一种低复杂度的正交频分复用水声信道估计方法

邓红超[1,2], 蔡惠智[1], 胡捍英[2]

(1. 中国科学院声学研究所, 北京 100080; 2. 解放军信息工程大学通信工程系, 郑州 450002)

摘要: 高可靠性、低复杂度的信道估计是实现正交频分复用(OFDM)数据通信的必要前提。由于水声信道是时间、频率高度散射的信道,传统的基于维纳滤波的信道估计复杂度过高,参考无线信道的广义平稳非相关散射(WSSUS)模型,本文提出了一种基于最小均方误差(MMSE)准则的低复杂度 OFDM 水声信道估计方案,其运算复杂度明显降低,并被实际实验证明是可行、有效的。

关键词: 水声通信;正交频分复用;信道估计;广义平稳非相关散射

中图分类号: TN929.3 **文献标识码:** A **文章编号:** 1000-3630(2006)-05-0393-04

Low-complexity channel estimation in high speed OFDM underwater acoustic communication

DENG Hong-chao[1,2], CAI Hui-zhi[1], HU Han-ying[2]

(1. Institute of Acoustics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100080, China; 2. Department of Communication Engineering, Informational Engineering University of PLA, Zhengzhou 450002, China)

Abstract: Underwater acoustic environment is a particularly hostile communication channel with severe time and frequency selectivity. In order to achieve reliable OFDM communications, reliable and low-complexity channel estimation is necessary. However conventional estimate schemes based on Winner filter are complicated. This paper proposes a low-complexity channel estimation using minimum mean-squared error (MMSE) principle under the assumption of underwater acoustic wide-sense stationary uncorrelated scattering (WSSUS) channel model. The computational complexity is much lower. It is applicable in practical lake experiments.

Key words: underwater acoustic; OFDM; channel estimation; wide-sense stationary uncorrelated scattering

1 引 言

水下声信道是复杂的数据通信环境,存在严重的时变多径,如何实现高速、可靠的水声通信一直是对通信和信号处理技术的挑战。由于水声信道的多径时延扩展会导致大范围的码间干扰, 这对单载波系统的均衡器提出了极高的要求[1],运算复杂度过高。正交频分复用(OFDM)技术由于频带利用率高,并具有良好的对抗信号多径传播的能力,为实现高速水声通信提供了一种可行的选择。

基于 OFDM 的高速水声通信技术近年来在西方受到很大的关注, 有不少学者致力于这方面的研究,已经陆续发表了一些研究报告[2],而国内在这方面的工作则刚开始不久。本文在介绍水声 OFDM 系统模型的基础上, 参考无线信道的 WSSUS 模型提

收稿日期: 2005-10-28; 修回日期: 2006-02-23
基金项目: 国家'863'基金(863-818-09-09)和'十五'国防预研基金(10106050302)项目。
作者简介: 邓红超(1979-),男,河南平顶山人,硕士研究生,研究方向:高速水声通信。

出了一种基于 MMSE 准则的、梳状导频结构的 OFDM 低复杂度水声信道估计方法，最后给出了实际的湖试数据。

2 水声 OFDM 通信系统模型

OFDM 在频域内把总的信道带宽划分为多个相互正交的子信道，将单路高速串行数据流转化为多路低速数据流并行传输，有效地消除了信道的频率选择性衰落，同时也将码间干扰（ISI）的范围大大缩短。对各路正交子载波的调制解调可以用 IFFT 和 FFT 快速算法来实现。

循环前缀（CP）是 OFDM 系统中消除 ISI 的一种有效方法[3]，CP 的引入使得系统的接收信号 $y(n)$ 变成了发送信号与信道冲击响应 $h(n)$ 的循环卷积：

$$y(n)=x(n)\otimes h(n)+w(n) \tag{1}$$

$w(n)$ 是加性高斯白噪声。根据水声传播的声线理论，可以采用时变的抽头延迟线模型来表示水声多径信道[4]：

$$h(\tau,t)=\sum_{p}\alpha_p(t)\cdot\delta[\tau-\tau_p(t)] \tag{2}$$

其中，$\alpha_p(t)$ 可以用零均值高斯随机过程来表示，它受水面反射、水底地貌、盐度、温度、压力，水流和船体运动等多种因素的影响。

假设 OFDM 的循环前缀长度大于信道冲击响应的长度，并且系统同步良好，那么通过多径衰落信道之后的 OFDM 接收信号的前后符号之间将不存在 ISI。从接收信号 $y(n)$ 中去掉 CP，再利用 DFT 变换将 $y(n)$ 转换到频域，得到式（1）的频域表达形为：$Y(K)=X(K)H(K)+W(K)$，其中 $W(K)$ 是 $w(n)$ 的傅里叶变换。

发送信号 $X(K)$ 的特定子信道上传输的是事先已知的导频信息 $X_P(K)$，从接收信号 $Y(K)$ 中可以将这些导频信号 $Y_P(K)$ 提取出来，从而得到导频子载波上的信道响应 $\hat{H}_P(K)=\frac{Y_P(K)}{X_P(K)}$，再由 $\hat{H}_P(K)$ 插值得到全部子载波上完整的信道响应 $\hat{H}(K)$。这样，发送数据 $X(K)$ 就可以通过在每个子载波上做一个单抽头、复系数的频域均衡器而简单地恢复出来，即：

$$\hat{X}(K)=Y(K)/\hat{H}(K) \tag{3}$$

式（3）中 $\hat{H}(K)$ 是信道响应 $H(K)$ 的估计值。信道估计的质量直接影响 OFDM 系统的通信效果，传统实现策略是通过滤波的方法来得到信道的频率响应。最小均方误差意义上的最佳滤波器是 Wiener（维纳）滤波器。由于水声信道是时间、频率高度散射的信道，二维 Wiener 滤波方法计算量非常大[5]，在实际系统中往往不能得到很好的应用，需要进行简化。

3 基于导频的低复杂度水声信道估计

由上面的式（3），根据 LS 最小二乘准则可以得到导频方式下的频域信道估计：

$$\hat{H}_{LS}=\frac{Y}{X}=H+\frac{N}{X} \tag{4}$$

LS 算法受高斯白噪声和 ICI 的影响很大，所以这种估计算法的准确度受到一定限制，但由于其计算复杂度很低，目前仍是许多实际的 OFDM 系统所主要使用的信道估计方法。而基于 MMSE 最小均方误差准则的信道估计算法，对于高斯白噪声和 ICI 有较好的抑制作用，所以，MMSE 算法的效果要好于 LS 算法。

在 LS 基础上根据信道频响的二阶统计特性，利用 MMSE 准则[6]，进一步滤除噪声项 N/X，提高估计的精度。设 $\hat{H}_{MMSE}=Q\hat{H}_{LS}$，其中 Q 为加权矩阵，根据 MMSE 准则可得：

$$Q=E(H\hat{H}^H_{LS})E^{-1}(H\hat{H}^H_{LS}) \tag{5}$$

其中，$()^H$ 和 $()^{-1}$ 分别表示矩阵的厄密共轭和矩阵的逆。

可以推导得到 MMSE 信道估计如下[6]：

$$\hat{H}_{MMSE}=Q\hat{H}_{LS}=R_{HH}(R_{HH}+\sigma^2_n(XX^H)^{-1})^{-1}\hat{H}_{LS} \tag{6}$$

其中，$R_{HH}=E\{HH^H\}$ 是信道冲激响应的自相关矩阵，σ^2_n 为噪声方差。MMSE 算法的运算量要比 LS 算法大许多，因为每当信号 X 变化的时候，矩阵 $R_{HH}=E\{HH^H\}$ 就要随之变化，需要重新计算。

为了进一步降低 MMSE 算法的复杂度，可以将 $(XX^H)^{-1}$ 用它的期望值 $E\{(XX^H)^{-1}\}$ 近似代替，仿真表明，这种近似带来的性能降低可以忽略。信号等概调制情况下有：

$$E\{(XX^H)^{-1}\}=E\{|1/x_k|^2\}I \tag{7}$$

其中，I 为单位矩阵。

我们定义平均信噪比 $SNR=E\{|x_k|^2\}/\sigma^2_n$，进一步简化，得到信道的估计如下：

$$\hat{H}=R_{HH}(R_{HH}+\frac{\beta}{SNR}I)^{-1}H_{LS} \tag{8}$$

其中,$\beta=E\{|x_k|^2\}/E\{|1/x_k|^2\}$在制定的星座调制方式中为常数,例如在 16QAM 中$\beta=17/9$。这样,$R_{HH}+\frac{\beta}{SNR}I$不必在 X 变化的时候重新计算一次。而且,在假设信道模型已知的情况下,R_{HH}和SNR可以设为常数,则 $R_{HH}+\frac{\beta}{SNR}I$只需计算一次,当然这在实际通信中性能是会受到一定限制的。

下面计算 R_{HH},在式(2)的抽头延迟线多径水声信道模型下,信道冲激响应对应的第 k 个子载波信道的频率响应可以表示为:

$$H_k=\sum_{i=0}^{N-1}\alpha_i e^{-j\frac{2\pi k}{N}\tau_i} \tag{9}$$

信道自相关矩阵 R_{HH} 可以表示为:

$R_{HH}=E\{HH^H\}=[r_{mn}]$,

其中$H=[H_1,H_2,\cdots,H_N]^H$。

$$\begin{aligned}r_{mn}&=E\{H_m H_n^*\}=E\{\sum_{i=0}^{N-1}h_i e^{-j\frac{2\pi m}{N}\tau_i}\sum_{k=0}^{N-1}H_k^* e^{j\frac{2\pi n}{N}\tau_k}\}\\&=E\left\{\sum_{i=0}^{N-1}|h_i|^2 e^{-j2\pi\frac{m-n}{N}\tau_i}+\sum_{i=0}^{N-1}\sum_{\substack{k=0\\k\neq i}}^{N-1}h_i H_k^* e^{-j2\pi\frac{m\tau_i-n\tau_k}{N}}\right\}\\&=\int\cdots\int\prod_{k=0}^{N-1}f_{\tau_k}(\tau_k)\sum_{i=0}^{N-1}\theta(\tau_i)e^{-j2\pi\frac{m-n}{N}\tau_i}d\tau_0\cdots d\tau_{N-1}\\&=\sum_{i=0}^{N-1}\int f_{\tau_i}(\tau_i)\theta(\tau_i)e^{-j2\pi\frac{m-n}{N}\tau_i}d\tau_i\end{aligned} \tag{10}$$

参照无线信道,假定水声信道的声线传播可以满足 WSSUS 广义平稳非相关散射模型[7],$f_{\tau_i}(\tau_i)$为 τ_i 的概率密度函数,符合均匀分布:

$$f_{\tau_i}(\tau_i)=\begin{cases}1/L, & \tau_i\in[0,L]\\0, & \text{其他}\end{cases} \tag{11}$$

功率延迟包络 $\theta(\tau_i)$ 符合指数型衰减:

$$\theta(\tau_i)=Ce^{-\tau_i/\tau_{rms}} \tag{12}$$

由文献[8]可得:

$$r_{mn}=\frac{1-e^{-L(\frac{1}{\tau_{rms}}+j2\pi(m-n)/N)}}{\tau_{rms}(1-e^{-L/\tau_{rms}})(\frac{1}{\tau_{rms}}+j2\pi(m-n)/N)} \tag{13}$$

当 $\tau_{rms}\to\infty$ 时,得到归一化的频域内的信道自相关特性:

$$r_{mn}=\frac{1-e^{-j2\pi L(m-n)/N}}{j2\pi L(m-n)/N)} \tag{14}$$

将上述推导带入式(4),得到低复杂度水声信道估计的表达式为:

$$\hat{H}=[r_{mn}](\,[r_{mn}]+\frac{\beta}{SNR}I)^{-1}H \tag{15}$$

这样,只要水声信道满足模型假设,利用式(15)进行的信道估计不必对 $R_{HH}+\frac{\beta}{SNR}I$重复计算和矩阵求逆,相比式(8)运算复杂度明显降低。

4　实验数据

为验证此低复杂度水下声信道估计算法应用于 OFDM 通信系统的实际性能,于 2005 年 7 月在浙江千岛湖声学所实验站进行了湖试:收、发实验船分别在相隔 1km、2km、3km距离上进行通信,发射声源级 185dB。实验选择午后 2 点左右,亦即一天中温度最高的时候进行实验(实测气温为 40℃,表层水温为 38℃)。此时的水文条件最为恶劣,声速曲线变化最快,现场测量得到的声速剖面图如图 1 所示。湿端收、发设备置于声速平稳的 26m水层。

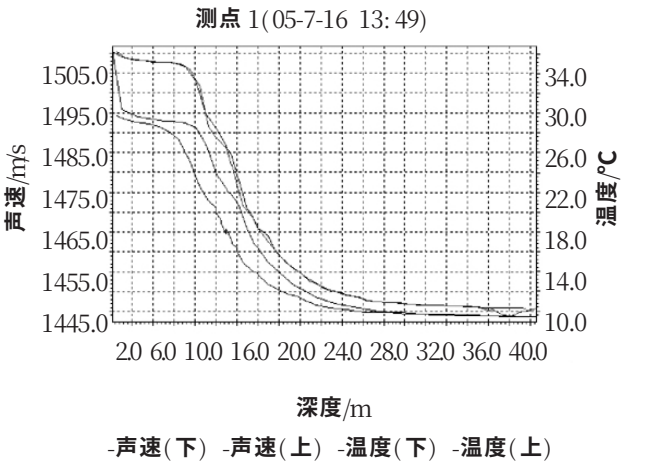

图 1　实验水域声速剖面图

Fig.1　Section plane plot of the UWA characteristic in experimental water ar

系统参数:载波频率 F_c=7kHz,换能器带宽4kHz,子载波数目 N=1024,子载波间隔 Δf=4kHz,256 个梳状导频子载波,循环前缀长度 T_G=32ms,OFDM 帧长 250+32=282ms,用 QPSK 调制方式连续发送二进制文本文件信息,接收端可以正确接收和译码,位误差概率可以达到 10^{-4} 以下。接收信号的时域波形、信道冲激响应以及接收 QPSK 信号星座图分别见图 2~图 4。

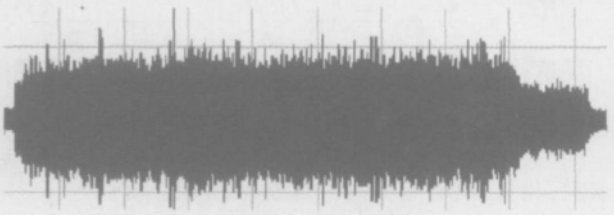

图 2 接收信号的时域波形

Fig.2 Waveform of the received acoustic signal

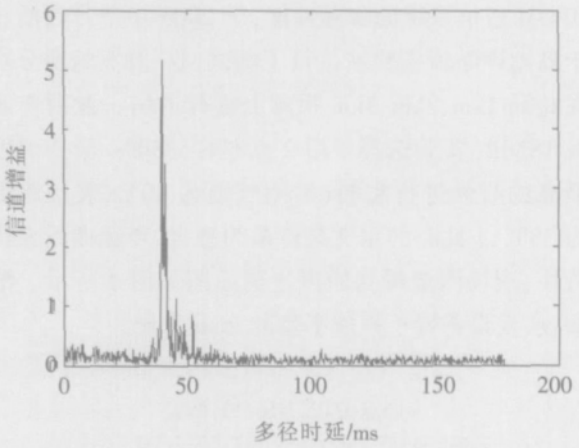

图 3 信道冲激响应

Fig.3 Impulse response of the UWA channel

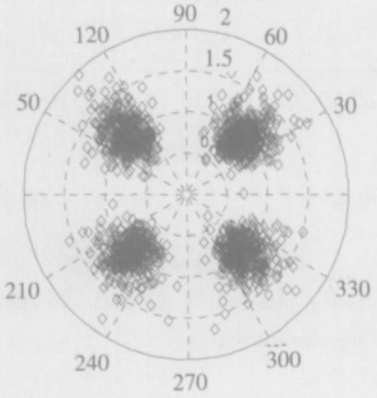

图 4 接收 QPSK 信号星座图

Fig.4 Constellation of received QPSK signal

5 结 论

在较为恶劣的水文条件下，用实际实验验证了文中提出的低复杂度信道估计用于 OFDM 水声通信是切实可行的，并取得了较好的效果；如何根据复杂的时变、多径的水下通信环境，来合理选择信道模型，以进一步提升低复杂度信道估计的效果，使其即能满足多径时延条件、又能满足水声信道的时变性要求，仍需作进一步的研究。

参 考 文 献

[1] Davies J J, Pointer S A. UW Communication System design for severely dispersed channels[J]. Proc IEEE Oceans, 1998, 2: 1022-1027.

[2] Lam W K, Ormondroyd R F, A Broadband UWA Communication System Based on COFDM Modulation[J]. Proc. OCEANS'97, MTS/IEEE, Halifax, Canada, 1997, 10: 862-869.

[3] Jr Cimini L J. Analysis and simulation of a digital mobile channel using orthogonal frequency division multiplexing [J]. IEEE Trans Commun, 1985, 33(7): 665-675.

[4] R. J. 尤立克 著. 洪申译. 水声原理(第三版)[M].哈尔滨:哈尔滨工程大学出版社, 1990, 96-101.
Robert J Urick, Hong Shen. Principle of underwater sound(3rd edition)[M]. Haerbin Engineer University Publishing company, 1990, 96-101.

[5] Dieter Schafhuber, Gerald Matz. MMSE and Adaptive Prediction of Time-Varying Channels for OFDM Systems [J]. IEEE Ttansactions on wireless communications, 2005, 4(2): 693-600.

[6] Chandranath R N Athaudage. Enhanced MMSE channel estimation using timing error statistics for wireless OFDM systems[J]. IEEE Transactions on broadcasting, 2004, 50(4): 369-376.

[7] P Hoeher. A statistical discrete-time model for the WSSUS multipath channel[J]. IEEE Trans Veh Technol, 1992, 41(11): 461-468.

[8] H J Landau, H O Pollak. Prolate spheriodal wave functions, Fourier analysis and uncertainty-III: the dimension of the space ofessentially time and band-limited signals [J]. Bell Syst Tech J, 1962, 41(7): 1295.