

一种改进 LS 信道估计算法在稀疏多径水声信道中的应用

宁小玲¹, 张林森², 梁 玥³

(1. 海军工程大学电子工程学院, 湖北武汉 430033;

2. 海军工程大学兵器工程系, 湖北武汉 430033; 3. 海军工程大学教务处, 湖北武汉 430033)

摘要: 为了消除水声正交频分复用调制(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)系统中噪声对稀疏多径信道估计的影响, 提出了一种改进的最小二乘(Least-Square, LS)信道估计算法。该方法在传统基于离散傅里叶变换(Discrete Fourier Transform, DFT)插值的信道估计结构上进行了改进, 得到了基于阈值探测的 DFT 插值信道估计方法, 该方法将小于阈值的时域信道响应置零, 探测最有效信道抽头, 有效消除噪声干扰的影响。仿真结果验证了 DFT 插值在稀疏多径水声信道估计中的实用性; 得到了当循环前缀长度与信道长度越接近时信道估计性能(Bit Error Rate, BER)越好的结论; 确定了在两种调制方式下算法的阈值系数范围; 且该新算法与已有算法所需的信噪比可低约 2 dB, 解决了用循环前缀长度来近似信道真实长度的实际问题。

关键词: LS 信道估计; 正交频分复用; 稀疏多径水声信道; DFT 插值;

中图分类号: TN911.5

文献标识码: A

文章编号: 1000-3630(2016)-04-0378-07

DOI 编码: 10.16300/j.cnki.1000-3630.2016.04.018

Application of an improved LS channel estimation algorithm to sparse multipath underwater acoustic channel

NING Xiao-ling¹, ZHANG Lin-sen², LIANG YUE³

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

2. Department of Weaponary Engineering, Naval University of Engineering, Wuhan 430033, Hubei, China;

3. Dean's Office of Naval University of Engineering, Wuhan 430033, Hubei, China)

Abstract: In order to eliminate the effect brought from the noise in underwater orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) system, an improved least-square (LS) channel estimation method is proposed for sparse multi-path channel estimation. The conventional discrete Fourier transform (DFT)-based interpolation channel estimation method is improved by using threshold detecting channel estimation, which can decide significant channel taps and erase the effect of noise by comparing the time domain channel estimation value with the predetermined threshold. The proposed method increases estimation precision effectively. Simulation results demonstrate that the DFT-based interpolation is practical in sparse multipath underwater acoustic channel, and the bit error rate (BER) becomes better when the circular prefix approximate actual channel length gradually. Moreover, the threshold coefficient regions of this method for two modulation modes are ascertained. The results show that BER of the proposed LS channel estimation is better than that of the conventional DFT-based channel estimations by about 2 dB, therefore the problem of using circular prefix to substitute actual channel length, which exists in the conventional DFT-based channel estimation method, is solved.

Key words: least square channel estimation; orthogonal frequency division multiplexing; sparse multipath underwater acoustic channel; discrete Fourier transform based interpolation

0 引 言

大量研究表明, 多径效应是水声信号在海洋声

信道中传播时发生畸变的重要原因, 它会导致信号严重衰落和码间干扰。为了保证水声通信系统的性能不受信道多径和衰落的影响, 实现高速率的水下数据传输, 就需要对水声信道进行实时估计与均衡, 及时调整接收处理方式, 抑制稀疏多径衰落信道的不利影响。OFDM(正交频分复用调制)具有抗多径干扰能力强、带宽利用率高以及有效对抗符号间干扰等特性, 已广泛用于无线局域网、无线广域

收稿日期: 2015-10-24; 修回日期: 2016-01-25

基金项目: 国家自然科学基金(F010202)、海军工程大学自然科学基金(HGDQNJ3024)资助项目。

作者简介: 宁小玲(1982—), 女, 湖南邵阳人, 博士, 研究方向为水下高速率数据传输、信道估计与均衡等。

通讯作者: 宁小玲, E-mail: zhang_ning1982b@sina.com.

网等。近年来 OFDM 技术已成为水声通信领域的研究热点。其中信道估计是 OFDM 系统中补偿水下声信道畸变的一项非常重要的技术^[1-3]。

目前，基于导频的信道估计一般包括三个步骤：(1) 设计导频结构；(2) 获得导频位置处的信道响应；(3) 根据导频位置处的信道响应恢复出所有位置的信道响应。三个步骤分别涉及到不同的技术，目前，导频结构应用相对较多的是梳状导频结构^[4-5]。而在对水声信道基于导频的信道估计的研究中，主要有 LS 估计和线性最小均方误差 (Linear Minimum Mean Square Error, LMMSE)估计两大类，LS 信道估计算法相比 LMMSE 估计算法简单易行，不需要知道信道统计特性和系统噪声统计特性两个先验信息，其在工程中应用相对较多^[6-8]。由导频位置的信道响应恢复全部信道响应，主要依靠内插算法。基于 DFT 的内插器最大的优点就是对输入信号采样率不敏感^[9]，只要输入信号的采样率满足 Nyquist 采样定理，不论采样率具体为多少，内插器的性能都比较稳定^[10]，且只要获得信道的最大时延长度，基于 DFT 的信道估计能够得到很好的性能^[11]。基于 DFT 内插的估计方法中需要确认的是信道长度，文献[12]把循环前缀长度 L_{cp} 近似为信道长度 L ，这种方法虽然从一定程度上提高了信道的估计精度，但估计性能还有待进一步改善。在关于稀疏多径信道估计的研究中，文献[13]引入多径数建立由多径时延、幅度系数及径数组成的水声信道多径参数模型，提出一种针对单频水声信号的多径时延估计算法。文献[14]利用基于广义 Akaike 信息论 (Generalized Akaike Information Criterion, GAIC) 准则确定稀疏信道模型的阶次及抽头位置。

本文采用基于导频的 LS 信道估计，与上面三个步骤不同的是，本文在第三个步骤前增加了一个步骤：首先确定时域信道响应中有效抽头数的“有效阈值”，将小于阈值的信道响应置零，然后对新得到的有用信道响应进行 DFT 插值，恢复信道的所有响应。这样可探测最有效信道抽头，大大减小了噪声对估计性能的影响，显著改善 LS 算法的信道估计效果。

1 OFDM 系统模型和稀疏水声信道模型

水声 OFDM 系统的等效基带信号模型如图 1 所示。

OFDM 系统采用梳状导频结构。设 OFDM 系

统具有 N 个子载波， M 个导频信号均匀地插入到频域传输信号中，插入等间隔长度 $L=N/M$ ，则相邻的 L 个子载波为一组(不考虑组与组之间的重叠)，在每一组中，第一个子载波用来传输导频信号，也叫做导频子载波。剩下的子载波传输数据信号，叫做信息子载波。所以，共有 $L=N/M$ 个导频子载波和 $N-M$ 个数据信息子载波。

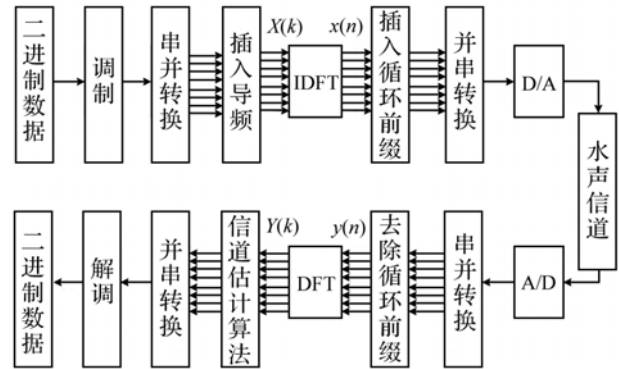


图1 基于导频的水声 OFDM 通信系统框图

Fig.1 Block diagram of pilot based underwater acoustic OFDM communication system

对于每一个 OFDM 符号，它的第 k 个子载波频域数据信号和导频子载波信号可以表示为

$$\mathbf{X}(k) = \mathbf{X}(mL+l) = \begin{cases} \mathbf{X}_p(mL), & l=0 \\ \mathbf{X}_d, & l=1, \dots, L-1 \end{cases} \quad 0 \leq m \leq M-1 \quad (1)$$

式中： $\mathbf{X}(k)$ 为第 k 个子载波频域数据信号； $\mathbf{X}_d$ 为数据信号； $\mathbf{X}_p(mL)$ 为第 m 个导频。

在高速水下数据传输中通常面临的都是稀疏的多径衰落信道，并且多径具有可分辨性，如果能够充分利用这种信道的稀疏性，可以提高信道估计的精度。Stojanovic^[15]提出了图 2 中的稀疏水声信道模型。

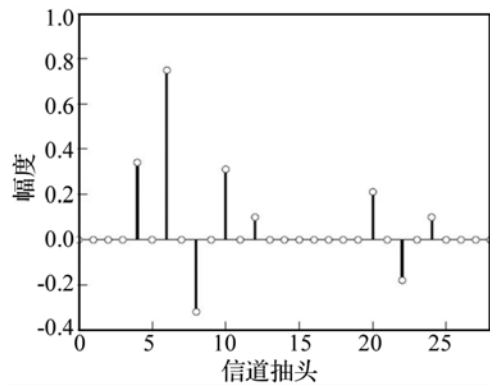


图2 稀疏水声信道的时域脉冲响应

Fig.2 Impulse response of a sparse underwater acoustic channel in time domain

通常多径信道被建模为 L 抽头延迟的有限脉冲响应(Finite Impulse Response, FIR)滤波器, $\mathbf{h}=[h(0), h(1), \dots, h(L-1)]^T$, 对于具有稀疏多径特性的水声信道, 向量 $\mathbf{h}$ 中非零值的位置用 $J=[j_1, j_2, \dots, j_D]$ 表示。

那么, 稀疏信道也可表示为

$$\mathbf{h}(l)=\begin{cases} h(j_d), & l \in J, d=1, 2, \dots, D \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (2)$$

在频域内的接收信号为

$$\mathbf{Y}(k)=\mathbf{X}(k)\mathbf{H}(k)+\mathbf{V}(k) \quad k=0, 1, \dots, N-1 \quad (3)$$

式中: $\mathbf{H}(k)$ 为信道频域响应; $\mathbf{V}(k)$ 为方差为 σ_v^2 的加性高斯白噪声(Additive White Gaussian Noise, AGWN)。

2 基于 LS 准则的 DFT 插值信道估计算法

2.1 经验的 DFT 插值 LS 估计方法

基于 DFT 内插的 LS 信道估计原理图如图 3 所示^[16]。

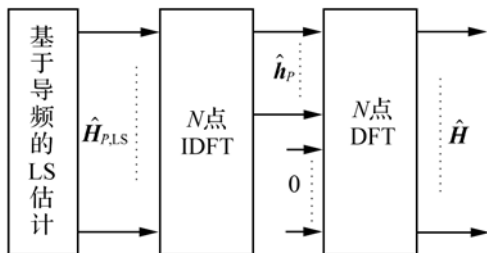


图 3 基于 DFT 内插的 OFDM 信道估计
Fig.3 DFT interpolation based OFDM channel estimation

基于 DFT 内插的信道估计方法基本步骤是: 对导频位置上的信道响应作离散傅里叶逆变换(Inverse Discrete Fourier Transform, IDFT)变换, 得到信道的时域冲激响应 $\hat{\mathbf{h}}_p$ 。如果导频的个数 M 大于信道冲激响应的采样长度 L , 在 $\hat{\mathbf{h}}_p$ 的高频部分插零, 然后再通过一个 N 点的 DFT, 就可以内插得到全部信道频域响应 $\hat{\mathbf{H}}$ 。基于 DFT 内插的信道估计方法的前提是导频的结构必须是等间隔的。

信道估计就是利用信号的确知信息来估计出实际信道的径数和径的系数, $h(j_d)$ 就是真实径或有用径。由于噪声的存在和部分导频对应的伪随机噪声码相位不完全正交就会引起非真实径, 也就是噪声径。

图 3 得到的 $\hat{\mathbf{h}}_p$ 可表示为信道的脉冲响应和噪声两部分:

$$\hat{\mathbf{h}}_p=\begin{cases} h_p(m)+\hat{\mathbf{v}}_p(m), & 1 \leq m \leq L-1 \\ \hat{\mathbf{v}}_p(m), & L \leq m \leq N \end{cases} \quad (4)$$

图 3 中在 $\hat{\mathbf{h}}_p$ 高频部分插零, 插零的具体长度如何选择, 是个难题, 因为信道的实际长度 L 未知。文献[12]针对信道脉冲响应长度 L 不大于保护间隔长度 L_{cp} 的实际, 提出了改进方法, 该算法的基本思想就是把得到的时域冲击响应 $\hat{\mathbf{h}}_p$ 在循环前缀(Cyclic Prefix, CP)之外的所有样值估计点置零, 消除部分噪声的影响, 提高了估计精度。其算法结构图如图 4 所示。

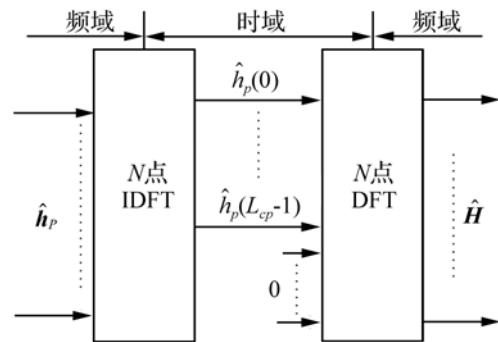


图 4 文献[12]信道估计结构
Fig.4 Channel estimation structure in Literature [12]

如式(4)所示, 信道的所有信息包含在前 L 个采样中, 而其他的采样均为噪声, 信道的实际长度 $L \leq L_{cp}$ 且 $L < N$, 所以, 文献[12]只保留前面 L_{cp} 个采样值作为 L 的近似值, 后面的置零, 式(4)可表示为

$$\hat{\mathbf{h}}_{\text{DFT}}(n)=\begin{cases} \mathbf{h}(n)+\hat{\mathbf{v}}(n), & 0 \leq n \leq L_{cp}-1 \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (5)$$

最后, 可得到基于 DFT 内插的信道估计为

$$\hat{\mathbf{H}}_{\text{DFT}}(k)=\text{DFT}_N\{\hat{\mathbf{h}}_{\text{DFT}}(n)\} \quad k=0, 1, \dots, N-1 \quad (6)$$

式(5)、式(6)从一定程度上改善了信道的估计精度, 但从式(5)可以看出, L_{cp} 离真实的信道长度 L 有一定的差距, 这是导致估计性能还需进一步改善的原因之一。其次, 我们也看出, 在进行 DFT 内插之前的时域信道响应 $\hat{\mathbf{h}}_{\text{DFT}}(n)$ 是真实的时域信道响应 $\mathbf{h}(n)$ 和噪声 $\hat{\mathbf{v}}(n)$ 的叠加, 这也是估计性能需要改善的另一个原因。

2.2 改进的 LS 方法

文献[12]算法中子载波数 N 是已知的, 然而信道的实际长度 L 为未知的, 在实际运用的时候用 L_{cp} 进行近似计算。针对前面分析的两个需要改善的地方, 本文提出基于阈值的 DFT 内插信道估计方法, 基本思想是:

(1) 根据 LS 估计准则得到导频位置处的信道估计;

(2) 把 LS 信道估计出的结果通过 IDFT 变换到时域;

(3) 根据时域信道估计值, 确定有用径阈值, 再根据阈值确定有用径。

(4) 对得到的有用信道估计进行 DFT 插值, 恢复信道的所有响应。

本文采用基于导频的信号结构, 方法结构图如图 5 所示。

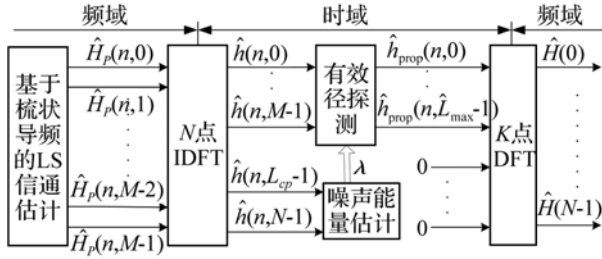


图 5 本文改进的 LS 估计方法

Fig.5 The proposed LS channel estimation algorithm

改进的 LS 方法整个流程如下:

第一步, 基于梳状导频的 LS 信道估计表达式为

$$\hat{\mathbf{H}}_{p,LS} = \frac{\mathbf{Y}_p}{\mathbf{X}_p} = \frac{\mathbf{H}_p \mathbf{X}_p + \mathbf{W}_p}{\mathbf{X}_p} = \mathbf{H}_p + \frac{\mathbf{V}_p}{\mathbf{X}_p} \quad (7)$$

可以看出, $\hat{\mathbf{H}}_{p,LS}$ 实际上是导频处被白噪声所污染的真实信道响应的观察向量, 受噪声的影响大, 在信噪比较低时估计精度和性能不高。

第二步, 根据得到的信道频率响应值 $\hat{\mathbf{H}}_{p,LS}(k)$, ($k=0,1,\dots,N-1$), 通过 IDFT 变换转变为时域信号

$$\hat{\mathbf{h}}_{LS}(n) = \text{IDFT}_N \{ \hat{\mathbf{H}}_{p,LS}(k) \} = \mathbf{h}(n) + \hat{\mathbf{v}}(n), \quad n=0,1,\dots,N-1 \quad (8)$$

式中, $\hat{\mathbf{v}}(n) = \text{IDFT}_N [\mathbf{V}(k)/\mathbf{X}(k)]$ 表示噪声。

信道实际时域响应 $\mathbf{h}(n)$ 为:

$$\mathbf{h}(n) = \begin{cases} \text{IDFT}_N [\mathbf{H}(k)], & 0 \leq n \leq L-1 \\ 0, & L \leq n \leq N-1 \end{cases} \quad (9)$$

可见, 目前得到的是受噪声污染严重的时域信道响应 $\hat{\mathbf{h}}_{LS}(n)$ 。

第三步, 为了从式(8)中将信道的有用径区别开来, 有效减少噪声的影响, 本文提出基于阈值的新的 LS 估计方法:

$$\hat{\mathbf{h}}_{\text{prop}}(n) = \begin{cases} \hat{\mathbf{h}}_{LS}(n), & |\hat{\mathbf{h}}_{LS}(n)|^2 > \lambda \\ 0, & \text{其他} \end{cases}, n=0,1,\dots,N-1 \quad (10)$$

式中, $\lambda = \mu \cdot \sigma_v^2$ (11)

$$\sigma_v^2 = \frac{1}{N-L_{\max}} \sum_{n=L_{\max}}^{N-1} |\hat{\mathbf{h}}_{LS}(n)|^2 = \frac{1}{N-L_{\max}} \sum_{n=L_{\max}}^{N-1} |\hat{\mathbf{v}}(n)|^2 \quad (12)$$

其中: μ 为阈值系数; σ_v^2 为噪声径能量估计平均值。

特别地, 训练信号 $\mathbf{X}(k)$ 的能量不同, 即正交相移键控 (Quadrature Phase Shift Keying, QPSK) 调制、16 进制的正交振幅调制 (Quadrature Amplitude Modulation, QAM) 以及 64 QAM 信号的能量不一样, 式(11)中的 μ 取值不同, 后面仿真时进行具体分析。

由于水声信道长度 L 是未知的, 且是一个随环境变化的量, 那么这个算法中 $L_{\max}$ 的值也是一个未知量, 为了简化, 式(12)可写为

$$\sigma_v^2 = \frac{1}{N-L_{cp}} \sum_{n=L_{cp}}^{N-1} |\hat{\mathbf{v}}(n)|^2 \quad (13)$$

第四步, 被估计信道的频率响应为

$$\hat{\mathbf{H}}_{\text{prop}}(k) = \text{DFT}_N \{ \hat{\mathbf{h}}_{\text{prop}}(n) \} \quad (14)$$

3 仿真结果与分析

子载波数为 $N=1024$, 导频数 $M=128$, 仿真中信号的调制方式为 QPSK、16 QAM 以及 64 QAM, 信道 1 为典型的稀疏水声信道^[17], 其响应为:

$$\mathbf{H}_1(z) = 1 - 0.67z^{-15} + 0.55z^{-19} \quad (15)$$

稀疏水声信道模型 2 为负声速梯度水声信道^[18], 其响应为:

$$\mathbf{H}_2(z) = 1 + 0.26311z^{-7} + 0.151214z^{-39} + 0.391599z^{-67} \quad (16)$$

为了得到信道估计性能, 假设接收机实现完全同步。同时, 为了避免码间干扰, 选择循环前缀 L_{cp} 大于信道的最大延迟 $L_{\max}$ 。

3.1 不同插值方法比较

由导频位置的信道响应 $\hat{\mathbf{H}}_p$ 恢复全部信道的相应 $\hat{\mathbf{H}}$, 主要依靠内插算法。不同的内插算法对算法的性能有较大的影响。图 6 采用 QPSK 调制信号模拟文献[12]算法在信道 1 和信道 2 两种稀疏水声信道环境下、四种插值方式时的误码率 (Bit Error Rate, BER) 性能曲线。

从图 6(a)和图 6(b)可以看出, 在两种信道条件下, 四种插值方法的估计效果相差明显: DFT 插值方法在两种不同信道条件下的均方误差 (Mean Square Error, MSE) 性能保持稳定, 这是因为基于 DFT 的内插器最大的优点就是对输入信号采样率不敏感, 在采样率满足 Nyquist 采样定理的前提下, 不论采样率具体为多少, 内插器的性能都比较稳定; Cubic 插值方法受信道的影响较大, 在复杂信道条件下几乎不能完成信道估计; Spline 插值和 Linear 插值方法受信道的影响也较大, 然而两种插值方法在不同信道条件下的 MSE 性能相当。所以,

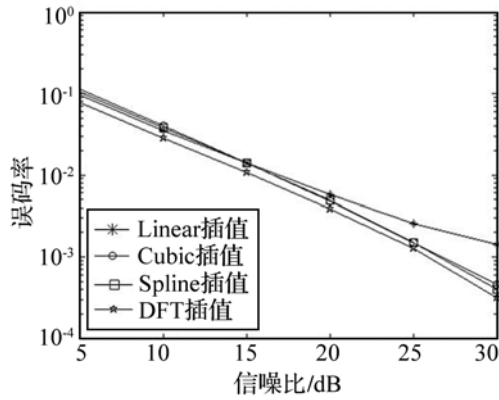
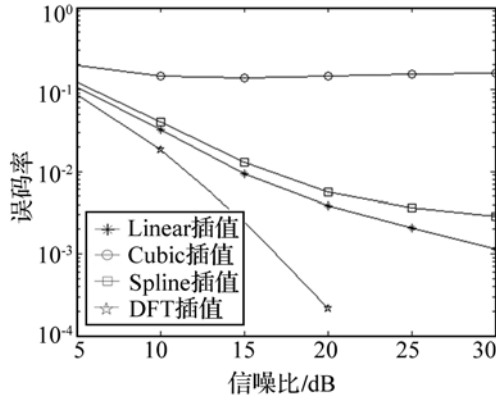
(a) 信道 1, QPSK 调制, $L_{cp}=20$ (b) 信道 2, QPSK 调制, $L_{cp}=68$

图 6 两种稀疏多径水声信道的 LS 信道估计的 BER 性能比较
Fig.6 BER comparison between LS channel estimations for two sparse multi-path underwater acoustic channels

仿真验证了在实际稀疏水声信道估计应用中使用 DFT 插值方法的实用性和优势。

3.2 本文算法和文献[12]算法比较

由于不能事先知道信道长度的先验信息,文献[12]算法把得到的时域冲击响应在 CP 之外的所有样值估计点置零,从一定程度上提高了估计精度。图 7 通过改变文献[12]算法中循环前缀 L_{cp} 的值,采用 QPSK 调制,分别在信道 1(分别取 $L_{cp}=60, 40, 20$)和信道 2(分别取 $L_{cp}=120, 100, 68$)环境下进行仿真,比较其 BER 性能。

从图 7 可以看出,在两种信道环境下,随着循环前缀 L_{cp} 的长度逐渐接近信道的真实长度(信道 1: $L_{max}=20$, 信道 2: $L_{max}=68$),所得到的 BER 性能逐渐得到改善,这就指导我们可以找到一种方法,通过这种方法找到信道的实际长度 L_{max} ,并能有效抑制信道的噪声值,提高信道的估计精度。

图 7(a)和图 7(b)分别比较了在信道 1 环境下(取 $L_{cp}=L_{max}=20$)、信道 2 环境下(取 $L_{cp}=L_{max}=68$)本文算法和文献[12]算法两种方法的 BER 性能曲线,其中本文算法的阈值系数在两种环境下分别取 $\mu=4$ 和

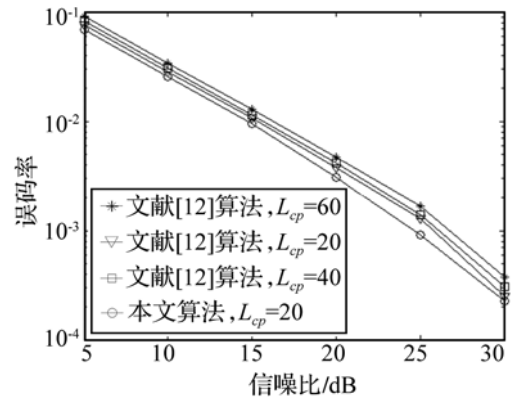
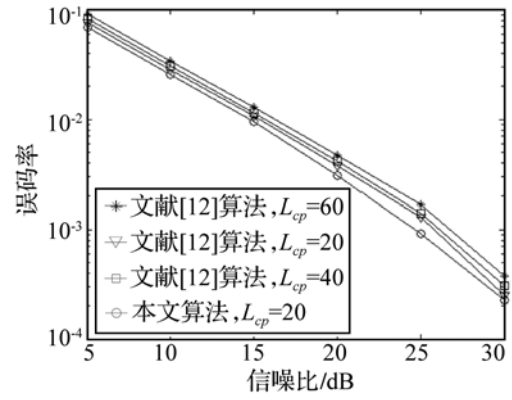
(a) 信道 1, QPSK 调制, $\mu=4$ (b) 信道 2, QPSK 调制, $\mu=3$

图 7 在不同循环前缀长度文献[12]算法和本文算法的 BER 性能
Fig.7 BER performance comparison between the proposed algorithm and the algorithm in Literature [12]

$\mu=3$ 。可以看出,当循环前缀 L_{cp} 的长度和信道真实长度 L_{max} 相等时,文献[12]算法达到最优估计性能,而且这时,本文算法优于文献[12]算法。

以上两种算法 BER 性能相差较大的主要原因是因为本文算法有效抑制了噪声的干扰,比较可以看出,即使文献[12]采用的循环前缀长度刚好等于信道的长度 $L_{cp}=L_{max}$,这时

$$\hat{h}_{DFT}(n) = \begin{cases} h(n) + \hat{v}(n), & n = L_{max} - 1 \\ 0, & \text{其他} \end{cases}$$

显然,在 $n \in [0, L_{max} - 1]$, $\hat{h}_{DFT}(n)$ 中非有用径中的噪声是存在的。

而本文算法由于采用的是基于阈值的信道估计,这时

$$\hat{h}_{prop}(n) = \begin{cases} h(n), & |h_{LS}(n)|^2 > \lambda, n = L_{max} - 1 \\ 0, & \text{其他} \end{cases}$$

在 $n \in [0, L_{max} - 1]$, $\hat{h}_{prop}(n)$ 中低于阈值的噪声被有效地消除了。即对每一个 SNR 值,通过选择合适的阈值,减小了噪声干扰的影响。所以,本文算法的 BER 性能有了很大改进,即使文献[12]采用和信道一样长的循环前缀,也达不到理想的估计性

能。综合以上分析,本文提出的改进算法具有较高的可靠性和应用价值。

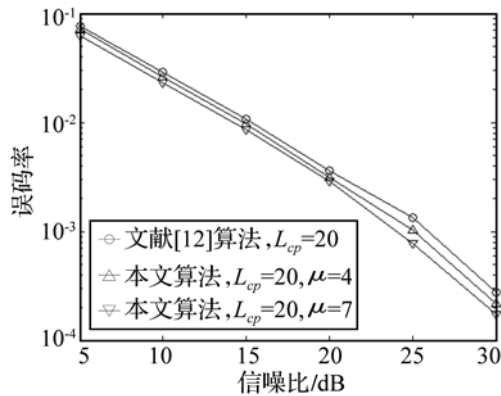
3.3 参数 μ 的选取

由于带宽资源受限,在高速水声通信系统中,大多采用信道利用率较高的非常模信号,下面就两种调制方式下(分别为 QPSK、64QAM)变化不同阈值得到的 BER 性能曲线进行比较。

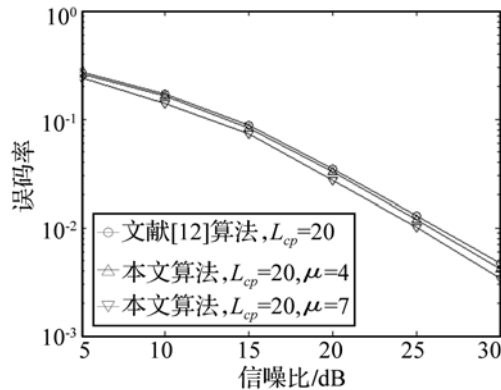
图 8(a)是在信道 1 环境下采用 QPSK 调制信号进行的仿真。文献[12]算法取 $L_{cp}=L_{\max}=20$, 这时其 BER 性能最优。从图 8(a)看出,当阈值系数 μ 在区间[4,7]时,本文算法性能优于文献[12]算法最优估计性能,且取 $\mu=7$, $\text{BER}=1 \times 10^{-3}$ 时,两算法相差约 2.5 dB。

图 8(b)相比图 8(a)改用 64QAM 调制信号。从图 8(b)看出,当阈值系数 μ 在区间[4,7]时,本文算法性能优于文献[12]算法的最优估计性能,且取 $\mu=7$, $\text{BER}=1 \times 10^{-2}$ 时,两者相差约 1.5 dB。

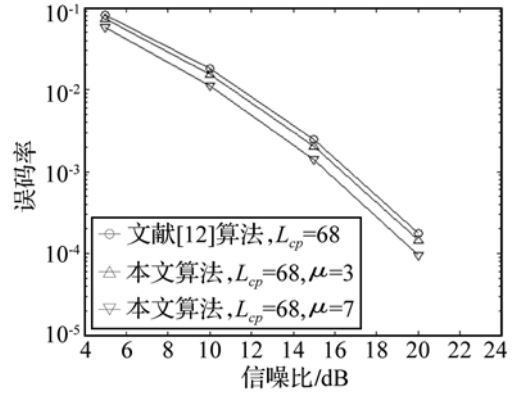
图 8(c)是在信道 2 环境下采用 QPSK 调制信号进行的仿真。文献[12]算法取循环前缀长度 $L_{cp}=L_{\max}=68$, 这时其 BER 性能最优。从图 8(c)看出,当阈值系数 μ 在区间[3,7]时,本文算法性能优于文献[12]算法最优估计性能。且当本文算法取 $\mu=7$,



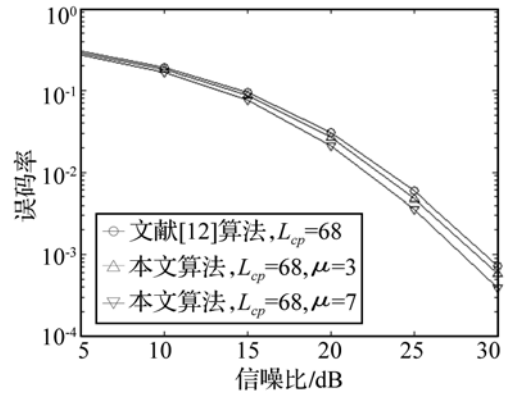
(a) 信道 1, QPSK 调制



(b) 信道 1, 64QAM 调制



(c) 信道 2, QPSK 调制



(d) 信道 2, 64QAM 调制

图 8 不同阈值系数时本文算法和文献[12]算法的 BER 性能比较
Fig.8 BER performance comparison between the proposed algorithm and the algorithm in Literature [12]

$\text{BER}=1 \times 10^{-3}$ 时, 两者相差约 2 dB。

图 8(d)相比图 8(c)改用 64QAM 调制信号。从图 8(d)看出,当阈值系数 μ 在区间[3,7]时,本文算法性能优于文献[12]算法最优估计性能。且当本文算法取 $\mu=7$, $\text{BER}=1 \times 10^{-3}$ 时,两者相差约 1.5 dB。

综合以上可以看出,在稀疏多径水声信道估计应用中使用 DFT 插值方法的优势和实用性;从不同调制方式对算法阈值的影响,得出阈值系数 μ 在区间[4,7]时,本文算法均具有比文献[12]更好的性能。由于在实际信道估计应用中,我们无法确切知道信道的长度,循环前缀的长度不会和信道长度恰好相等,所以,使用本文算法比文献[12]具有约 2 dB 的优势。

4 结 论

本文在文献[12]基于 DFT 插值的信道估计结构上进行了改进,提出了一种改进的基于阈值探测的 LS 信道估计方法,该方法的基本思路:首先根据 LS 估计准则得到导频位置处的信道估计;然后把 LS 信道估计出的结果通过 IDFT 变换到时域;再根

据时域信道估计值, 确定有用径阈值; 最后根据阈值确定有用径。在仿真分析中, 首先比较了四种插值方法在稀疏多径水声信道中的 BER 性能, 证明了 DFT 插值的优势和实用性。其次分析了循环前缀长度的取值对 BER 的影响, 当循环前缀长度与信道长度越接近时, BER 性能越好。并在信道 1 和信道 2 两种环境下采用两种调制方式模拟了本文算法对阈值的影响, 得出阈值系数 μ 在区间[4,7]时, 本文算法均具有比文献[12]更好的性能, 即具有 SNR 可以低约 2 dB 的优势。

参 考 文 献

- [1] Stojanovic M. Low complexity OFDM detector for underwater acoustic Channels[C] //IEEE Oceans Conf, 2006: 1-6.
- [2] Berger C R, Zhou S L, Preisig J C, et al. Sparse channel estimation for multicarrier underwater acoustic communication: From subspace methods to compressed sensing[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2010, **58**(3): 1708-1721.
- [3] 宁小玲, 刘忠, 张林森. 多载波水声信道估计技术及其研究进展[J]. 声学技术, 2012, **31**(1): 77-81.
NÍNG Xiaoling, LIU Zhong, ZHANG Linsen. Advances in channel estimation for multicarrier underwater acoustic communication[J]. Technical Acoustics, 2012, **31**(1): 77-81.
- [4] Kyungchul Kwak, Sungeun Lee, Jihyung Kim, et al. A new dft-based channel estimation approach for OFDM with virtual subcarriers by leakage estimation[J]. IEEE Transactions on wireless communications, 2008, **7**(6): 2004-2008.
- [5] 徐小卡, 桑恩方, 李娜, 等. 基于 DFT 的 OFDM 水声通信信道估计算法[J]. 数据采集与处理, 2009, **24**(1): 44-48.
XU Xiaoka, SANG Enfang, LI Na, et al. Channel estimation algorithm in underwater acoustic communication based on DFT and OFDM[J]. Journal of Data Acquisition & Processing, 2009, **24**(1): 44-48.
- [6] Li B S, Zhou S L, Stojanovic M, et al. Pilot-tone based ZP-OFDM demodulation for an underwater acoustic channel[C] //Proceedings of the MTS/IEEE Oceans Conference, Boston, 2006: 1-5.
- [7] Li B S, Zhou S L, Stojanovic M, et al. Multicarrier communication over underwater acoustic channels with nonuniform Doppler shifts[J]. IEEE Journal of Oceanic Engineering, 2008, **33**(2): 198-209.
- [8] 张永怀, 孙海信, 许芳, 等. 应用于水声 OFDM 通信系统的基于维纳滤波的信道估计[J]. 厦门大学学报: 自然科学版, 2009, **48**(1): 51-54.
ZHANG Yonghuai, SUN Haixin, XU Fang, et al. Channel estimation based on wiener filter for underwater acoustic OFDM communication systems[J]. Journal of Xiamen University: Natural Science, 2009, **48**(1): 51-54.
- [9] Fraser D. Interpolation by the FFT revised-an experimental investigation[J]. IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing, 1989, **37**(5): 1007-1015.
- [10] ZHAO Yuping, HUANG Aiping. A novel channel estimation method for OFDM mobile communication systems based on pilot signals and transform-domain processing[C]//IEEE Vehicular Technology Conf., 1998, 46: 931-939.
- [11] Dowler A, Doufexi A, Nix A. Performance evaluation of channel estimation techniques for a mobile fourth generation wide area OFDM system[C]//IEEE Vehicular Technology Conf., 2002, 4: 2036-2040.
- [12] Qu F Z, Yang L Q. On the estimation of doubly-selective fading channels[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2008, **9**(4): 1261-1265.
- [13] 童峰, 许肖梅, 方世良. 一种单频水声信号多径时延估计算法[J]. 声学学报, 2008, **33**(1): 62-69.
TONG Feng, XU Xiaomei, FANG Shiling. Multipath time-delay estimation of underwater acoustic sinusoidal signals[J]. Acta Acustica, 2008, **9**(4): 1261-1265.
- [14] 何剑, 王永生, 姚如贵, 等. 基于广义 A IC 和 RPC 的 OFDM 航空信道估计算法[J]. 西北工业大学学报, 2007, **27**(2): 250-254.
HE Jian, WANG Yongsheng, YAO Rugui, et al. A better algorithm for estimating aeronautical channel OFDM system based on GAIC and RPC[J]. Journal of Northwestern Polytechnical University, 2007, **27**(2): 250-254.
- [15] Stojanovic M. Retrofocusing techniques for high rate acoustic communications[J]. The Journal of the Acoustical Society of America, 2005, **117**(3): 1173-1185.
- [16] 宋伯炜. OFDM 无线宽带移动通信系统中信道估计与均衡技术研究[D]. 上海: 上海交通大学, 2005.
SONG Bowei. Study on Channel estimation and equalization technique for OFDM based wireless broadband mobile communication systems[D]. Shanghai: Shanghai Jiaotong University, 2005.
- [17] 王峰. 基于高阶统计量的水声信道盲均衡理论与算法[D]. 西安: 西北工业大学, 2003.
WANG Feng. Blind equalization algorithms using higher-order statistics for underwater acoustic channel[D]. Xi'an: Northwestern Polytechnical University, 2003.
- [18] 郭业才. 自适应盲均衡技术[M]. 合肥: 合肥工业出版社, 2007.
GUO Yecai. Adaptive blind equalization technique[M]. Hefei: Hefei Industry Press, 2007.