

# 水声正交频分多址上行通信稀疏信道估计与导频优化\*

马璐 刘淞佐 乔钢†

(哈尔滨工程大学水声技术重点实验室, 哈尔滨 150001)

(哈尔滨工程大学水声工程学院, 哈尔滨 150001)

(2015年1月14日收到; 2015年3月3日收到修改稿)

针对水声正交频分多址 (OFDMA) 上行通信中用户导频数量少、分布不均匀, 导致传统内插信道估计方法产生误码平层的问题, 提出一种稀疏信道估计与导频优化方法. 基于压缩感知 (CS) 理论估计稀疏信道冲激响应, 并依据 CS 理论中测量矩阵互相关最小化原理, 提出基于随机搜索的导频图案和导频功率联合优化算法. 仿真结果表明, 所提方法在不同多径扩展信道下的性能均优于基于线性内插的最小二乘估计、未经导频优化的 CS 信道估计以及单纯基于导频图案优化的 CS 信道估计. 水池实验分别验证了交织式和广义式子载波分配的水声 OFDMA 上行通信性能, 在接收信噪比高于 10 dB 时利用所提方法实现了两用户接入的可靠通信.

**关键词:** 水声通信, 正交频分多址, 信道估计, 压缩感知

**PACS:** 43.30.+m

**DOI:** 10.7498/aps.64.154304

## 1 引言

随着海洋开发的不断深入, 水声通信技术也由传统的点对点方式向多用户水下信息网络全面发展<sup>[1,2]</sup>. 水声网络中常用的多址接入技术主要包括 TDMA (time division multiple access), CDMA (code division multiple access) 和 FDMA (frequency division multiple access) 等. 近年来, 具有资源分配方式灵活、频谱利用率高、抗多径能力强等特点的正交频分多址 (orthogonal frequency division multiple access, OFDMA) 技术逐渐受到关注, 并广泛应用于水声 MAC (Media Access Control) 协议设计<sup>[3,4]</sup>. OFDMA 系统可为用户分配一段连续的子载波, 即子带式子载波分配 (subband Carrier Assignment Scheme, subband CAS) 来实现频谱资源共享; 也可利用等间隔的交

织式子载波分配 (interleaved CAS) 提高信道频率分集增益; 还可根据信道条件及用户需求灵活分配频谱资源, 采用非等间隔的广义式子载波分配 (generalized CAS) 进一步提高系统性能<sup>[5]</sup>. 然而灵活的子载波分配方式也导致用户导频在整个通信频段内无法均匀分布, 给 OFDMA 上行通信中基于导频辅助的信道估计方法带来挑战. 上行通信中, 经历不同信道的多个用户同时接入, 尤其对于频谱资源有限, 多径扩展严重的水声信道, 上行接收端如何利用各用户分配的少量、不均匀导频, 实现多用户信道估计成为 OFDMA 上行通信亟需解决的关键技术.

传统的基于多项式内插的方法被广泛应用于 OFDM 系统信道估计. 然而该类算法的插值性能对导频数量与导频图案分布极为敏感, 不适用于子载波、导频分布灵活的 OFDMA 系统. 已有大量文献针对该问题展开研究: 文献<sup>[6]</sup>在子带式子载

\* 国家自然科学基金 (批准号: 11274079, 61431004, 61401114) 资助的课题.

† 通信作者. E-mail: qiaogang\_hrb@hotmail.com

波分配的 OFDMA 系统中, 联合线性与基扩展模型 (basis expansion model, BEM) 来描述每个子带内的信道时频分布特性, 通过二维插值实现信道估计. 为适应 OFDMA 系统灵活的子载波分配方式, 文献 [7] 提出基于不规则采样 (irregular sampling) 的导频辅助信道估计算法, 在提高信道估计性能的同时减少了导频数量. 文献 [8] 提出适用于非均匀导频分布的参数化信道估计算法, 基于 IEEE 802.16d/e 标准中上行 OFDMA 的堆 (tile) 结构在信号空间产生的移不变特性, 采用 ESPRIT (estimation of signal parameters via rotational invariance technique) 算法估计信道多径时延. 为提高频谱利用率, 文献 [9] 引入虚拟子载波技术, 利用噪声和信号子空间的正交性实现半盲信道估计, 但该方法对子载波分配方式有限制, 仅适用于子带式和交织式 OFDMA 系统.

以上文献均是在传统无线信道下进行建模与信道估计, 虽然取得了一定的效果, 但没有充分结合水声信道的稀疏特性开展研究. 近年来, 压缩感知 (Compressed Sensing, CS) 理论被广泛应用于水声多载波通信系统 [10-13]. 利用水声信道天然的稀疏特性, 基于 CS 理论可以通过少量的导频实现稀疏信道冲激响应的重建 [10]. 文献 [13] 采用正交匹配追踪算法, 在子带式和交织式子载波分配的 OFDMA 系统中插入均匀导频实现稀疏信道估计, 并对海试采集的 OFDM 信号进行带通滤波验证子带式子载波分配的 OFDMA 通信性能. 以上文献 [10-13] 均假设梳状导频等间隔均匀分布于整个频段上, 未讨论在不规则导频分布下 CS 估计性能. CS 理论通常利用随机测量矩阵重建稀疏信号 [14,15], 应用于信道估计时对导频分布无特殊限制. 本文由此在水声 OFDMA 上行通信中提出基于 CS 的稀疏信道估计方法, 并依据 CS 理论中测量矩阵互相关最小化原理实现导频优化, 最后针对高频率分集增益的交织式和广义式子载波分配的上行 OFDMA 通信, 在不同多径扩展信道下进行数值仿真和水池实验, 验证所提方法性能.

与 OFDMA 上行通信中其他信道估计研究结果相比, 本文的不同在于: 1) 利用水声信道稀疏特性, 采用基于 CS 的信道估计算法克服传统内插方法在少量、非均匀导频下产生的误码平层现象; 2) 依据 CS 理论中测量矩阵互相关最小化原理, 提出基于随机搜索的导频图案和导频功率联合优化算

法, 其性能优于单纯基于导频图案优化的方法.

## 2 水声 OFDMA 上行通信信道估计

### 2.1 系统模型

考虑一个具有  $U$  个用户的水声 OFDMA 上行通信系统. 系统子载波总数为  $K$ , 用户  $u$  分配  $K_u$  个不重叠的子载波, 满足  $\sum_{u=1}^U K_u = K$ . 设 OFDM 符号周期为  $T$ , 循环前缀 (Cyclic Prefix, CP) 长度为  $T_{cp}$ , 子载波间隔即为  $1/T$ . 系统载波频率为  $f_c$ , 则第  $k$  个子载波频率  $f_k = f_c + k/T$ ,  $k = -K/2, \dots, K/2 - 1$ . 定义  $d_u[k]$  为用户  $u$  在第  $k$  个子载波上发送的编码信息符号, 其符号映射方式可以为 QPSK 或 16QAM 等. 则用户  $u$  的发送信号为

$$x_u(t) = \text{Re} \left\{ \sum_{k \in S_u} d_u[k] \exp(j2\pi f_k t) \right\}, \quad t \in [0, T], \quad (1)$$

其中  $S_u$  为用户  $u$  的子载波索引集合, 包含数据子载波索引集  $S_u^D$  和梳状导频索引集  $S_u^P$ ,  $S_u = S_u^D \cup S_u^P$ .

考虑在一个 CP-OFDM 块内线性时不变的水声多径信道模型, 用户  $u$  到达接收端的信道冲激响应可表示为

$$h_u(\tau) = \sum_{p=1}^{N_{p,u}} A_{p,u} \delta(\tau - \tau_{p,u}), \quad (2)$$

其中  $N_{p,u}$  为用户  $u$  的信道多径数目;  $A_{p,u}$  为一个 CP-OFDM 块内恒定的路径  $p$  的衰减系数;  $\tau_{p,u}$  为路径  $p$  对应的时延. 假设循环前缀  $T_{cp}$  大于信道最大多径时延与用户间最大接入时间差之和, 则上行 OFDMA 为一个准时间同步系统, 各用户达到接收端的信号为

$$y(t) = \sum_{u=1}^U \sum_{p=1}^{N_{p,u}} A_{p,u} x_u(t - \tau_{p,u}) + w(t), \quad (3)$$

其中  $w(t)$  为加性噪声. 准同步的上行 OFDMA 系统各用户子载波保持正交, 因此接收信号经过 DFT 变换后可以将各个用户子载波取出分别进行处理. 将 (1) 式代入 (3) 式, 去除循环前缀并经过 DFT 变换后, 可得到用户  $u$  的频域基带接收向量  $z_u$  为

$$z_u = \mathbf{H}_u \mathbf{d}_u + \mathbf{v}, \quad (4)$$

其中  $z_u$  和  $\mathbf{d}_u$  分别表示以用户  $u$  的子载波构成的  $K$  维接收、发送向量, 索引集合  $S_u$  外的子载波位置置

零即可。\$\mathbf{v}\$ 为频域加性噪声向量。不考虑信道时变或同步误差带来的子载波间干扰，则信道频域矩阵 \$\mathbf{H}\_u\$ 为 \$K \times K\$ 维对角阵

$$\mathbf{H}_u = \sum_{p=1}^{N_{p,u}} \mathbf{A}_{p,u} \mathbf{A}_{p,u}, \quad (5)$$

其中 \$\mathbf{A}\_{p,u}\$ 亦为对角阵，对角线元素满足

$$[\mathbf{A}_{p,u}]_{m,m} = \exp(-j2\pi\tau_{p,u}m/T). \quad (6)$$

## 2.2 基于压缩感知的稀疏信道估计

为克服 OFDMA 上行通信中用户导频数量少、分布不均匀的问题，本文采用压缩感知的方法实现信道估计。通过建立一个包含足够多路径时延采样值的测量矩阵，利用 CS 理论估计稀疏路径时延 \$\tau\_{p,u}\$ 以及路径的非零衰减系数 \$A\_{p,u}\$。定义路径时延参数集 \$\{T/(\lambda K), 2T/(\lambda K), \dots, N\_\tau T/(\lambda K)\}\$，其时间分辨率为 \$T/(\lambda K)\$，是基带采样率的 \$1/\lambda\$，\$\lambda\$ 为时间过采样因子，\$N\_\tau\$ 为时延的最大搜索范围<sup>[10]</sup>。根据时延参数集和 (6) 式构造一个 \$K \times N\_\tau\$ 维的测量矩阵

$$\mathbf{A} = [\mathbf{A}_{1,u} \mathbf{d}_u, \mathbf{A}_{2,u} \mathbf{d}_u, \dots, \mathbf{A}_{N_\tau,u} \mathbf{d}_u], \quad (7)$$

令 \$\mathbf{A}\$ 中的列向量为 \$\mathbf{a}\_j = \mathbf{A}\_{j,u} \mathbf{d}\_u, j = 1, 2, \dots, N\_\tau\$。向量 \$\mathbf{d}\_u\$ 中的非零元素为对应索引集合 \$S\_u^p\$ 中用户 \$u\$ 的梳状导频，其余元素置零。定义时延参数集对应的路径衰减系数向量

$$\mathbf{x}_A = [\xi_{1,u}, \xi_{2,u}, \dots, \xi_{N_\tau,u}]^T, \quad (8)$$

其中 \$\mathbf{x}\_A\$ 为一个具有少量非零元素的稀疏向量。得到新的信道估计模型

$$\mathbf{z}_u = \mathbf{A} \mathbf{x}_A + \mathbf{v}. \quad (9)$$

(9) 式为满足 CS 理论的数学模型，即从观测向量 \$\mathbf{z}\_u\$ 中重建 \$N\_\tau\$ 维稀疏向量 \$\mathbf{x}\_A\$，其中 \$\mathbf{A}\$ 为已知的测量矩阵。当已知的导频数目小于 \$N\_\tau\$ 时，求解向量 \$\mathbf{x}\_A\$ 为一个欠定问题。若稀疏向量 \$\mathbf{x}\_A\$ 中非零元素个数远远小于 \$N\_\tau\$；且测量矩阵 \$\mathbf{A}\$ 满足有限等距性质 (Restricted Isometry Property, RIP)<sup>[16]</sup>，则可准确恢复稀疏向量。典型的稀疏信号重建算法主要有基追踪算法和匹配追踪类算法。匹配追踪类算法可以快速有效的恢复高度稀疏信号，且相对于基追踪算法计算量更低，更适用于实时处理系统<sup>[17]</sup>。因此本文利用匹配追踪算法进行稀疏信道估计。

下面由模型 (9) 式简要介绍基于匹配追踪算法的信道估计过程<sup>[18,19]</sup>。

①初始化算法，迭代次数 \$q = 0\$，残差向量 \$\mathbf{r}\_0 = \mathbf{z}\_u\$，索引集 \$I\_0 = \emptyset\$，第 \$q\$ 次迭代，\$q \ge 1\$；

②确定最匹配的索引：

$$s_q = \arg \max_{j=1, \dots, N_\tau, j \notin I_{q-1}} \frac{|\mathbf{a}_j^H \mathbf{r}_{q-1}|^2}{\|\mathbf{a}_j\|_2^2};$$

③更新索引集：\$I\_q = \{I\_{q-1}, s\_q\}\$；

④计算非零系数估计值：\$\hat{x}\_q = \frac{|\mathbf{a}\_{s\_q}^H \mathbf{r}\_{q-1}|}{\|\mathbf{a}\_{s\_q}\|\_2}\$；

⑤更新残差向量：\$\mathbf{r}\_q = \mathbf{r}\_{q-1} - \hat{x}\_q \mathbf{a}\_{s\_q}\$。

其中符号 \$\|\cdot\|\_2\$ 表示向量的 \$L\_2\$ 范数，上标 H 表示向量的共轭转置。重复步骤②—⑤，直到残差向量 \$L\_2\$ 范数小于噪声门限即可迭代终止。此时由最终的索引集 \$I\_q\$ 可确定多径时延估计值，而非零系数 \$\hat{x}\_q\$ 即对应多径衰减系数，则通过 (5) 式可以得到信道频响估计。

## 2.3 导频优化设计

本文在 CS 理论框架下进行导频优化设计。文献 [20] 给出了有噪模型下的稀疏信号重建定理。根据 (9) 式，设频域噪声向量 \$\|\mathbf{v}\|\_2 \le \epsilon\$。则有噪条件下求解稀疏向量 \$\mathbf{x}\_A\$ 的问题可描述为

$$\min_{\mathbf{x}_A} \|\mathbf{x}_A\|_0 \quad \text{s.t.} \quad \|\mathbf{z}_u - \mathbf{A} \mathbf{x}_A\|_2 \le \delta, \quad (10)$$

其中 \$\|\cdot\|\_0\$ 表示向量的 \$L\_0\$ 范数，\$\delta \ge \epsilon\$。定义测量矩阵 \$\mathbf{A}\$ 的互相关

$$M = M(\mathbf{A}) = \max_{1 \leq m, n \leq N_\tau, m \neq n} \frac{|\mathbf{a}_m^H \mathbf{a}_n|}{\|\mathbf{a}_m\|_2 \|\mathbf{a}_n\|_2}. \quad (11)$$

如果稀疏信号 \$\mathbf{x}\_A\$ 满足

$$\|\mathbf{x}_A\|_0 = N < (1/M + 1)/2, \quad (12)$$

其中 \$N\$ 为稀疏信号 \$\mathbf{x}\_A\$ 中的非零元素个数。则从有噪观测信号 \$\mathbf{z}\_u\$ 中得到的 \$\mathbf{x}\_A\$ 的近似解 \$\hat{x}\_A\$ 满足

$$\|\hat{x}_A - \mathbf{x}_A\|_2 \leq \Theta_0 \cdot (\epsilon + \delta), \quad \forall \delta \geq \epsilon > 0, \quad (13)$$

其中定义稳定性系数 \$\Theta\_0 = 1/(1 - M(2N - 1))\$。从 (13) 式可以看出，稀疏信号估计误差上限与稳定性系数 \$\Theta\_0\$ 和观测信号噪声有关。而 \$\Theta\_0\$ 由信号稀疏度 \$N\$ 和测量矩阵的互相关 \$M\$ 决定。如果通过合理设计测量矩阵减小互相关 \$M\$，将在很大程度上降低稀疏信号估计误差上限。

把 (6) 式和 (7) 式代入 (11) 式，得到 OFDMA 上行通信用户 \$u\$ 在 CS 信道估计模型下的测量矩阵互相关

$$M = M(\mathbf{A}) = \max_{1 \leq m, n \leq N_\tau, m \neq n} \frac{\left| \sum_{k \in S_u^P} |d_u[k]|^2 \exp(-j2\pi(m-n)k/(\lambda K)) \right|}{\sum_{k \in S_u^P} |d_u[k]|^2}. \quad (14)$$

实际应用中, 多径时延搜索范围  $N_\tau$  以及决定时延分辨率的过采样因子  $\lambda$  可选为定值. 则根据 (14) 式可知, 测量矩阵的互相关  $M$  仅由导频图案索引集合  $S_u^P$  和导频功率集合  $P_u = \{|d_u[k]|^2\}, k \in S_u^P$  决定. 通过合理设计导频图案和导频功率, 即可降低测量矩阵互相关, 减少信道估计误差. 因此 OFDMA 上行通信的导频优化问题可转化为以下目标函数:

$$\min_{S_u^P, P_u} M(\mathbf{A}) = \min_{S_u^P, P_u} M(S_u^P, P_u). \quad (15)$$

(15) 式是一个复杂的二维优化问题. 设用户  $u$  在  $K_u$  个可用子载波中放置  $K_{P,u}$  个梳状导频. 当导频功率确定的情况下, 仍需要搜索  $C_{K_u}^{K_{P,u}} = \frac{K_u!}{K_{P,u}!(K_u - K_{P,u})!}$  种组合才能得到导频图案的全局最优解, 计算量过高而无法实现. 因此本文提出基于随机搜索的导频图案和导频功率联合优化算法: 在子载波索引集合和备选导频功率集合中, 每次随机选取一组导频图案和导频功率, 在给定的搜索次数内重复该步骤, 最后将目标函数 (15) 式的局部最优解作为导频图案和导频功率的优化方案. 下面详细说明导频图案和导频功率联合优化算法.

OFDMA 上行通信中广义式子载波分布较为灵活, 可能集中出现在部分频段上, 或者分散在距离较远的少数几个频点上. 为了克服水声信道频域选择性衰落影响, 应尽量保证梳状导频等概率分散在整个用户子载波集合内. 因此本文将用户子载波索引排序并等分为多个索引子集, 分别在每个子集中选取索引构成导频图案, 在提高频率分集增益的同时缩小了搜索范围. 下面给出导频图案和导频功率联合优化算法的详细步骤:

1) 初始化: 对用户  $u$  的子载波索引集合  $S_u$  进行升序排列, 并尽可能等分成  $K_{P,u}$  个索引子集; 设置备选导频功率集合  $P_u^0 = \{P_1, P_2, \dots, P_Q\}$ , 集合大小  $Q > 1$ , 且集合内元素的均值为 1.

第  $i$  次搜索,  $i \geq 1$ :

2) 导频图案选取: 分别在  $K_{P,u}$  个索引子集中

随机选取一个索引值, 生成用户  $u$  的导频图案索引集合  $S_u^{P,i}$ , 并存储.

3) 导频功率选取: 从备选集合  $P_u^0 = \{P_1, P_2, \dots, P_Q\}$  中随机选取  $K_{P,u}$  个元素 (可重复选取同一元素), 得到用户  $u$  的导频功率集合  $P_u^i = \{|d_u[k]|^2\}, k \in S_u^{P,i}$ , 并存储.

4) 根据第  $i$  次随机选取的导频图案  $S_u^{P,i}$  和导频功率  $P_u^i$ , 由 (14) 式计算测量矩阵互相关  $M(S_u^{P,i}, P_u^i)$ .

5) 重复步骤 2)—4), 直到  $M(S_u^{P,i}, P_u^i)$  值收敛, 或循环次数超过预设值, 即可停止搜索. 在搜索范围内选择  $f = \arg \min_{i=1,2,\dots} M(S_u^{P,i}, P_u^i)$ , 得到对应的最佳导频图案索引集合  $S_u^{P,f}$  和导频功率集合  $P_u^f = \{|d_u[k]|^2\}, k \in S_u^{P,f}$ .

省略步骤 3), 将用户全部导频功率设置为 1, 即可实现单纯基于导频图案优化的方法, 本文称其为“导频优化方法一”; 将导频图案和导频功率联合优化算法称为“导频优化方法二”. 文献 [21, 22] 在假设所有导频功率相同的情况下, 基于测量矩阵互相关最小化原理在认知无线电系统中实现导频图案优化. 然而由 (14) 式可知, 导频功率同样影响互相关大小, 且通过改变导频功率, “导频优化方法二”在同等搜索次数下比“导频优化方法一”互相关  $M$  更低, 信道估计误差更小. 本文将在仿真实验 3.1 中验证这一结论.

### 3 仿真分析

为验证算法鲁棒性, 随机生成两种不同多径扩展的水声稀疏信道进行仿真. 信道 1 路径数为 7, 两相邻路径时延差满足均值为 2 ms 的指数分布, 平均多径时延扩展为 14 ms, 多径幅度服从平均功率随时延呈负指数衰减的瑞利分布 [10]; 信道 2 路径数为 11, 时延差与幅度的统计规律与信道 1 相同, 平均多径时延扩展增加为 22 ms. 噪声为信号通带内的加性高斯噪声. 不失一般性, 假设水声 OFDMA 上行通信接入用户数目为 2, 在用户子载波集合中插入梳状导频辅助信道估计, 子载波采



用 QPSK 映射, 采用低复杂度的单抽头迫零均衡器实现频域信道均衡, 其他参数如表 1 所示. CS 信道估计中时间过采样因子  $\lambda$  取 16, 则信道估计的多径时延分辨率  $T/(\lambda K) = 0.0156$  ms, 多径搜索范围  $N_\tau = \text{floor}(T_{\text{cp}}/0.0156) = 1923$ .

表 1 水声 OFDMA 上行通信参数

Table 1. Parameters of underwater acoustic OFDMA uplink communication.

系统载波频率 $f_c$ /kHz	8
信号频段/kHz	6—10
子载波间隔 $\Delta f$ /Hz	7.8125
系统总子载波数 $K$	512
用户 $u$ 子载波数 $K_u, u = 1, 2$	256
用户 $u$ 导频数 $K_{P,u}, u = 1, 2$	52
OFDM 符号周期 $T$ /ms	128
循环前缀长度 $T_{\text{cp}}$ /ms	30

定义信道频域响应估计均方误差

$$\text{MSE} = 10 \log \frac{E \left[ \sum_{k \in S_u^D} |H[k] - \hat{H}[k]|^2 \right]}{E \left[ \sum_{k \in S_u^D} |H[k]|^2 \right]}, \quad (16)$$

其中  $H[k]$  和  $\hat{H}[k]$  分别为第  $k$  个子载波上的信道频响值及估计值.

### 3.1 不同导频优化方案性能分析

首先对比导频优化方法一和方法二的收敛性能. 两种优化方法均在交织分配的子载波集合内搜索导频图案. 优化方法一的所有导频功率设置为 1. 为减少发送、接收方所需的导频存储空间, 优化方法二的备选导频功率集合设为二值集合  $P_u^0 = \{1/2, 3/2\}$ . 图 1 为两种导频优化算法在不同搜索次数下, 由 (15) 式得到的目标函数值的对比结果. 从图 1 可以看出, 通过对导频图案和导频功率联合优化, 导频优化方法二在同等搜索次数下的目标函数值明显低于优化方法一, 可以获得更优的导频发送方案.

下面在交织式子载波分配 OFDMA 上行通信中对比最小二乘 (Least Squares, LS) 算法, 及不同导频方案下的 CS 信道估计方法性能. 导频优化方

法一和方法二中循环次数上限均设为 2000. 传统的内插信道估计在均匀导频下性能最优, 因此仿真仅对比基于频域线性插值的 LS 信道估计算法在均匀导频下的性能. 图 2 为仿真信道 1 下均匀导频 LS 信道估计法、均匀导频 CS 信道估计法、以及基于导频优化方法一和方法二的 CS 信道估计法的信道频响估计均方误差对比.

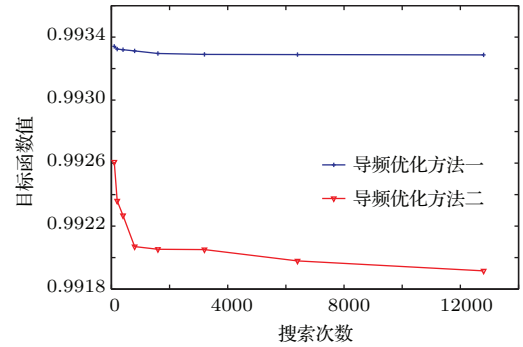


图 1 两种导频优化算法收敛性对比

Fig. 1. Convergence performance comparisons between two pilot optimization methods.

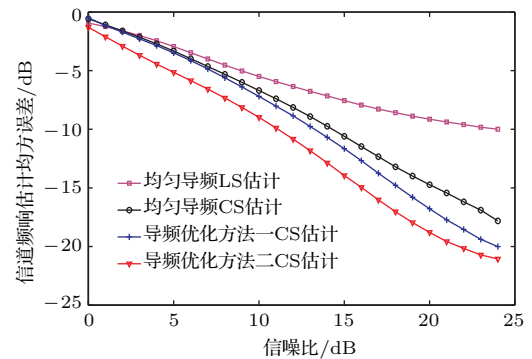


图 2 不同导频插入方式下信道估计性能对比

Fig. 2. Performance comparisons for different pilot designs.

从图 2 可以看出, 三种导频插入方式下的 CS 信道估计算法性能均明显优于 LS 信道估计算法. 而相比导频均匀插入的 CS 信道估计, 两种导频优化方法都进一步降低了信道估计均方误差, 其中导频优化方法二在相同搜索次数下比方法一的估计误差低 2 dB 左右, 具有最佳估计性能. 本文后续仿真与水池实验均默认采用方法二作为导频优化方法.

### 3.2 不同多径时延扩展下信道估计性能分析

下面在不同多径时延扩展下验证交织子载波分配上行 OFDMA 通信 CS 信道估计及导频优化方

法性能. 图3给出了仿真信道1和信道2下, 基于均匀导频与导频优化的CS信道频响估计均方误差对比.

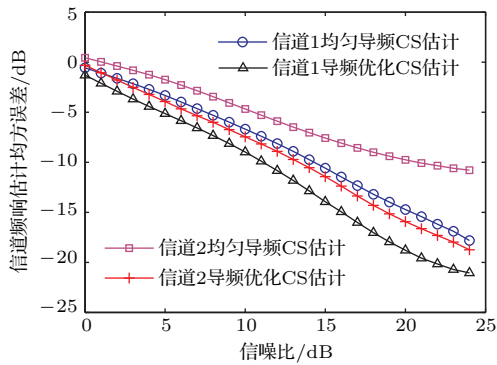


图3 不同多径信道下均匀导频与导频优化的CS信道估计性能对比

Fig. 3. Performance comparisons for CS channel estimation with uniform spaced pilots and optimal designed pilots in different multipath channels.

由表1可知OFDMA上行通信每个用户梳状导频数为52, 系统基带采样率  $K/T = 4000$  Hz. 则基带采样率下仿真信道1长度为56点, 信道2长度为88点. 信道1在基带采样率下的长度大约等于导频数, 因此图3中信道1下均匀导频与导频优化算法的信道估计误差都近似的随信噪比增加而线性降低, 且导频优化算法在信噪比高于15 dB时比均匀导频算法估计误差低4 dB以上. 而信道2长度为导频数的1.7倍, 因此图3中均匀导频CS信道估计误差大大增加, 而优化导频算法在信道2下的估计误差仅比信道1低3 dB左右. 说明优化导频方案的CS信道估计可以在少量导频下较稳定的重建稀疏信道冲激响应.

### 3.3 交织式与广义式子载波分配系统信道估计性能分析

图4给出了信道1下交织式与广义式子载波分配OFDMA上行通信, 不同导频分配方案信道频响估计均方误差对比. 广义式子载波分配系统中两用户子载波等概率随机分布在通信频段内, 导频在各自用户子载波集合内随机分布, 用于对比导频优化算法性能.

首先分析图4中的4种未经导频优化的算法的仿真结果. LS算法在广义式系统随机导频分布下性能比交织式系统均匀导频分布下性能更差, 说明非均匀导频影响了LS算法信道估计性能. 相反, 对

于CS信道估计算法, 广义式系统随机导频信道估计性能优于交织式系统均匀导频信道估计性能. 原因是广义式系统导频随机分布在不规则的用户子载波集合内, 其测量矩阵互相关比均匀导频图案下的互相关更小, 有利于稀疏信号重建. 以上结果说明CS信道估计更适用于导频非均匀分布的通信系统. 其次, 图4中经过导频优化的CS信道估计算法在交织式和广义式两种系统下均获得最小信道估计误差, 说明基于导频优化的CS估计性能不受子载波分配方式的限制, 可以在给定的用户子载波集合内通过优化导频进一步降低信道估计误差.

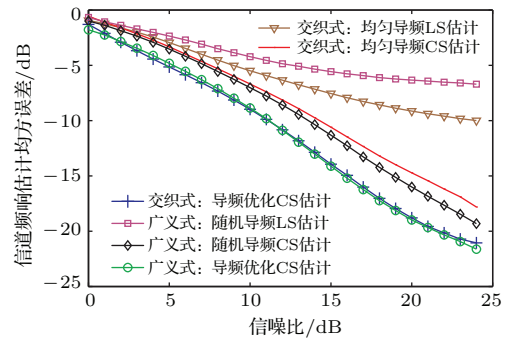


图4 交织式与广义式子载波分配OFDMA上行通信各信道估计方法性能对比

Fig. 4. Performance comparisons for different channel estimations in OFDMA uplink communications with interleaved CAS and generalized CAS.

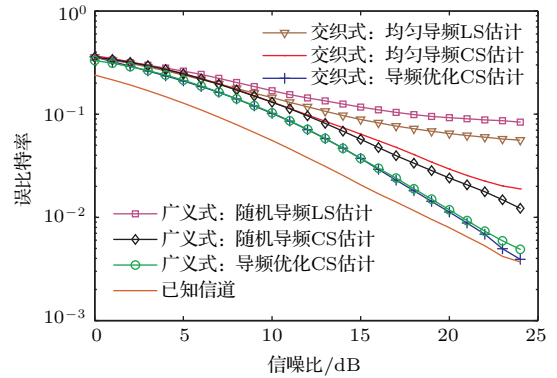


图5 交织式与广义式子载波分配OFDMA上行通信各信道估计方法下误比特率对比

Fig. 5. Comparisons of bit error rate for different channel estimations in OFDMA uplink communications with interleaved CAS and generalized CAS.

图5给出了信道1下交织式与广义式子载波分配系统, 不同导频分配方案误比特率对比结果. 仿真中无信道编码. 其中广义式子载波分配下的随机导频分布的LS信道估计出现了明显的误码平台现象; 而经过导频优化的CS信道估计算法在两种子

载波分配方式下高信噪比时均逼近已知信道情况下的误比特率曲线.

### 4 水池实验

通过水池实验, 分别在交织式与广义式子载波分配方式的水声 OFDMA 上行通信中, 验证基于 CS 的稀疏信道估计与导频优化算法性能. 实验于 2014 年 9 月下旬在哈尔滨工程大学信道水池进行. 水池长约 45 m, 深 5 m, 宽 6 m, 四周布有消声尖劈. 实验中 OFDMA 上行通信系统有两个用户, 利用各自独立的发射换能器同时发送信号, 公用一个标准水听器接收. 用户 2 发射换能器位于水池中央, 深度约 1 m; 用户 1 发射换能器靠近池壁 1 m 处放置, 距离用户 2 发射换能器约 2 m, 深度约 1 m. 标准水听器置于水深 1 m 处, 与两发射换能器水平距离均为 5 m 左右. 每帧信号包括用于同步的线性调频 (LFM) 信号和 8 个 CP-OFDM 块. 由于水池信道多

径扩展较小, 两用户各分配 16 个梳状导频辅助信道估计, 采用约束长度为 9 的 1/2 码率卷积编码, 其余参数与仿真相同.

图 6 为用户 1 和用户 2 利用 LFM 信号相关并取包络, 以及导频优化的 CS 估计得到的水池信道冲激响应. 从图 6 可知, 基于 LFM 和 CS 方法估计得到的信道冲激响应具有很好的 consistency. 由于用户 1 发射换能器靠近水池池壁放置, 其到达接收端的信道多径扩展及多径数目略大于用户 2. 当前参数下 CS 信道估计多径时延分辨率为 0.0156 ms, 因此图 6 (a) CS 估计的信道冲激响应可以分辨 0 ms 附近时延差小于 0.1 ms 的两条路径.

下面给出交织式子载波分配方式 OFDMA 上行通信水池实验误比特率结果. 两用户在不同发射功率下, 首先发送均匀导频信号, 间隔 500 ms 后发送导频优化信号. 接收端分别通过 LS 线性插值算法和 CS 算法处理接收信号, 得到两用户接收信噪比误比特率曲线如图 7 所示.

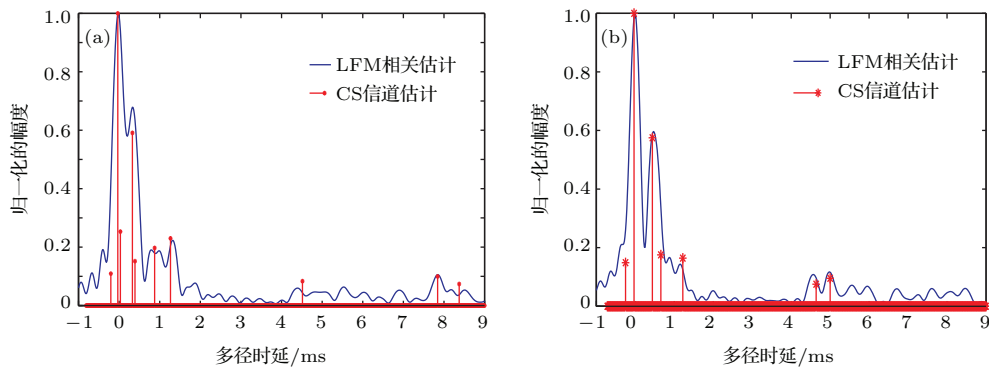


图 6 水池实验信道冲激响应估计 (a) 用户 1 信道; (b) 用户 2 信道

Fig. 6. Channel impulse response estimation in pool experiment: (a) channel for user 1; (b) channel for user 2.

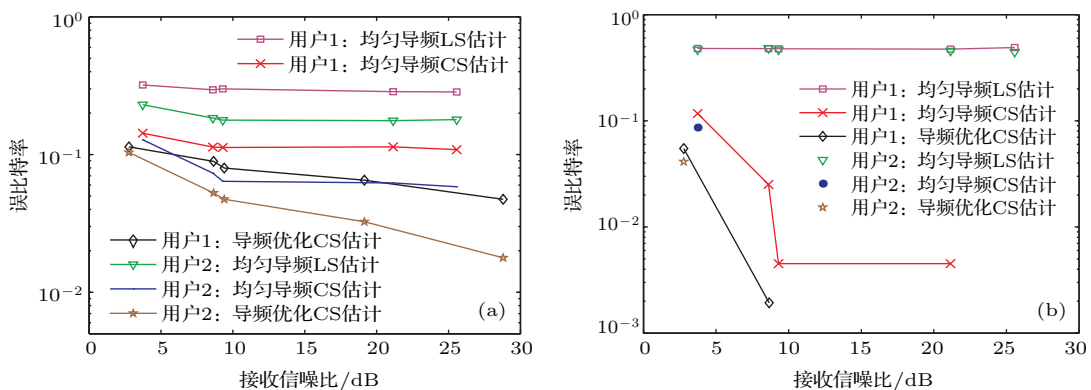


图 7 交织子载波分配 OFDMA 上行通信各信道估计方法水池实验误比特率对比 (a) 解码前; (b) 解码后

Fig. 7. Comparisons of bit error rate for different channel estimations in OFDMA uplink communications with interleaved CAS in pool experiment: (a) before decoding; (b) after decoding.

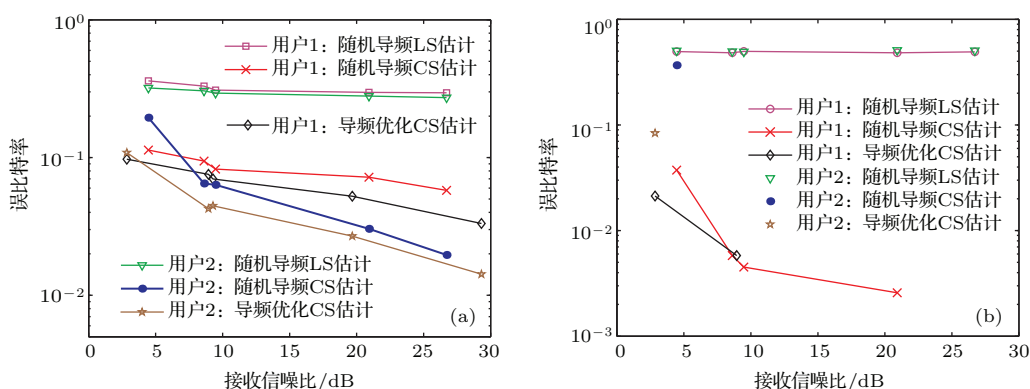


图8 广义子载波分配 OFDMA 上行通信各信道估计方法水池实验误比特率对比 (a) 解码前; (b) 解码后

Fig. 8. Comparisons of bit error rate for different channel estimations in OFDMA uplink communications with generalized CAS in pool experiment: (a) Before decoding; (b) after decoding.

由图6可知, 用户1的信道多径扩展和多径数目略大于信道2, 因此图7中同种信道估计算法下用户1的误比特率均高于用户2. 图7(a)中, 均匀导频LS估计下用户1与用户2的误比特率都在20%以上, 解码后误比特率升高. 而导频优化CS信道估计下两用户误比特率均低于均匀导频CS估计, 且接收信噪比高于10 dB时, 图7(b)中用户1解码后实测误比特数为0(有效通信比特数1672 bit); 接收信噪比高于5 dB时, 用户2解码后实测误比特数为0(有效通信比特数1672 bit).

最后验证广义式子载波分配方式 OFDMA 上行通信水池实验误比特率性能. 两用户在不同发射功率下, 首先发送随机导频信号, 间隔500 ms后发送导频优化信号. 接收端通过LS线性插值算法和CS算法对比处理, 得到两用户接收信噪比-误比特率曲线如图8所示.

由图8可知, 广义式子载波分配方式下基于导频优化的CS信道估计性能优于导频随机分布的LS估计和CS信道估计. 导频优化CS估计下, 图8(b)中用户1在接收信噪比高于10 dB时解码后实测误比特数为0(有效通信比特数1672 bit); 用户2在接收信噪比高于5 dB时解码后实测误比特数为0(有效通信比特数1672 bit).

## 5 结 论

本文针对水声 OFDMA 上行通信中传统内插方法在少量、非均匀导频下插值误差大的问题, 提出一种稀疏信道估计与导频优化方法. 基于水声 OFDMA 上行通信应用, 建立了CS信道估计模型,

通过匹配追踪算法重构稀疏信道冲激响应. 并依据CS理论中测量矩阵互相关最小化原理, 提出导频图案和导频功率联合优化算法, 进一步提高CS信道估计性能. 仿真结果表明, 文本所提方法在不同多径扩展信道、不同子载波分配方式下的性能均优于传统LS估计和未经导频优化的CS估计, 且导频图案和导频功率联合优化算法的收敛性能和信道估计性能均优于单纯基于导频图案的优化算法. 最后通过水池实验验证 OFDMA 上行通信性能, 利用导频优化的CS估计实现两用户可靠通信. 本文所提方法的性能不受子载波分配方式的限制, 为水声 OFDMA 上行通信提供了一种稳定、可行的信道估计方案.

## 参考文献

- [1] Ying Y Z, Ma L, Guo S M 2011 *Chin. Phys. B* **20** 054301
- [2] Yin J W, Yang S, Du P Y, Yu Y 2012 *Acta Phys. Sin.* **61** 064302 (in Chinese) [殷敬伟, 杨森, 杜鹏宇, 余赞, 陈阳 2012 物理学报 **61** 064302]
- [3] Khalil I M, Gadallah Y, Hayajneh M, Khreishah A 2012 *Sensors* **12** 8782
- [4] Jabba D, Labrador M 2009 *IEEE Conference Oceans* 2009 Bremen, Germany, May 11-14 2009, p1
- [5] Morelli M, Kuo C, Pun M-O 2007 *Proceedings of the IEEE* **95** 1394
- [6] Ma Y, Tafazolli R 2007 *IEEE Trans. Signal Process.* **55** 1568
- [7] Fertl P, Matz G 2007 *IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing* Honolulu, Hawaii, USA, April 15-20 2007, p297
- [8] Raghavendra M R, Lior E, Bhashyam S, Giridhar K 2007 *IEEE Trans. Signal Process.* **55** 5370
- [9] Huang W C, Pan C H, Li C P, Li H J 2010 *IEEE Trans. Broadcasting* **56** 58



- [10] Berger C R, Zhou S L, Preisig J C, Willett P 2010 *IEEE Trans. Signal Process.* **58** 1708
- [11] Tu K, Duman T M, Stojanovic M, Proakis J G 2013 *IEEE J. Ocean Eng.* **38** 333
- [12] Huang Y, Wan L, Zhou S L, Wang Z H, Huang J Z 2014 *Phys. Commun.* **13** 156
- [13] Tu K, Duman T M, Stojanovic M, Proakis, J G 2011 *49th Annual Allerton Conference on Communication, Control, and Computing* University of Illinois Monticello, IL, USA, September 28–30, 2011, p633
- [14] Candes E J, Wakin M B 2008 *Signal Process. Mag.* **25** 21
- [15] Kunis S, Rauhut H 2008 *Foundations of Comput. Math.* **8** 737
- [16] Candes E J 2008 *Comptes Rendus Math.* **346** 589
- [17] Tropp J A, Gilbert A C 2007 *IEEE Trans. Inf. Theory* **53** 4655
- [18] Liu S Z, Qiao G, Ismail A 2013 *J. Acoust. Soc. Am.* **133** 300
- [19] Liu S Z, Qiao G, Yin Y L 2013 *Acta Phys. Sin.* **62** 144303 (in Chinese) [刘淞佐, 乔钢, 尹艳玲 2013 物理学报 **62** 144303]
- [20] Donoho D L, Elad M, Temlyakov V N 2006 *IEEE Trans. Inf. Theory* **52** 6
- [21] He X Y, Song R F, Zhou K Q 2012 *J. Commun.* **32** 85 (in Chinese) [何雪云, 宋荣方, 周克琴 2012 通信学报 **32** 85]
- [22] Qi C H, Wu L N, Zhu P C 2014 *J. Electronic & Information Technology* **36** 763 (in Chinese) [戚晨皓, 吴乐南, 朱鹏程 2014 电子与信息学报 **36** 763]

# Sparse channel estimation and pilot optimization for underwater acoustic orthogonal frequency division multiple access uplink communications\*

Ma Lu Liu Song-Zuo Qiao Gang<sup>†</sup>

(Acoustic Science and Technology Laboratory, Harbin Engineering University, Harbin 150001, China)

(College of Underwater Acoustic Engineering, Harbin Engineering University, Harbin 150001, China)

( Received 14 January 2015; revised manuscript received 3 March 2015 )

## Abstract

Considering that the conventional channel interpolation method with sparse and irregular spaced pilots will lead to an error floor in underwater acoustic (UWA) orthogonal frequency division multiple access (OFDMA) uplink communications, a method for sparse channel estimation and pilot optimization is proposed in this paper. A compressed sensing (CS) algorithm is utilized for sparse channel impulse response estimation, which performs well in sparse and irregular spaced pilots and significantly decreases the channel estimation error. Besides, the pilots' pattern and power joint optimization algorithm based on the random search technique is proposed for the minimum mutual coherence criterion in CS theory, which further improves the performance of CS estimation algorithm. During each iteration step, we randomly pick a pilots' pattern from the subcarrier index set and a pilots' power subset from the available power set. Then we perform this step iteratively within a certain searching time. Finally, the local optimal solution of the objective function for minimizing mutual coherence is considered as the feasible pilots' pattern and power. Simulation results show that the convergence performance of the pilots' pattern and power joint optimization algorithm is much better than that of the pilots' pattern optimization algorithm. Furthermore, the channel estimation error of the proposed method is much lower than that of conventional least-squares channel estimator based on linear interpolation, CS channel estimator without pilot optimization, and CS channel estimator merely with pilots' pattern optimization in channels of different multipath delay spreads. Finally, performance of the proposed method is demonstrated in the UWA uplink OFDMA systems with interleaved and generalized carrier assignment schemes respectively in the two-user case in a pool experiment. Experimental results show that the proposed method decreases dramatically the bit error rate in both carrier assignment schemes, and simultaneous reception for two users is achieved when signal noise ratio is larger than 10 dB.

**Keywords:** underwater acoustic communication, orthogonal frequency division multiple access, channel estimation, compressed sensing

**PACS:** 43.30.+m

**DOI:** 10.7498/aps.64.154304

\* Project supported by the National Natural Science Foundation of China (Grant Nos. 11274079, 61431004, 61401114).

† Corresponding author. E-mail: [qiaogang\\_hrb@hotmail.com](mailto:qiaogang_hrb@hotmail.com)