

一种新的快速衰落信道相干时间估计方法*

周晓萌[†] 侯朝焕 鄢 锦 郝程鹏

(中国科学院声学研究所 北京 100190)

摘要 快速衰落信道(FFD)是浅海中常见的畸变信道模型之一,通常用信道相干时间来描述其多普勒扩展程度。分段副本相关器(SRC)是FFD信道的最佳似然比检测器,但当信道相干时间未知时,其性能因失配受到较大影响。针对此种情况,提出了多重假设SRC,该方法能简单地估计FFD信道相干时间并解决SRC的失配问题。

关键词 快速衰落信道,多普勒扩展,相干时间,多重假设SRC

A new approach for estimating the coherence time of fast fading distortion channels

ZHOU Xiao-Meng HOU Chao-Huan YAN Jin HAO Cheng-Peng
(Institute of Acoustics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190)

Abstract In shallow water sonar environment, one typical type of channel distortion is the fast fading distortion(FFD), which is usually characterized by its coherence time. Under the FFD model, an echo from a target will encounter doppler spread, and the likelihood ratio test yields the segmented replica correlator(SRC) detector. However, when the coherence time is unknown, the SRC will not fully exploit its advantage because of mismatching. For this reason, a multihypothesis SRC is proposed. This multihypothesis testing could estimate the coherence time of the fast fading distortion channel, and improve the performance of the mismatched SRC. Simulation results show that the proposed multihypothesis SRC is simple, convenient, and feasible.

Key words Fast fading distortion, Doppler spread, Coherence time, Multihypothesis SRC

1 引言

在浅海主动声纳中,由于海洋环境的动态起伏,目标回波与发射信号相比,不仅有

一定的时延和多普勒频移,还发生频率上的扩展,即所谓的多普勒扩展。回波的这种畸变机制通常建模为快速衰落模型,对应的水声信道称为快速衰落信道 FFD(fast fading

2008-09-24 收稿; 2009-02-06 定稿

*国家自然科学基金资助项目(60802072)

作者简介:周晓萌(1982-),女,在读博士,主要研究方向为阵列信号处理,水下声信号检测。

侯朝焕(1936-),男,中国科学院院士,博士生导师。

鄢锦(1968-),男,研究员,博士生导师。

郝程鹏(1975-),男,副研究员。

[†]通讯作者:周晓萌, E-mail:mengzhou2006@163.com

distortion)信道。相干时间是描述 FFD 信道多普勒扩展程度的一个重要参量, 信道相干时间越短, 信道起伏越厉害, 对发射信号的时间选择性越强, 目标回波将产生越大的多普勒扩展^[1], 反之亦然。

Van Trees^[2], Baggenstoss^[3]等学者已经证明, FFD 信道的最佳似然比检测器为分段副本相关器 SRC(segmented replica correlator)。SRC 的本质是根据信道的相干时间, 将接收信号(包含回波)分段后与发射信号进行副本相关并累加求和。当信道的相干时间未知时, SRC 将面临失配问题, 使其性能得不到很好的发挥。

与 FFD 信道相对应的另一种畸变信道是时间扩展信道 TSD(time spread distortion)信道, 副本相关积分器 RCI(replica correlator integration)是 TSD 信道的最佳似然比检测器^[2]。当 TSD 信道的扩展时间未知时, RCI 也面临着失配而性能下降问题。Baggenstoss 在文献[3]中指出, 当信道扩展时间未知时, 可设计一多重假设 RCI, 能对实际信道的扩展时间进行估计, 确定出近似匹配该信道的 RCI, 有效减小了检测器因失配带来的性能损失。本文受其启发, 针对 FFD 信道下回波检测时, 信道相干时间未知的情况, 提出了多重假设 SRC, 能简单快速地估计信道的相干时间, 并解决了 SRC 的失配问题, 提高了 SRC 的稳健性。

2 FFD 信道下目标回波表示^[4]

设主动声纳发射信号为一宽带信号 $\Re\{s(t)e^{j2\pi f_c t}\}$, 时宽为 T , 带宽为 B , 为简化计算, 通常假定 $s(t)$ 满足:

(1) 等幅

$$|s(t)|^2 = 1; \quad (1)$$

(2) 正交性

$$\int_0^T s(t - \frac{k}{B})s^*(t - \frac{l}{B})dt \approx 0 \quad k \neq l \quad (2)$$

针对 FFD 信道, 通常选择多普勒容限较大的双曲调频信号(HFM)作为发射信号, HFM 可很好地逼近(1)(2)。

接收信号可表示为

$$r(t) = x(t) + n(t), \quad |t| \leq \frac{T}{2}; \quad (3)$$

式中, $x(t)$ 为目标回波, $n(t)$ 是噪声与混响信号之和, 假定噪声与混响是相互独立的零均值复高斯白噪声^[4](对于频谱平坦的发射信号, 如 LFM 信号, 假定混响为白噪声是合理的, 但混响一般不满足高斯分布, 这样假设便于理论分析), 则 $n(t)$ 是一零均值复高斯白噪声, 为方便计算信噪比, 通常假定 $n(t)$ 的方差为 1, 即 $E\{|n(t)|^2\} = 1$ 。

目标回波 $x(t)$ 是发射信号与目标、信道之间的信息综合。FFD 信道的目标回波可看作是一个时变函数对发射信号的幅度调制^[4]。给定调制函数 $w(t)$, 则 $x(t)$ 的离散形式为

$$x(i) = \alpha w(i)s(i - n_0) \quad i = 0, 1, \dots, N-1 \quad (4)$$

式中, $N = f_s T$, f_s 为采样频率, n_0/f_s 为双程时延, α 为回波衰减因子。

信道调制函数 $w(t)$ 为一时变函数, 通常用其带宽 $B_c = 1/T_c$ 来表征, 其中 T_c 为信道相干时间。在 FFD 信道中, 有两种方法对 $w(t)$ 模型化^[4]。一种是用零均值带限复高斯白噪声近似, 带宽为 $1/T_c$, 可以由零均值复高斯白噪声通过一低通滤波器实现, 需要注意的是, 低通滤波器的带宽 $1/T_c$ 通常都比较窄, 不适合用时域的各种滤波器方法实现, 否则设计出的滤波器误差很大, 一般采用频域法设计该低通滤波器。另一种是分段常数模型, 每段长度为 T_c , 具体表述如下:

$$w(i) = \sum_{k=0}^{M_c-1} \tilde{w}_k \{U(i-kN/M_c) - U(i-(k+1)N/M_c)\} \quad (5)$$

式中, $U(k)$ 为单位阶跃函数, $M_c = T/T_c$ 为分段数, $\tilde{w}(k)$ 为零均值单位方差的复高斯白噪声。本文仿真中采用分段常数模型。在采样频率 f_s 下, 接收信号的离散形式可表示为:

$$r(i) = \alpha w(i)s(i-n_0) + n(i) \quad (6)$$

$$i = 0, 1, \dots, N-1$$

3 FFD 信道的最佳似然比检测器及其性能分析^{[2][4]}

在高斯白噪声背景下, FFD 信道的最佳似然比检测器为分段副本相关器^[2,3], 其检验统计量为:

$$\eta_{LRT} = \sum_{k=0}^{M-1} \left| \sqrt{\frac{2M}{N}} \sum_{i=0}^{NM-1} s^* \left(i + \frac{kN}{M} \right) r \left(i + \frac{kN}{M} \right) \right|^2$$

$$= \sum_{k=0}^{M-1} |Z_k|^2 \quad (7)$$

式中, $N = f_s T$ 为采样点数, $M = M_c = T/T_c$ (匹配时的检验统计量, 即 SRC 的维数等于 FFD 信道的相干维数)。

在高斯白噪声背景下, 无目标回波时, $\{Z_k, k=0, 1, \dots, M-1\}$ 是相互独立的循环复高斯随机变量, Z_k 的实部和虚部都服从 $N(0, 1)$, 则 $\eta_{LRT} \sim \chi^2(2M)$, 给定虚警概率, 其检测门限可通过标准的 χ^2 分布求得。

当接收信号中有目标回波时, 分匹配 ($M = M_c$) 和失配 ($M \neq M_c$) 两种情况来分析 SRC 检验统计量的分布^[4]。当匹配时, $\{Z_k, k=0, 1, \dots, M-1\}$ 是相互独立的循环复高斯随机变量, 且 $Z_k \sim N(0, 2V)$, 则 $\eta_{LRT}/V \sim \chi^2(2M_c)$, $V = \alpha^2 N/M_c + 1$; 当失配时, Z_k 的分布与匹配时的分布相同, 但此时 SRC 的维数为 M , 故 $\eta_{LRT}/V \sim \chi^2(2M)$,

$$V = \alpha^2 N/M_c + 1。$$

4 本文提出的多重假设 SRC

当匹配时, SRC 是 FFD 信道的最佳检测器。实际声纳系统中, 信道的相干时间事先并不知道, 继而无法准确地对目标回波的包络形状建模, SRC 的失配情况时常发生。文献[3]针对信道扩展时间未知而导致 RCI 失配的问题, 设计了多重假设 RCI, 能有效估计信道扩展时间, 并提高了 RCI 的稳健性。文献[5]对多重假设 RCI 算法进行了详细的仿真分析。本文受文献[3]解决问题思路的启发, 提出了多重假设 SRC, 能有效地估计信道相干时间, 并解决了 SRC 的失配问题。多重假设 SRC 的思路是: 根据实际信道的先验知识, 给出信道相干时间 T_c 的大致变化范围, 在此范围内根据一定的步长取 T_c 值, 每一个 T_c 值对应一个 SRC 检测器, 这样就组成了一个 SRC 检测器组, 该组中输出最大的 SRC 将是逼近匹配时的检测器, 其检验统计量作为最终的检验统计量。需要注意的是, 不同的 T_c 值, 对应的 SRC 检测器的维数是不同的, 导致其检验统计量的分布不同, 这就需要对检验统计量进行一定的变换使其具有可比性。类比多重假设 RCI 算法, 多重假设 SRC 的具体实现如下:

(1) 对每一个 $T_i (i=1, \dots, K, K$ 值根据实际情况而定), 计算对应的 SRC 的维数 $M_i = T/T_i$, 在相同的虚警概率下, 计算每个 SRC 的门限值 $Th(i)$;

(2) 根据 $M = M_i$ 时, 对应 SRC 在无目标回波时检验统计量的分布规律, 计算对应门限值 $Th(i)$ 处概率密度值 $PDF(i)$;

(3) 根据式(7)计算 $M = M_i$ 时各个 SRC 检验统计量的值 $\eta_{LRT}(i)$;

(4) 对(1)(2)(3)步得到的各组序列值进行

如下处理： $\hat{\eta}_{LRT}(i) = \{\eta_{LRT}(i) - Th(i)\} * PDF(i)$ ，*表示相乘，这样 $\hat{\eta}_{LRT}(i)$ 就具有了可比性。

(5) 求出 $\hat{\eta}_{LRT}(i)$ 取得最大值的 SRC，对应的 T_i 即为信道相干时间的估计 \hat{T}_c ，对应的 $\eta_{LRT}(i)$ 即为匹配信道时的检验统计量。

5 数值仿真分析

假设发射信号为多普勒容限较大的基带双曲调频信号 HFM，表达式如下：

$$s(t) = \begin{cases} e^{j[a \ln(1-kt) - 2\pi f_1 t]} & |t| \leq \frac{T}{2} \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (8)$$

其中， $f_1 = 200$ Hz, $f_2 = 400$ Hz, $T = 2$ s, $k = (f_2 - f_1)/(f_2 T)$, $a = -2\pi(f_1/k)$, 抽样频率 $f_s = f_2 - f_1 = 200$ Hz (理由可参见文献[4])。FFD 信道采用分段常数模型，设信道实际相干时间 $T_c = 0.2$ s, 给定虚警概率 $P_f = 0.001$, 在 0.05s~1s 范围内实现多重假设 SRC。图 1 为发射信号的时域波形及其频谱，图 2 为目标回波(不包括接收噪声)的时域波形及其频谱，从图中可知，目标回波的频谱相比发射信号的频谱，已发生了畸变。图 3 采用 500

次独立的 monte-carlo 实验研究了 SRC 失配时的检测性能。 $M_c = T/T_c = 10$ ，匹配时， $M = M_c = 10$ ；上失配时， $M = 16, M_c = 10$ ；下失配时， $M = 5, M_c = 10$ ，从图 3 中可知，SRC 不管是上失配还是下失配，性能都比匹配时下降了，在检测概率 $P_d = 0.6$ 时，比较各种情况下所需的信噪比，匹配时 SRC 需要 -14dB, 上失配时需要 -12.5dB, 损失 1.5dB；下失配时需要 -12dB, 损失 2dB。图 4 为信噪比为 -10dB 时，设计的一多重假设 SRC，得到了变换后的检验统计量与信道相干时间的关系曲线，信道相干时间取值范围为 0.05s 到 1s。从图 3 可知，在相干时间为 0.2s 时，检验统计量取得最大值，这与实际的信道相干时间是一致的，可见多重假设 SRC 能有效地估计信道相干时间。图 5 是 FFD 信道下匹配 SRC、多重假设 SRC 和 RC^[2](replica correlator)的检测性能比较。仍然采用 500 次独立的 monte-carlo 实验，虚警概率 $P_f = 0.001$ ，从仿真的结果看，在低信噪比时，多重假设 SRC 的性能比匹配 SRC 仍有损失，但当信噪比大于 -14dB 时，多重假设 SRC 几乎具有和匹配 SRC 一样的性能，并都远远超过 RC 的性能。

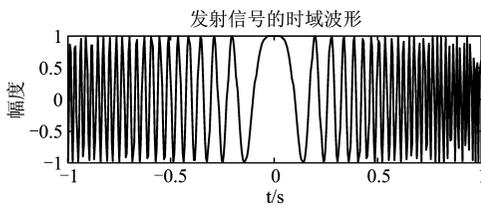


图 1 发射信号的波形及频谱

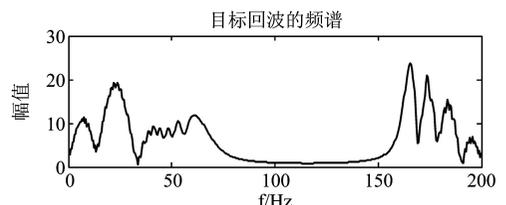
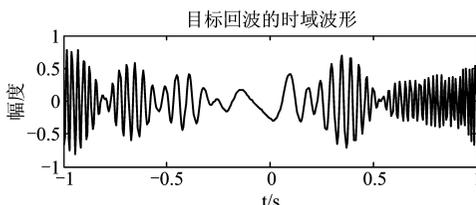
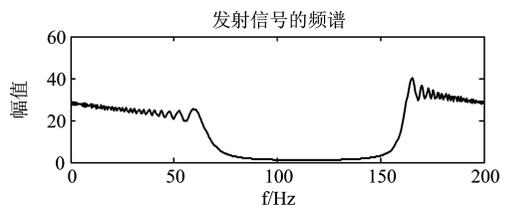


图 2 FFD 信道目标回波的波形及频谱

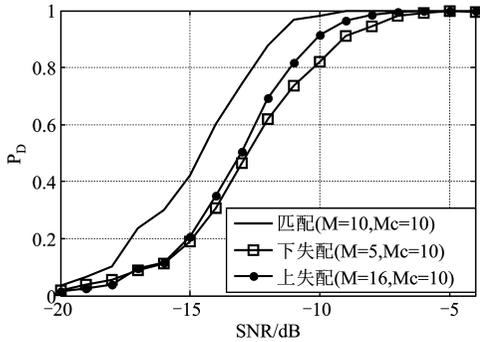


图 3 SRC 失配时的检测性能

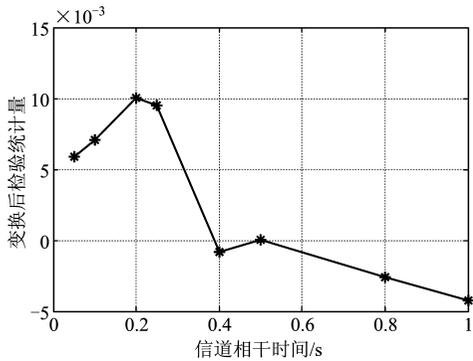


图 4 多重假设 SRC 算法中, 变换后的检验统计量与 T_c 的关系

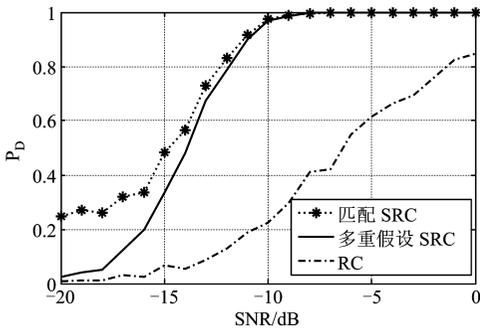


图 5 FFD 信道各种检测器性能比较

6 结 论

受 Baggenstoss^[3]解决未知扩展时间的回波检测方法的启发, 本文针对 FFD 信道下回波检测时, 信道相干时间未知的情况, 提出了多重假设 SRC, 该方法能简单快速地估计 FFD 信道的相干时间, 并解决了 SRC 的失配问题, 数值仿真验证了其有效性。

参 考 文 献

- [1] 朱埜. 主动声呐检测信息原理. 北京: 海洋出版社, 1990.
- [2] H.L.Van.Trees. Detection, Estimation and Modulation Theory, Part3, Radar and Sonar Signal Processing. New York: Wiley, 1971.
- [3] P.M.Baggenstoss. On detecting linear frequency-modulated waveforms in frequency- and time- dispersive channels: Alternatives to segmented replica correlation.IEEE J.Oceanic Engineering, 1994, 19(4): 591-598.
- [4] B.Friedlander and A.Zeira. Detection of broadband signals in frequency and time dispersive channels. IEEE Trans.Signal Processing, 1996, 44(7): 1613-1622.
- [5] 马艳, 李志舜. 一种估计 TSD 信道的扩展时间的方法. 西北工业大学学报, 2002, 20(3): 466-469.