

改进的多输入多输出正交频分复用水声通信 判决反馈信道估计算法^{*}

乔 钢 王 巍 刘淞佐[†] Rehan Khan 王 玥

(哈尔滨工程大学 水声技术国家级重点实验室 哈尔滨 150001)

2015 年 2 月 1 日收到

2015 年 8 月 11 日定稿

摘要 针对最小均方误差准则下 (Minimum Mean Square Error, MMSE) 判决反馈信道估计算法在多输入多输出正交频分复用 (Multiple-input Multiple-output Orthogonal Frequency Division Multiplexing, MIMO-OFDM) 低信噪比水声通信环境下存在误码遗传缺陷, 提出了一种基于压缩感知理论的改进的 MMSE 判决反馈信道估计算法。通过结合浅海水声信道的稀疏性特点, 利用编码校验后的信息与原始信息实现了对信道估计的判决反馈更新, 采用匹配追踪算法改进 MMSE 判决反馈追踪信道估计技术, 实现了抑制传统判决反馈信道估计算法在迭代更新及传递过程中存在的误码遗传的目的。仿真和水池实验结果证实: 改进的 MMSE 判决反馈追踪信道估计算法不仅可以有效的抑制误码遗传, 对抗突发噪声, 跟踪信道的缓慢时变, 同时大幅降低了导频占用率, 提高了通信质量。

PACS 数: 43.30, 43.60

An improved decision feedback channel estimation algorithm for multiple-input multiple-output orthogonal frequency division multiplexing underwater acoustic communication

QIAO Gang WANG Wei LIU Songzuo Rehan Khan WANG Yue

(*Science and Technology on Underwater Acoustic Laboratory, Harbin Engineering University Harbin 150001*)

Received Feb. 1, 2015

Revised Aug. 11, 2015

Abstract To overcome the disadvantage of error propagation, an improved decision feedback channel estimation algorithm based on compressed sensing technology is proposed for multiple-input multiple-output orthogonal frequency division multiplexing communication in low signal-to-noise ratio underwater acoustic environment. The corrected and the original information are used to contrive the decision feedback channel estimation. And taking advantage of neritic channel's sparse characters, the channels can be constructed by matching pursuit ameliorated minimum mean square error decision feedback channel estimation algorithm without error propagation. Experiment results performed with numerical simulation and tank-trial data are provided, demonstrating that the proposed algorithm can effectively reduce the occupancy of pilots, abate the burst noise effect, offer confined error propagation and significantly increase the quality of the system.

引言

水声通信中可利用的带宽资源非常有限, 通过

提高发射功率以增加信道容量的方法已近达到饱和。在这一背景下, 有着高频谱利用率的 OFDM 技术结合不需要增加可利用带宽或提高发射功率而能使信道容量获得本质提高的 MIMO 技术, 成为近年来

^{*} 国家自然科学基金重点项目 (61431004)、国家自然科学基金面上项目 (11274079) 和国家自然科学基金青年基金 (61401114) 资助

[†] 通讯作者: 刘淞佐, Email: liusongzuo@hrbeu.edu.cn

水声通信的新热点^[1]。浅海声信道通常被看作为一个缓慢时变相干多途信道，在观察或处理时间有限的前提下，信道可以用一个抽头分布稀疏的时不变滤波器来描述^[2]。压缩传感^[3]作为一种针对线性限定系统的稀疏解的求解方法，可以用少量的信息来准确恢复稀疏信号，因此适合对具有稀疏性质的浅海声信道进行重建^[4-6]。国内外关于研究无线电 MIMO-OFDM 通信技术中判决反馈信道估计算法的文献丰富^[7-10]，但是由于水声通信通常工作在低信噪比环境中，且信道具有缓慢时变特性^[11]，简单采用判决反馈的信道估计方案极易发生误码遗传灾难^[12-16]。文献 12 研究了 MIMO-OFDM 在高速水声通信中的应用，且通过实验证明了其算法在稳定水声信道环境下的有效性。但是该文章更多关注于系统的定时同步问题，信道估计采用块状导频，并未考虑信道缓慢时变的情况。文献 13 研究了利用压缩传感技术进行 MIMO-OFDM 水声信道估计的方法，并通过仿真水声信道证明了算法的有效性。但由于该方法导频占用率较高，在多径时延较大的水声信道中，性能受到算法性能影响，存在比较明显的原始误码平层。文献 14 研究了 MIMO-OFDM 水声信道自适应信道估计算法，但是该算法需要长时间的学习跟踪信道，只适合长时段的连续水声通信。文献 15 研究了 MIMO-OFDM 水声信道压缩传感判决反馈信道估计方法，利用每个 OFDM 符号中的梳状导频估计信道，结合 LDPC 编码实现判决反馈回路，在海试实验中取得了良好的效果，是一种值得深入研究的判决反馈均衡算法，但其文章中仅实现了自符号内的反馈信道估计，没有对判决反馈均衡方法通常存在的误

码遗传问题进行讨论。本文提出了一种适合稀疏水声信道环境下的 MIMO-OFDM 判决反馈信道估计算法，该方法以文献 8 中 MMSE 判决反馈信道估计算法为基础，结合水声信道的稀疏特点对算法进行改进。改进的 MMSE 判决反馈信道估计算法利用压缩传感技术，主动引入可控噪声，有效的抑制了 MMSE 判决反馈信道估计算法在低信噪比水声通信环境下所存在的误码遗传缺点，大幅降低了导频占用率，提升了水声系统的稳定性。通过蒙特卡洛仿真实验和水池实验证明，在一定范围内该算法可以较为准确的重建信道结构，有效对抗突发噪声，跟踪信道的缓慢时变，实现高效、可靠的水声通信。

1 判决反馈估计系统描述

判决反馈信道估计的核心思想是通过合理的利用信息校验算法，构造其与信道估计算法间的信息反馈回路，以达到提升通信质量的目的。

图 1 给出了 MIMO-OFDM 水声通信判决反馈信道估计系统框图，主要由 MIMO-OFDM 技术、空时编码技术 (Space-Time Block Code, STBC)、对数似然比 (Logarithmic Like-hood Ratio, LLR) 检测以及信道估计技术四种关键技术组成。

通过空时编码技术将各时域子信道进行分离，以提高信道估计精度和信息判决准确度；对数似然比检测可以为解码器提供软信息，有利于解码器更好的进行信息校验；信道估计器则是判决反馈信道估计技术的核心，采用的信道估计技术合理与否直接决定了系统通信质量，文献 8 中采用 MMSE 估计

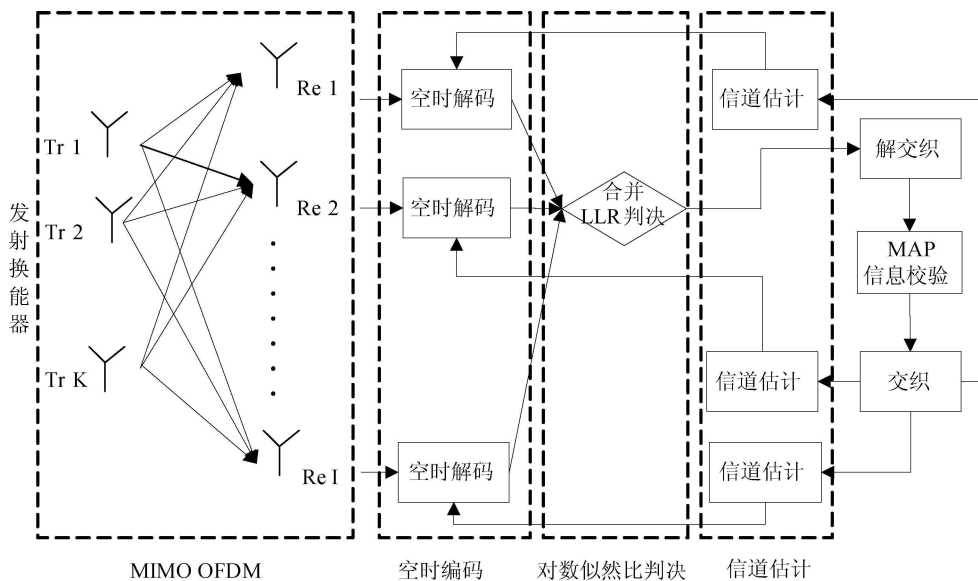


图 1 MIMO-OFDM 判决反馈信道估计系统框图

以提高信道估计质量,是在香农采样定理下以降低数据原始误码率为手段,实现抑制误码遗传的目的;而本文则改进了 MMSE 信道估计器,从信道匹配的角度出发,在压缩传感定理下利用大多数可靠的信道估计信息实现非信道可靠估计的修正,从而根本上解决了误码遗传的问题。

1.1 MIMO-OFDM 技术

MIMO 水声通信系统中,复数个信号向量流(通常是经过正交化的)通过由 K 个发射换能器组成的发射阵进入水声信道,经过 $K \times I$ 条时域子信道到达由 I 个水听器组成的接收换能器阵。假设发射换能器、接收水听器之间彼此空间不相关,那么不同发射换能器与接收水听器之间形成的 $K \times I$ 时域子信道的衰落可以看成彼此独立且分布一致的。

水声信道时域传输矩阵 \mathbf{H} 可以记为^[8]:

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{11} & \mathbf{H}_{12} & \cdots & \mathbf{H}_{1K} \\ \mathbf{H}_{21} & \mathbf{H}_{22} & \cdots & \mathbf{H}_{2K} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{H}_{I1} & \mathbf{H}_{I2} & \cdots & \mathbf{H}_{IK} \end{bmatrix}, \quad (1)$$

\mathbf{H}_{ik} , $i = 1, 2, \dots, I$, $k = 1, 2, \dots, K$ 是由第 k 个发射换能器和第 i 个接收水听器之间构成的时域子信道特普利兹矩阵。由于本文中采用了 CP-OFDM 技术, \mathbf{H}_{ik} 的第一行可以写成:

$$\mathbf{h}_{ik} = [\mathbf{h}_{ik}(0), \mathbf{h}_{ik}(1), \dots, \mathbf{h}_{ik}(L-1), 0, \dots, 0]^T, \quad (2)$$

其中 L 是复合水声信道的最大多径时延, $\mathbf{h}_{ik}(l)$ 为第 k 个发射换能器和第 i 个接收水听器之间构成的时域子信道的第 l 条时域冲击响应抽头。

由于信道矩阵 \mathbf{H} 是块循环结构,因此其信道的频域响应可写成:

$$\mathbf{\Omega} = \mathbf{F}_I^H \mathbf{H} \mathbf{F}_K = \begin{bmatrix} \mathbf{\Omega}_{11} & \mathbf{\Omega}_{12} & \cdots & \mathbf{\Omega}_{1K} \\ \mathbf{\Omega}_{21} & \mathbf{\Omega}_{22} & \cdots & \mathbf{\Omega}_{2K} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{\Omega}_{I1} & \mathbf{\Omega}_{I2} & \cdots & \mathbf{\Omega}_{IK} \end{bmatrix}, \quad (3)$$

其中 $\mathbf{F}_I = \mathbf{P}_I \otimes \mathbf{F}$, \mathbf{P}_I 是一个单位矩阵, \otimes 表示克罗内积, \mathbf{F} 是离散傅里叶变换矩阵^[17]。

定义式 (1) 和式 (3) 中第 k 个列子阵为 \mathbf{H}_k 和 $\mathbf{\Omega}_k$ 。 $\mathbf{\Omega}_k$ 也可以用其时域表示:

$$\mathbf{\Omega}_k = \mathbf{F}_I^H \mathbf{H}_k \mathbf{F}_K, \quad (4)$$

此时接收端采样的信号 \mathbf{y} 与发射端信号 \mathbf{x} 间满足:

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n}, \quad (5)$$

\mathbf{n} 是一个零均值的加性高斯白噪声向量,其方差为 $E\{\mathbf{n}\mathbf{n}^H\} = \sigma^2 \mathbf{P}_I$, σ^2 表示每个水听器在指定信噪比下的噪声。

$$\sigma^2 = 10^{-\text{SNR}(\text{dB})/10}. \quad (6)$$

1.2 Alamouti 空时编码技术

Alamouti 方案是适合双发射换能器的简单发射分集方法,是 STBC 编码的一种^[18]。考虑某个时段两个 OFDM 符号频域值 \mathbf{X}_1 和 \mathbf{X}_2 ,它们在两个连续的时隙被发射。在第一个时隙内,换能器 Tr1 和 Tr2 分别发送符号 \mathbf{X}_1 和 \mathbf{X}_2 ;在第二个时隙内,Tr1 和 Tr2 则分别发送符号 $-\mathbf{X}_2^*$ 和 \mathbf{X}_1^* 。假设具有零均值和单位方差信道频域响应向量 $\mathbf{\Omega}_{1,1}$ 和 $\mathbf{\Omega}_{2,1}$ 在连续两个时间间隔内保持不变,考虑单个水听器接收的情况,在第一个时隙接收信号 $\mathbf{Y}_1(1)$ 可以表示为:

$$\mathbf{Y}_1(1) = \sqrt{\rho}(\mathbf{\Omega}_{1,1}\mathbf{X}_1 + \mathbf{\Omega}_{2,1}\mathbf{X}_2) + \mathbf{N}_1(1). \quad (7)$$

而在第二个时隙接收信号可以 $\mathbf{Y}_1(2)$ 表示为:

$$\mathbf{Y}_1(2) = \sqrt{\rho}(-\mathbf{\Omega}_{1,1}\mathbf{X}_2^* + \mathbf{\Omega}_{2,1}\mathbf{X}_1^*) + \mathbf{N}_1(2), \quad (8)$$

其中 $\mathbf{N}_1(1)$ 和 $\mathbf{N}_1(2)$ 分别为相邻两个时隙的频域噪声向量,每个维度方差为 $1/2$,接收信号 \mathbf{Y}_1 功率归一化为 1, ρ 为信噪比。

此时接收信号矩阵 \mathbf{Y} (其中第二个信号取共轭)可表示为:

$$\mathbf{Y} = \begin{bmatrix} \mathbf{Y}_1(1) \\ \mathbf{Y}_1^*(2) \end{bmatrix} = \sqrt{\rho} \begin{bmatrix} \mathbf{\Omega}_{1,1} & \mathbf{\Omega}_{2,1} \\ \mathbf{\Omega}_{2,1}^* & -\mathbf{\Omega}_{1,1}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{X}_1 \\ \mathbf{X}_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{N}_1(1) \\ \mathbf{N}_1^*(2) \end{bmatrix}. \quad (9)$$

假设接收机可以获得理想的信道状态,且所有的符号都是等概率输入,根据贝叶斯准则,最佳译码符号可以表示为:

$$\left(\widehat{\mathbf{X}}_1, \widehat{\mathbf{X}}_2 \right) = \arg \max_{(\mathbf{X}_1, \mathbf{X}_2)} P \left(\mathbf{\Omega}^H \mathbf{Y} | \mathbf{X}_1, \mathbf{X}_2, \mathbf{\Omega}_{1,1}, \mathbf{\Omega}_{2,1} \right), \quad (10)$$

这里:

$$\mathbf{\Omega}^H \mathbf{Y} = \sqrt{\rho} \begin{bmatrix} |\mathbf{\Omega}_{1,1}|^2 + |\mathbf{\Omega}_{2,1}|^2 & 0 \\ 0 & |\mathbf{\Omega}_{1,1}|^2 + |\mathbf{\Omega}_{2,1}|^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{X}_1 \\ \mathbf{X}_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{N}'_1(1) \\ \mathbf{N}'_1(2) \end{bmatrix}, \quad (11)$$

$$\begin{bmatrix} N_1'(1) \\ N_1'(2) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Omega_{1,1} & \Omega_{2,1} \\ \Omega_{2,1}^* & -\Omega_{1,1}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} N_1(1) \\ N_1(2) \end{bmatrix}. \quad (12)$$

由于 $N_1(1)$ 与 $N_1(2)$ 是联合高斯随机变量的线

性组合, 所以 $N_1'(1)$ 和 $N_1'(2)$ 也是联合高斯分布的, 且相互独立、均值为零。因此, 求解最佳判决 $\widehat{\mathbf{X}}_1$ 和 $\widehat{\mathbf{X}}_2$ 可简化为使得可能传输符号与矢量 $\Omega^H \mathbf{Y}$ 对应的元素之间的欧氏距离最小化, 即:

$$\mathbf{X}_1 = \arg \max_{\mathbf{X}_1} \left| \Omega_{1,1}^* \mathbf{Y}_1(1) + \Omega_{2,1} \mathbf{Y}_1^*(2) - \sqrt{\rho} \left(|\Omega_{1,1}|^2 + |\Omega_{2,1}|^2 \right) \mathbf{X}_1 \right|, \quad (13)$$

$$\mathbf{X}_2 = \arg \max_{\mathbf{X}_2} \left| \Omega_{2,1}^* \mathbf{Y}_1(1) - \Omega_{1,1} \mathbf{Y}_1^*(2) - \sqrt{\rho} \left(|\Omega_{1,1}|^2 + |\Omega_{2,1}|^2 \right) \mathbf{X}_2 \right|. \quad (14)$$

1.3 对数 LLR 检测

采用 LLR 可以为系统级联的卷积解码器提供软信息, 以提高系统性能。设任意 $M (M=2^m, m=1, 2, \dots, M')$ 进制的星座映射集合 $\mathbf{C} = \{\mathbf{c}_1, \mathbf{c}_2, \dots, \mathbf{c}_M\}$, 假设 \mathbf{C} 所有元素已按功率进行了归一化, 此时有:

$$\frac{1}{M} \sum_{m'=1}^M |\mathbf{c}'_{m'}|^2 = 1. \quad (15)$$

假设 MIMO-OFDM 按符号进行编码, 采用格雷映射方式将二进制元素 $\mathbf{b} = (b_1, b_2, \dots, b_J)$ 映射到集合 \mathbf{B} 中:

$$\mathbf{B}(v, \mathbf{X}) = \begin{cases} 0, & b_v = 0, \\ 1, & b_v = 1, \end{cases} \quad (16)$$

其中 $J' = m \times J$, 为一个 OFDM 符号所含有有效子载

波数。

由于编码比特 $b_1, b_2, \dots, b_{J'}$ 是交织的, 我们可以假设比特 $b_1, b_2, \dots, b_{J'}$ 相互独立。因此:

$$\Pr[\mathbf{X}] = \prod_{j'=1}^{J'} \Pr[b_{j'}]. \quad (17)$$

集合中对应 $b_v=1$ 的子集合 $\mathbf{C}_1(v)$ 和对应 $b_v=0$ 的子集合 $\mathbf{C}_0(v)$ 分别满足等式:

$$\mathbf{C}_1(v) = \{\mathbf{X} : \mathbf{X} \in \mathbf{C}, \mathbf{B}(v, \mathbf{X}) = 1\}, \quad (18)$$

$$\mathbf{C}_0(v) = \{\mathbf{X} : \mathbf{X} \in \mathbf{C}, \mathbf{B}(v, \mathbf{X}) = 0\}. \quad (19)$$

本文采用了 MAP 算法进行卷积解码, 因此需要对 $\mathbf{b} = (b_1, b_2, \dots, b_{J'})$ 中的各个比特进行对数似然比量化, 假设 $L(b_v)$ 为比特 b_v 在接收到信号为 \mathbf{Y}_{LLR} 的条件下的最大后验概率比^[19], 则 $L(b_v)$ 满足公式:

$$\begin{aligned} L(b_v) &= \ln \frac{\Pr[b_v = 1 | \mathbf{Y}_{\text{LLR}}]}{\Pr[b_v = 0 | \mathbf{Y}_{\text{LLR}}]} = \ln \frac{\sum_{\mathbf{X}} \Pr[b_v = 1, \mathbf{X}_{\text{LLR}} \in \mathbf{C} | \mathbf{Y}_{\text{LLR}}]}{\sum_{\mathbf{X}} \Pr[b_v = 0, \mathbf{X}_{\text{LLR}} \in \mathbf{C} | \mathbf{Y}_{\text{LLR}}]} = \\ &= \ln \frac{\sum_{\mathbf{X}_{\text{LLR}} \in \mathbf{C}_1(v)} \Pr[\mathbf{X}_{\text{LLR}} | \mathbf{Y}_{\text{LLR}}]}{\sum_{\mathbf{X}_{\text{LLR}} \in \mathbf{C}_0(v)} \Pr[\mathbf{X}_{\text{LLR}} | \mathbf{Y}_{\text{LLR}}]} = \ln \frac{\sum_{\mathbf{X}_{\text{LLR}} \in \mathbf{C}_1(v)} \Pr[\mathbf{Y}_{\text{LLR}} | \mathbf{X}_{\text{LLR}}]}{\sum_{\mathbf{X}_{\text{LLR}} \in \mathbf{C}_0(v)} \Pr[\mathbf{Y}_{\text{LLR}} | \mathbf{X}_{\text{LLR}}]}. \end{aligned} \quad (20)$$

由于接收信号 \mathbf{Y}_{LLR} 的实部与虚部独立, 在各个符号出现概率相等的前提下, $\Pr[\mathbf{Y}_{\text{LLR}} | \mathbf{X}_{\text{LLR}}]$ 满足公式^[20]:

$$\Pr[\mathbf{Y}_{\text{LLR}} | \mathbf{X}_{\text{LLR}}] \propto \frac{1}{\pi \sigma^2} \exp \left\{ -\frac{\left\| \mathbf{Y}_{\text{LLR}} - \sqrt{1/I} \mathbf{X}_{\text{LLR}} \Omega \right\|^2}{\sigma^2} \right\}. \quad (21)$$

2 改进的 MMSE 判决反馈信道估计算法

2.1 MMSE 判决反馈信道估计算法原理

最小均方误差算法以求均方误差的代价函数最小为准则, 考虑了信道中噪声的性质, 利用信道的二阶统计特性来减小均方误差, 提高了信道估计的

准确性。文献 17 中给出了 MMSE 信道估计的表达式:

$$\begin{aligned} \Omega_{\text{MMSE}} = & \\ & \mathbf{R}_{\Omega\Omega} \mathbf{X}^H (\mathbf{X} \mathbf{F} \mathbf{R}_{\Omega\Omega} \mathbf{F}^H \mathbf{X}^H + \sigma^2 \mathbf{P}_I)^{-1} \mathbf{Y} = \\ & \mathbf{R}_{\Omega\Omega} (\mathbf{R}_{\Omega\Omega} + \sigma^2 (\mathbf{X} \mathbf{X}^H)^{-1} \mathbf{P}_I)^{-1} \Omega_{\text{LS}}, \end{aligned} \quad (22)$$

其中 $\mathbf{R}_{\Omega\Omega}$ 为信道频域自相关矩阵, Ω_{MMSE} 为 MMSE 算法信道估计的频域响应。

假设 MIMO-OFDM 系统采用效率为 1 的 STBC 编码, 第 i 个水听器接收到的信号向量 \mathbf{Y}_i 经过空时解码后分离出第 k 个信息向量 $\mathbf{X}_{k,i}$, 在最大比合并准则下合并 I 个信息向量 $\mathbf{X}_{k,i}$ 并对其进行对数似然比检测, 将检测获得的软信息 \mathbf{X}'_k 提供给译码器进行校验, 此时 \mathbf{X}'_k 可以表示为:

$$\mathbf{X}'_k = L \left(\sum_{i=1}^I \mathbf{X}_{k,i} \right). \quad (23)$$

在 MAP 准则下对软信息向量 \mathbf{X}'_k 进行解码校验, 获得经过校验的信息向量 \mathbf{X}''_k 。利用水听器接收信息向量 \mathbf{Y}_i 和经过校验的信息向量 \mathbf{X}''_k , 根据式 (22) 重新计算信道频域响应向量 $\Omega_{\text{MMSE}}^{k,i}$, 有:

$$\Omega_{\text{MMSE}}^{k,i} = \mathbf{R}_{\Omega_{k,i}\Omega_{k,i}} (\mathbf{R}_{\Omega_{k,i}\Omega_{k,i}} + \sigma^2 L (\mathbf{X} \mathbf{X}^H)^{-1} \mathbf{P}_I)^{-1} \Omega_{\text{STBC}}^{k,i}, \quad (24)$$

$$\Omega_{\text{STBC}}^{k,i} = f_{\text{STBC}}(\mathbf{Y}_i, \mathbf{X}''_k), \quad (25)$$

其中 $f_{\text{STBC}}(\cdot)$ 表示 STBC 解码。

利用 \mathbf{Y}_i 和 $\Omega_{\text{STBC}}^{k,i}$ 重新计算信息向量 \mathbf{X}'_k , 实现符号内信道循环迭代均衡的系统结构。最后当满足符号内信道循环迭代均衡最大次数条件后, 根据式 (3) 将 Ω_{MMSE} 赋给下一时刻信道频域响应向量作为初始值, 实现信道估计的传递。

2.2 改进的 MMSE 判决反馈信道估计算法

利用 MMSE 判决反馈信道估计算法实现信道追踪、提高通信速率和质量的方法在无线电通信领域发展较为迅速, 但对于通常工作于低信噪比环境下的水声通信, 该方法存在的误码遗传缺陷会造成通信系统性能迅速下降。针对 MMSE 判决反馈信道估计算法的上述缺点, 本文提出了一种改进的判决反馈信道估计算法。改进的算法通过利用水声信道的稀疏性质, 采用匹配追踪算法估计信道自相关矩阵, 通过利用大多数正确的信道估计信息来匹配信道、纠正错误, 以达到克服系统误码遗传的目的。

关于稀疏信号的恢复方法的研究有很多^[21-22], 本文中采用了 MP 匹配追踪信号恢复方法来实现对水声信道的重建。假设通过式 (25) 获得的信道频域

响应为 $\Omega_{\text{STBC}}^{k,i}$, Ψ 是过完备字典, 由原子 ϕ 构成。 ϕ_n 是第 n 次匹配从字典 Ψ 中选择出的原子向量, ω_n 为加权因子。此时通过下列算法流程对信道 $\Omega_{\text{STBC}}^{k,i}$ 进行匹配:

(1) 初始化: 令残差信号 $\mathbf{R}^{k,i} = \Omega_{\text{STBC}}^{k,i}$ 。

(2) 在字典 Ψ 中寻找与残差信号 $\mathbf{R}^{k,i}$ 内积最大的原子 $\phi_n^{k,i}$, 并计算其加权因子 $\omega_n^{k,i}$ 。

$$s_n^{k,i} = \arg \max_{n=1,2,\dots,Q, n \notin S_n} \frac{\langle \phi_n^{k,i}, \mathbf{R}_{n-1}^{k,i} \rangle}{\|\phi_n^{k,i}\|^2}, \quad (26)$$

$$\omega_n^{k,i} = \frac{\langle s_n^{k,i}, \mathbf{R}_{n-1}^{k,i} \rangle}{\|s_n^{k,i}\|^2}. \quad (27)$$

(3) 更新加权因子存储向量 $\mathbf{W}_n^{k,i} = [\mathbf{W}_{n-1}^{k,i}, \omega_n^{k,i}]$ 以及原子 ϕ_n 在字典中的位置向量

$$\mathbf{S}_n^{k,i} = \{\mathbf{S}_{n-1}^{k,i}, s_n^{k,i}\}.$$

(4) 更新残差 $\mathbf{R}_n^{k,i}$ 。

$$\mathbf{R}_n^{k,i} = \mathbf{R}_{n-1}^{k,i} - (\omega_n^{k,i})^H \mathbf{R}_{n-1}^{k,i} \omega_n^{k,i}. \quad (28)$$

重复步骤 (2) ~ (4) 直到 $\Omega_{\text{STBC}}^{k,i}$ 被充分分解。

对于本文中的 MIMO-OFDM 系统, $\Omega_{\text{STBC}}^{k,i}$ 经过匹配后的信道频域响应向量 $\Omega_{\text{MP}}^{k,i}$ 可以表示为:

$$\Omega_{\text{MP}}^{k,i} = \sum_{l=1}^L \omega_l^{k,i} \phi_l^{k,i} = \mathbf{W}^{k,i} \Psi. \quad (29)$$

式 (29) $\mathbf{W}^{k,i}$ 包含了字典 Ψ 内所有原子的加权系数, 当且仅当 $l \in \mathbf{S}^{k,i}$ 的情况下 $\omega_l^{k,i}$ 取值非 0 (或远大于 0)。此时改进的 MMSE 的判决反馈的信道估计 $\Omega_{\text{MMSE}}^{k,i}$ 更新为:

$$\Omega_{\text{MMSE}}^{k,i} = \mathbf{F} \mathbf{R}_{\mathbf{H}_{k,i} \mathbf{H}_{k,i}} \mathbf{F}_p (\mathbf{F}_p \mathbf{R}_{\mathbf{H}_{k,i} \mathbf{H}_{k,i}} \mathbf{F}_p^H + \sigma^2 (\mathbf{X} \mathbf{X}^H)^{-1} \mathbf{P}_I)^{-1} \Omega_{\text{MP}}^{k,i}, \quad (30)$$

其中, 信道冲击响应自相关矩阵 $\mathbf{R}_{\mathbf{H}_{k,i} \mathbf{H}_{k,i}}$ 可根据 $\Omega_{\text{MP}}^{k,i}$ 求得。 \mathbf{F}_p 为通过对数据进行判决筛选作为导频处的傅里叶变换矩阵。

2.3 改进的 MMSE 判决反馈信道估计算法性能

理论分析

相较 MMSE 的判决反馈信道估计算法, 本文所给出的改进算法能够一定程度上克服系统误码遗传。其原因主要有两方面: 一是匹配追踪算法是基于压缩传感理论, 其信道估计的准确度主要取决于算法最大时延分辨能力, 即影响匹配追踪信道估计算法性能的主因来自系统乘性噪声残留。而 MMSE 算法性能主要受系统加性噪声影响, 因此可以认为影

响两种信道估计的噪声相关度较低，从而提高了判决反馈系统性能；二是，匹配追踪算法仅需要保证大多数信道先验信息正确即可，因此通过结合信道打孔技术^[23]等手段，迭代过程中产生的误差几乎不会对同一符号的下次迭代以及其后续符号产生影响，因此相较 MMSE 判决反馈估计器有着显著的性能提升。

相较 MMSE 判决反馈信道估计，改进的算法增加了匹配追踪过程的计算量。假设对信道最大搜索次数为 L' ，那么改进算法一次信道估计需至少增加 $(L - L')!$ 次长度为 J 的自相关运算，即计算量大约增加 $o(4J(L - L')!)$ 次乘法运算和 $o(2J(L - L')!)$ 次加法运算，加重了水声通信系统硬件负担。

由于浅海水声信道通常存在较大时延的多径叠加，若其超过 OFDM 循环前缀的保护范围，将会明显影响匹配追踪算法对抽头系数计算的准确性，从而造成系统存在一定的原始误码平层。然而浅海水声通信中超过保护范围的多径时延信号能量通常较低，其形成的误码平层通过通信系统本身包含的编码纠正。因此，从通信系统整体性能考虑，虽然受匹配追踪算法局限会引入噪声干扰，但一般不会影响水声通信的质量。

一言概之，改进的 MMSE 判决反馈信道均衡算法可以被认为通过主动引入可控的噪声（主要是乘性噪声残留），损失系统有限性能（可能会带来通信系统原始误码平层），以显著提高通信系统的稳定性（抗误码遗传的能力）。

3 仿真与水池实验结果

3.1 仿真实验结果及分析

为验证改进的 MMSE 信道判决反馈估计算法的可行性和可靠性，本文通过 Matlab 软件对算法进行了蒙特卡洛仿真。图 2 给出了由某信道仿真软件生成的浅海信道冲激响应模型。发射换能器 I、II 分别在水下 10 m 和 15 m 处，接收水听器 I、II 也分别在水下 15 m 和 21 m 处。发射端与接收端水平相距 3450 m，平均海深 55 m。表 1 给出了 MIMO-OFDM 通信系统仿真采用的主要参数。

系统采用的卷积码生成多项式^[15,17]，每次编码长度与单个 OFDM 符号的实际可载信息量一致。卷积解码采用最大后验概率准则^[24]。

图 3 给出了图 2 中的信道 3 利用 MP 算法匹配出的信道结果。比较原始信道和匹配出的信道结果可以发现，MP 算法在 43 ms 时延范围内，信道主

要抽头的幅值和时延都能较为准确的估计。而 43 ms 时延以外的抽头由于受到 MP 算法时延估计能力的限制而无法重构，被当作噪声处理。这些 MP 算法无法恢复的抽头是造成 43 ms 时延内可恢复的抽头的幅值和时延有一定偏差的重要原因。

表 1 MIMO-OFDM 系统主要参数

| 参数 | 取值 | 参数 | 取值 |
|------------|------|--------------|--------------|
| FFT 长度 | 8192 | 编码方式 | STBC&CC |
| 采样率 (kHz) | 48 | 编码效率 | 0.5 |
| J | 1025 | $K \times I$ | 2×2 |
| 通信频带 (kHz) | 6-12 | 符号时长 (ms) | 171 |
| 子载波间隔 (Hz) | 5.86 | 循环前缀 (ms) | 43 |

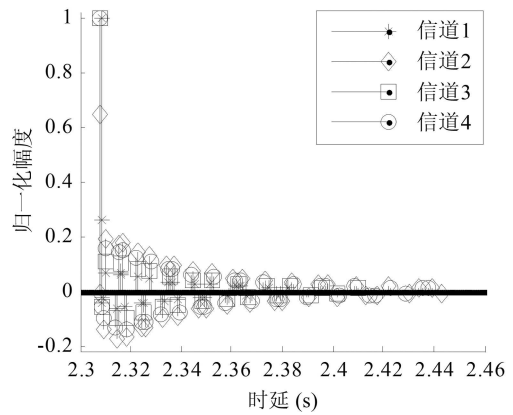


图 2 仿真信道冲激响应

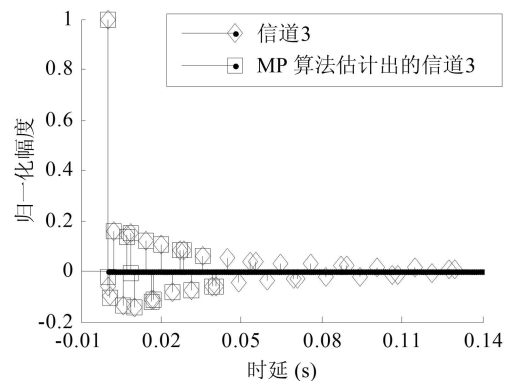


图 3 仿真信道冲激响应估计

图 4 给出了传统 MP、MMSE 信道估计方法，MMSE 判决反馈信道估计方法以及改进的 MMSE 判决反馈信道估计方法在图 2 的信道条件下的仿真性能比较。MP 算法采用梳状导频，导频占用率为 25%。MMSE、MMSE 判决反馈算法采用块状导频，导频占用率为 25%，改进的 MMSE 判决反馈信道估计算法帧结构与 MMSE 算法相同，但在其每帧第一个符号内插入导频占用率为 25% 梳状导频代替块状导频，因此其综合导频占用率仅为 6.25%。

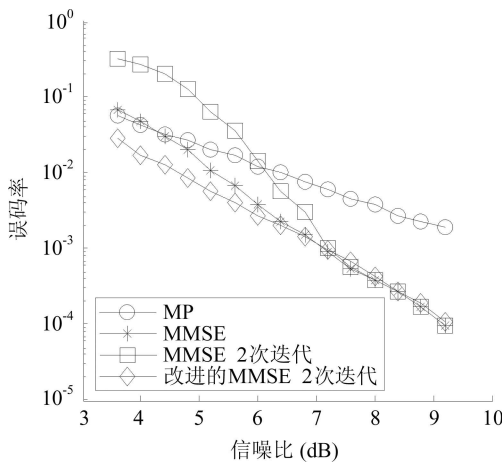


图 4 4 种水声信道估计算法性能比较

在非时变信道，噪声性质为高斯加性噪声条件下，MMSE 判决反馈信道估计算法在高信噪比条件下与 MMSE 算法性能相仿，但在低信噪比条件下由于其存在误码遗传的缺点，性能较其它 3 种算法都要差。

在高信噪区域，MP 算法存在比较明显的误码平台，在 4 种算法中性能最差，这是由采用的仿真信道存在大多经时延所造成，因此需要结合更合理的编码方案才能保证可靠水声通信的实现。

改进的 MMSE 判决反馈信道估计算法在低信噪比条件下性能优于其它 3 种方案，在高信噪比条件下，性能与 MMSE 算法、MMSE 判决反馈算法几乎一致，且其导频占用率大大低于上述两种算法，因此其更适合在可利用带宽资源有限的水声通信背景下应用。

图 5 给出了在高斯加性噪声环境下不同迭代次数对改进的 MMSE 判决反馈信道估计算法性能的影响。可以看到随着迭代次数的增加，系统性能的稳定性的上升。从图中可以看出，改进的 MMSE 判决反馈信道估计算法迭代 2 次的统计性能比其迭代 1 次的

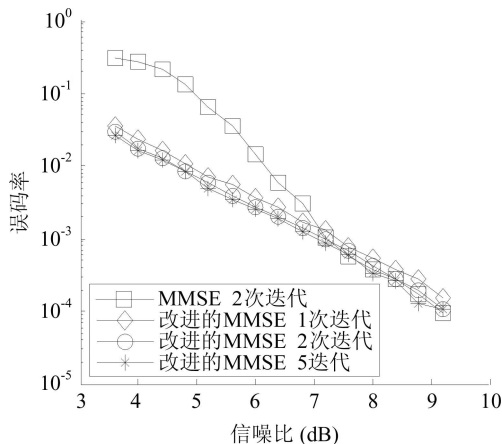


图 5 不同迭代次数性能比较

性能平均有 0.4 dB 的信噪比提升，但迭代 5 次的结果与迭代 2 次相比较，性能几乎一致。因此，可以认为改进的 MMSE 判决反馈信道估计算法采用 2 次迭代反馈基本可以保证系统的稳定性。

在水声信道环境下，由于行船、海洋生物等影响，时而会出现突发噪声的情况，严重影响了水声通信的通信质量。针对上述情况，图 6 给出了 MMSE 算法、MMSE 判决反馈算法以及改进的 MMSE 判决反馈信道估计算法受突发噪声影响的性能分析。本文中突发噪声采用阿尔法稳定分布模型构造，其产生表达式为^[25]：

$$N' = A_{\alpha,\beta} \frac{\sin(\alpha(V^* - B_{\alpha,\beta}))}{(\cos(V^*))^{1/\alpha}} \left(\frac{\cos(V^* - \alpha(V^* - B_{\alpha,\beta}))}{U^*} \right)^{(1-\alpha)/\alpha}, \quad (31)$$

其中：

$$B_{\alpha,\beta} = -\frac{\arctan\left(\beta \tan \frac{\pi\alpha}{2}\right)}{\alpha}, \quad (32)$$

$$A_{\alpha,\beta} = \left[1 + \left(\beta \tan \frac{\pi\alpha}{2}\right)^2 \right]^{1/2\alpha}. \quad (33)$$

V^* 是均匀分布在区间 $(-\pi/2, \pi/2)$ 的随机变量。 U^* 是均值为 1 的指数分布随机变量，且 V^* 与 U^* 相互独立。仿真实验中信噪比约为 8 dB， $\alpha = 1.92$ ， $\beta = 0$ ，MMSE 算法和 MMSE 判决反馈算法的导频占用率为 14.3%，改进的 MMSE 判决反馈信道估计算法导频占用率为 3.57%。

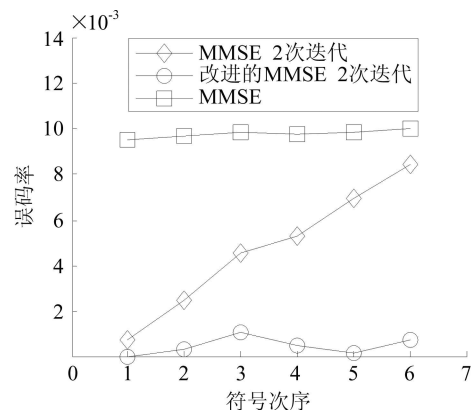


图 6 突发噪声环境下算法性能比较

从图 4 中的结果可以看到，在 8 dB 高斯加性噪声的影响下，3 种算法的性能接近一致。但在有突发噪声的环境下，根据图 6 中的仿真结果，MMSE 的性能明显不如其它两种判决反馈算法。这时因为当有较强的突发噪声影响到导频所在的通信时段时，严重影响了导频对信道的估计准确性，同时其缺乏

判决反馈算法信道估计误差自我修复能力，因此对其所均衡的整帧信号造成了严重的性能损失。

MMSE 判决反馈算法在突发噪声环境下，一定程度上能够跟踪信道的变化，弥补 MMSE 算法的不足，但其存在较为严重的误码遗传问题。如图 6 中所示，在同一帧的数据中，越是出现时刻较晚的 OFDM 符号，其出错的可能性就越高，这是由于其前一时间刻算法无法修复信道造成错误累积的结果。

改进的 MMSE 判决反馈信道估计算法由于采用了匹配追踪的方法估计信道相关矩阵，该算法只需要获得的大多数频域信道估计信息正确即可，因此有效的抑制了 MMSE 判决反馈算法所存在的误码遗传缺点。因此，改进的 MMSE 判决反馈信道估计算法的性能虽然较其在高斯加性噪声环境下的性能有所降低，但依然能够保证系统的稳定工作。

图 7 给出了 2011 年松花湖通信试验实测的双发单收的 MISO 水声信道时变冲激响应样本 (信道样本采样时段间隔不均匀), 发射换能器与接收水听器

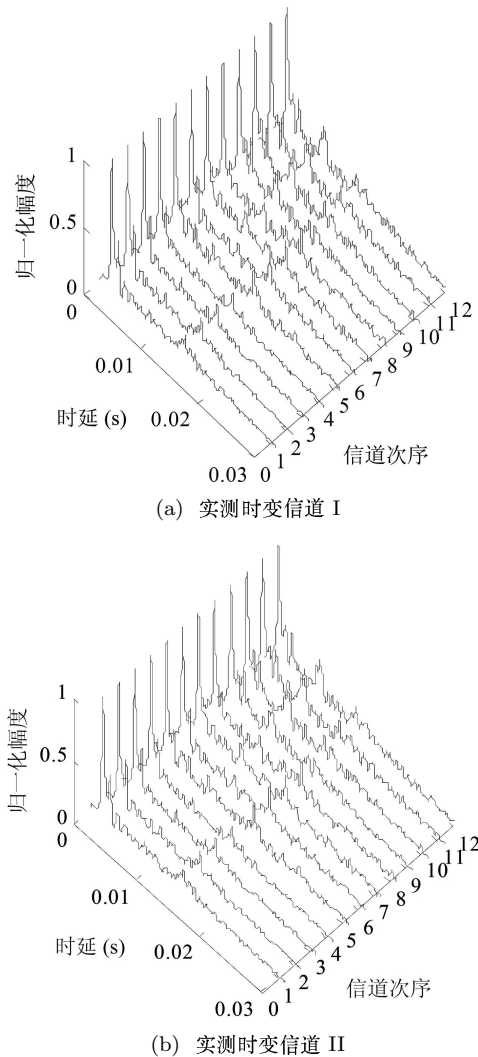


图 7 实测松花湖水声信道冲激响应

水平距离约 2.06 km, 假设 MISO-OFDM 水声通信按 STBC 编码长度依次通过图 7 中的信道样本, 即仿真时认为图 7 中信道以依次 STBC 编码长度为间隔变化, OFDM 符号内信道结构稳定。仿真采用块状导频结合梳状导频方案, 梳状导频作为定时辅助导频均匀分布在每个 OFDM 符号中, 导频间隔为 10。

图 8 给出了同一组数据分别采用 MMSE 判决反馈算法及其改进算法的误码率对比。通过观察图 8 可以发现, 第 4 个及第 8 个时间段的解码后误码率明显偏高, 这是由于处于该时间段的两组信道分别与其前一时间刻信道差别较大所造成的。两种 MMSE 判决反馈信道估计算法都有一定的信道跟踪能力, 两者相较改进的算法其对信道的跟踪速度明显好于未改进的 MMSE 判决反馈信道估计算法。即使信道发生一定程度上的变化, 改进的 MMSE 判决反馈信道估计算法出错较高的时段几乎不会对下一时段的通信效果造成影响, 这时因为改进的算法只需要保证有一定数量的数据正确即可实现对信道的有效匹配, 而 MMSE 判决反馈信道估计算法虽然也成功的跟踪到了信道变化, 但其信道估计收敛缓慢, 误码率较高的时段对其之后时间段的通信效果影响明显。

图 6 和图 8 的仿真实验的结果与 2.3 节的理论分析一致, 因此可以认为相较于传统的判决反馈算法, 改进的 MMSE 判决反馈信道估计算法在缓慢时变的水声信道环境中适应性更好。

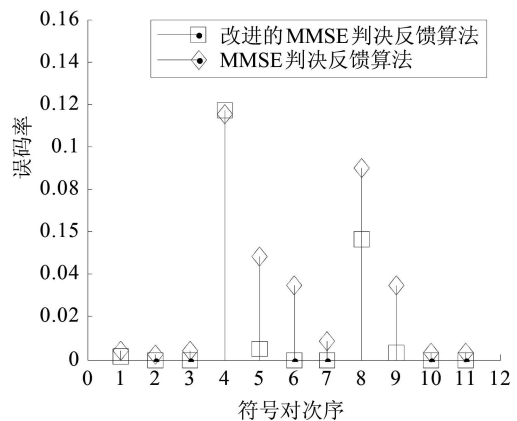


图 8 信道时变情况下算法性能比较

3.2 水池实验结果及分析

为验证改进的 MMSE 判决反馈信道估计算法的可靠性, 2011 年 12 月, 在哈尔滨工程大学信道水池进行了实验验证。信道水池水深约 4 m, 宽 6 m, 发射换能器 I、II 分别位于水下 1.5 m 和 2.5 m 处, 水听器 I、II 位于水下 1.5 m 和 3 m 处, 发射换能器和水听器水平相距 7.8 m。MIMO-OFDM 水池实验通信系统主要参数如表 2 所示。

图 9 给出了利用改进的 MMSE 判决反馈信道估计算法测得的 4 条时域子信道冲激响应。由于受水池体积限制, 信道最大多径时延不到 10 ms, 但信道多径能量较强, 整体信道状况较为复杂。

表 3 给出了两个接收水听器某次实验收到的数据采用不同信道估计算法处理后得到的结果。其中 MP 算法导频占用率为 25%, MMSE 和 MMSE 判决反馈信道估计算法导频占用率为 14.3%。改进的 MMSE 判决反馈信道估计算法导频占用率为 3.57%。

此时改进的 MMSE 通信效率可按式 (34) 计算:

$$\eta_{MMSE'} = \frac{T}{T + T_{CP}} (1 - \eta_{Pilot_MMSE'}) \times \eta_{cc} \times \eta_{STBC} \times \log_2^M K \times \eta_{OFDM} = \frac{171}{171 + 43} (1 - 0.0375) \times 0.49 \times 0.5 \times \log_2^4 \times 2 \times 1 = 0.754.$$

T 为 OFDM 符号去除循环前缀的时间长度, T_{CP} 为 OFDM 符号循环前缀时间长度, η_{cc} 为卷积码编码效率 (去除了编码追踪信息所占用的带宽), $\eta_{Pilot_MMSE'}$ 为改进的 MMSE 判决反馈信道估计算法导频占用率。 η_{OFDM} 为 OFDM 调制方式在奈奎斯特采样定理下 1 Hz 带宽信息 (波特) 携带上限。

从实验的结果来看, 四种信道估计方式中, MP 信道估计算法性能最差, 这一结果与仿真的结论相符合。采用 MMSE 判决反馈信道估计算法处理的数据结果不及 MMSE 算法, 其原因主要有两点: 一是该次试验的水池信道相对稳定, MMSE 判决反馈信道估计算法跟踪缓慢时变信道的性能优势没有体现; 二是该次试验的信噪比较低, MMSE 判决反馈信道估计算法的误码遗传缺点造成了其算法性能的下降。

采用改进的 MMSE 判决反馈信道估计算法得到的结果明显好于 MMSE 判决反馈算法的结果, 这时因为改进的方法有效抑制了后者所存在的错误累积

表 2 MIMO-OFDM 系统主要参数

| 参数 | 取值 | 参数 | 取值 |
|------------|-------|--------------|--------------|
| FFT 长度 | 8192 | 编码方式 | STBC&TCM |
| 采样率 (kHz) | 48 | 编码效率 | 1 |
| J | 681 | $K \times I$ | 2×2 |
| 通信频带 (kHz) | 4 ~ 8 | 符号时长 (ms) | 171 |
| 子载波间隔 (Hz) | 5.86 | 循环前缀 (ms) | 43 |

表 3 MISO 水声通信 4 种估计算法误码性能比较

| | 水听器 I | 水听器 II |
|-----------------|-------------------------|-----------------------|
| MP | 1.18×10^{-2} | 1.59×10^{-2} |
| MMSE | 1.94×10^{-3} | 1.51×10^{-2} |
| MMSE (一次迭代) | $7.44.1 \times 10^{-3}$ | 3.72×10^{-2} |
| MMSE (两次迭代) | 1.09×10^{-2} | 3.46×10^{-2} |
| 改进的 MMSE (一次迭代) | 2.32×10^{-3} | 6.48×10^{-3} |
| 改进的 MMSE (两次迭代) | 2.14×10^{-3} | 5.78×10^{-3} |

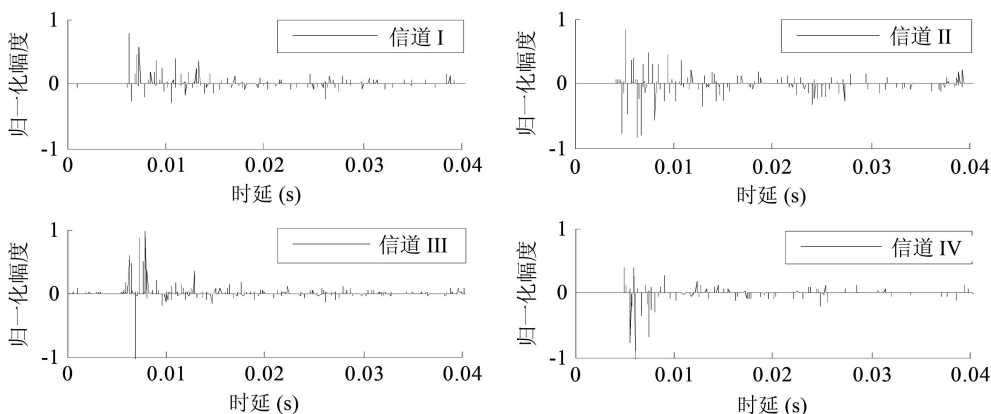


图 9 水池信道实测冲激响应

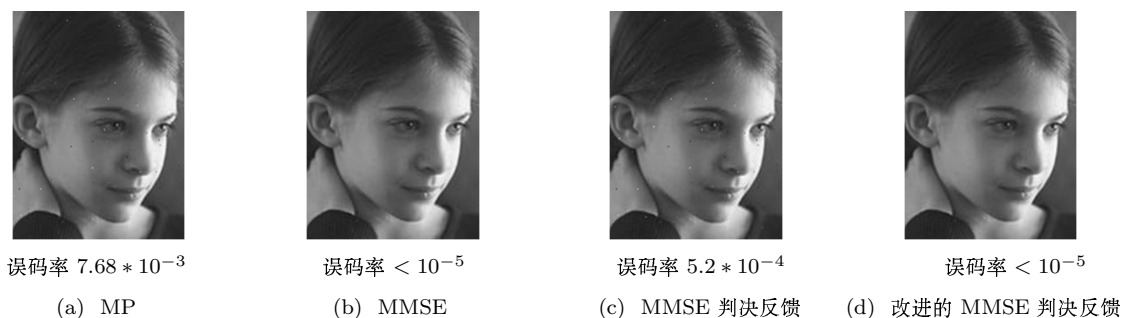


图 10 不同 MIMO 水声信道估计算法效果比较

问题。与 MMSE 算法比较, 两种算法对水听器 I 接收的数据处理结果接近, 而对水听器 II 的数据处理结果, 改进的判决反馈算法略好于 MMSE 算法, 这是由于改进的判决反馈算法有一定修复信道估计误差的能力, 且不存在误码累积的问题, 因此改善了通信质量。

图 10 给出了 4 种信道估计算法经过两个水听器接收数据联合处理后的结果。通过对比四种算法处理的此次实验数据结果可以发现, 改进的 MMSE 判决反馈信道估计算法性能与 MMSE 算法性能一致, 明显优于 MP 算法和 MMSE 判决反馈算法, 与仿真实验的结论基本符合; 且其通信效率较其它 3 种算法有 10% 以上的提升, 适合应用于频带资源稀缺的水声通信中。

4 结论

本文深入研究了 MIMO-OFDM 判决反馈信道估计技术, 提出了一种适合浅海水声通信的改进的 MMSE 判决反馈信道估计算法。文章将改进的算法与其它水声通信信道估计算法在浅海远程水声信道模型不同性质噪声环境下进行了仿真比较。结果表明, 在 Gaussian 加性噪声环境下, 改进的 MMSE 判决反馈信道估计算法在低信噪比条件下性能优于其它算法, 在高信噪比环境中与 MMSE 算法性能接近; 在存在突发噪声环境下, 改进的 MMSE 判决反馈信道估计算法性能明显好于传统的判决反馈算法; 在信道结构存在时变的条件下, 改进的 MMSE 判决反馈信道估计算法追踪信道结构变化更快、性能更好。水池实验的结果支持了仿真结论。改进的 MMSE 判决反馈信道估计算法充分利用浅海水声信道的稀疏特性, 有效的克服了传统 MMSE 判决反馈信道估计算法中存在的误码遗传问题, 同时有效的降低了导频占用率, 适合通信带宽资源紧缺的水声通信。在水池实验中, 利用改进的判决反馈信道估计算法实现了 0.754 bits/s/Hz 效率的 MIMO-OFDM 可靠通信。

参 考 文 献

- 1 Li Laosheng, Huang Jie, Zhou Shengli *et al.* MIMO-OFDM for high rate underwater acoustic communications. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 2009; **34**(4): 634—644
- 2 马路, 刘淞佐, 乔钢. 水声正交频分多址上行通信稀疏信道估计与导频优化. *物理学报*, 2015; **64**(15): 289—298
- 3 Donoho D L. 压缩传感. *IEEE Transactions on signal processing*, 2006; **52**(4): 1289—1306
- 4 Berger C R, Zhou Shengli, Preisig J C *et al.* Sparse channel estimation for multicarrier underwater acoustic communication: from subspace methods to compressed sensing. *IEEE Transactions on signal processing*, 2010; **58**(3): 1708—1721
- 5 尹艳玲, 乔钢, 刘淞佐等. 基于基追踪去噪的水声正交频分复用稀疏信道估计. *物理学报*, 2015; **64**(6): 227—234
- 6 Cao Shenguo, Gao Xiang. OFDM underwater acoustic channel estimation with compressive sensing. *Technical Acoustic*, 2011; **30**(3): 115—118
- 7 孙宏图, 王琳, 魏琴芳. LDPC 码在 MIMO-OFDM 迭代接收系统中的性能研究. *重庆邮电大学学报 (自然科学版)*, 2008; **20**(1): 15—19
- 8 Anwar K, Matsumoto T. MIMO spatial Turbo coding with iterative equalization. *International ITG Workshop on Smart Antennas (WSA)*, IEEE Computer Society, 2010: 428—433
- 9 Chen C Y, Chiueh T D. Iterative receiver for mobile MIMO-OFDM systems using ICI-aware list-update MIMO detection. *IEEE International Conference on Communications*, 2010: 1—5
- 10 Namboodiri V, Liu Hong, Spasojevic P *et al.* Low complexity turbo equalization for mobile MIMO OFDM systems. *ICCSP 2011 International Conference on Communications and Signal Processing*, 2011: 255—260
- 11 尹艳玲, 乔钢, 刘淞佐. 正交频分复用无源时间反转信道均衡方法研究. *声学学报*, 2015; **40**(3): 469—476
- 12 邓红超, 巩玉振, 蔡惠智. 基于 MIMO-OFDM 的高速水声通信技术研究. *通信技术*, 2009; **42**(11): 37—39
- 13 Wang Wei, Qiao Gang, Khan Rehan *et al.* Circular decoding and sparse channel estimation for underwater MIMO-OFDM. *Applied Mechanics and Materials*, 2012; **199**: 1748—1754
- 14 Ceballos Carrascosa P, Stojanovic M. Adaptive channel estimation and data detection for underwater acoustic

- MIMO-OFDM systems. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 2010; **35**(3): 635—646
- 15 Huang Jie, Huang Jianzhong, Berger C R. Iterative sparse channel estimation and decoding for underwater MIMO-OFDM. *Eurasip Journal on Advances in Signal Processing*, 2010; **2010**: 1—11
- 16 张歆, 张小蓊, 乔红乐. 水声 MIMO 信道模型和容量分析. *西北工业大学学报*, 2011; **29**(2): 234—238
- 17 Edfors O, Sandell M, Beek J. OFDM channel estimation by singular value decomposition. *IEEE VTC'96*, 1996; **46**(7): 923—927
- 18 Alamouti S M. A simple transmit diversity technique for wireless communications. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*. 1998; **16**(8): 1451—1458
- 19 Wang Wenjin, Gao Xiqi, Wu Xiaofu *et al.* Dual-turbo receiver architecture for turbo code MIMO-OFDM systems. *Science China (Information Sciences)*. 2012; **55**(2): 384—395
- 20 徐琳, 谭进, 吴玉成. 3GPP 标准下的比特交织 Turbo 码高效编译码方案. *计算及应用研究*, 2010; **27**(11): 4215—4217
- 21 Roy S, Duman T M, McDonald V, Proakis J G. High-rate communication for underwater acoustic channels using multiple transmitters and space-time coding: receiver structures and experimental results. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 2007; **32**(3): 663—688
- 22 Figueiredo M A T, Nowak R D. Gradient projection for sparse reconstruction: application to compressed sensing and other inverse problems. *IEEE journal OF Selected Topics in signal processing*, 2008; **1**(4): 586—597
- 23 Qiao Gang, Wang Wei, Khan Rehan *et al.* Dual turbo MIMO-OFDM channel estimation based on puncher technique via UWA channels. *Research Journal of Applied Science Engineering and Application*, 2013; **5**(5): 1599—1607
- 24 邱海宾, 杨坤德, 段睿. 采用拖曳线列阵的海洋声学参数联合反演方法研究. *声学学报*, 2011; **36**(4): 396—403
- 25 韩雅菲. 改进粒子滤波器算法研究及其在 MC-CDMA 系统中的应用. 哈尔滨工程大学工学博士论文, 2011: 33—38