

基于局部方差中值滤波的 极/超低频信道噪声抑制方法

赵 鹏¹, 蒋宇中¹, 翟 琦¹, 向 冰², 王希晨¹

(1. 海军工程大学电子工程学院, 湖北武汉 430033; 2. 中船重工集团公司第七二二研究所, 湖北武汉 430079)

摘 要: 针对极/超低频信道噪声模型参数估计复杂度高而难以实施最优非线性处理的问题, 根据噪声时域波形分析, 本文提出了一种基于局部方差中值滤波的抑噪方法. 该方法利用局部方差提取结构信息以强化噪声脉冲性, 提高中值滤波抑噪性能; 采用基于恒虚警率的奇异值检测方法实现含噪样点的盲判决, 利用自适应中值滤波算法实现噪声的盲抑制. 仿真和实测结果验证了该方法的有效性. 相比最优非线性处理, 该方法无需噪声参数估计, 因而更具实用性.

关键词: 极/超低频通信; 信道噪声抑制; 中值滤波; 恒虚警率

中图分类号: TN850.8 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2019)04-0955-07

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn> **DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2019.04.023

Channel Noise Suppression Method Based on Median Filtering Using Local Variance for Extreme/Super Low Frequency Communications

ZHAO Peng¹, JIANG Yu-zhong¹, ZHAI Qi¹, XIANG Bing², WANG Xi-chen¹

(1. College of Electronic Engineering, Naval University of Engineering, Wuhan, Hubei 430033, China;

2. No. 722 Research Institute of CSIC, Wuhan, Hubei 430079, China)

Abstract: Aiming at the problem that parameter estimation for extremely/super low frequency channel noise model is so complicated that it is difficult to perform optimal nonlinear processing and according to the time-domain analysis of the noise waveforms, a noise suppression method was proposed based on median filtering (MF) across local variance. It utilized the local variance to extract the structural information so that the noise impulsiveness would be enhanced and the performance of MF would be improved; utilized the constant false alarm rate outlier detection method to achieve the blind determination of the noisy samples and the adaptive MF algorithm to achieve the blind suppressions. Simulations and real tests verified its effectiveness. Due to no parameter estimation, this method is more practical than the optimal nonlinearities.

Key words: E/SLF communications; channel noise suppression; median filtering; constant false alarm rate

1 引言

信道噪声 (Channel Noise, CN) 抑制是极/超低频 (Extreme/Super Low Frequency, E/SLF, 3Hz ~ 300Hz) 通信走向应用必须解决的一个关键问题^[1,2]. E/SLF 信道噪声通常由自然界雷电活动引发, 是一种典型的非高斯噪声. 该噪声条件下门限信号检测的最优接收机由零记忆非线性 (Nonlinearity, NL) 与匹配滤波器级联构成^[1,2], 其中, NL 用于压制信道噪声. 目前, 多种 NL 结构被提出来, 其大体可分为三类:

(1) 基于噪声模型参数估计的最优非线性 (Opti-

mum Nonlinearity, ONL) 与局部最优非线性 (Local Optimum Nonlinearity, LONL)^[1]. ONL 与 LONL 由信道噪声模型一阶概率密度函数 (Probability Density Function, PDF) 的加权微分表示. Middleton Class B (MCB) 模型^[3] 作为广泛接受的 E/SLF 信道噪声模型^[1], 其 PDF 表示为以伽马函数与合流超几何函数之积为核的无限项之和^[2,3], 尚无闭合表达式, 因而在实际应用中验模以及参数估计均面临计算复杂度高的问题^[2].

(2) 次优非线性 (Suboptimum Nonlinearity, SONL)^[1]. SONL 直接对接收序列的幅值进行压缩, 因而复杂度较 ONL 和 LONL 小, 如判决器、限幅器 (Clip-

per)和凿孔器等. 一般情况下,除判决器外,其他两种 SONL 均需要依据噪声模型参数来确定最优判决门限,如文献[4,5]和文献[6]分别研究了 Middleton Class A (MCA)模型^[3]和伯努利-高斯模型下 SONL 的实现方法. 目前,尚未发现基于 MCB 模型的 SONL 的研究.

(3) 基于秩排序滤波的中值滤波 (Median Filtering, MF) 处理. MF 的输入输出特性由式(1)表示

$$y_k = \text{med}(x_{k-\sigma}, \dots, x_k, \dots, x_{k+\sigma}) \quad (1)$$

其中, $k < \sigma$, $\text{med}(\cdot)$ 表示取中值操作, 滤波滑动窗长为 $2\sigma + 1$. 与上述 NL 相比, MF 无需噪声模型先验知识, 然而, 其抑噪性能依赖于噪声脉冲性 (Impulsiveness), 并且对于高密度脉冲噪声, MF 需要在脉冲抑制和波形细节保护两个方面进行折衷^[7]. 自适应中值滤波 (Adaptive Median Filtering, AMF) 算法能部分克服上述缺陷, 该类算法的核心思想是根据输入样点及其邻域的脉冲性特征, 自适应地交换滤波操作并改变滑动窗长, 其中, 广泛应用的是自适应极值 MF 算法^[8]. 文献[9]将 MF 引入甚低频 (3kHz ~ 30kHz) 信道噪声的抑制中.

然而, 上述常规 MF 算法难以直接推广至 E/SLF 信道噪声的抑制中, 原因在于窄带接收的信道噪声产生的暂态效应 (Transient Effects, TE) 会极大弱化噪声脉冲性, 使得 MF 有效性降低.

本文采用局部方差提取结构信息以强化序列脉冲性, 并利用基于恒虚警率的奇异值判决门限自适应地切换滤波操作, 提出了一种基于局部方差 AMF 的 E/SLF 信道噪声抑制方法.

2 信号建模与分析

针对信道噪声抑制, 本文假设 E/SLF 磁性天线接收信号由信道噪声、加性白高斯噪声以及通信信号叠加而成, 即

$$x_k = s_k + p_k + n_k, \quad k = 0, \dots, K-1 \quad (2)$$

其中, s_k 、 p_k 和 n_k 分别表示通信信号分量、信道噪声分量和加性白噪声分量, k 表示离散时刻. n_k 服从均值为 0、方差为 δ_n^2 的正态分布, $\{n_0, \dots, n_{K-1}\}$ 构成独立同分布正态变量序列.

为最大限度抑制带外干扰, 工程实际应用的 E/SLF 接收机应属于窄带接收机^[2]. 此时, CN 的带宽远大于接收机带宽, 噪声将在接收机前端产生显著的 TE^[3], 表现为信道噪声脉冲分量的波形被展宽, 时域相关性增大, 典型的 E/SLF 信道噪声接收波形如图 1(a)(b) 中实线所示, 其中, 接收机等效带通滤波的中心频率和 3dB 带宽分别为 80Hz 和 7Hz.

从图 1(a)(b) 可见, TE 呈簇性分布, 其波形表现为幅度连续的非孤立脉冲点, 使得接收序列的局部脉冲

密度增大, 脉冲性显著减弱. 弱化的脉冲性将导致传统 MF 算法^[8] 抑噪性能急剧退化, 图 1(a)(b) 所示滤波输出中仍有相当的脉冲噪声残存, 仅脉冲峰值点及其附近的样点得到压制. 基于上述分析, 本文提出 E/SLF 信道噪声的簇性抑制, 将接收序列分为若干子序列 (如式(3)所示), 对于脉冲型子序列进行幅值压缩, 非脉冲型子序列则保持不变.

$$\begin{aligned} \mathbf{X} &= [x_0, \dots, x_{N-1}, \dots, x_{(l-1)N}, \dots, x_{l \cdot N-1}] \\ &= [\mathbf{x}_1, \dots, \mathbf{x}_l] \end{aligned} \quad (3)$$

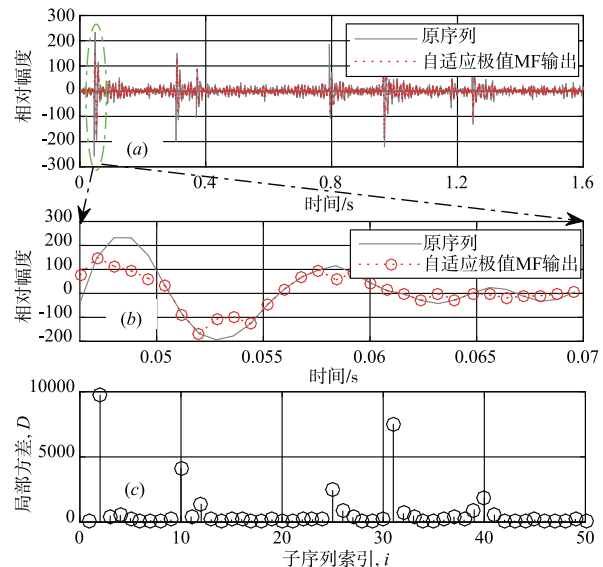


图1 实测E/SLF信道噪声; (b) 自适应极值MF滤波输出; (c) 局部方差序列

图1 实测E/SLF信道噪声及其自适应极值MF滤波输出与局部方差序列

考虑到局部方差能够提供序列的结构信息^[10], 其定义如式(4)所示

$$D_i(N) \triangleq \frac{1}{N} \sum_{k=(i-1)N}^{iN-1} \left[x_k - \frac{1}{N} \sum_{l=(i-1)N}^{iN-1} x_l \right]^2 \quad (4)$$

其中, N 和 i 分别表示子序列的长度和索引. 图 1(c) 所示为局部方差序列 $\mathbf{D} = \{D_1, \dots, D_l\}$ 的变化, 由图可见, 脉冲型子序列的局部方差取值较大且变化显著, 非脉冲型子序列的局部方差取值较小且基本恒定. 局部方差序列表现出了较小的脉冲密度以及强化的脉冲性, 因此, 将 MF 扩展至局部方差域有助于提升其抑噪有效性.

3 基于局部方差中值滤波的抑噪方法

3.1 信道噪声检测

根据信号模型(2), E/SLF 信道噪声检测可归结为如下二元假设检验问题,

$$\begin{aligned} H_0: x_k &= s_k + n_k \\ H_1: x_k &= s_k + n_k + p_k \end{aligned} \quad (5)$$

其中, H_0 和 H_1 分别表示 k 时刻不存在和存在信道噪声脉冲. 根据恒虚警率 (Constant False Alarm Ratio, CFAR) 奇异值检测原理^[11], 信道噪声脉冲的判决门限 T 由下式给出

$$T = F_{\Xi|H_0}^{-1}(1 - P_f; N) \quad (6)$$

其中, Ξ 表示检验统计量, $F_{\Xi|H_0}(x; N)$ 表示 Ξ 在 H_0 假设下的累积分布函数 (Cumulative Distribution Function, CDF), P_f 表示虚警概率.

取接收序列局部方差作为检验统计量, 那么

$$\begin{aligned} \Xi|H_0 &= D(N)|H_0 \\ &= \sum_{k=(i-1)N}^{iN-1} \frac{(s_k^2 + n_k^2)}{N} + \sum_{k=(i-1)N}^{iN-1} \frac{2n_k s_k}{N} \\ &\quad - \left[\sum_{k=(i-1)N}^{iN-1} \frac{(s_k + n_k)}{N} \right]^2 \end{aligned} \quad (7)$$

由于序列 $\{s_k, k=0, \dots, K-1\}$ 非独立且其联合分布在接收端未知, 因而通常难以直接计算 $\Xi|H_0$ 的 CDF. 根据实际通信应用中接收信号的性质, 本文假设 $E[s_k] = 0$. 考虑到 s_k 与 n_k 均是各态历经的平稳随机过程, 那么, 当 $N \rightarrow \infty$ 时,

$$N^{-1} \sum_{k=(i-1)N}^{iN-1} s_k \rightarrow E[s_k] = 0,$$

$$N^{-1} \sum_{k=(i-1)N}^{iN-1} n_k \rightarrow E[n_k] = 0,$$

又二者相互独立, 可得

$$\lim_{N \rightarrow \infty} \sum_{k=(i-1)N}^{iN-1} \frac{n_k s_k}{N} = E[s_k n_k] \triangleq R_{sn}(0) = 0 \quad (8)$$

其中, $R_{sn}(0)$ 表示 0 时刻 s_k 与 n_k 的互相关函数, 由独立性假设可得 $R_{sn}(0) = 0$. 考虑最小频移键控 (Minimum Shift Keying, MSK) 信号, 由于 E/SLF 信道特性平稳, MSK 信号包络恒定, 忽略接收端 MSK 信号的包络起伏,

可得 $\lim_{N \rightarrow \infty} N^{-1} \sum_{k=(i-1)N}^{iN-1} s_k^2 = S^2/2$, 其中 S 表示 s_k 的包络. 根据上述分析, 当 N 充分大时, 式(7)可近似表示为

$$\Xi|H_0 \approx \sum_{k=(i-1)N}^{iN-1} \frac{n_k^2 + s_k^2}{N} \approx \frac{1}{N} \sum_{k=(i-1)N}^{iN-1} \underbrace{(n_k + S/\sqrt{2})^2}_{\triangleq \Xi|H_0} \quad (9)$$

根据式(9)可得, $\Xi|H_0$ 可由独立正态分布序列 $\{n_k + S/\sqrt{2}, k=0, \dots, K-1\}$ 的平均功率 $\Xi|H_0$ 渐近表示. 根据卡方分布的定义, $\Xi|H_0$ 服从自由度为 N 、非中心系数为 $\lambda = N\nu$ 的非中心卡方分布, 其 CDF 由式(10)表示

$$F_{\Xi|H_0}(x; N, \nu) = 1 - \frac{1}{(N\nu)^{(N-2)/4}} \int_{\sqrt{xN}/\delta}^{+\infty} f(t; N, \nu) dt \quad (10)$$

其中, $x > 0$, 积分核 $f(t; N, \nu) = t^{N/2} e^{-(t^2 + N\nu)/2} I_{N/2-1}(\sqrt{N\nu}t)$, $I_u(x)$ 表示 u 阶第一类修正贝塞尔函数, $\nu = S^2/(2\delta_n^2)$ 表

示平均信号与白噪声功率比 (Average Signal-to-Noise Ratio, ASWNR). 根据式(6)可得本文的信道噪声判决门限为

$$\begin{cases} T = G_{s+n}^{-1}(1 - P_f; N, \nu) E[\Xi|H_0] \\ G_{s+n}(\zeta; N, \nu) = F_{\Xi|H_0}(x; N, \nu) \big|_{x=\zeta E[\Xi|H_0]} \end{cases} \quad (11)$$

式(10)所示无穷积分通常采用基于拉盖尔多项式展开 (Laguerre Polynomial Expansion, LPE)^[12,13] 的数值近似计算方法进行解析, 文献[13]给出的展开法具备迭代计算的能力且能够计算 N 为奇数的情形, 本文在计算中采用该算法, 限于篇幅, 详细计算过程从略.

从式(11)可见, 门限 T 与 ASWNR 和子序列长度 N 有关. 由于 E/SLF 背景噪声起伏较大, 实时自适应地估计 $E[\Xi|H_0]$ 成为式(11)计算门限的一个难点. 令 $\tau = E[\Xi|H_0]$, 本文采用 FCME (Forward Consecutive Mean Excision) 算法^[11,14] 从 D 中分离出非脉冲型子序列的局部方差集 $D_0 = \{D_i(N)|H_0\}$, 估计量 $\hat{\tau}$ 由其算数平均给出

$$\hat{\tau} = \bar{D}(N)|H_0 = \frac{1}{Q} \sum_{i=1}^{j+Q-1} D_i(N)|H_0 \quad (12)$$

其中, Q 表示 D_0 的元素个数. 可以证明, 当 N 充分大时, 该估计是 $E[\Xi|H_0]$ 的渐近无偏估计 (证明过程见 3.3 节).

3.2 AMF 的局部方差域扩展

本文将常规时域 AMF 扩展至局部方差域, 并采用恒虚警率奇异值判决门限作为切换滤波操作的依据. 具体而言, 以局部方差序列 D 作为 AMF 的输入, 设中心像素为 D_i , 构建滑动窗 $F_i(\delta) = [D_{i-\sigma}, \dots, D_i, \dots, D_{i+\sigma}]$, 初始窗长 $L_0 = 2\sigma + 1, 1 \leq \sigma \leq (I-1)/2$. 首先依据式(13)判断 D_i 是否为脉冲元素,

$$s_i = \begin{cases} 1, & D_i \geq T \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (13)$$

其中, $s_i = 1$ 和 0 分别表示 D_i 为脉冲和非脉冲型元素. 然后, 根据 s_i 切换滤波操作: 若 $s_i = 0$, 则滤波输出 y_i 仍为 D_i ; 若 $s_i = 1$, 以 T 为门限依据式(13)判断滑动窗中值 $D_i^m = \text{med}(F_i(\delta))$ 的状态, 若 D_i^m 非脉冲, 则 $y_i = D_i^m$, 否则, 以步长 σ_i 增大滑动窗长, 直到 D_i^m 为非脉冲或者窗长增加到 I 为止.

最后, 完成序列重建. 为确保 MSK 相位连续性以减小带外能量泄漏, 本文对子序列幅值进行线性压缩, 滤波输出时域序列由式(14)给出

$$\mathbf{X}' = [\tau_i \mathbf{x}_i] = [\tau_1 \mathbf{x}_1, \dots, \tau_I \mathbf{x}_I] \quad (14)$$

其中, 比例系数 τ_i 按照式(15)确定

$$\tau_i = \begin{cases} y_i/D_i, & y_i \leq D_i \\ 1, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (15)$$

3.3 参数 N 的确定

本节首先证明 $\hat{\tau}$ 是 $E[\Xi|H_0]$ 的渐近无偏估计, 接着给出恒虚警意义下参数 N 的选取方法.

对于式(12),考虑 $E[D(N) | H_0]$,根据式(7)可得

$$E[D(N) | H_0] = E\left[\sum_{k=(i-1)N}^{iN-1} \frac{s_k^2}{N}\right] + E\left[\sum_{k=(i-1)N}^{iN-1} \frac{n_k^2}{N}\right] + \sum_{k=(i-1)N}^{iN-1} \frac{2E[n_k s_k]}{N} - E\left[\left(\sum_{k=(i-1)N}^{iN-1} \frac{s_k + n_k}{N}\right)^2\right] \quad (16)$$

已知 $\{n_k\}$ 是独立同分布正态变量序列, $E\left[\sum_{k=(i-1)N}^{iN-1} n_k^2\right] = N\delta_n^2$, $\sum_{k=(i-1)N}^{iN-1} n_k$ 服从均值为0、方差为 $N\delta_n^2$ 的正态分布. 考虑到 n_k 与 s_k 相互独立对 $k=0, \dots, K-1$ 均成立,则

$$E\left[\left(\sum_{k=(i-1)N}^{iN-1} \frac{s_k + n_k}{N}\right)^2\right] = \frac{\delta_n^2}{N} + E\left[\left(\sum_{k=(i-1)N}^{iN-1} \frac{s_k}{N}\right)^2\right] \quad (17)$$

至此,将式(17)代入式(16),结合上述分析,可得

$$E[\bar{D}(N) | H_0] \triangleq \frac{1}{Q} \sum_{i=j}^{j+Q-1} E[D(N) | H_0] = \frac{1}{Q} \sum_{i=j}^{j+Q-1} \left\{ E\left[\sum_{k=(i-1)N}^{iN-1} \frac{s_k^2}{N}\right] + \frac{N-1}{N} \delta_n^2 - E\left[\left(\sum_{k=(i-1)N}^{iN-1} \frac{s_k}{N}\right)^2\right] \right\} \quad (18)$$

式(18)对 N 取极限可得 $\lim_{N \rightarrow \infty} E[\bar{D}(N) | H_0] = \delta_n^2 + S^2/2$, 因此,当 N 充分大时,

$$E[\bar{D}(N) | H_0] \approx \delta_n^2 + S^2/2 = E[\tilde{\Xi} | H_0] \quad (19)$$

由此可知, $\bar{D}(N) | H_0$ 是 $E[\tilde{\Xi} | H_0]$ 的渐近无偏估计.

根据恒虚警率奇异值检测的原理,检测虚警率表示为 $P_f = \Pr\{\tilde{\Xi} | H_0 > T\}$,考虑式(11)以及式(12),虚警率(FAR)由 $\hat{P}_f = \Pr\{D | H_0 > G^{-1}\hat{\tau}\}$ 近似给出. 由上

述分析不难得出,对于给定的 ν , N 越大,上述渐近分析的近似误差越小, \hat{P}_f 越接近 P_f , 算法恒虚警性能越好. 然而,过大的 N 值却会导致子序列信道噪声与白噪声的功率比减小,不利于信道噪声的检测. 为了兼顾算法的恒虚警特性以及信道噪声检测性能,本文引入虚警率偏移容差 $\varepsilon_{P_f,r}$, 以表征实际虚警率与参考虚警率的偏差容许量,由此可得子序列长度确定准则如式(20)所示,其中, $\hat{N}_{\varepsilon_{P_f,r}, \text{opt}}$ 表示给定容差 $\varepsilon_{P_f,r} (> 0)$ 条件下的最优子序列长度, $P_{f,r}$ 表示参考虚警率. 图2给出了不同 f_c 条件下 \hat{P}_f 随 ASWNR 以及 N 的变化,其中,设定 $S=1$, 采样频率 $f_s=1024\text{Hz}$, MSK 信号比特率为 1bit/s , $P_{f,r}=0.1\%$.

由图2可见,对于较小的 ASWNR (如 $\nu \leq -15\text{dB}@3\text{Hz}$, $\nu \leq 5\text{dB}@80\text{Hz}$ 以及 $\nu \leq 15\text{dB}@300\text{Hz}$), 算法得到了近似恒定的虚警率,且随着 N 的增大, \hat{P}_f 与 $P_{f,r}$ 的相对误差逐渐减小. 随着 ASWNR 的增加, \hat{P}_f 与 $P_{f,r}$ 的相对误差增大,整体来看,算法在 $\{N \geq 256, \nu < 5\text{dB}\}@3\text{Hz}$, $\{N \geq 64, \nu < 20\text{dB}\}@80\text{Hz}$ 以及 $\{N \geq 128, \nu < 25\text{dB}\}@300\text{Hz}$ 时能够得到较为理想的恒虚警特性 (\hat{P}_f 与 $P_{f,r}$ 的相对误差不超过 20%). 实际应用时,取 $\varepsilon_{P_f,r}=0.2$, 那么对于 $f_c=80\text{Hz}$, 在 ASWNR $< 20\text{dB}$ 时,可取 $N=64$.

$$\hat{N}_{\varepsilon_{P_f,r}, \text{opt}} = \arg \min_{N > 0} \left(\frac{|\hat{P}_f(N) - P_{f,r}|}{P_{f,r}} - \varepsilon_{P_f,r} \right)^2 \approx \arg \min_{N > 0} \left(\frac{|Q_{N/2}(\sqrt{N\nu}, \delta_n^{-1} \sqrt{NG^{-1}\hat{\tau}}) - P_{f,r}|}{P_{f,r}} - \varepsilon_{P_f,r} \right)^2 \quad (20)$$

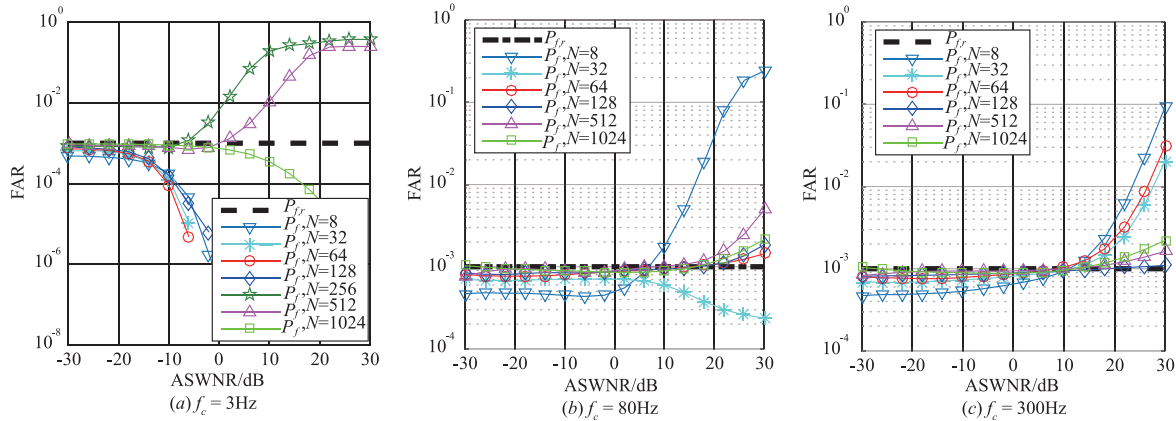


图2 虚警率随载频、ASWNR以及子序列长度的变化

3.4 算法总结

根据3.1节和3.2节,本文所述基于局部方差变换的中值滤波抑噪方法,核心在于恒虚警率奇异值检测联合AMF的局部方差域扩展,以及通过线性幅值压缩比例系数构建的局部方差域到时域的映射. 所提算法能够实现信道噪声脉冲的簇性抑制,总结该算法的实

现过程,其流程图如图3所示.

4 实验验证

4.1 仿真分析

采用带通型MCA噪声模拟窄带接收的E/SLF信道噪声^[1,15],利用MCA模型参数集 (A, Γ) 设定信道噪

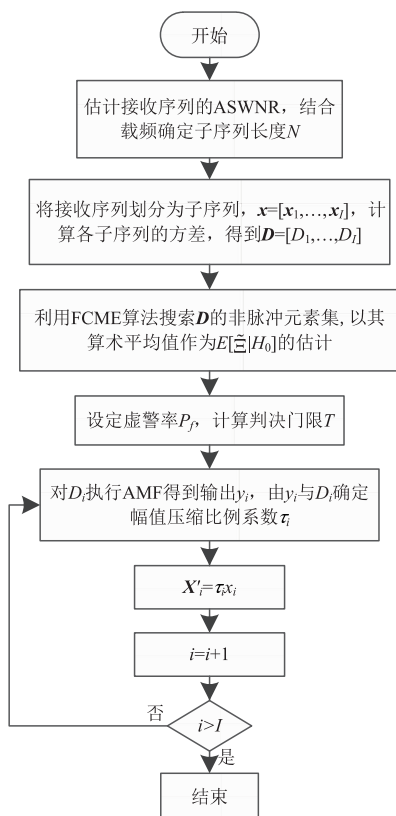


图3 算法实现流程图

声环境^[4], 其中, A 称为脉冲指数, Γ 表示高斯因子, A 越小, MCA 噪声的脉冲性越强. 取中心频率和 3dB 带宽分别为 80Hz 和 7Hz 的 2 阶 IIR (Infinite Impulse Response) 滤波器作为接收机前端等效带通滤波电路. 图 4 给出了几种不同信道噪声环境下 MSK 接收误比特率 (Bit Error Rate, BER) 性能对比. 其中, 设定 MSK 载频为 80Hz, 幅度 $S = 1$, $\nu = -16.99$ dB. 根据图 2 所示仿真结果, 设定虚警率 P_f 为 0.1%, 子序列长度 $N = 64$. 设定 FCME 算法的初始集样点数占总样点数的比例为 8%^[11], Clipper 的陷幅百分比 (Clip Percentage, CP, 定义为落入处理器非线性区的样点数占总样点数的比例) 根据输入信号与信道噪声功率比 (记为 Θ) 的变化而自适应地调整: $CP = 0.1 (\Theta(\text{dB}) \in (-10, +\infty))$, $0.2 (\Theta(\text{dB}) \in (-20, -10])$, $0.3 (\Theta(\text{dB}) \in (-30, -20])$, $0.4 (\Theta(\text{dB}) \in (-\infty, -30])$ ^[11].

由图 4 可见, 本文算法获得的 BER 改善 (BER Improvement, BERI) 对参数 A 的变化较对参数 Γ 更为敏感. 参数 A 决定输入 MCA 噪声的脉冲性, 而输入脉冲性越强, 暂态效应则越显著, 所提算法具备簇性抑制 E/SLF 信道噪声脉冲的能力, 从而能够获得的 BERI 越大. 以强脉冲性信道噪声 (图 4(a)) 为例, 本文算法在 BER 为 10^{-2} 时能够提供的 E_b/N_0 增益近似等于 10dB (LONL), 20dB (Clipper) 以及 30dB (自适应极值 MF 算法). 当 A 增大到 10^{-2} 时, 所提算法首次出现 BER 性能不及 LONL 的情况, 尽管如此, 所提算法仍提供了与 LONL 相近的 BER 性能, 且优于其他几种算法. 由图 4 不难看出, 常规时域自适应极值 MF 算法几乎丧失抑噪能力, 同时, 由于波形细节保护能力的不足, 该算法在 $E_b/N_0 > -10$ dB 时的 BER 性能甚至劣于线性接收机 (即不施加抑制算法) 的情况.

图 5 给出了 3 种典型信道噪声环境下不同子序列长度 N 对应的 BER 仿真结果.

由图 5 可以看出, 在给定的 3 种信道噪声环境下, $N < 32$ 以及 $N \geq 512$ 时所提算法的 BER 性能均不及 LONL 以及其他 N 取值的情况. 过小的 N 值使得难以有效减小脉冲密度而引发噪声脉冲及其暂态效应欠抑制. 然而, 过大的 N 值却会导致子序列中非脉冲样点数量的急剧增大, 出现非脉冲样点的过抑制. $N = 64$ 和 128 具有近似相同的 BER 性能, 说明在给定的 MSK 信号以及白噪声条件下, 针对 BER 性能, 所提算法中 N 在范围 $\{64 \leq N \leq 128\}$ 内取值时对信道噪声环境不敏感.

4.2 实测分析

图 6(a) 给出了某实际 E/SLF 通信的接收信号, 其信道噪声属中等脉冲性, Θ 约为 -28.73 dB, ASWNR 约为 -5.93 dB, 图 6(b) 为取 $N = 64$ 时的抑噪结果.

对比图 6(a) 与图 6(b) 可以发现, 本文算法能够有效抑制信道噪声. 经过计算, 本文算法以及其他几种对照算法能够获得的信号与信道噪声功率比增益 (记为 $\Delta\Theta$) 和 BERI 如表 1 所示, 其中, $\Delta\Theta(\text{dB}) = \Theta(\text{处理后, dB}) - \Theta(\text{处理前, dB})$, $\text{BERI} = [\text{BER}(\text{处理前}) - \text{BER}(\text{处理后})] / \text{BER}(\text{处理前})$.

表 1 实际信号的抑噪性能对比

| | 本文所提算法 | | | | 自适应极值 MF 算法 | LONL | Clipper |
|---------------------------|----------|----------|-----------|-----------|-------------|------|---------|
| | $N = 32$ | $N = 64$ | $N = 128$ | $N = 512$ | | | |
| $\Delta\Theta(\text{dB})$ | 8.35 | 10.27 | 8.69 | 7.51 | 3.75 | 9.92 | 8.08 |
| BERI | 36% | 49% | 39% | 32% | 7% | 47% | 20% |

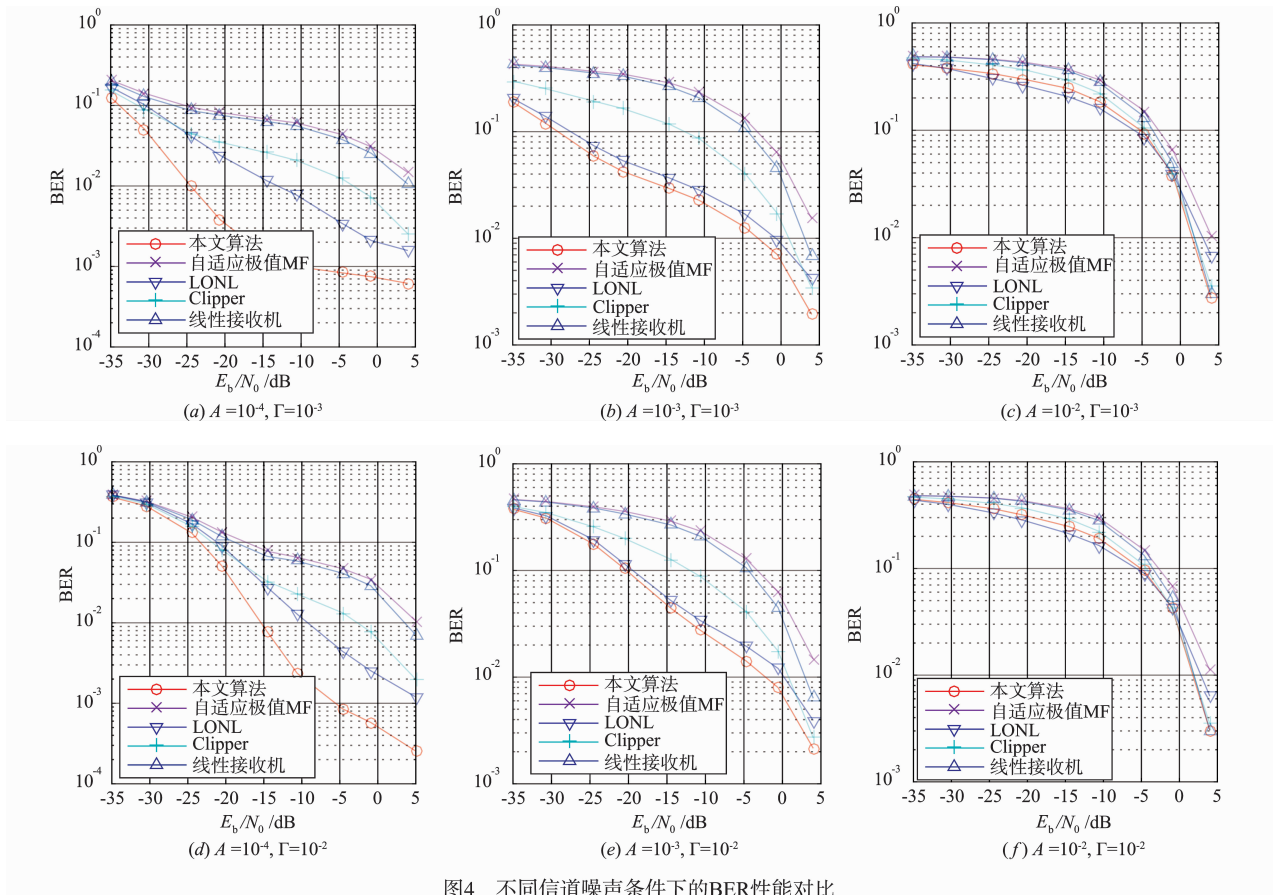


图4 不同信道噪声条件下的BER性能对比

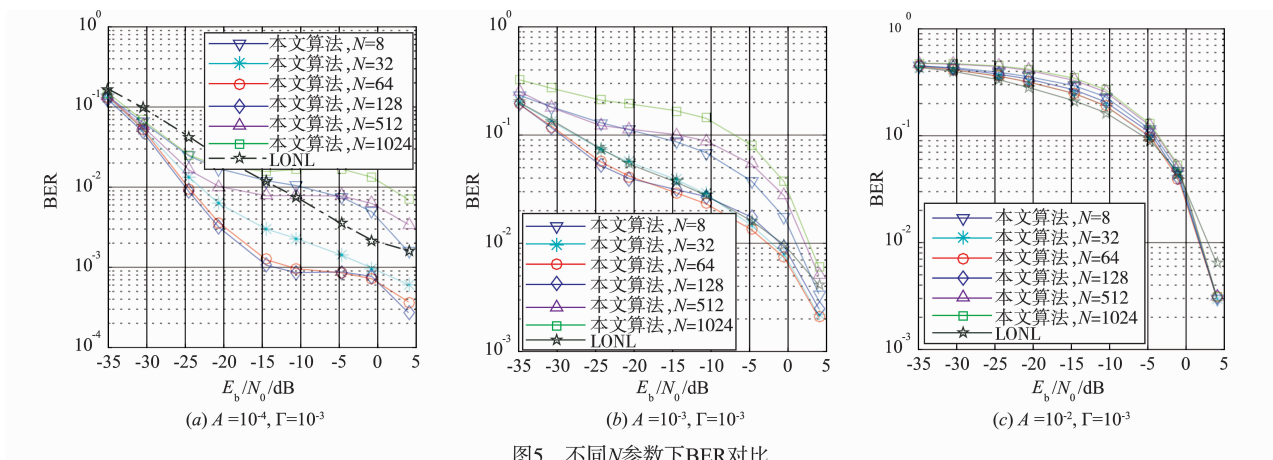


图5 不同N参数下BER对比

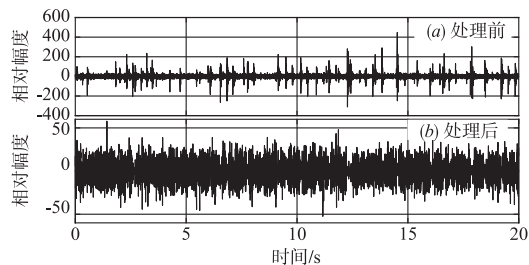


图6 实际接收信号及其抑噪结果

表1中, Clipper的CP设定为30%。由表1可知, 针对

给定的实际E/SLF信道噪声, 本文算法在取 $N=64$ 时获得了较所列其他算法更高的信号与信道噪声功率比增益和BER, 说明了算法的优越性, 同时, 在取 $N=128$ 时, 所提算法的性能略有退化, 然而仍然获得了与LONL相近的性能, 且优于其他两种处理算法。

5 结束语

本文针对极/超低频信道噪声抑制中面临的参数估计计算度高而难以实施最优非线性处理的问题, 提出了一种简单有效的抑噪方法。

文中首先分析了窄带接收的信道噪声的波形特点,然后理论推导了基于恒虚警率奇异值检测的信道噪声判决门限,分析了基于自适应中值滤波的信道噪声抑制算法.仿真和实测结果验证了该方法的有效性.

由于本文算法无需信道噪声参数估计,是一种全盲的抑噪方法,因而与基于参数估计的抑噪方法(ONL和LONL)相比具备更好的鲁棒性和可靠性,因而更具实用价值.

参考文献

- [1] INGRAM R. Performance of the locally optimum threshold receiver and several suboptimal nonlinear receivers for ELF noise[J]. IEEE Journal of Oceanic Engineering, 1984, 9(3):202 – 208.
- [2] 蒋宇中,应文威,等.超低频非高斯噪声模型及应用[M].北京:国防工业出版社,2014.
JIANG Y Z, YING W W, et al. Non-Gaussian Noise Model of Extremely Low Frequency Channel and Its Application [M]. Beijing: National Defense Industry Press, 2014.
- [3] MIDDLETON D. Statistical-physical models of electromagnetic interference[J]. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 1977 (3):106 – 127.
- [4] SAAIFAN K A, HENKEL W. Decision boundary evaluation of optimum and suboptimum detectors in class-A interference[J]. IEEE Transactions on Communications, 2013, 61(1):197 – 205.
- [5] OH H, NAM H. Design and performance analysis of non-linearity preprocessors in an impulsive noise environment [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2017, 66(1):364 – 376.
- [6] RABIE K M, ALSUSA E. Quantized peak-based impulsive noise blanking in power-line communications [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2014, 29(4):1630 – 1638.
- [7] 吕宗伟,唐治德,周林,等.一种高效快速的高密度椒盐噪声消除算法[J].电子学报,2011,39(8):1903 – 1906.
LÜ Z W, TANG Z D, ZHOU L, et al. One efficient and fast method for the removal of high-density salt and pepper noise[J]. Acta Electronica Sinica, 2011, 39(8):1903 – 1906. (in Chinese)
- [8] CHAN R H, HO C W, NIKOLOVA M. Salt-and-pepper noise removal by median-type noise detectors and detail-preserving regularization[J]. IEEE Transactions on Image Processing, 2005, 14(10):1479 – 1485.
- [9] FU T, ZHOU S. VLF atmospheric noise suppression using median filter and wavelet threshold denoising[A]. Second International Congress on Image and Signal Processing [C]. US: IEEE, 2009. 1 – 4.
- [10] 易三莉,陈勇,贺建峰.建立新型边缘泄露补偿机制的四阶方程图像平滑方法[J].电子学报,2016,44(4):813 – 820.
YI S L, CHEN Y, HE J F. A novel compensation mechanism of edge leakage for fourth order equation smoothing image[J]. Acta Electronica Sinica, 2016, 44(4):813 – 820. (in Chinese)
- [11] SAARNISAARI H, et al. Iterative multidimensional impulse detectors for communications based on the classical diagnostic methods[J]. IEEE Transactions on Communications, 2005, 53(3):395 – 398.
- [12] CHAI C C, TJHUNG T T. Unified laguerre polynomial-series-based distribution of small-scale fading envelopes [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2009, 58(8):3988 – 3999.
- [13] Andrés S, BARICZ A, SUN Y. The generalized Marcum Q-function: an orthogonal polynomial approach[J]. Acta Universitatis Sapientiae Mathematica, 2011, 3(1):60 – 76.
- [14] 辛吉荣,陆路希,等.基于时频稀疏性的跳频信号背景噪声估计算法[J].电子学报,2014,42(10):1932 – 1937.
XIN J R, LU L X, et al. Noise energy estimator based on sparseness of time-frequency domain for broadband frequency-hopping signal[J]. Acta Electronica Sinica, 2014, 42(10):1932 – 1937. (in Chinese)
- [15] RAAB F H, JOUGHIN I R. Signal processing for through-the-earth radio communication[J]. IEEE Transactions on Communications, 1995, 43(12):2995 – 3003.

作者简介



赵 鹏 男. 1990 年 1 月出生, 陕西周至人. 2012 年毕业于中国地质大学(武汉)机械与电子信息学院, 现为海军工程大学通信与信息系统专业博士生, 主要研究方向为低频通信信号处理、干扰抑制.
E-mail: zhaopeng@cug.edu.cn



蒋宇中 男. 1963 年 5 月出生, 浙江嘉兴人. 现为海军工程大学电子工程学院教授、博士生导师, 主要研究方向为低频通信信号处理、编解码技术等.
E-mail: jiangyuzhong@tsinghua.org.cn