分进行测频,这样所得到的测频精度就接近于单频信号的测频精度。在上海声学实验室已经完成的声靶项目中,采用了谱线比值法测量具有梯形包络正弦波填充形式的水声信号频率,海上实验所得到的测频误差在几 Hz 左右,基本上符合上面的仿真结果,这进一步证明了谱线比值法测频的实用性。

参考文献:

[1] 张彦仲. 快速傅立叶变换及沃尔什变换[M]. 北京:航空工业出版社,1989. 42.  
 [2] 侯朝焕. 实用 FFT 信号处理技术[M]. 北京:海洋出版社,1990. 72.

(上接第 181 页)

参考文献:

[1] Baggenstoss P M. On detecting linear frequency-modulated waveforms in frequency and time dispersive channels: Alternatives to segmented replica correlation[J]. IEEE JOE, 1994, 19(4):591-598.  
 [2] Friedlander B, Zeira A. Detection of broadband signals in frequency and time dispersive channel[J]. IEEE Trans. on

SP, 1996, 44(7):1613-1622.

[3] R. K. Young. Wavelet theory and its applications[M]. Boston:Kluwer Academic Publishers, 1993. 19-32.  
 [4] 林茂庸,柯有安. 雷达信号理论[M]. 北京:国防工业出版社,1984. 128-151.  
 [5] 张晓平,田立生,彭应宁. 时间尺度域的匹配滤波器与信号检测[J]. 电子学报,1996, 24(6):87-91.  
 [6] 朱堃. 主动声纳检测信息原理[M]. 北京:海洋出版社, 1990. 96-103.