

水声 OFDM 系统多普勒频移和信道的联合估计

黄 梅¹, 孙海信^{1,2*}, 程 恩¹, 许小卡^{2,3,4}, 蒯小燕¹

(1. 厦门大学 信息科学与技术学院, 水声通信与海洋信息技术教育部重点实验室, 福建 厦门 361005;

2. 康涅狄格大学电子与计算机工程系, 斯托尔斯 06269;

3. 中国科学院水声环境特性重点实验室, 北京 100190; 4. 中国科学院声学研究所, 北京 100190)

摘要: 水声通信是近年来研究的热点, 但由于水声信道本身的问题, 如多径延迟、多普勒频移、信号衰减、窄带宽、时变等特点, 使得水声通信传输数据速率低, 传输误码率(BER)高. 正交频分复用(OFDM)在水声通信中具有很大优势, 但它对载波频率偏移(CFO)敏感. 基于循环前缀正交频分复用(CP-OFDM)的水声通信系统, 对多普勒引起的 CFO 进行补偿, 同时利用延迟-多普勒域中的稀疏性对水声双选信道进行压缩感知信道估计. 通过计算机仿真和水池实验, 验证了这种双选信道估计的有效性和可靠性.

关键词: 水声通信; 正交频分复用; 多径; 多普勒频移

中图分类号: TN 92

文献标志码: A

文章编号: 0438-0479(2013)03-0326-07

水声信道被认为是最具挑战性的一种无线媒介^[1], 海洋环境的特点导致的水声通信系统的复杂性, 主要可以归结为 4 点: 有限的带宽, 多径时延, 严重的多普勒频移以及时变性. 而多径延迟和多普勒效应使得水声信道呈现出时频双选择特性.

正交频分复用(OFDM)是一种有效对抗多径和频率选择性衰落的多载波调制方式, 已被人们广泛应用. 在水声通信中, 收发双方存在相对运动时产生的多普勒频移使信道出现时间选择性衰落, 而且 OFDM 技术对同步误差非常敏感, 特别是发送端和接收端的振荡器差异将严重影响载波正交性, 导致载波间干扰(ICI), 降低误码率(BER)性能. 在水声通信中, 通信信道的冲激响应是稀疏的, 但在传统的信道估计方法中没有充分利用传输信道内在稀疏的这一先验知识, 信道估计的准确性和有效性不够高.

本文在基于循环前缀正交频分复用(CP-OFDM)的水声通信系统中对多普勒频移进行补偿, 克服多径效应的同时运用多普勒频移补偿算法消除 ICI, 然后对这种双选水声信道进行估计, 同时进行计算机仿真和水池实验.

1 时频双选信道模型

包含了 N_{pa} 个离散路径的时变多径水声信道可以表示为:

$$h(t, \tau) = \sum_{p=1}^{N_{pa}} A_p(t) \delta(\tau - \tau_p(t)), \quad (1)$$

t 代表观察世界, τ 代表多径到达时间. $A_p(t)$ 和 $\tau_p(t)$ 表示第 p 条路径上的复增益和时延, 由于发射机和接收机的运动, 两者均是时变的, 在一个 OFDM 符号内时延变化又可以表示为:

$$\tau_p(t) = \tau_p - a_p t. \quad (2)$$

为了展开下文的算法, 提出以下 2 个假设: 1) 每条路径有相同的多普勒因子 $a_p = a$; 2) 在一个 OFDM 符号持续时间内 A_p , τ_p 和 a 均为时不变的. 则信道模型被简化为:

$$h(t, \tau) = \sum_{p=1}^{N_{pa}} A_p \delta(\tau - [\tau_p - at]). \quad (3)$$

2 CP-OFDM 水声通信系统

假设一个 OFDM 符号的持续时间为 T , 共含有 N 个子载波, 子载波的频率间隔为 $\Delta f = 1/T$, T_{cp} 表示循环前缀的长度, 一个 OFDM 信号的总长度 $T' = T + T_{cp}$. 用 f_c 表示载波频率, 则第 n 个子载波的载波频率可以表示为:

收稿日期: 2012-12-04

* 通信作者: hxsun@xmu.edu.cn

$$f_n = f_c + n\Delta f, n \in \{-N/2, \dots, N/2 - 1\}. \quad (4)$$

水声 OFDM 通信系统基本框架图如图 1 所示。

用 $S[n]$ 来表示下文描述的 OFDM 符号中的第 n 个子载波上传送的符号,把所有子载波看成一个集合,这个集合是有效子载波(Γ_A)和空载波(Γ_Z)的并集,且满足 $\Gamma_A \cup \Gamma_Z = [n = -N/2, \dots, N/2 - 1]$. 那么在通频带的传输信号可以表示为:

$$x(t) = \text{Re} \left\{ \left[\sum_{n \in \Gamma_A} S[n] e^{j2\pi n \Delta f t} \right] e^{j2\pi f_c t} \right\}, \quad t \in [0, T]. \quad (5)$$

当传输信号 $x(t)$ 经过式(3)所描述的信道后,接收到的通频带信号为:

$$r(t) = \text{Re} \left\{ \sum_p A_p \left[\sum_{n \in \Gamma_A} S[n] e^{j2\pi n \Delta f (\tau + at - \tau_p)} \right] e^{j2\pi f_c (\tau + at - \tau_p)} \right\} + \tilde{n}(t) = \text{Re} \left\{ \sum_{n \in \Gamma_A} \left\{ S[n] e^{j2\pi(1+a)(f_c + \frac{n}{T})t} \sum_p A_p e^{-j2\pi(f_c + n\Delta f)\tau_p} \right\} \right\} + \tilde{n}(t), \quad (6)$$

其中 $\tilde{n}(t)$ 为噪声。

3 多普勒的估计与补偿

由式(6)看出,如果在 OFDM 解调之前没有多普勒补偿机制,多普勒频移会产生 ICI. Sharif 等^[2]提出通过在数据帧首尾添加一对已知波形的 Chirp 信号,然后在接收到数据帧之后通过相关器检测 Chirp 信号,通过计算经信道后的 Chirp 信号的时间压缩比来估计出载波频率偏移(CFO),再经由重样实现对 CFO 的补偿. 在 OFDM 水声通信系统中也可采用此方法,但此方法不太满足水声通信对实时性的要求. 并且此方法只对多普勒频移补偿了一部分,其余留的 CFO 仍

然威胁着数据的传输. 为了更加准确地估计出 CFO, 本文所提出的算法在基于并行相关器匹配运算的方法上结合 OFDM 符号的同步信号的特点对多普勒频移进行了初次估计与补偿. 初次补偿之后再利用 OFDM 符号中的空载波对余留的 CFO 进行具有高分辨率的第 2 次均匀补偿。

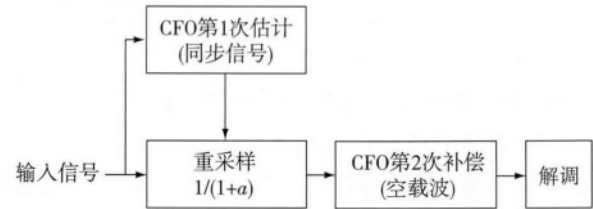


图2 CFO估计与补偿算法流程图

Fig. 2 CFO estimation and compensation algorithm flowchart

3.1 非均匀多普勒补偿

为了达到同步和 CFO 的估计,发送的信号结构如图 3 所示. 由图 3 可见,同步信号由 2 个 LFM^[3] 信号组成,同时分别为同步信号和 OFDM 符号加上循环前缀,同步信号和数据帧之间加上保护间隔. 多普勒效应使信号的周期发生了变化,在发送端 OFDM 信号的持续时间为 T ,如果接收端信号的持续时间 \tilde{T} 已知. 通过比较 T 和 \tilde{T} ,接收机就可以推算出信号的时间伸缩比,以此来估计多普勒因子:

$$\tilde{T} = \frac{T}{1+\tilde{a}} \Rightarrow \tilde{a} = \frac{T}{\tilde{T}} - 1. \quad (7)$$

接收端利用 a 对接收到的数据帧信号进行重采样:

$$y'(t) = r' \left(\frac{t}{1+\tilde{a}} \right), \quad (8)$$

进而对 CFO 进行第 1 次补偿。

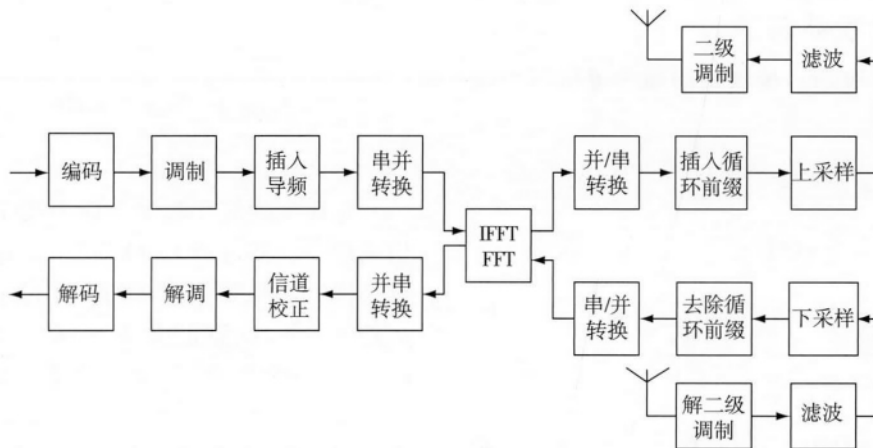
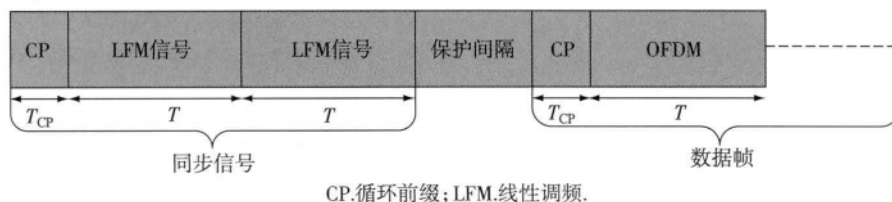


图1 水声 OFDM 系统框图

Fig. 1 Underwater acoustic OFDM system block diagram



CP: 循环前缀; LFM: 线性调频。

图 3 发送信号的结构

Fig. 3 The structure of the transmission signal

我们对接收到的同步 LFM 信号在一个周期 T 上进行 λN 倍过采样, 然后利用 Mason 等^[4]提出的并行自相关器对数据帧的同步信号进行相应的处理来估算多普勒因子。使用若干个并行自相关器, 且每个自相关器的窗口长度为 N_l , 其中 $l=1, \dots, L$, 并且窗口长度要接近于 λN 。选择其中最大的相关值 \tilde{A} 对应的自相关器的窗口长度作为最匹配窗口, 而这个最匹配窗口的长度就是 \tilde{N} 也就是接收信号中同步信号的重复周期, 如图 4 所示。所以多普勒因子得以计算:

$$\bar{a} = \frac{\lambda N}{\tilde{N}} - 1. \quad (9)$$

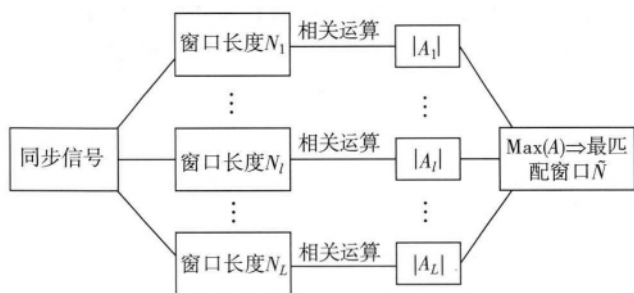


图 4 非均匀 CFO 补偿的算法流程图

Fig. 4 The inhomogeneous CFO compensation algorithm flowchart

3.2 CFO 的第 2 次补偿

结合式(4)、(6)和(8), 接收到的通频带信号经过重采样后得到:

$$\begin{aligned} y'(t) = & \operatorname{Re} \left\{ \sum_{n \in \Gamma_A} \left\{ S[n] e^{j2\pi n \frac{1+a}{1+\bar{a}} f_c t} \sum_p A_p e^{-j2\pi n \tau_p} \right\} \right\} + v(t) = \\ & \operatorname{Re} \left\{ e^{j2\pi n \frac{1+a}{1+\bar{a}} f_c t} \underbrace{\sum_{n \in \Gamma_A} \left\{ S[n] e^{j2\pi n \Delta f \frac{1+a}{1+\bar{a}} t} \sum_p A_p e^{-j2\pi n \tau_p} \right\}}_A \right\} + v(t). \end{aligned} \quad (10)$$

由于通频带信号是由 $y'(t) = \operatorname{Re}\{y(t)e^{j2\pi f_c t}\}$ 得到的, 所以还原为基带信号 $y(t)$:

$$y(t) = A e^{-j2\pi f_c t} =$$

$$e^{j2\pi \frac{a-\bar{a}}{1+\bar{a}} f_c t} \sum_{n \in \Gamma_A} \left\{ S[n] e^{j2\pi n \Delta f \frac{1+a}{1+\bar{a}} t} \left[\sum_p A_p e^{-j2\pi n \tau_p} \right] \right\} + v(t), \quad (11)$$

其中 $v(t)$ 是噪声, 当多普勒频率的估计值 \bar{a} 趋于真实值 a 时, 可近似认为各子载波上的多普勒因子补偿 $(1+a)/(1+\bar{a})=1$, 即:

$$y(t) \approx e^{j2\pi \frac{a-\bar{a}}{1+\bar{a}} f_c t} \sum_{n \in \Gamma_A} \left\{ S[n] e^{j2\pi n \Delta f t} \left[\sum_p A_p e^{-j2\pi n \tau_p} \right] \right\} + v(t). \quad (12)$$

然后对信号 $y(t)$ 进行采样, 得到我们实际算法中的离散时间模型:

$$y(n) \approx e^{j2\pi \frac{a-\bar{a}}{1+\bar{a}} f_c n} \sum_{k \in \Gamma_A} \left\{ S[k] e^{j2\pi k n / K} \left[\sum_p A_p e^{-j2\pi n \tau_p} \right] \right\} + v(n). \quad (13)$$

由上式可以看出剩余的多普勒频移在每一个子载波上是相同的, 令 $\epsilon = \frac{a-\bar{a}}{1+\bar{a}} f_c$, 对 $y(n)$ 进行 CFO 补偿, 可以得到:

$$e^{-j2\pi \epsilon n} y(n) = \sum_{k \in \Gamma_A} \left\{ S[k] e^{j2\pi k n / K} \left[\sum_p A_p e^{-j2\pi n \tau_p} \right] \right\} + e^{-j2\pi \epsilon n} v(n). \quad (14)$$

根据文献[5]得到第 k 个子信道的解调器输出信号为:

$$\begin{aligned} y_m = & \sum_n e^{-j2\pi \epsilon n} y(n) e^{j2\pi k n / N} \approx \\ & C(f_n) S[k] + n'(n), C(f) = \sum_l A_l e^{-j2\pi f \tau_p}. \end{aligned} \quad (15)$$

这样接收信号基本就能不受 ICI 影响。在这里我们采用空载波进行 CFO 估计, 对每一个 OFDM 符号重采样之后得到 K 个样值, 得到序列 $y = [y(0), \dots, y(K-1)]^T$ 。我们定义 1 个 $K \times 1$ 的向量 $f_n = [1, e^{j2\pi/N}, \dots, e^{j2\pi(K-1)/N}]^T$ 和 1 个 $K \times K$ 的对角矩阵 $\gamma(\epsilon) = \operatorname{diag}(1, e^{j2\pi T_c \epsilon}, \dots, e^{j2\pi T_c (K-1) \epsilon})$, 其中 $T_c = T/N$ 是采样间隔。那么空载波的能量消耗可以由代价函数表示:

$$\gamma(\epsilon) = \sum_{n \in \Gamma_Z} |f_n^H \gamma^H(\epsilon) y|^2, \quad (16)$$

式中 H 表示复共轭转置. 如果接收端能对数据帧进行正确的 CFO 补偿, 那么空载波上不会受到来自相邻数据子载波的 ICI 影响. 所以估计 ϵ 转变为求方程: $\hat{\epsilon} = \underset{\epsilon}{\operatorname{argmin}} y(\epsilon)$ 通过一维或二维搜索^[6]可以找到 ϵ .

4 信道估计

通过以上 2 步对接收信号进行 CFO 补偿以后, 再对水声 OFDM 系统进行信道估计. 由于在延迟-多普勒域中信道具有稀疏性^[7], 因此运用基于压缩感知的信道估计^[8]方法, 并具体采用正交匹配追踪 (OMP) 估计信道^[9].

压缩感知是由 Donoho 等^[10]提出的理论. 此理论允许从非常有限的采样值中有效地重建稀疏信号. 找到一个基矩阵 Ψ , 使信号 X 表示为 K 稀疏, 那么可以通过求解最小 l_1 范数, 从接收信号 Y 中恢复 X .

$$\hat{a} = \underset{a}{\operatorname{argmin}} ||a||_1, \quad (\theta a = Y), \quad (17)$$

其中 $X = \Psi a, \theta = \Phi \Psi, \Phi$ 是测量矩阵. 我们的水声信道也具有稀疏性, 满足压缩感知理论的应用前提, 因此可以采用压缩感知对水声信道进行估计. 双选信道模型如式(3)所示, 把信道冲激响应简记为 h . 设 S 为 $P \times N$ 的选择矩阵, 它是从 $N \times N$ 单位阵中选择与导频位置对应的 P 行得到的, 从而导频位置处的信号为:

$$y_p = X_p F_p h + n'. \quad (18)$$

基于此种想法, 各矩阵构造如下:

$$X_{P(P \times P)} = SXS^T, \quad (19)$$

$$y_p = Sy, \quad (20)$$

$$F_{P(P \times N)} = \frac{1}{\sqrt{N}} \begin{bmatrix} f^{00} & \cdots & f^{(N-1)0} \\ \vdots & & \vdots \\ f^{0(P-1)} & \cdots & f^{(N-1)(P-1)} \end{bmatrix},$$
$$f^{pn} = e^{-j\frac{2\pi pn}{N}}. \quad (21)$$

式(17)和(18)对应关系为: $y = y_p, \theta = X_p F_p, a = h$. 然后采用 OMP 算法解方程(20), 完成信道估计, 恢复出发送信号.

5 仿真与水池实验

5.1 仿 真

为比较不同补偿算法在水声通信系统性能, 仿真实验中添加了多普勒效应, 各个频点使用固定 5 Hz 的频移, 相当于船速为 900 km/h, 设定信道为瑞利信道, 该信道有 15 条多径, 是比较典型的稀疏水声信道, 整个通信持续时间内多径个数与多径位置基本保持稳定. 假设时间同步完好, 通信系统仿真参数设置见

表 1.

表 1 仿真参数设置

Tab. 1 Simulation parameters

参数	数值
子载波个数	1024
符号映射方式	QPSK
符号周期(ms)	204.8
循环前缀长度	256
FFT/IFFT 长度	1024
固定多普勒频移(Hz)	5
每帧 OFDM 个数	1
多径数	15
载波频率(Hz)	30000
输入信噪比(SNR)	0:1:26
循环次数	20

为了说明多普勒频移对系统的影响, 首先见图 5 所示, 它是在接收端未对 CFO 进行补偿的情况下, 运用最小二乘 (LS) 和 OMP 2 种算法对信道进行估计, 然后恢复出发送端数据比较 BER 性能. 从图 5 可以看出, 无论是 LS 算法还是 OMP 算法, 它们的 BER 都较大, 但 OMP 算法的信道估计性能优于 LS.

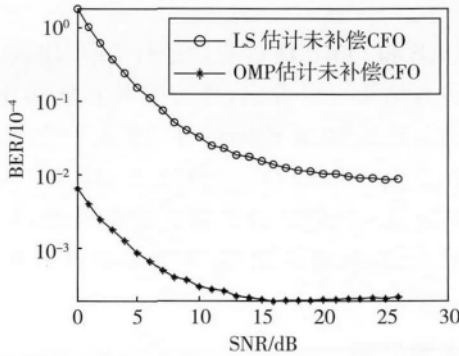


图 5 未补偿 CFO 的性能比较
Fig. 5 The performance comparison of uncompensated CFO

图 6 首先比较了未补偿 CFO、初次补偿及 2 次补偿后的 BER 性能, 可以看出随着多普勒补偿程度的增加, 信道估计性能改善越明显. 另将此方法与利用循环前缀自相关函数估计多普勒频移的方法^[11-12]进行比较, 本文提出的重采样及 2 次补偿方法可以获得更好的 BER 性能.

图 7 对比了采用 LS 信道估计下未补偿 CFO 和补偿 CFO 的 BER 性能, 并在补偿了多普勒频移的情况下, 对 LS 和 OMP 信道估计进行 BER 比较.

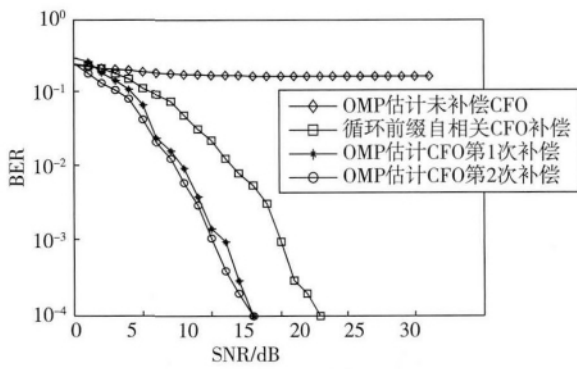


图 6 不同补偿等级的误码性能

Fig. 6 The error performance of different compensation levels

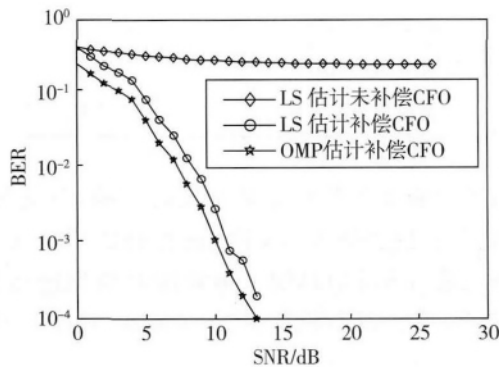


图 7 CFO 补偿与信道估计联合作用下的 BER 性能比较

Fig. 7 CFO BER under different estimation methods

从仿真结果可以看出,进行多普勒频移补偿后再进行信道估计的 BER 性能可得到很大的改善,通过本文提出的 2 步法对 CFO 进行补偿后,采用 OMP 算法估计信道比 LS 信道估计具有更好的性能.从 3 条曲线可以看出,频移补偿和 OMP 信道估计联合时 BER 性能是最优的.

5.2 水池实验

为了检验基于水声 OFDM 通信系统的 CFO 补偿新方法及双选信道估计性能,在厦门大学水声通信与海洋信息技术教育部重点实验室的实验水池进行了实验.实验水池长 25 m,宽 6 m,深 2 m,水池环境相对静止.实验中换能器相距 5 m,距水面深度为 0.8 m.实验中多普勒效应在发送端人为加入,发送机以 0.25 m/s 的速度移动,根据 $f_v - f \approx f \left(\frac{v}{c} \right)$ 的多普勒公式添加了多普勒频移,发射频率 f 为 30 kHz,声波传播速度 c 为 1 500 m/s,系统参数设置如表 2,基本硬件平台如图 8.

表 2 水池实验参数设置

Tab. 2 Pool experimental parameters set

项目	参数
FFT/IFFT 长度	1024
保护间隔(ms)	51.2
符号持续时间(ms)	204.8
有效带宽(kHz)	6
导频类型	梳状
信号映射类型	QPSK

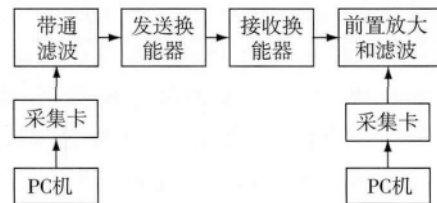


图 8 实验环境

Fig. 8 Experimental environment

水池中接收信号的结构如图 9 所示,水池实验的结果如表 3 所示.

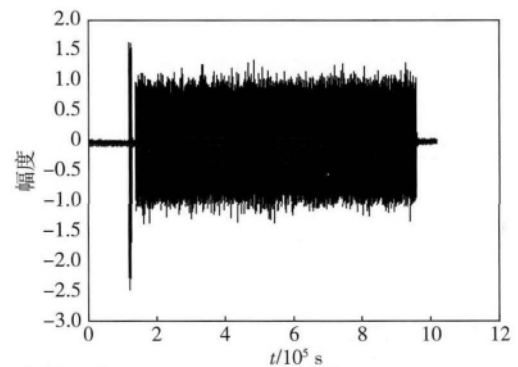


图 9 接收信号结构图

Fig. 9 Reception signal configuration diagram

如表 3 所示,信号未进行 CFO 补偿的平均 BER 高达 50.1%,采用 2 步法对 CFO 进行补偿和消除后,用传统 LS 信道估计方法恢复的 BER 为 0.27%;采用 OMP 信道估计方法,第 1 次补偿 CFO 后的平均 BER 为 0.13%,第 2 次补偿 CFO 后的平均 BER 为 0.12%.由此可以看出,采用本文提出的 2 步法对 CFO 进行补偿可以大大提高系统性能,且第 2 次补偿后 BER 性能进一步提高;与传统信道估计方法 LS 相比,OMP 算法不仅可以大大减少导频,提高频谱利用

表 3 水池实验结果
Tab. 3 Underwater experiment results

序号	BER			
	未补偿 CFO	补偿 CFO LS	初次补偿 OMP	2 次补偿 OMP
1	0. 4993	0. 0002	0. 0001	0. 0001
2	0. 4992	0. 0006	0. 0003	0. 0002
3	0. 5007	0. 0004	0. 0003	0. 0003
4	0. 5029	0. 0007	0. 0002	0. 0002
5	0. 5043	0. 0064	0. 0061	0. 0058
6	0. 5013	0. 0056	0. 0001	0. 0001
7	0. 4994	0. 0049	0. 0018	0. 0020
平均	0. 5010	0. 0027	0. 0013	0. 0012

率,还可以得到更好的 BER 性能.

为进一步说明这种方案的可行性,我们进行了半实物仿真实验,得到如图 10 所示的 SNR-BER 水池实验图形. 在此实验中,比较了实际情况下接收机在不同 SNR 条件下的 BER 性能. 首先利用接收到的信号估计出实时的水声 SNR 为 19 dB,用 0~19 dB 的 20 个 SNR 等级分别进行了 20 组实验得到不同 SNR 下的 BER,通过在接收端添加高斯白噪声恶化 SNR,达到 20 个不同的 SNR 等级,以此观察不同水声信道条件下的系统性能.

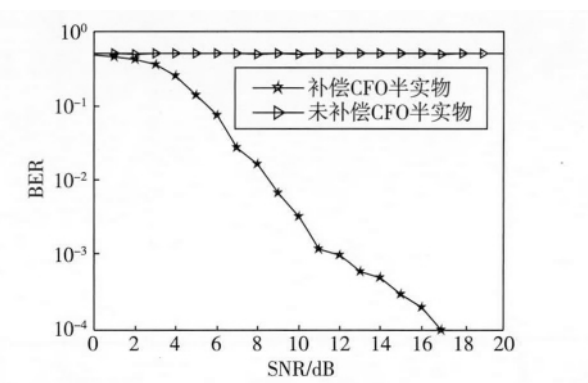


图 10 半实物仿真性能
Fig. 10 Loop simulation performance

图 10 为信号未经过 CFO 补偿和经过 CFO 补偿的半实物仿真图形. 人为加入噪声对信道条件逐渐进行恶化,从图可见,未补偿 CFO 的系统性能很差,经过 CFO 补偿后,系统性能得到很大的提高;随着 SNR 的增大,BER 逐渐降低;在水声信道的 SNR 范围内,采用 2 步法对 CFO 进行补偿并联合 OMP 信道估计后,系统具有较好的稳定裕度.

6 结 论

本文针对水声双选信道模型,提出了一种多普勒频移的补偿方法. 在抗多径的前提下,较好地解决了多普勒频移对水声 OFDM 系统的影响. 利用 OFDM 信号仿真了 CFO 补偿前后的信道估计性能,并采用 LS 和 OMP 2 种算法估计信道,恢复出数据信息比较 BER 性能. 仿真和实验结果表明,该 CFO 补偿方法有效地降低了 BER,且联合 OMP 算法的信道估计性能要优于 LS 算法.

参考文献:

[1] Catipovic J. Performance limitations in underwtrer acoustic telemetry[J]. IEEE Journal of Oceanic Engineering,1990, 15(3):205-216.

[2] Sharif B S,Neasham J,Hinton O R,et al. A computationally efficient Doppler compensation system for underwater acoustic communications[J]. IEEE Journal of Oceanic Engineering,2000,25(1):52-61.

[3] Sun H X,Xu R,Xu F. A new accurate symbol synchronization scheme for underwater acoustic communication systems[C] // Anti-counterfeiting, Security, Identification, 2007 IEEE International Workshop on. Xiamen, China: IEEE,2007:336-339.

[4] Mason S S,Berger C R,Zhou S,et al. Detection,synchronization and doppler scale estimation with multicarrier waveforms in underwater acoustic communication [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2008,26(9):1638-1649.

[5] Catipovic M A,Proakis J G. Adaptive multichannel combining and equalization for underwater acoustic communications[J]. Journal of the Acoustical Society of America, 1993,94(3):1621-1631.

[6] 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.

[7] Georg T,Franz H,Daniel E,et al. Compressive estimation of doubly selective channels in multicarrier systems:leakage effects and Sparsity-Enhancing processing[J]. IEEE Journal on Selected Topics in Signal Processing, 2010, 4 (2):255-271.

[8] 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(2/3):

- 1708-1721.
- [9] Tropp J A, Gilbert A C. Signal recovery from random measurements via orthogonal matching pursuit[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2007, 53 (12): 4655-4666.
- [10] Donoho D L, Sensing C. IEEE transactions on information theory[J]. Apr, 2006, 52(4): 1289-1306.
- [11] van de Beek J, Boriesson O P, Landstrom D, et al. A time and frequency synchronization scheme for multiuser OFDM[J]. IEEE Journal on Selected Area in Communications, 1999, 17(1): 1902-1911.
- [12] Van de Beek J, Sandell M, Boriesson O P. ML estimation of time and frequency offset in OFDM systems[J]. IEEE Signal Processing, 1997, 45(7): 1800-1805.

Joint Doppler Frequency Offset Mitigation and Channel Estimation for Underwater Acoustic OFDM

HUANG Mei¹, SUN Hai-xin^{1,2*}, CHENG En¹, XU Xiao-ka^{2,3,4}, KUAI Xiao-yan¹

(1. Key Laboratory of Underwater Acoustic Communication and Marine Information Technology, Ministry of Education, School of Information Science and Engineering, Xiamen University, Xiamen 361005, China; 2. Electronics and Computer Engineering, University of Connecticut, Storrs 06269, USA; 3. Key Laboratory of Chinese Academy of Underwater Acoustic environment Characteristics, Beijing 100190, China; 4. Institute of Acoustics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China)

Abstract: Underwater acoustic communication is a research hotspot in recent years. However, the problem of underwater acoustic channel itself, such as severe multipath delay, doppler shift, signal attenuation, narrow bandwidth, time-varying, led to low data rate and high rate of transmission error. Orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) has a great advantage in the underwater acoustic communication. But it is sensitive to carrier frequency offset (CFO). We first discuss cyclic prefix orthogonal frequency division multiplexing (CP-OFDM) system model, then compensate for the CFO caused by the doppler and make CS-based channel estimation by exploiting sparsity in the delay-doppler domain. Through computer simulation and pool experiments verified the validity and reliability of this doubly selective channels estimation.

Key words: underwater acoustic communication; orthogonal frequency division multiplexing; multipath; carrier frequency offset