OFDM 水声通信线性最小均方误差算法信道均衡

马雪飞[1,2]，赵春晖[2]，乔 钢[1]
(1. 哈尔滨工程大学水声技术国防科技重点实验室，哈尔滨 150001；2. 哈尔滨工程大学信通学院，哈尔滨 150001)

摘要：正交频分复用在高速水声通信中的应用越来越广泛。水声信道是多径、高噪声的衰落信道。由于信道条件差，容易产生码间干扰，信道均衡技术是提高通信系统性能的重要技术。提出了线性最小均方估计在水声通信系统中应用的方案，研究了实际通信中利用调频信号如何确定信号的平均多径时延、最大多径时延，比较了不同调频信号测量信道的性能。该方案基于导频辅助均衡方法，利用调频信号测量信道，获得的信道统计信息，计算信道的自相关矩阵。从而根据线性最小均方误差算法进行信道均衡。通过仿真和湖试进行验证，结果表明该方案效果较好，对系统性能改善比较明显。

关键词：水声通信；信道均衡；调频信号；正交频分复用；线性最小均方误差估计
中图分类号：TN914.4 **文献标识码**：A **文章编号**：1000-3630(2009)-04-0467-05
DOI 编码：10.3969/j.issn1000-3630.2009.04.006

Channel equalization of orthogonal frequency division multiplexing underwater communication based on linear minimum mean square error

MA Xue-fei[1,2], ZHAO Chun-hui[2], QIAO Gang[1]
(1. *National Defense Science & Technology Key Laboratory of Underwater Acoustic Technology, Harbin Engineering University, Harbin* 150001, *China*;
2. *College of Information and Communication Engineering, Harbin Engineering University, Harbin* 150001, *China*)

Abstract: Applying orthogonal frequency division multiplexing technology to sound signal transmission over an underwater channel is getting wider and wider. Underwater channel is a Doppler-distorted, high noise, time-varying multi-path channels. Channel Equalization plays a key role in coherent modulation orthogonal frequency division multiplexing systems. In this paper, a pilot-assisted underwater orthogonal frequency division multiplexing channel equalization approach based on Linear Minimum Mean Square Error is proposed, chirp signals are applied to obtaining the max multi-path time delay and the mean multi-path time delay of the channel, and the performances of three kind of chirp signals are compared experimentally. The auto-correlation matrix of the channel is calculated, and the processed result is used in the linear minimum mean square error equalization algorithm. The simulations and lake trial show the good performance of this method.

Key words: underwater communication; channel equalization; chirp; orthogonal frequency division multiplexing; linear minimum mean square error

1 引 言

为提高通信速率，水下通信采用了通信速率高的多载波通信技术。如正交频分复用(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)、滤波多音(FMT)技术[1]等。OFDM 技术本身因符号带宽较小，小于信道的相干带宽，使得每个子载波变成了窄带平坦衰落信道，具有很强的抗多径衰落和抗脉冲干扰的能力，特别适合水下高速通信。由于水声信道受多径传播、运动产生多普勒影响，子载波间正交性遭到破坏，会产生载波间干扰，噪声干扰导致相位偏转等问题。为降低系统误码率，信道均衡是一种重要技术。信道均衡方法从实现方式来分可以分为插入导频序列的非盲均衡方式和盲均衡方式。通常使用非盲均衡可获得较好的均衡效果，可以更好地跟踪水声信道的时变特性从而提高通信系统性能。

基于导频的均衡方式根据算法不同，可分为最小二乘(LS)方法、最小均方误差(MMSE)准则和最大似然均衡(MLE)准则等[2]。采用 LS 准则的均衡器不需要知道信道的统计特性，算法结构简单，但其效果较差，在高阶 PSK 调制时，表现不好，尤其在低信噪比时性能更是如此。因为在 LS 准则均衡中并未利用信道的频域与时域的相关特性，而且均衡

收稿日期: 2008-12-09; **修回日期**: 2009-03-17
作者简介: 马雪飞(1980-)，男，黑龙江人，博士生，讲师，研究方向为水声通信。
通讯作者: 马雪飞, E-mail: xuefeima@163.com

时忽略了噪声的影响，而实际中信道均衡值对噪声的影响是比较敏感的，特别在水声通信中，信道噪声较大，信道均衡的准确性便大大降低[3]。MMSE 算法在解除用户线性相关的同时考虑了噪声的影响,因此使系统的性能得到提高。MMSE 因求自相关矩阵，计算量较大，可以利用低阶矩阵来近似 MMSE 均衡矩阵从而减少计算量，但是其近似阶数固定，不能根据实际情况进行调整[4]。本文利用调频信号获得信道相关特性，将在每个 OFDM 符号中都放一个导频信号，根据实际信道情况，对每一个 OFDM 符号内都进行 LMMSE 均衡，在松花湖实验中取得了较好的实验效果。

2 水下通信 OFDM 系统结构与 OFDM 符号结构

2.1 OFDM 水声通信系统结构

OFDM 水声通信系统结构如图 1 所示。图 1 中，输入数据是经过量化的二进制数据。输入数据经过调制模块实现高阶调制，为提高数据传输速率可以采用 8PSK、16PSK 或更高的调制方式。在松花湖实验中，PSK 调制方式的误码率性能要优于 QAM。进行了两种导频插入方式的实验，一种是块状导频，另一种是梳状导频，采用线性内插的方式进行信道估计。IFFT 模块将频域的数据直接变为时域，由于水声通信所采用的频率较低，可以直接将数据映射到相应的频率，而不用采取变频的方式。如果采用正交调制的变频方式，则 FFT 的点数可以降低，FFT 的点数就可以由所用的带宽和子载波间隔确定。插入循环前缀首先根据经验值确定循环前缀的长度，根据实验测定的信道条件，可以修改循环前缀的长度而提高通信速率。添加同步用的调频信号后，利用水声换能器发射。发射的信号经过水下信道以后，由标准水听器进行接收，接收到的信号包含加性噪声[5]。

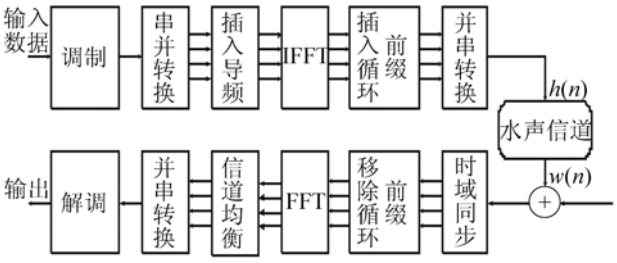

图1 系统结构图

Fig.1 System configuration

接收端接收到信号以后，首先利用线性调频信号，进行时域同步，对三种不同的调频信号进行相关性能进行测试，并且通过线性调频信号测得信道的最大时延扩展与平均实验扩展，从而进行信道均衡。接收信号经过时域同步后，移除循环前缀，将得到的数据进行 FFT，将接收数据变为频域。利用插入的导频序列，根据线性最小均方误差估计算法进行信道均衡。将均衡后的数据进行解调，即可得到输出数据，即数据的估计。另外可以在系统中加入信道编码方法，降低误码率，但是信道编码必然带来传输速率的下降。信道编码方法提升系统性能以牺牲通信速率为代价。

2.2 符号结构

为了实现同步与均衡，除了传输数据以外，还要附加调频序列、导频序列。插入调频序列为同步算法用，插入导频序列是提供给信道均衡用。导频插入方式根据块状导频与梳状导频方式不同，结构也不同。当选用块状导频的时候，为提高数据通信速率，设计的符号结构为，每 N 个 OFDM 符号插入一个块状导频符号，为保证系统性能，一般 N 不大于 6。当插入梳状导频时，梳状导频的间隔的选取，根据传输的需要大于 4，即每隔 4 个子载波插入一个梳状导频数据。信号的结构如图 2 所示。

图 2 信号结构图

Fig.2 Signal structure

当采用块状导频时，将梳状导频子载波位置添加数据；当采用梳状导频时，所有块状导频位置删掉即可。通常一个线性调频信号后面接 N 个 OFDM 符号，称为一帧[6]。

3 线性最小均方均衡算法

该均衡方法是基于导频序列计算的。导频的插入方式有块状导频和梳状导频两种。导频数据与原始数据的比例也是影响通信速率的一个关键因素，不论是块状导频还是梳状导频，对接收信号的数据，按照信号结构，提取输入数据、块状导频或梳状导频。如果是梳状导频信号，还需要采用插值的方式，从而得到其他子载波点的系数。下面以块状导频为例，进行推导。

假设得到的导频信号的下标为 p，$D_p=[d_1,d_2,\cdots,d_P]$，信道的频域响应为 $\boldsymbol{H}$,根据最小二乘算法，$\mathrm{E}((Y-\hat{Y})'(Y-\hat{Y}))$ 最小，其中 Y 为接收到的信号，$\hat{Y}$ 为 Y 的估计,符号“′”表示转置。可得：

$$\boldsymbol{H}_{LS}=\boldsymbol{D}_P^{-1}Y \tag{1}$$

由于 LS 算法受到高斯白噪声和子载波间干扰影响较大，所以需要在该算法结果基础上，进一步处理。根据线性最小均方误差算法希望 $E(|\hat{\boldsymbol{H}}-\boldsymbol{H}|^2)$ 最小[7]，则：

$$\boldsymbol{H}_{\mathrm{LMMSE}}=\boldsymbol{R}_{\boldsymbol{HH}}(\boldsymbol{R}_{\boldsymbol{HH}}+\delta_n^2(\boldsymbol{D}_P\boldsymbol{D}_P')^{-1}\mathbf{I})\boldsymbol{H}_{LS} \tag{2}$$

其中 $\boldsymbol{R}_{\mathbf{HH}}$ 为信道冲激响应的自相关矩阵，δ_n^2 为水声信道加性噪声的方差，右上角标“-1”表示求逆，$\mathbf{I}$ 为单位阵。

如果每次 D_P 变化都计算一次 $(\boldsymbol{D}_P\boldsymbol{D}_P')^{-1}$，计算量比较大，降低了该算法的实时解算能力。根据文献[6]，将 $(\boldsymbol{D}_P\boldsymbol{D}_P')^{-1}$ 用其均值 $E((\boldsymbol{D}_P\boldsymbol{D}_P')^{-1})$ 代替，不对系统的性能产生大的影响。

$E((\boldsymbol{D}_P\boldsymbol{D}_P')^{-1})=E(|1/D_P|^2)$，公式变为：

$$\boldsymbol{H}_{\mathrm{LMMSE}}=\boldsymbol{R}_{\boldsymbol{HH}}(\boldsymbol{R}_{\boldsymbol{HH}}+\delta_n^2E(|1/D_P|^2)\mathbf{I})\boldsymbol{H}_{LS} \tag{3}$$

对式中 $\delta_n^2E(|1/D_P|^2)$ 上下同乘 $E(|D_P|^2)$ 可得：

$$\boldsymbol{H}_{\mathrm{LMMSE}}=\boldsymbol{R}_{\boldsymbol{HH}}(\boldsymbol{R}_{\boldsymbol{HH}}+\frac{\delta_n^2E(|D_P|^2)E(|1/D_P|^2}{E(|D_P|^2)}\mathbf{I}))\boldsymbol{H}_{LS} \tag{4}$$

根据信号与噪声功率，将式(4)中 $\delta_n^2/E(|D_P|^2)$ 定义为 $1/SNR$，$E(|D_P|^2)$ 为导频信号功率。将 λ 定义为 $\lambda=E(|D_P|^2)E(|1/D_P|^2)$。则公式变为：

$$\boldsymbol{H}_{\mathrm{LMMSE}}=\boldsymbol{R}_{\boldsymbol{HH}}(\boldsymbol{R}_{\boldsymbol{HH}}+\frac{1}{SNR}\lambda\mathbf{I})\boldsymbol{H}_{LS} \tag{5}$$

在进行均衡时，只需计算一次 SNR 和 λ 即可，同一种调制方式 λ 是常数。调制方式不同 λ 也不同，各种 PSK 调制，由于星座图可以画成一个单位圆，此时 $\lambda=1$；QAM 调制根据阶数不同，λ 也不同。如 16QAM，$\lambda=1.8889$。若 64QAM，$\lambda=2.6845$。设信道的总子载波数为 M，信道的冲激响应所对应的第 k 个子载波表示为：

$$\boldsymbol{H}_k=\sum_{i=0}^{M-1}\alpha_i\exp(-\mathrm{j}2\pi k\tau_i/n) \tag{6}$$

其中 α_i 是时域冲激响应，并且相互独立。$\boldsymbol{H}=[H_1,H_2,H_k\cdots,H_M]$。

则 $\boldsymbol{R}_{\boldsymbol{HH}}=E(\boldsymbol{HH}')=r_{m,n}$，$\boldsymbol{R}_{\boldsymbol{HH}}$ 是一个 N 维的方阵，其元素是任意两个子载波的互相关。

任意两个子载波 m、n 的互相关为：

$$\begin{aligned}r_{m,n}&=E(H_{\mathrm{m}}H_{\mathrm{n}}^*)=\mathrm{E}(\sum_{i=0}^{M-1}\alpha_i\exp(-\mathrm{j}2\pi m\tau_i/n)\times\\&\sum_{i=0}^{M-1}\alpha_i^*\exp(-\mathrm{j}2\pi n\tau_i/n))=\\&\mathrm{E}(\sum_{i=0}^{M-1}|\alpha_i|^2\exp(-\mathrm{j}2\pi(m-n)\tau_i/n))=\\&\mathrm{E}(\sum_{i=0}^{M-1}\theta(\tau_i)\exp(\text{-j}2\pi(m-n)\tau_i/n))\end{aligned} \tag{7}$$

其中“*”表示共轭，$\theta(\tau_i)=\sum|\alpha_i|^2$ 是信道的功率延迟包络，$\theta(\tau_i)$ 服从负指数分布，根据公式(8)：

$$E(f(x))=\int f(x)p(x)\mathrm{d}x \tag{8}$$

其中 $p(x)$ 为 x 的概率密度函数。有

$$\begin{aligned}r_{m,n}&=\int\sum_{i=0}^{M-1}\theta(\tau_i)\exp(\text{-j}2\pi(m-n)\tau_i/n)p_{\tau_i}(\tau_i)\mathrm{d}\tau_i=\\&\sum_{i=0}^{M-1}\int\theta(\tau_i)\exp(\text{-j}2\pi(m-n)\tau_i/n)p_{\tau_i}(\tau_i)\mathrm{d}\tau_i\end{aligned} \tag{9}$$

其中 $p_{\tau_i}(\tau_i)$ 是 τ_i 的概率密度函数，当 $\tau_i\in[0,\tau_{\max}]$ 时 $p_{\tau_i}(\tau_i)$ 服从均匀分布。即：

$$p_{\tau_i}(\tau_i)=\begin{cases}1/\tau_{\max} & \tau_i\in[0,\tau_{\max}]\\0 & \text{others}\end{cases} \tag{10}$$

则式(8)变为：

$$r_{m,n}=\sum_{i=0}^{M-1}\int_0^{\tau_{\max}}\theta(\tau_i)\exp(\frac{\text{-j}2\pi(m-n)\tau_i}{N})(\frac{1}{\tau_{\max}})\mathrm{d}\tau_i \tag{11}$$

对式(11)先求积分，再求和可得：

$$r_{m,n}=\frac{CM[1\text{-}\exp(\text{-}\tau_{\max}/trms\text{-}2\pi\tau_{\max}\mathrm{j}(m\text{-}n)/N)]}{\tau_{\max}(1/trms+2\pi\mathrm{j}(m\text{-}n)/N)} \tag{12}$$

将上式对功率进行归一化，功率延迟包络的积分结果为：

$$trms(1\text{-}\exp(\text{-}L/trms))=\int_0^{\tau_{\max}}\exp(\text{-}t/trms) \tag{13}$$

将式(12)除以式(13)，可得：

$$r_{m,n}=\frac{\frac{CM}{\tau_{\max}}[1\text{-}\exp(\frac{\text{-}\tau_{\max}}{trms}\text{-}2\pi\tau_{\max}j(m\text{-}n)/N)]}{trms(1\text{-}\exp(\frac{\text{-}\tau_{\max}}{trms}))(\frac{1}{trms}+2\pi\mathrm{j}(m\text{-}n)/N)} \tag{14}$$

根据式(14)即可求得信道自相关矩阵的每一个元素。但是在实际应用中，$\tau_{\max}$、$trms$ 等参数是不知道的，需要通过技术手段进行测定。水声信道的平均多径时延与最大多径时延，利用发射调频信号的方法来测定。调频信号的表达式为：

$$\mathrm{Chirp}=\cos(f_0+\beta t)\mathrm{t}) \tag{15}$$

调频信号有几种不同的形式：

当 $\beta=(f_1-f_0)/t_1$ 时，属于线性调频信号：

$$\mathrm{Chirp}=\cos((f_0+((f_1-f_0)/t_1)t)t) \tag{16}$$

当 $\beta=(f_1-f_0)/t_1^2$ 时，属于二次型调频信号：

$$\mathrm{Chirp}=\cos((f_0+((f_1-f_0)/t_1^2)t^2)t) \tag{17}$$

当 $\beta=(f_1/f_0)^{1/t_1}$ 时：

$$\mathrm{Chirp}=\cos((f_0((f_1/f_0)^{1/t_1})^t)t) \tag{18}$$

其中 f_0 为信号的起始频率，f_1 为 t_1 时刻的瞬时频率，三种不同的调频信号具有不同的相关峰性能。根据水声通信的需要，选用调频信号具有良好的相关峰性能。仿真结果显示，指数型调频信号虽然计算稍复杂，但具有较好的相关性能，对旁瓣抑制较好，如图 3、4 所示。

三种调频信号的参数频率范围为 f_0=6kHz 到

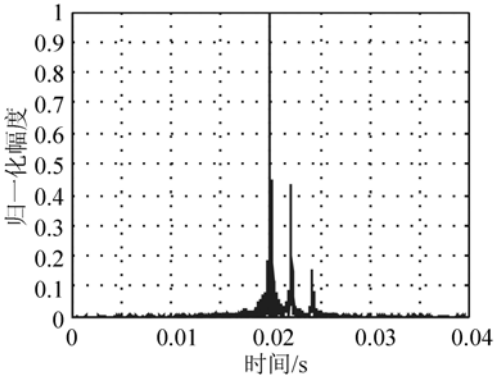

图 3 线性调频信号及其通过多径信道后接收信号的相关

Fig.3 Cross correlation between the transmitting and receiving linear chirp signals

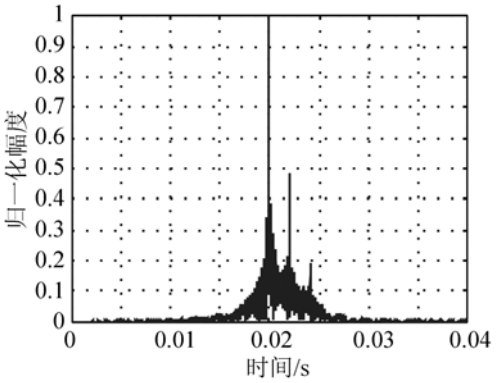

图 4 二次型调频信号及其通过多径信道后接收信号的相关

Fig.4 Cross correlation between the transmitting and receiving quadratic chirp signals

f_1=12kHz，t_1=0.02。通过无多普勒频移的多径信道图 5 所示，从仿真图可知指数型调频信号对频率选择性衰落信道具有良好的相关性能。利用指数调频信号自相关的最大值之间的间隔来确定水声信道的最大多径时延与平均多径时延，进一步可以得到信道的自相关矩阵 $\boldsymbol{R}_{HH}$。根据式(3)还需知道信噪比，信噪比的测定在实验时根据接收信号的功率进行测定，用近似的信噪比进行代替，将接收信号时得到的总功率除以未接收到信号的总功率来代替

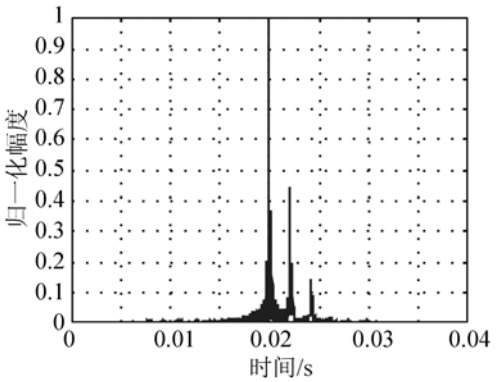

图 5 指数调频信号及其通过多径信道后接收信号的相关

Fig.5 Cross correlation between the transmitting and receiving logarithmic chirp signals

SNR，将 $\boldsymbol{R}_{HH}$ 及 *SNR* 代入式(3)可得关于导频处的信道估计结果，然后根据插值算法可以计算出 OFDM 数据符号处的信道估计结果，然后均衡即可，如果使用块状导频，为了简化运算也可以不使用插值算法，直接利用导频的估计结果对同一帧内的 OFDM 数据符号均衡亦可。如果使用梳状导频则需要进行插值运算。

4 仿真及实验

为了验证文中所提出的方案，进行了大量重复的仿真，并于 2008 年 10 月 20 日在吉林省丰满镇松花湖进行了水下实验，对所提出的方案进行验证。所采用的发射换能器带宽为 6~12kHz，并对 5~20kHz 的频段也进行了验证，获得了较高的数据速率。接收端采用标准水听器。OFDM 的 FFT 点数为 8192，相应的循环前缀为 2646。所有的点数都是对抽样时间归一化后的，抽样频率为 48kHz。分别采用块状导频及梳状导频进行实验。采用 8PSK 方式调制，根据 GPS 手持机测得两船的距离为 5.2km，水下换能器之间未见明显遮挡。本仿真与实验未采用任何信道编码技术。下面给出仿真及部分实验结果。

图 6 是接收信号未均衡的星座图，接收信号的星座图产生了混叠。如果不采用均衡手段，必然会产生误码。通过计算此时产生的误比特率为 0.1343，仿真时采用的信道的冲激响应如图 7 所示。

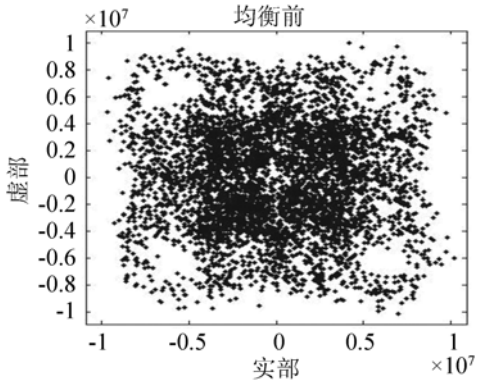

图 6 8PSK 未均衡的接收信号星座图

Fig.6 The unequalized constellation of the received 8PSK signal

图 7 中横坐标为用抽样时间归一化后的结果。纵坐标为归一化的冲激响应强度。仿真采用水声中典型的三条声线模型。

为了验证该算法的性能，将该算法与最小二乘均衡算法的误码率进行对比。图 8 给出了 8PSK 调制不同均衡算法无比特率对比。

图 8 对不同信噪比条件下，系统的误码率性能

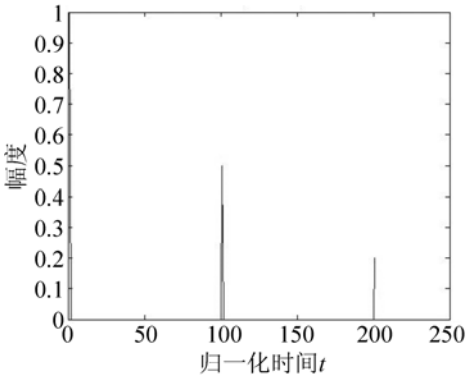

图 7　仿真采用的信道冲激响应

Fig.7　The impulse response used in simulation

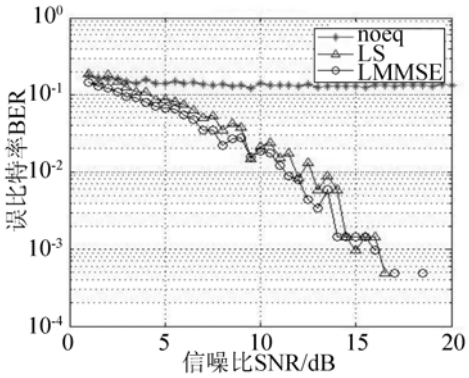

图 8　8PSK 调制不同均衡算法无比特率对比

Fig.8　Comparison between bit error rates of different equalization in 8PSK modulation

进行了仿真，调制方式采用 8PSK 的调制方式。其中 noeq 代表未经过均衡的无比特率曲线，LS 代表利用最小二乘算法均衡的曲线，LMMSE 代表利用线性最小均方误差算法均衡后的曲线。从图 8 可以看出，线性最小均方误差算法要比最小二乘算法的性能好。

该算法对 16PSK 调制也具有相同的性能，如图 9。

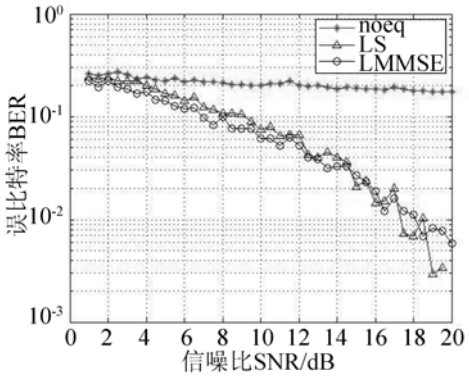

图 9　16PSK 调制不同均衡算法误比特率对比

Fig.9　Comparison between bit error rates of different equalization in 16PSK modulation

2008 年 10 月下旬，在吉林省丰满镇松花湖水库，对提出的算法进行了实验，图 10 为实验中实际接收的数据，在 5kHz-20kHz 频段内传输数据，发射换能器与接收水听器垂直吊放，距离为 15m，利用本文所提出的方法误码率达到 10^{-2}，实验证明该算法具有较好的性能。

图 10　松花湖实验中接收的数据

Fig.10　The received signal in the Songhua Lake trial

5　结 论

通过理论分析与仿真、实验结果来看，基于线性最小均方误差估计的块状导频均衡算法，对不同的调制方式都具有相同的性能，性能比较稳定、计算量小、均衡效果好。受实验条件限制，没有验证该算法在两船产生相对运动时产生的多普勒频偏时的性能。今后将进一步研究该问题。

参　考　文　献

[1] 王秋瑾，高振明，朱维红，等. 无线多径信道对滤波多音(FMT)调制性能的影响[J]. 电子技术应用, 2005, **31**(8): 47-49.
WANG,Qiujin GAO Zhenming, ZHU Weihong, et al. Influence of wireless multipath to the performance of filtered multitone modulation[J]. Application of Electronic Technique，2005, **31**(8): 47-49.

[2] Morellii M, Mengali U. A comparison of pilot-aided channel estimation methods for OFDM system[J]. IEEE. Trans on Signal Processing, 2001, **49**(12): 3065-3073.

[3] 李远英. MSE_OFDM 系统的信道估计[D]. 西安: 西安电子科技大学, 2007, 26-29.
LI Yuanying．Channel estimation in MSE-OFDM system[D]．Xi dian University．2007．26-29

[4] 卢光跃，邵朝. 动态信道下解相关和 MMSE 多用户检测算法[J]. 重庆邮电学院学报, 2004, **16**(4): 110-112.
LU Guangyue,SHAO Chao．Decorrelating and MMSE MUD algorithm in dynamic channel[J]. Journal of Chongqing University of Posts and Telecommunications, 2004, **16**(4): 110-112.

[5] 张战争，张效民. 基于正交频分复用技术的水声通信系统仿真[J]. 声学技术, 2007, **26**(5): 855-859.
ZHANG Zhanzheng, ZHANG Xiaomin. The study of underwater acoustic communication system simulation based-on OFDM technique[J]. Technical Acoustics, 2007, **26**(5): 855-859.

[6] 孙海信，顾亚平. OFDM 系统的一种精确的符号定时估计[J]. 声学技术, 2006, **25**(1): 6-9.
SUN Haixin, GU Yaping. Accurate estimation of OFDM symbol timing[J]. Technical Acoustics, 2006, **25**(1): 6-9.

[7] Hsieh Meng-Han, Wei Che-Ho. Channel Estimation for OFDM System Based on Comb-type Pilot Arrangement in Frequency Selective Fading Channels[J]. IEEE Transactions on Consumer Electronics, 1998, **44**(1): 217-225.

[8] Edfors O, Sandell M. J.-J. van de Beek, Wilson S K, Brjesson P O. OFDM channel estimation by singular value decomposition[J]. IEEE Trans. Commun, 1998, **46**(7): 931-939.