

基于虚拟时间反转镜的水声 OFDM 信道均衡

尹艳玲^{1,2}, 乔钢^{1,2}, 刘淞佐^{1,2}

(1. 哈尔滨工程大学 水声技术重点实验室, 黑龙江 哈尔滨 150001; 2. 哈尔滨工程大学 水声工程学院, 黑龙江 哈尔滨 150001)

摘要: 针对水声信道对正交频分复用(OFDM)系统带来的符号间干扰(ISI)问题, 提出了虚拟时间反转镜(VTRM)信道均衡算法, 该算法具有时间压缩特性和频域相位共轭特性, 可以有效缩短信道长度, 减小多途信道带来的相位畸变, 采用匹配追踪(MP)算法估计信道冲激响应, 可以精确地估计出水声信道的幅度、时延和相位信息, 为虚拟时反信道均衡提供准确的信道信息, 改进了传统匹配相关信道估计方法估计精度低、无法估计信道相位信息的缺点。仿真、水池和湖上实验结果表明, OFDM 水声通信系统中, VTRM 信道均衡技术性能优于被动时反镜(PTRM)信道均衡和最小平方(LS)信道均衡。

关键词: 虚拟时间反转镜; 信道均衡; 匹配追踪; 正交频分复用

中图分类号: O427.9

文献标识码: A

Underwater acoustic OFDM channel equalization based on virtual time reversal mirror

YIN Yan-ling^{1,2}, QIAO Gang^{1,2}, LIU Song-zuo^{1,2}

(1. Science and Technology on Underwater Acoustic Laboratory, Harbin Engineering University, Harbin 150001, China

2. College of Underwater Acoustic Engineering, Harbin Engineering University, Harbin 150001, China)

Abstract: To solve the problem of the severe inter-symbol interference of orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) communication caused by underwater acoustic multipath channel, a virtual time reversal channel equalization scheme was proposed. VTRM was able to shorten the channel impulse response and alleviate the phase distortion caused by the acoustic channel for its characteristic of the temporal compression and phase conjugation in frequency domain. The matching pursuit (MP) algorithm was applied to estimate the channel impulse response which could estimate the channel amplitude, time delay and phase accurately. It provided the channel information for the VTRM channel equalization. It also improved a lot compared to the traditional matching correlation channel estimation method which couldn't estimate the channel phase and the estimation precision was low. The simulation, pool trail and Songhua lake experiment show that the performance of VTRM channel equalization is better than that of the PTRM and LS channel equalization in the OFDM underwater acoustic communication.

Key words: virtual time reversal mirror; channel equalization; matching pursuit; orthogonal frequency division multiplexing

1 引言

为了克服较长多途时延对正交频分复用(OFDM, orthogonal frequency division multiplexing)

水声通信造成的符号间干扰(ISI, inter-symbol interference)和载波间干扰(ICI, inter-carrier interference), 有文献通过自适应信道均衡、迭代均衡等技术并结合纠错编码消除多途带来的干扰^[1-4], 亦有

收稿日期: 2013-10-16; 修回日期: 2013-12-16

基金项目: 国家高技术研究发展计划(“863”计划)基金资助项目(2009AA093601-2); 国防基础研究基金资助项目(2420110007); 国家自然科学基金资助项目(11274079)

Foundation Items: The National High Research and Development Program of China (863 Program)(2009AA093601-2); The National Defense Basic Research of China (B2420110007); The National Natural Science Foundation of China (11274079)

文献采用频率分集、空间分集等技术通过降低通信速率达到稳健通信的目的^[5-7]，这都将造成频带利用率的大大下降，并且不能适应快速变化的水声信道。为此，本文提出了将虚拟时间反转镜(VTRM, virtual time reversal mirror)技术用于 OFDM 信道均衡的方法，该方法可以有效缩短信道，提高系统性能。

时间反转镜(TRM, time reversal mirror)技术利用声场的互易性原理，实现信道的自适应均衡^[8]。传统的主动时间反转镜(ATRM, active time reversal mirror)技术要求阵元为收发合置且接收为垂直基阵，信号需要在信道中往返 2 次传播，传输效率低，不利于水声通信^[9]。被动时间反转镜(PTRM, passive time reversal mirror)和 VTRM 技术是在 ATRM 技术基础上演变的，与 ATRM 相比，PTRM 和 VTRM 实现简单，聚焦增益大^[10]。已有很多文献将时间反转镜技术应用到水声通信中，如文献[11~13]将单阵元的 PTRM 技术和 VTRM 技术用于非相干的 Pattern 时延差编码信道均衡。文献[14~16]研究了被动时反信道均衡对单载波相位调制的性能影响，接收采用垂直基阵。亦有文献将被动时反技术应用于 MIMO 多用户水声通信中^[17-19]。而将时反镜技术应用到 OFDM 水声通信的研究还比较少，其中 Yang^[20]在理论方面做了一些研究，分析了循环前缀长度对 OFDM 时反信道均衡的影响，并研究了阵元数和信道估计误差对信道均衡的影响。João Gomes 等人通过海实验验证了被动时反技术可以有效地缩短信道长度，从而可以减小循环前缀的长度，提高频带利用率^[21-23]。

目前，对于时反镜技术在水声通信中的研究，主要集中在主动和被动时间反转镜技术上，且接收采用基阵的形式，然而被动时反在均衡的过程中，会引入探测信号自卷积的干扰，降低接收信噪比^[13]。VTRM 利用探测信号估计出信道冲激响应，然后将估计出的信道时间反转与接收信号做卷积，虚拟地实现时间反转，可以消除探测信号的影响，提高接收信噪比。本文将单阵元 VTRM 技术应用于 OFDM 水声通信中，与阵处理相比，实现简单，更适合应用于水下信息网。VTRM 的关键是信道估计，信道估计的好坏直接影响信道均衡的效果，传统的信道估计方法采用具有良好自相关特性的信号，通过拷贝相关并通过设置门限的方法估计，该方法估计精度低，且无法获得信道相位信息，本文

采用了匹配追踪(MP, matching pursuit)算法^[24-26]估计信道冲激响应，该方法估计精度高，且可以准确地估计出信道的幅度、相位和时延等信息，提高了虚拟时间反转信道均衡的性能。

2 单阵元 VTRM 用于 OFDM 信道均衡原理

2.1 OFDM 接收机

VTRM 技术的基本原理为发射信息信号之前，先发送一个探测信号，根据探测信号估计出信道冲激响应，然后将其时间反转信号与接收信号做卷积，得到虚拟时反后的信号。根据 VTRM 的原理，设计发射信号帧结构如图 1 所示，帧头采用线性调频(LFM)信号进行帧定时同步，后面加入一个单频脉冲(CW)信号用于估计多普勒因子，在接收端用于消除多普勒频偏的影响，之后为探测信号，用于估计信道冲激响应，最后为 OFDM 符号。各个信号之间都留有一定的保护间隔，且保护间隔大于信道最大多途时延的长度。

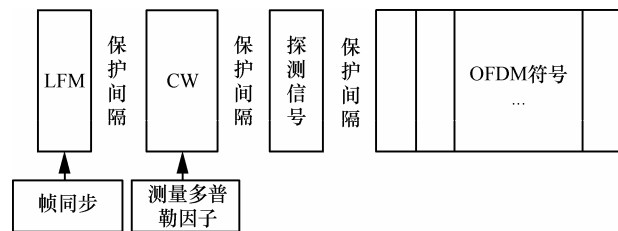


图 1 发射信号帧结构

VTRM 用于 OFDM 信道均衡接收机实现框图如图 2 所示，接收的信号通过同步信号找到信号起始的位置后，提取出 CW 信号，通过测频得到多普勒压缩因子，根据多普勒因子对接收的信号进行变采样处理，消除多普勒频偏对信号的影响。然后从变采样后的信号中提取探测信号，估计信道冲激响应，将其时间反转与接收信号做卷积，完成 VTRM 信道均衡，均衡后的信号串并转换，去循环前缀和循环后缀，进行 FFT 解调和星座逆映射，完成 OFDM 解调过程。

虚拟时反算法具有时间压缩和频域相位共轭特性，接收信号经过虚拟时反处理后，可以有效缩短信道长度，抑制多途干扰引起的符号间干扰和相位畸变，下面具体分析一下虚拟时反信道均衡如何抑制符号间干扰。

2.1.1 符号间干扰抑制分析

发射信号 $s(t)$ 经过信道冲激响应为 $h(t)$ 的信道

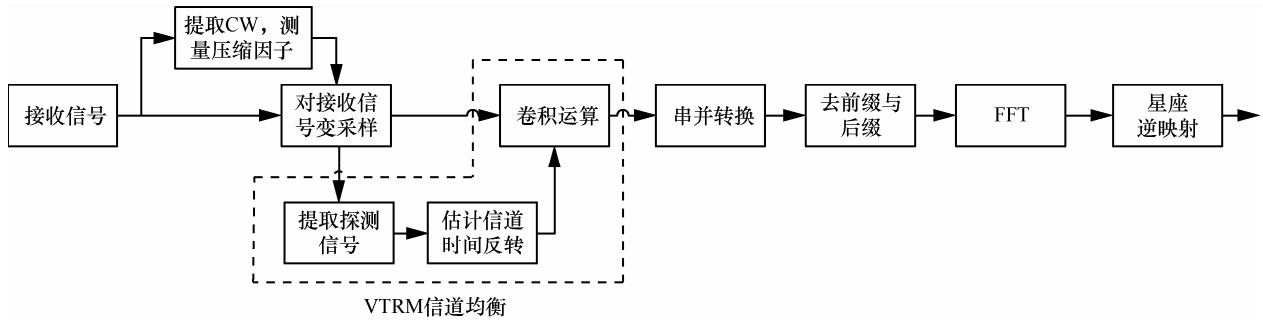


图 2 VTRM 技术用于 OFDM 信道均衡接收机实现

后, 接收信号 $r(t)$ 可以表示为

$$r(t) = s(t) \otimes h(t) + n(t) \quad (1)$$

其中, \otimes 代表卷积运算, $n(t)$ 为本地干扰噪声, 设探测信号估计出的信道冲激响应为 $\hat{h}(t)$, 根据图 2 所示接收机框图, 可以得到经过虚拟时反处理后的信号为

$$\begin{aligned} r'(t) &= r(t) \otimes \hat{h}(-t) \\ &= s(t) \otimes h(t) \otimes \hat{h}(-t) + n(t) \otimes \hat{h}(-t) \\ &= s(t) \otimes h'(t) + n'(t) \end{aligned} \quad (2)$$

其中, $n'(t) = n(t) \otimes \hat{h}(-t)$ 为经过时反处理后的噪声项, 定义 $h'(t) = h(t) \otimes \hat{h}(-t)$ 为虚拟时反信道^[13], 可以视为信号最终经过的信道, 虚拟时反信道是实际信道冲激响应与估计信道冲激响应的互相关函数, 若可以准确估计出信道冲激响应, 则虚拟时反信道近似为实际信道冲激响应的自相关函数。经过时反处理后, 虚拟时反信道的“主峰”集中了所有多途的能量, 而其他多途的能量明显小于“主峰”能量^[13], 小于某一设定门限部分的多途分量, 可以近似为噪声, 因此经过虚拟时反处理后, 缩短了信道长度, 从而可以缩短循环前缀的长度。

当“主峰”明显高于其他多途信号时, 可以近似认为此时的信道为 δ 函数, 因此可以极大地抑制水声多途扩展产生的符号间干扰。同时, 虚拟时反信号处理可以使信号分量相干叠加, 噪声分量非相干叠加, 因此可以提高接收信噪比^[12,13]。

2.1.2 循环后缀

从上面的分析可以看到, 经过虚拟时反处理后, 信号最终经过的信道为实际信道冲激响应与估计信道冲激响应的互相关函数, 而此时的信道是一个非最小相位信道, 即在最大幅度声线之前仍存在多途信号, 因此为了克服此部分多途信号带来的干

扰, 需要加入与循环前缀长度相同的循环后缀长度, 且大于信道最大多途时延长度, 循环后缀即将 OFDM 符号块前面的若干个数据复制到符号块的后面, 如图 3 所示。

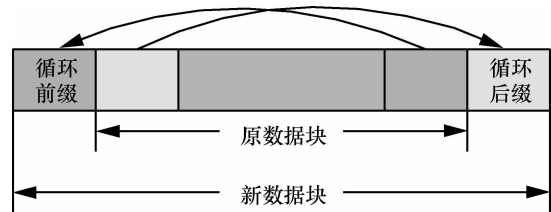


图 3 在 OFDM 符号中加入循环前缀和循环后缀

下面分析一下循环后缀如何克服 ISI, 设长度为 L 的离散信道可以表示为 $\mathbf{h} = [h(0)h(1)\dots h(L-1)]$, $h(0)$ 为直达声且幅度最大, 虚拟时反信道可以表示为 $\mathbf{h}' = [h'(1-L)\dots h'(-1) h'(0) h'(1) \dots h'(L-1)]$, 其长度为 $2L-1$, 其中, $h'(0)$ 为各个路径同相叠加后的声线。设当前解调的第 p 个 OFDM 符号为 \mathbf{r}^p , 对应的发射信号表示为 \mathbf{s}^p , 前一个和后一个 OFDM 符号表示为 \mathbf{s}^{p-1} 、 \mathbf{s}^{p+1} , 若未加入循环前缀和循环后缀, 经过冲激响应为 \mathbf{h} 的信道后, 接收信号可以表示为

$$\mathbf{r}^p = \mathbf{h}_N^p \mathbf{s}^p + \mathbf{h}_N^{p-1} \mathbf{s}^{p-1} + \mathbf{h}_N^{p+1} \mathbf{s}^{p+1} + \mathbf{n}^p \quad (3)$$

其中, \mathbf{r}^p 、 \mathbf{s}^p 、 \mathbf{s}^{p-1} 、 \mathbf{s}^{p+1} 和 \mathbf{n}^p 为 $N \times 1$ 维列向量, 且 $N \geq L$, \mathbf{h}_N^p 、 \mathbf{h}_N^{p-1} 和 \mathbf{h}_N^{p+1} 为 $N \times N$ 维矩阵, 分别可以表示为

$$\mathbf{h}_N^p = \begin{pmatrix} h'(0) & 0 & \dots & \dots & 0 & 0 \\ h'(1) & h'(0) & 0 & \dots & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & h'(L-1) & \dots & h'(1) & h'(0) \end{pmatrix} \quad (4)$$

$$\mathbf{h}_N^{p-1} = \begin{pmatrix} 0 & \cdots & h'(L-1) & h'(L-2) & \cdots & h'(2) & h'(1) \\ 0 & \cdots & 0 & h'(L-1) & \cdots & h'(3) & h'(2) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & \cdots & \cdots & 0 & h'(L-1) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \cdots & \vdots & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (5)$$

$$\mathbf{h}_N^{p+1} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ h'(1-L) & 0 & \cdots & \cdots & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \vdots \\ h'(-2) & \vdots & \vdots & h'(1-L) & 0 & \cdots & 0 \\ h'(-1) & h'(-2) & \cdots & h'(2-L) & h'(1-L) & \cdots & 0 \end{pmatrix} \quad (6)$$

从式(3)中可以看到，第一项 $\mathbf{h}_N^p \mathbf{s}^p$ 为期望信号，第二项 $\mathbf{h}_N^{p-1} \mathbf{s}^{p-1}$ 和第三项 $\mathbf{h}_N^{p+1} \mathbf{s}^{p+1}$ 为前一个符号和后一个符号带来的符号间干扰， \mathbf{n}^p 为噪声项。其中，干扰项 $\mathbf{h}_N^{p-1} \mathbf{s}^{p-1}$ 可以通过加入循环前缀克服，而干扰项 $\mathbf{h}_N^{p+1} \mathbf{s}^{p+1}$ 则需要加入循环后缀克服。若加入大于信道长度 L 的循环前缀和循环后缀，则接收信号去掉循环前后缀后，可以表示为

$$\mathbf{r}^p = \bar{\mathbf{h}}_N \mathbf{s}^p + \mathbf{n}^p \quad (7)$$

其中， $\bar{\mathbf{h}}_N$ 是循环矩阵，可以表示为

$$\bar{\mathbf{h}}_N = \begin{pmatrix} h'(0) & h'(-1) & \cdots & \cdots & \cdots & h'(2) & h'(1) \\ h'(1) & h'(0) & \ddots & \ddots & \ddots & h'(3) & h'(2) \\ \vdots & \ddots & \ddots & 0 & \ddots & \ddots & \vdots \\ h'(-1) & h'(-2) & \cdots & \cdots & \cdots & h'(1) & h'(0) \end{pmatrix} \quad (8)$$

可以看到，去掉循环前后缀之后，使时域中原来发送信号与信道冲激响应的线性卷积变为圆周卷积。从式(7)可以看出，当前符号块的输出仅与当前符号块的输入有关，与前一个和后一个符号块无关，即通过循环前缀和循环后缀消除了前一个符号和后一个符号带来的 ISI。

2.2 OFDM 信道估计

VTRM 信道均衡的关键是信道估计，信道估计的好坏直接影响信道均衡的效果。常用的信道估计采用具有良好自相关性信号的拷贝相关的方法，信号一般选择 LFM 信号，但是该方法只能估计出信

道的时延和幅度信息，且估计精度低，而对于水声多途信道来说，由于海底海面的反射系数不同，不同的声线存在不同的相位角，时变水声多途信道用公式可以描述为

$$h(\tau, t) = \sum_{l=1}^L \alpha_l(t) e^{-j\theta_l(t)} \delta(t - \tau_l(t)) \quad (9)$$

其中， $\alpha_l(t)$ 、 $\theta_l(t)$ 、 $\tau_l(t)$ 分别是第 l 条路径的增益、相位和时延，总的路径数目为 L ，假设接收机经过变采样后，完全消除了多普勒频偏的影响，此时信号相当于经过了时不变的水声信道，此时式(9)可以简化为

$$h(t) = \sum_{l=1}^L \alpha_l e^{-j\theta_l} \delta(t - \tau_l) \quad (10)$$

为了能准确地估计出信道信息，本文采用了 MP 算法，MP 算法是基于压缩感知理论(CS, compressed sensing)^[27-29]的一种稀疏信号重构算法，CS 理论的基本思想即若一个信号通过某种变换是可以稀疏表示的，则通过求解优化可以实现信号的精确或近似重构。对于水声信道来说，一般本征声线数目是有限的，即可稀疏表示，因此可以采用 CS 算法重构信道冲激响应，下面详细介绍 MP 算法。

2.2.1 匹配追踪算法

考虑稀疏问题常使用的线性模型

$$\mathbf{y} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{v} \quad (11)$$

其中， $\mathbf{x} \in R^M$ 为待估计的稀疏信号， $\mathbf{y} \in R^N$ 为观测向量， $\mathbf{v} \in R^N$ 为高斯噪声向量， $\mathbf{A} \in R^{N \times M}$ ，且 $N < M$ ， \mathbf{A} 可表示为

$$\mathbf{A} = [\mathbf{a}_1, \mathbf{a}_2, \cdots, \mathbf{a}_M] \quad (12)$$

其中， $\mathbf{a}_i \in R^N, i=1, 2, \cdots, M$ ，通常称 \mathbf{A} 为词典或原子库， \mathbf{a}_i 为词典中的原子。MP 算法的基本思想是在每一次迭代过程中，从词典中找到和信号最匹配的原子来构建稀疏逼近，然后求出信号残差，并在剩余的原子中继续选择和信号残差最匹配的原子，经过多次迭代后，通过观测向量和选择出的原子即可重构稀疏信号。MP 算法不要求字典中的原子正交，但是要求二范数 $\|\mathbf{a}_i\|_2 = 1$ 。

设第 p 次迭代后的残差为 \mathbf{r}_p ，初始化为 $\mathbf{r}_0 = \mathbf{y}$ ，从字典中选出的匹配的原子为 \mathbf{a}_{s_p} ，每次选择剩余原子库中与残差信号内积最小的原子，即

$$s_p = \arg \max_{j \in I_{p-1}} \frac{\langle \mathbf{a}_{s_j}, \mathbf{r}_{p-1} \rangle}{\|\mathbf{a}_{s_j}\|^2} \quad (13)$$

其中, $I_{p-1} \in \{s_1, s_2, \dots, s_{p-1}\}$ 是前 $p-1$ 次迭代所选出的匹配原子索引的集合, 第 p 次迭代估计出信号 \mathbf{x} 的元素 $\hat{\mathbf{x}}_p$ 可以表示为

$$\hat{\mathbf{x}}_p = \frac{\langle \mathbf{a}_{s_p}, \mathbf{r}_{p-1} \rangle}{\|\mathbf{a}_{s_p}\|^2} \quad (14)$$

残差信号可以表示为

$$\mathbf{r}_p = \mathbf{r}_{p-1} - \hat{\mathbf{x}}_p \mathbf{a}_{s_p} \quad (15)$$

当残差信号 $\|\mathbf{r}_p\|^2 < \varepsilon$ 时, 迭代终止, ε 为给定的残差门限, 是和输入信噪比有关的一个量。根据上述分析, 总结 MP 算法的具体步骤如下。

Step1 初始化: 设定残差门限 ε , $\mathbf{r}_0 = \mathbf{y}$;

Step2 选择匹配的原子 $s_1 = \arg \max_{j=1, \dots, M} \frac{\langle \mathbf{a}_{s_j}, \mathbf{r}_0 \rangle}{\|\mathbf{a}_{s_j}\|^2}$,

$j=1, \dots, M$, $I_1 = \{s_1\}$;

Step3 得到估计的信号分量 $\hat{x}_1 = \frac{\langle \mathbf{a}_{s_1}, \mathbf{r}_0 \rangle}{\|\mathbf{a}_{s_1}\|^2}$;

Step4 残差 $\mathbf{r}_1 = \mathbf{r}_0 - \hat{x}_1 \mathbf{a}_{s_1}$;

Step5 第 p 次迭代, $p > 1$;

Step6 从剩余原子库中匹配: $s_p = \arg \max_{j=1, \dots, M, j \notin I_{p-1}}$

$$\frac{\langle \mathbf{a}_{s_j}, \mathbf{r}_{p-1} \rangle}{\|\mathbf{a}_{s_j}\|^2}, I_p = \{I_{p-1}, s_p\};$$

Step7 第 p 次迭代估计的信号分量

$$\hat{\mathbf{x}}_p = \frac{\langle \mathbf{a}_{s_p}, \mathbf{r}_{p-1} \rangle}{\|\mathbf{a}_{s_p}\|^2};$$

Step8 第 p 次迭代的残差 $\mathbf{r}_p = \mathbf{r}_{p-1} - \hat{\mathbf{x}}_p \mathbf{a}_{s_p}$ 。

2.2.2 匹配追踪信道估计

为了使用 MP 算法估计信道冲激响应, 首先应构造出一个稀疏信号模型, 考虑探测信号 $x(n)$ 经过信道冲激响应为 $h(n)$ 的信道, 接收信号 $y(n)$ 可以表示为

$$y(n) = \sum_{l=0}^{L-1} x(n-l)h(l) + v(n), n=0, 1, \dots, N \quad (16)$$

其中, $v(n)$ 为加性高斯白噪声, 将上式表示成矩阵

形式为

$$\begin{bmatrix} y(0) \\ y(1) \\ \vdots \\ y(N-1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x(0) & 0 & \dots & 0 \\ x(1) & x(0) & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x(N-1) & x(N-2) & \dots & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h(0) \\ h(1) \\ \vdots \\ h(L) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v(0) \\ v(1) \\ \vdots \\ v(N-1) \end{bmatrix} \quad (17)$$

上式可以进一步简化, 表示为

$$\mathbf{y} = \mathbf{X}\mathbf{h} + \mathbf{v} \quad (18)$$

其中, $\mathbf{y} \in R^N$, $\mathbf{x} \in R^{N \times L}$, $\mathbf{h} \in R^L$, $\mathbf{v} \in R^N$, N 为探测信号长度, L 为信道长度, 由于水声信道的稀疏特性, \mathbf{h} 的大部分值为 0 或者很小, 因此式(18)变成式(11)所示的稀疏问题, \mathbf{y} 可以看作观测向量, \mathbf{x} 可以看作字典, \mathbf{h} 为待估计的稀疏信号。此时, 通过 MP 算法即可估计出信道冲激响应, 探测信号应选择时在域具有良好自相关性的信号, 可以选择 LFM 信号作为探测信号, 但是该方法存在一个缺点, 对于观测向量和构造的字典都是实信号, 而 \mathbf{h} 中的值实际为一个复数, 即存在相位角, 因此该方法只能估计出信道冲激响应的实增益 α 和时延 τ 。对于非相干调制来说, 该参数对均衡结果影响不大, 而对于采用相位调制的 OFDM 系统来说, 该参数对系统性能影响很大, 下面介绍另一种构造观测向量和字典的方法。

同样考虑探测信号经过水声信道, 用卷积的形式表示式(14)如下

$$y(n) = x(n) \otimes h(n) + v(n), n=0, 1, \dots, N \quad (19)$$

其中, \otimes 表示卷积, 对式(19)两边同时做傅里叶变换, 可以表示为

$$\mathbf{Y} = \mathbf{X}\mathbf{H} + \mathbf{V} \quad (20)$$

其中, \mathbf{Y} 和 \mathbf{X} 分别是 $y(n)$ 和 $x(n)$ 的傅里叶变换, \mathbf{H} 为信道频响矩阵, 是信道冲激响应的傅里叶变换, 可以表示为

$$\mathbf{H}[i] = \sum_{l=0}^{L-1} h[l] e^{-j2\pi il/N}, i=0, 1, \dots, N-1 \quad (21)$$

将式(21)代入式(20), 可以表示为

$$\mathbf{Y} = \hat{\mathbf{X}}\mathbf{F}\mathbf{h} + \mathbf{V} \quad (22)$$

其中, $\hat{\mathbf{X}}$ 是由 \mathbf{X} 构成的对角阵, \mathbf{h} 如式(17)中所示, \mathbf{F} 为傅立叶变换矩阵, 可以表示为

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \cdots & 1 \\ 1 & \exp\left(-j2\pi\frac{1}{N}\right) & \cdots & \exp\left(-j2\pi\frac{L}{N}\right) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & \exp\left(-j2\pi\frac{N-1}{N}\right) & \cdots & \exp\left(-j2\pi\frac{(N-1)(L-1)}{N}\right) \end{bmatrix} \quad (23)$$

从上面的推导可以看到, 式(20)符合稀疏信号的表示形式, \mathbf{Y} 可以表示为观测矩阵, $\hat{\mathbf{X}}\mathbf{F}$ 可以表示为字典, 由于 \mathbf{X} 和 \mathbf{Y} 是发射与接收探测信号的频域表示, 是复数矩阵, 因此通过 MP 算法可以估计出信道的复增益和时延。此时探测信号应该选择在频域具有良好自相关性的信号, 文中选择一个伪随机序列经过 OFDM 调制后作为探测信号, 从后面的仿真和实验结果可以看到, MP 算法可以充分地估计信道冲激响应。

3 系统仿真和实验结果分析

3.1 系统仿真

为了验证 VTRM 信道均衡的性能, 采用 Matlab 进行了仿真, 仿真主要对比了 VTRM 信道均衡和 LS 信道均衡以及 PTRM 信道均衡的系统误码性能。仿真参数为: 采样率为 48 kHz, 系统频带范围为 4~8 kHz, FFT 点数为 8 192, 子载波带宽为 5.86 Hz, 采用 QPSK 调制。其中, VTRM 信道均衡采用 OFDM 符号作为探测信号, 探测信号时间长度与带宽与信息信号相同, LS 信道均衡采用梳状导频估计信道, 梳状导频间隔为 3, PTRM 信道均衡采用 LFM 信号作为探测信号, LFM 信号时间长度为 20 ms, 带宽与系统仿真带宽相同, 循环前缀、循环后缀以及各个信号之间的保护间隔均大于仿真信道的最大多途时延长度。

仿真信道采用 BELLHOP^[30]射线模型软件计算得到, 仿真参数中的声速剖面为松花湖 9 月份实测的结果, 如图 4 所示, 深度大于 8 m 左右时声速呈现较强烈的负梯度, 深度小于 8 m 左右时声速呈现较微弱的负梯度, 其他仿真参数为: 发射换能器深度为 6 m, 接收换能器深度为 5.8 m, 水平距离为 2 km。计算得到的复信道冲激响应如图 5 所示, 分别给出了信道的归一化幅度和相位。

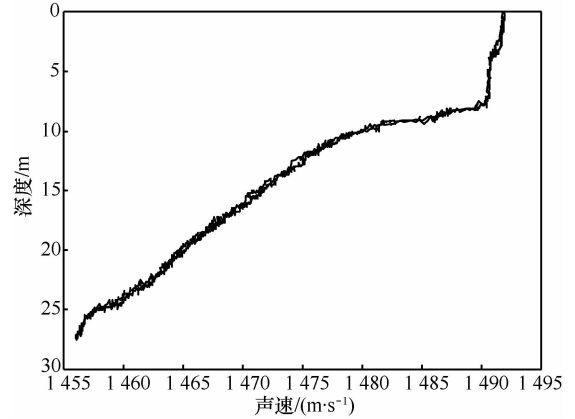


图 4 松花湖声速剖面

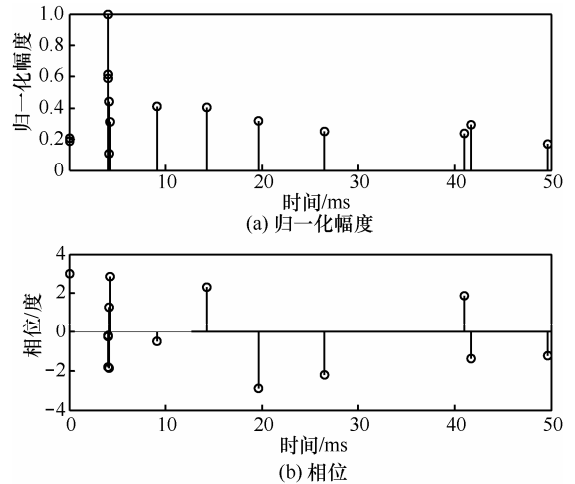


图 5 仿真信道幅度和相位

图 6 给出了在图 5 所示的信道下, 不同均衡方式时误码率随信噪比变化曲线。其中, 分别比较了 LS 信道均衡、PTRM 信道均衡、无循环后缀时 VTRM 信道均衡、循环后缀大于信道多途时延时 VTRM 信道均衡以及已知信道冲激响应时时间反转信道均衡的系统性能。从图 6 可以看出, VTRM 信道均衡与 PTRM 信道均衡均优于 LS 信道均衡, 且 VTRM 信道均衡更接近于已知信道信息时的时反信道均衡性能。因为时反信道均衡可以充分利用多途信息, 提高接收信噪比, 降低多途带来的 ISI, 同时 VTRM 信道均衡可以准确估计出信道冲激响应, 消除 PTRM 信道均衡中探测信号的影响, 因此可以进一步提高信噪比, 并且接近已知信道信息时均衡的系统性能。

从图 6 中同时可以看出, 若不加入循环后缀, VTRM 信道均衡的误码性能接近于 LS 信道均衡, 而加入循环后缀后, VTRM 信道均衡误码性能明显优于 LS 信道均衡, 证明了循环后缀可以明显地抑

制时反信道带来的 ISI, 并且证明了对于非最小相位信道循环后缀的重要性。

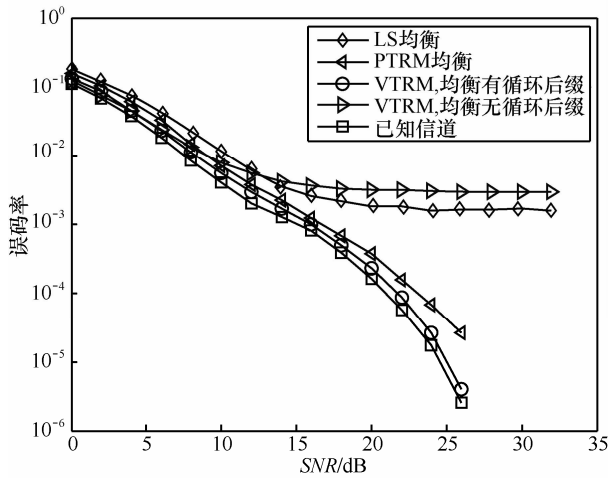


图 6 不同均衡方式时系统误码率比较

3.2 水池以及湖试实验

上面通过仿真分析了多途信道下, LS 信道均衡、PTRM 信道均衡与 VTRM 信道均衡的误码性能, 为了进一步验证 VTRM 信道均衡的有效性和可靠性, 对水池实验和湖试结果进行了分析比较, 首先给出水池实验的结果。

发射信号带宽为 6~12 kHz, 其他参数与仿真参数相同。实验过程中采用图片作为数字信源, 图像共 80 000 bit, 使用一台笔记本的声卡同时收发信号, 且水池基本保持静止, 此时的信道可以近似为时不变信道。通过调整测量放大器量程改变发射信号功率, 从而得到不同的接收信噪比。使用 LFM 信号拷贝相关与使用探测信号采用 MP 算法估计的信道冲激响应的包络如图 7 所示, 从图中可以看到, 二者估计的结果非常接近, 信道多途比较复杂, 采用 MP 算法估计的离散的信道幅度和相位如图 8 所示, 可以看到, 对于不同的声线, 存在不同的相位角, 若只考虑幅度信息, 仍存在多途带来的相位畸变。

图 9 给出了不同信噪比下, LS 信道均衡、PTRM 信道均衡与 VTRM 信道均衡的误码率曲线, 从图中可以看到, 时反信道均衡明显优于 LS 信道均衡, 且 VTRM 信道均衡优于 PTRM 信道均衡, 说明 MP 算法可以很好地估计出信道信息, 避免了 PTRM 信道均衡中探测信号带来的干扰, 不过信道多途越复杂, MP 算法搜索次数越多, 计算量越大, 不利于实时实现。

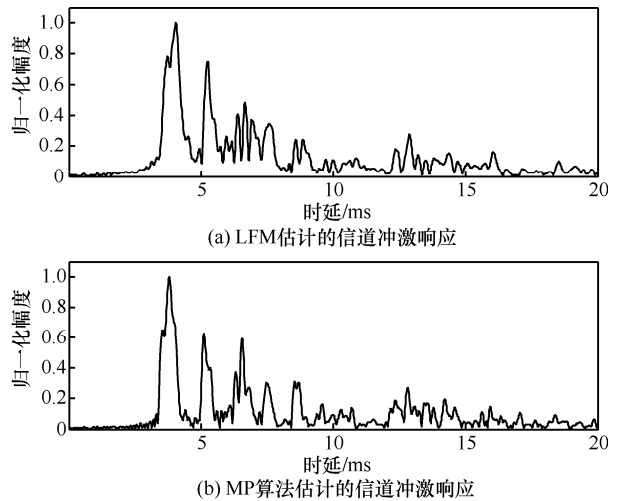


图 7 水池信道冲激响应

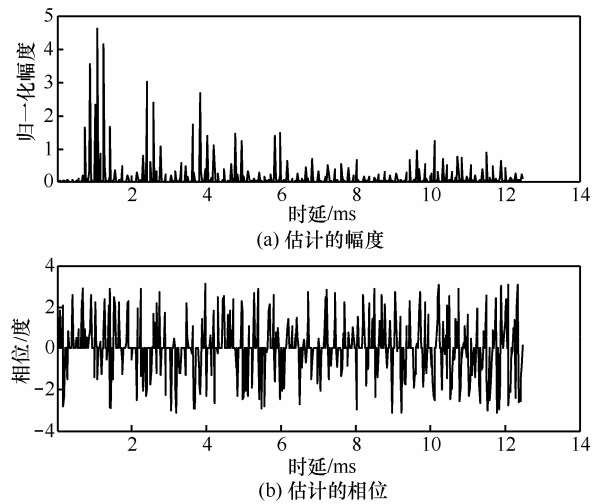


图 8 MP 算法估计的信道幅度和相位

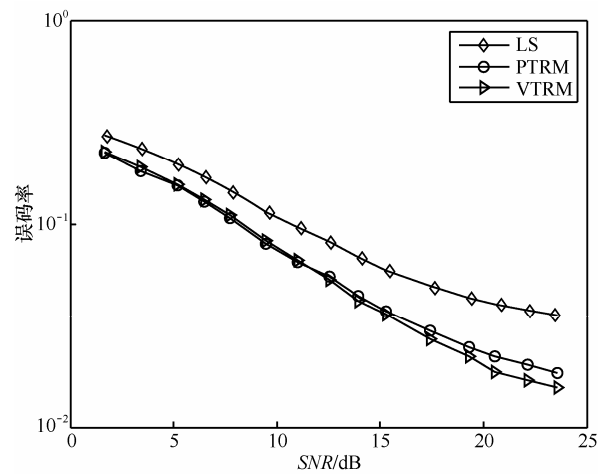


图 9 不同信噪比下误码率比较

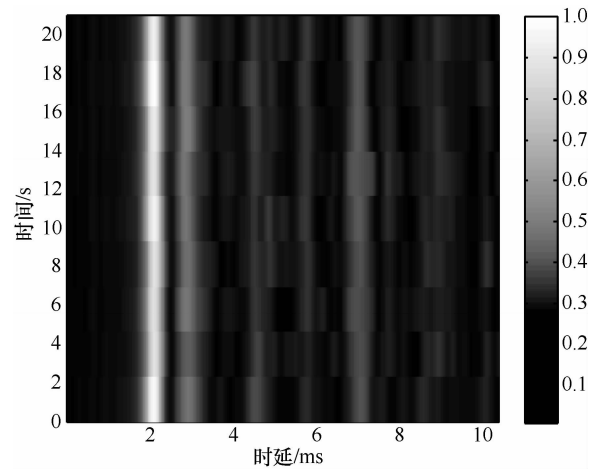
水池实验验证了时不变信道下, VTRM 信道均衡的性能优于 PTRM 信道均衡以及传统的 LS 信道均衡, 为了验证存在多普勒的情况下, VTRM 信道

均衡的性能，下面给出湖试的结果。

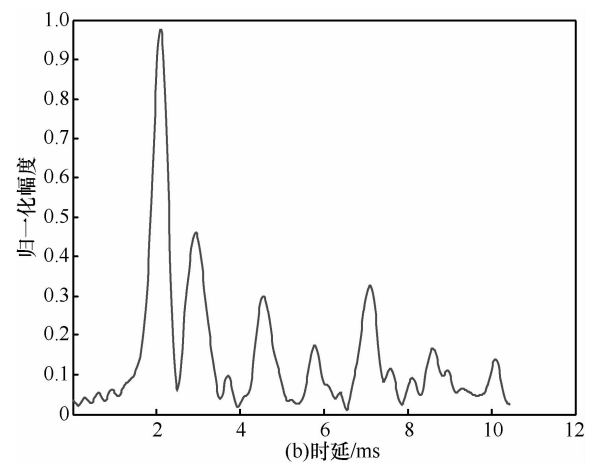
湖试地点为吉林省吉林市松花湖，实验时间为 2011 年 9 月，实验处水深约 30 m，发射换能器吊放深度为 6 m，接收换能器吊放深度为 3 m，两者相距约 1.89 km，接收船与发射船均处于自由漂泊状态，由于风浪等的影响，两船存在缓慢的相对运动。由声速剖面仪测得的声速梯度如图 4 所示，由发射信号每帧同步的 LFM 信号通过拷贝相关测得的时变信道冲激响应如图 10(a)所示，其中某一时刻的信道冲激响应如图 10(b)所示，从图中可以看到，有 4 条明显的路径，且多径幅度比较大，最大多途时延约为 5 ms，信道时变不明显。

实验中发射信号采用码率为 1/2 的卷积编码，编码后的数据进行了随机交织，梳状导频间隔为 2，其他参数仿真参数相同，接收机按如图 2 所示流程进行处理。处理结果如表 1 所示，给出了估计的接收信噪比^[31]、两船之间的相对运动速度以及 LS 均衡、PTRM 均衡和 VTRM 均衡解码前后的误码率，两船的相对运动速度由发送的单频脉冲信号估计得到。

从表 1 中可以看出，由于风浪的影响，两船之间存在相对运动，且运动速度并不均匀，LS 解码前误码率比较高，超过了卷积编码的解码容限，部分数据解码后误码率反而上升，而经过 PTRM 信道均衡后，解码前误码率与 LS 信道均衡相比，有一定的下降，但是经过解码后，误码率下降比较明显，而经过 VTRM 信道均衡解后的误码率进一步降低，明显优于 LS 信道均衡的效果，验证了即使在时变信道下，VTRM 信道均衡技术仍然可以很好的估计信道信息，充分利用信道多途信息，获得聚焦增益，提高系统性能。



(a)时变信道冲激响应



(b)某一时刻信道冲激响应
图 10 松花湖信道冲激响应

4 结束语

本文主要研究了 VTRM 技术用于 OFDM 信道均衡的可行性和可靠性，提出了适合的信号帧结构以及时变信道下接收机结构，采用了 MP 算法估计

表 1

松花湖实验结果

估计信噪比/dB	估计速度/(m·s ⁻¹)	LS 解码前误码率/%	LS 解码后误码率/%	PTRM 解码前误码率/%	PTRM 解码后误码率/%	VTRM 解码前误码率/%	VTRM 解码后误码率/%
21.7	0.45	10.04	6.77	8.50	5.35	6.92	2.67
20.6	0.41	8.58	4.39	7.26	0.4	6.92	0.59
21.1	0.37	10.67	13.98	7.95	4.46	8.57	3.86
21.4	0.39	10.11	9.23	8.58	2.60	7.44	1.19
23.1	0.48	7.66	2.16	7.07	1.78	5.27	0
22.5	0.35	8.50	5.88	8.02	4.31	7.77	3.57
22.7	0.37	8.42	6.28	7.07	3.83	7.71	2.22
22.1	0.29	8.65	4.53	8.72	3.79	7.47	2.08

信道冲激响应,与传统的通过探测信号拷贝相关的方法相比,估计精度高,且可以估计出信道相位信息。通过仿真分析了不同的水声多途信道下,VTRM信道均衡与 PTRM 信道均衡、LS 信道均衡的误码性能,仿真结果表明,无论在何种信道下,VTRM 信道均衡的性能最好,为了克服时反信道带来的 ISI,需要加入大于信道最大多途时延的循环后缀。从水池实验以及湖试结果可以看出,在高信噪比下,MP 算法可以准确地估计出信道信息,从而充分利用多途信息,使性能优于 PTRM 信道均衡。

参考文献:

- [1] XU X, WANG Z H, ZHOU S, *et al.* Parameterizing both path amplitude and delay variations of underwater acoustic channels for block decoding of orthogonal frequency division multiplexing[J]. *J Acoust Soc Am*, 2012, 131(6):4672-4679.
- [2] 马雪飞, 赵春晖, 乔钢. 正交频分复用声通信的判决信道均衡算法[J]. *应用科学学报*, 2012, 30(6):573-580.
MA X F, ZHAO C H, QIAO G. Decision directed channel equalization for OFDM underwater acoustic communications[J]. *Journal of Applied Sciences*, 2012, 30(6):573-580.
- [3] 桑恩方, 徐小卡, 乔钢. Turbo 码在水声 OFDM 通信中的应用研究[J]. *哈尔滨工程大学学报*, 2009, 30(1):60-66.
SANG E F, XU X K, QIAO G. Application study of Turbo code for underwater acoustic communication based on OFDM[J]. *Journal of Harbin Engineering University*, 2009, 30(1):60-66.
- [4] 马雪飞, 赵春晖, 乔钢. OFDM 水声通信线性最小均方误差算法信道均衡[J]. *声学技术*, 2009, 28(4):467-471.
MA X F, ZHAO C H, QIAO G. Channel equalization of orthogonal frequency division multiplexing underwater communication based on linear minimum mean square error[J]. *Technical Acoustics*, 2009, 28(4):467-471.
- [5] QIAO G, WANG W. Frequency diversity for OFDM mobile communication via underwater acoustic channels[J]. *Journal of Marine Science and Application*, 2012, 11(1):126-133.
- [6] 徐小卡. 基于 OFDM 的浅海高速水声通信关键技术研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工程大学, 2009
XU X K. The Study of the Key Technologies for High-Speed Shallow Water Acoustic Communication Based on OFDM[D]. Harbin: Harbin Engineering University, 2009.
- [7] 王巍. OFDM 水声通信分集与多普勒补偿[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工程大学, 2009.
WANG W. Diversity and Doppler Shift Compensation in OFDM Communication over Underwater Acoustic Channels[D]. Harbin: Harbin Engineering University, 2009.
- [8] KUPERMAN W A, HODGKISS W S, SONG H C. Phase conjugation in the ocean: Experimental demonstration of an acoustic time-reversal mirror[J]. *J Acoustic Soc Am*, 1998, 103(1):25-40.
- [9] KIM S, KUPERMAN W A, HODGKISS W S. Robust time reversal focusing in the ocean[J]. *J Acoustic Soc Am*, 2003, 114(1): 145-157.
- [10] ROUSEFF D, JACKSON D R, FOX W L J. Underwater acoustic communication by passive-phase conjugation: Theory and experimental results[J]. *IEEE J Oceanic Eng*, 2001, 26(4): 821-831.
- [11] YIN J W, HUI J Y, GUO L X, MA J G. Channel equalization using passive time reversal mirror in underwater acoustic communication[A]. *International Conference on Communication Technology*[C]. Guilin, China, 2006.27-30.
- [12] 殷敬伟, 惠俊英, 王燕. 虚拟时间反转镜 Pattern 时延差编码水声通信[J]. *系统仿真学报*, 2007, 19(17):4033-4036.
YIN J W, HUI J Y, WANG Y. Virtual time reversed pattern time delay shift coding scheme for underwater acoustic communication[J]. *Journal of System Simulation*, 2007, 19(17):4033-4036.
- [13] 殷敬伟. 多途信道中 Pattern 时延差编码水声通信研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工程大学, 2007.
YIN J W. A Study of Pattern Time Delay Shift Coding Communication in Underwater Acoustic Multipath Channel[D]. Harbin: Harbin Engineering University, 2007.
- [14] SONG A J, MOHSEN B, ARTHUR E. Passive time reversal acoustic communications through shallow-water internal waves[J]. *IEEE J Oceanic Eng*, 2010, 35(4):756-765.
- [15] NIE X Y, XU W, ZHENG J C. Time reversal acoustic communication with concatenated reed-solomon code[A]. *OCEANS 2012*[C]. Yeosu, 2012.1-4.
- [16] ZHANG G S, PENG B, DONG H F. Experimental assessment of sparse channel estimations for passive-phase conjugation communications[A]. *IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing Bremen*[C]. 2012.2701-2704.
- [17] SAKTHIVEL M S, NATARAJAN V. Performance analysis of signal to noise ratio and bit error rate for multiuser using passive time reversal technique in underwater communication[A]. *Wireless Communication and Sensor Computing*[C]. Chennai, 2010.1-4.
- [18] SONG H C, HODGKISS W S, KUPERMAN W A. MIMO multi-access passive time reversal communications[A]. *OCEANS 2006*[C]. Boston, MA, 2006.1-6.
- [19] SONG H C, HODGKISS W S, KUPERMAN W A. Multiuser communications using passive time reversal[J]. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 2007, 32(4):915-926.
- [20] LIU Z Q, YANG T C. On the design of cyclic prefix length for time-reversed OFDM[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2012, 11(10):3723-3733.
- [21] JOÃO G, VICTOR B. Time-reversed OFDM communication in underwater channels[A]. *IEEE 5th Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications*[C]. Lisboa, 2004.11-14.
- [22] JOÃO G, ANTÓNIO S, SÉRGIO J. OFDM demodulation in underwater time-reversed shortened channels[A]. *OCEANS 2008*[C]. Quebec City, 2008.1-8.
- [23] JOÃO G, CHRISTIAN R B, ANTÓNIO S. Demodulation of underwater OFDM transmissions by time reversal and basis pursuit meth-

- ods[A]. Sustainable Wireless Technologies[C]. Vienna, Austria, 2011. 1-9.
- [24] LI W C, PREISIG J C. Estimation of rapidly time-varying sparse channels[J]. IEEE J Ocean Eng, 2007, 32(4):927-939.
- [25] KANG T, ILTIS R A. Iterative carrier frequency offset and channel estimation for underwater acoustic OFDM system[J]. IEEE J Select Areas Commun, 2008, 26(9): 1650-1661.
- [26] BERGER C, ZHOU S, PREISIG J. Sparse channel estimation for multicarrier underwater acoustic communication: From subspace methods to compressed sensing[J]. IEEE Trans Signal Process, 2012, 58(3): 1708-1721.
- [27] DONOHO D. Compressed sensing[J]. IEEE Trans Inform Theory, 2006, 52(4): 1289-1306.
- [28] BARANIUK R. Compressive sampling[A]. Proceedings of the International Congress of Mathematicians[C]. Madrid, Spain, 2006. 1433-1452.
- [29] BARANIUK R. A lecture on compressive sensing[J]. IEEE Signal Processing Magazine, 2007, 24(4):118-121.
- [30] SIDERIUS M, PORTER M B. Modeling broadband ocean acoustic transmissions with time-varying sea surfaces[J]. J Acoustic Soc Am, 2008, 124(1):137-150.
- [31] WALREE P A, SANGFELT E, LEUS G. Multicarrier spread spectrum for covert acoustic communications[A]. OCEANS 2008[C]. Quebec City, Canada, 2008.15-18.

作者简介:



尹艳玲(1986-),女,黑龙江七台河人,哈尔滨工程大学博士生,主要研究方向为水声通信技术和水声信号处理。



乔钢(1974-),男,黑龙江肇东人,博士,哈尔滨工程大学教授、博士生导师,主要研究方向为水声通信技术及组网、水声目标探测与定位、小平台声纳设计等。



刘淞佐(1986-),男,黑龙江双鸭山人,哈尔滨工程大学博士生,主要研究方向为水声通信技术和水声信号处理。