

一种基于 DFT 时域插值的 OFDM 水声信道估计改进方法

杨 波^{1,2†} 朱 敏² 武岩波² 孙晓艳³

(1 中国科学院研究生院 北京 100049)
(2 中国科学院声学研究所海洋声学技术实验室 北京 100190)
(3 西安建筑科技大学信息与控制工程学院 西安 710055)

摘要 信道估计作为 OFDM 通信系统中的重要部分,其性能关系到整个系统的误比特率。本文提出了一种基于 DFT 时域插值的信道估计改进方法,用于 OFDM 水声通信系统。该方法利用噪声门限抑制多径之间的信道估计噪声,计算简单,达到较好的信道估计效果。对该方法进行了理论分析,仿真实验以及海试。在海试中得到传输距离 2km,有效数据率 2.8kbit/s,证明该方法可以用于中短程浅海水声通信。

关键词 正交频分复用,水声通信,信道估计,海试

中图分类号: O427.9 **文献标识码:** A **文章编号:** 1000-310X(2012)05-0352-06

Channel estimation algorithms based on DFT for Orthogonal Frequency Division Multiplexing system

YANG Bo^{1,2} ZHU Min² WU Yanbo² SUN Xiaoyan³

(1 The Graduate School of The Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049)
(2 Ocean Acoustic Technique Lab, Institute of Acoustics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190)
(3 School of Information and Control Engineering, Xi'an University of Architecture and Technology, Xi'an 710055)

Abstract A channel estimation algorithm for Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) acoustic communication system is proposed. The algorithm is based on discrete Fourier transform (DFT). The algorithm is computational efficient. Theoretical analysis, computer simulation, and a sea trial have been finished. The system achieved a 2.8kbit/s effective data rate at distances up to 2 km, which proved the algorithm can be used for middle/short range acoustic communication in shallow sea.

Key words Orthogonal frequency division multiplexing, Acoustic communication, Channel estimation algorithms, Sea trial

1 引言

正交频分复用 (Orthogonal frequency division

multiplexing, OFDM) 是近年来高速数据传输领域研究的一大热点,并且已经在传输线、无线数字广播以及宽带局域网中得到了初步的应用。正交频分

2012-02-14 收稿; 2012-05-24 定稿

作者简介: 杨波 (1980-), 男, 陕西西安人, 副研究员, 博士研究生, 研究方向: 水声通信。

朱敏 (1970-), 男, 博士生导师。

武岩波 (1982), 男, 副研究员。

孙晓艳 (1979), 女, 副教授。

† 通讯作者: 杨波, E-mail: yangbo@mail.ioa.ac.cn

复用 (OFDM) 的核心思想是将整个可用频带分成多个正交子信道,把需要被传输的高速串行码流并行的调制在这些子信道载波上。OFDM 既有较高的频谱利用率,同时又降低了码率,可以较好的克服由多途效应带来的码间串扰 (ISI, Inter-symbol Interference) 而不需要复杂的信道均衡技术。由于 OFDM 具有抗多径能力强,频谱利用率高,算法复杂度相对较低等特点,使其适合应用在强多途干扰,频带资源严重受限的水声信道中。但是 OFDM 对载波频偏 (CFO) 和相位噪声比较敏感^[1],而水声信道中严重的多普勒扩散能够造成 CFO, CFO 会引起相位偏转,从而导致子载波间干扰 (ICI)。为了能够准确的解调,必须对接收到的信号进行信道估计。本文主要对梳状导频模式下几种信道估计方法进行了分析研究,提出了一种改进的信道估计方法,该方法改进自基于 DFT 的时域插值信道估计方法,与通过增加低通滤波提高性能的方法相比,该方法易于实现且复杂度较低,经仿真和实际海试验证,该方法性能良好。

2 OFDM 的信道估计方法

由于 OFDM 系统通过在收发两端分别采用 IFFT 和 FFT 运算,将频率选择性信道变换成一组具有平坦衰落特性的子信道,各子信道上的接收信号等于发射信号与该子信道频率响应的乘积,因此,仅需要简单的频域一步均衡就可以实现数据的正确解调。

信道估计的方法有很多,根据是否使用辅助数据,可以分为盲估计和非盲估计,以及介于两者之间的半盲估计。根据在时域进行还是在频域进行,又可以分为时域信道估计算法和频域信道估计算法两大类。从导频的插入位置而言,可以分为面向判决方法和导频辅助方法;从实现准则而言可以分为最小均方误差 (MMSE)、最小平方 (LS) 和最大似然估计 (ML) 等;从滤波器的实现和结构可分为二维滤波和两个级联的一维滤波。

盲信道估计算法可以在发射数据完全未知的情况下完成信道估计,不需要特殊的训练符号或者导频,不影响系统的频谱效率和数据率,但是该方法只能在接收到足够多的数据后才能得到一个可靠的信道估计。一方面,对于水声信道,信道是时

变的,难以达到在信道近似不变的时间内传输足够的数据;另一方面,对于以数据包的形式进行的突发传输,“大量数据”显然并不总能得到满足。因此,在 OFDM 水声通信系统中一般使用非盲估计以获得比较好的性能,代价则是有效传输速率的降低。

在 OFDM 系统中,基于导频的信道估计方法主要有三个问题:一是导频信息的选择与插入,由于水声信道的时变特性,需要接收机不断对信道进行跟踪,因此必须不断的传送导频信息;二是接收端导频信息的估计方法,即采用的实现准则;三是如何较好的通过导频恢复出信道在其他位置的信息。考虑到水声信道的恶劣条件,选择时域上连续的梳状导频模式,为了降低运算量,减小接收机的复杂度,采用最小二乘 (LS) 准则进行接收端导频信息估计。下面主要讨论通过导频恢复信道在其他位置信息的问题。

由于梳状导频在频域上不连续,因此需要进行插值。信道估计的插值方法有维纳滤波、级联滤波、变换域法、多项式近似法以及内插法。滤波法的计算量较大且需要信道的某些先验信息,内插法存在引入新噪声的缺点,基于 DFT 的信道估计方法可以通过在变换域使用低通滤波器来抑制噪声。其基本原理如下:

设接收端收到的第 i 个 OFDM 符号可表示为如下:

$$Y_i = X_i \cdot H_i + N_i.$$

(1)

采用 LS 准则得到的导频位置的信道响应估计为:

$$\hat{H}_i = \frac{Y_i}{X_i} + \frac{N_i}{X_i} = H_i + \hat{N}_i.$$

(2)

设子载波数为 N ,每个符号内的导频个数为 M ,则导频间隔为 N/M ,令 $\hat{H}_i^M$ 、 H_i^M 、 $\hat{N}_i^M$ 分别表示 M 个导频位置处的信道响应估计值,实际信道响应以及噪声项,式(2)可重新被表示为:

$$\hat{H}_i^M = H_i^M + \hat{N}_i^M.$$

(3)

对式(3)做 M 点 IFFT 变换,得到:

$$\hat{h}_i^M = h_i^M + \tilde{n}_i^M,$$

(4)

上式中, $\hat{h}_i^M = \text{IFFT}(\hat{H}_i^M)$, 为 M 点信道冲激响应的估计值, $h_i^M = \text{IFFT}(H_i^M)$, $\tilde{n}_i^M = \text{IFFT}(\hat{N}_i^M)$ 。在信道冲激响应点数 L 小于 M (同时也应该小于循环前缀长度) 的情况下, $\hat{h}_i^M$ 可表示如下:

$$\hat{h}_i^M = \begin{cases} \hat{h}_i^M + \tilde{n}_i^M & \text{前}L\text{点}, \\ \tilde{n}_i^M & \text{后}M-L\text{点}. \end{cases} \tag{5}$$

$\hat{h}_i^M$ 的后 $M-L$ 点只含有噪声, 可以通过将其置零来减少噪声的影响, 即 $\hat{h}_i^M$ 变成:

$$\hat{h}_i^M = \begin{cases} \hat{h}_i^M + \tilde{n}_i^M & \text{前}L\text{点}, \\ 0 & \text{后}M-L\text{点}. \end{cases} \tag{6}$$

再对式(6)做 N 点 FFT 变换, 得到:

$$\hat{H}_i^N = H_i^N + \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{L-1} \tilde{n}_k e^{-j\frac{2\pi}{N}k}. \tag{7}$$

该过程如图 1 所示:

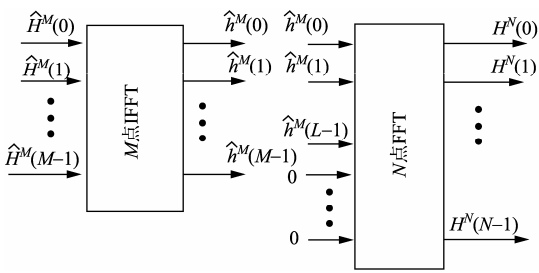


图 1 带低通滤波器的 DFT 信道估计原理框图

3 信道估计方法的改进及仿真

上述方法需要接收机知道信道冲激响应的长度 L , 而实际水声信道中多途延时的变化较大, 为保证性能, 接收机需要对信道冲激响应的长度进行实时估计, 增加了接收机的复杂度和处理延时。

为了简化, 本文提出了一种改进的算法, 该方法由以下三步实现:

(1) 根据利用传统的 DFT 信道估计方法得到:

$$\hat{h}_i^M = h_i^M + \tilde{n}_i^M, \tag{8}$$

式(8)中 $\hat{h}_i^M$ 为 M 点信道冲激响应的估计值。

(2) 计算信道估计序列的噪声门限。根据 $\hat{h}_i^M$ 尾部的若干点, 即最长多径之后的部分, 得到平均噪

声幅值的估计。选取 $2L \sim 3L-1$ 位置处的信道估计序列计算平均噪声幅值, 即:

$$\hat{\sigma}_n = \sqrt{\frac{1}{L} \sum_{i=2L}^{3L-1} \left(\hat{h}_i^M \right)^2}. \tag{9}$$

(3) 剔除稀疏信道中的噪声估计位置。根据噪声幅值 $\hat{\sigma}_n$, 选取噪声门限 $\hat{\sigma}_0 = 2\hat{\sigma}_n$, 将信道冲激响应估计中低于该门限的值认为是噪声而置零。即:

$$\tilde{h}_i^M = \begin{cases} \hat{h}_i^M, & \left| \hat{h}_i^M \right| \geq \hat{\sigma}_0, \\ 0, & \left| \hat{h}_i^M \right| < \hat{\sigma}_0. \end{cases} \quad (0 \leq i < L-1) \tag{10}$$

这种做法能够较好的估计信道冲激响应的长度而且运算量小。此外, 该算法还可以抑制两条幅度较大多径之间的信道噪声, 这是原低通滤波算法所不能做到的。由于噪声门限是通过 M 点信道冲激响应的一部分估计得到的, 当实际信道多径延时较长时, 用于估计噪声门限的信道冲激响应的部分可能含有多径, 造成门限估计不准, 是该算法的主要缺点为了验证改进算法的性能, 进行了计算机仿真试验。仿真使用的参数如下: 256 个子载波, 载波中心频率 10 kHz, 带宽 5 kHz, 符号周期 51.2 ms, 循环前缀 12.8 ms, 循环后缀 6.4 ms, 梳状导频间隔为 4, 采用 QPSK 调制。仿真得到的信道冲激响应估计如图 2~5。

由图 4 与图 5 的对比可以看到, 与理想的低通滤波法 (其结果是在接收机完全知道信道冲激响应起始时刻和持续长度的假设下得到的, 故称为“理想的低通滤波法”) 类似, 改进算法能够较准确的估计出信道响应的长度, 很好的抑制噪声。使用改进算法得到的信道幅频响应曲线和信道估计均方误差随信噪比的变化曲线分别如图 6 和图 7 所示。

从图 7 看到, 低信噪比下, 由于噪声的方差较大, 有一些噪声超过了噪声门限而没有得到抑制, 改进算法的性能略低于理想的低通滤波算法, 但仍要远好于传统的 DFT 变换域法。随着信噪比的增大, 噪声方差减小, 估计得到的门限可以较好的滤除噪声, 改进算法的性能逐渐接近理想的低通滤波算法。

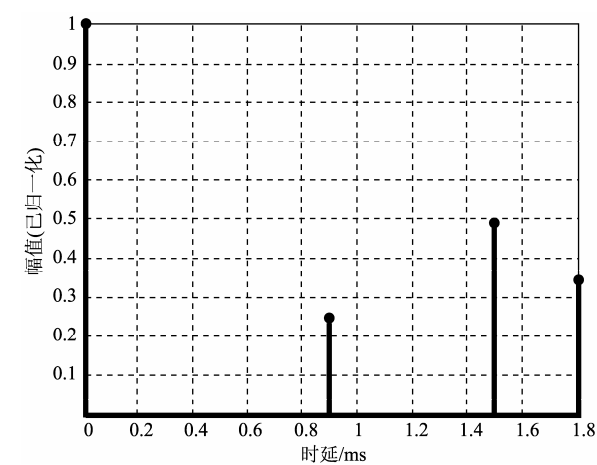


图 2 仿真使用的信道模型

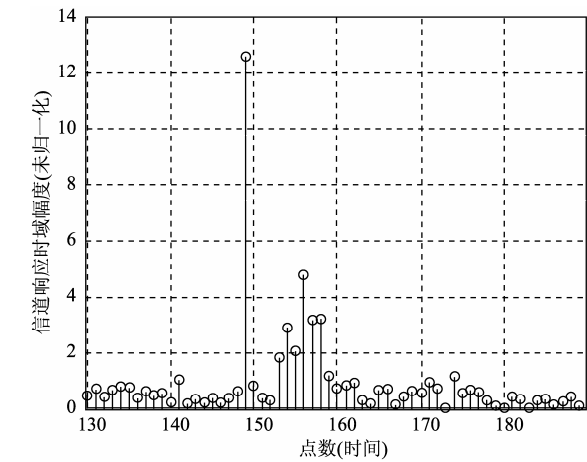


图 3 接收端的信道响应估计

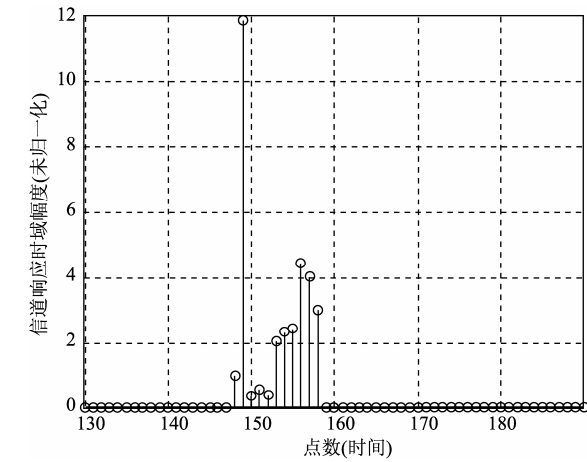


图 4 低通滤波后结果

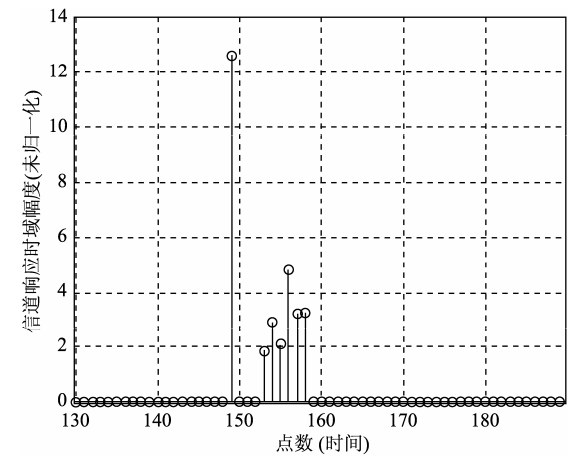


图 5 改进方法的结果

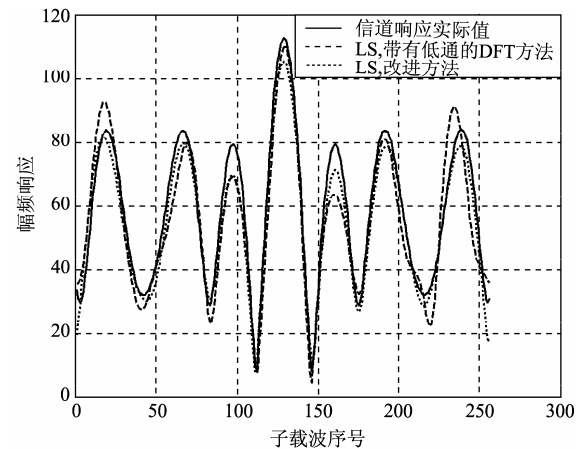


图 6 改进方法的信道幅频响应估计

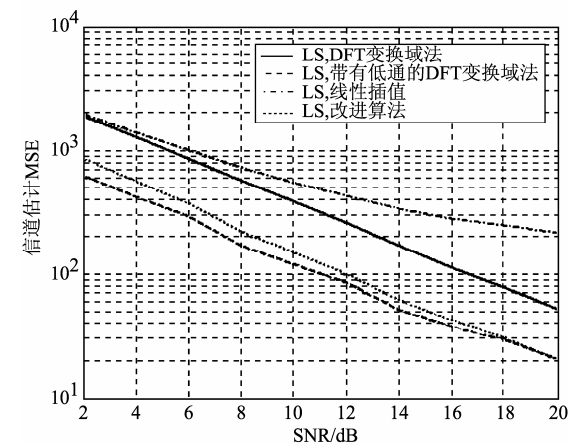


图 7 改进方法的信道估计均方误差变化曲线

4 海试验证结果

海试于 2008 年 10 月初在青岛某浅海海域进

行，实验时风力在 3 级左右，平均水深大约 15m。发射的 OFDM 帧由头部 chirp 信号、空闲、数据符号以及尾部 chirp 信号构成。接收端使用六个换能器组成的阵列。图 8 为发射信号的频谱。

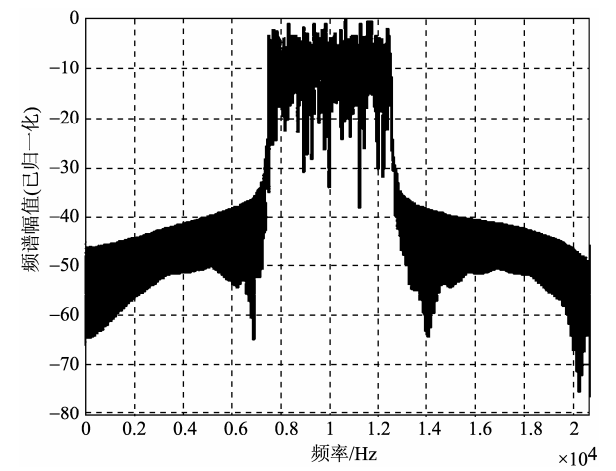


图 8 发射信号频谱

图 9 为接收信号经过带通滤波器前的频谱。该数据的信噪比约为 10.4 dB，从其频谱图可以看到 1 kHz~8 kHz 频段有很大的噪声干扰，主要是周围船只的噪声，此外由于接收换能器阵距船体较近，船比较小，晃动较大，波浪敲打船身产生的噪声也很大。同时，可以看到信道的频率选择性衰落十分严重。

经过带通滤波器后的信号频谱以及信道的多径延时如图 10、11。

为了验证本文提出的信道估计改进方法的性能，使用不同的信道估计方法对接收数据进行解调。图 12 和图 13 为同一接收数据分别使用 DFT 变换域法和改进方法得到的 QPSK 符号星座图。

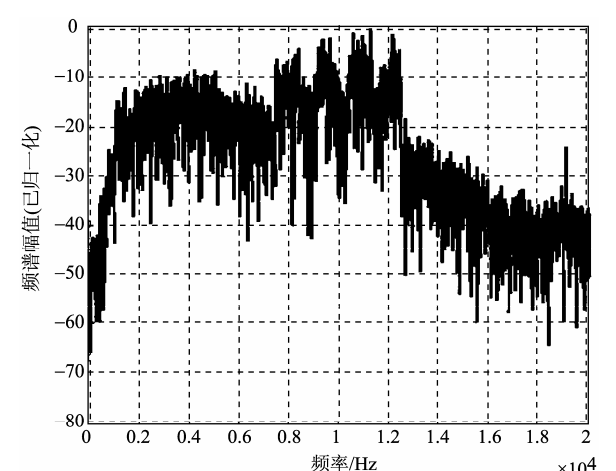


图 9 接收信号频谱（带通滤波前）

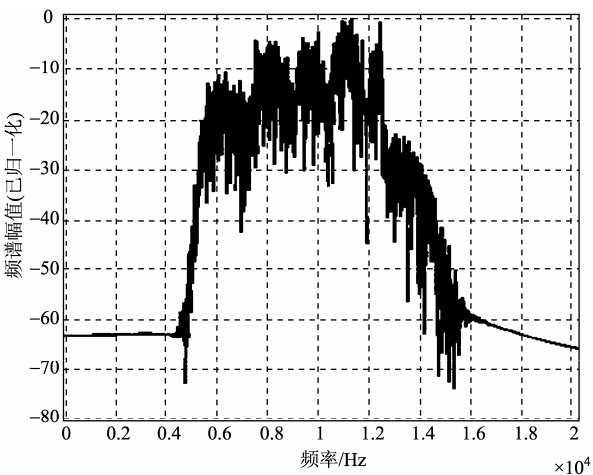


图 10 接收信号频谱（带通滤波后）

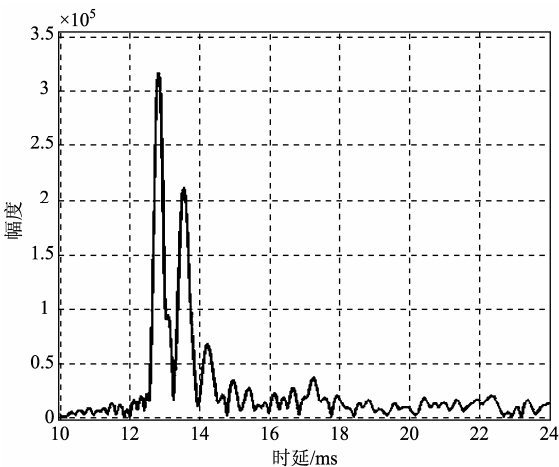


图 11 信道多径延时分布

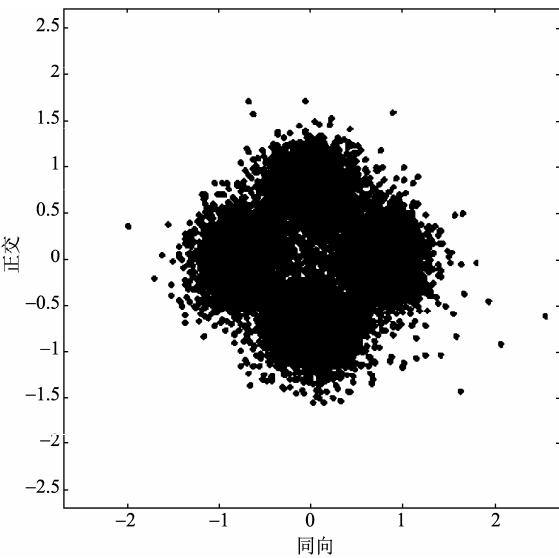


图 12 DFT 变换域法

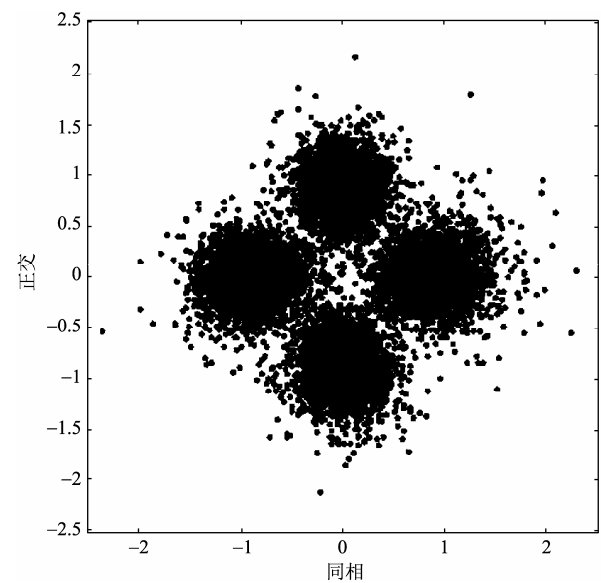


图 13 改进方法

图 14 给出了梳状导频模式下，使用卷积码的一组接收数据的误符号结果。

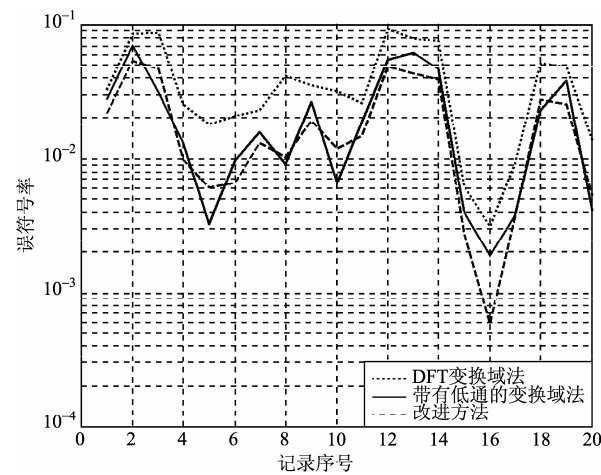


图 14 一组数据采用不同信道估计方法的误符号结果

图 14 中点线的结果对应的信道估计方法为 DFT 变换域法，实线为带有低通滤波的 DFT 变换域法，虚线为改进方法的结果。可以看到，后两种方法的误符号率比第一种方法低，虽然从误符号率的角度看改善的量不是很大，但是由于卷积码的存在，当误符号率被降低到 10^{-2} 附近时，解卷积码后的误比特率即可降至 10^{-4} 以下。另外，改进方法的误符号率结果在大部分情况下要略好于原来的低通滤波方法。

5 结论

作为一种高速通信技术，OFDM 的发展方兴未艾，在水声通信中的应用也是刚刚起步，但是由于水声信道独特的复杂性，尤其是严重的多径、多普勒干扰，较低的信噪比，有限的带宽，使得 OFDM 应用到水声通信中遇到的困难要比无线信道大得多。信道估计是接收机算法中最重要的部分之一。仿真和海试结果表明，本文提出的信道估计改进方法具有良好的性能，可应用于浅海水声通信。

参 考 文 献

[1] ZHAO Y P. Sensitivity to doppler shift and carrier frequency errors in OFDM systems -- The consequences and solutions[J]. IEEE, 1996.

[2] Ye(Geoffrey) Li. Gordon Stüber, Orthogonal frequency division multiplexing for wireless communications[M]. springer, 2006.

[3] 温娜, 张平. 基于 LDPC 编码的水声 OFDM 系统设计[J]. 吉首大学学报(自然科学版), 2003, 28(2): 67-70.

[4] 张东华. Turbo 码原理与应用技术[M]. 电子工业出版社, 2004.1.