

# 无边带信息的多输入多输出正交频分复用水声通信图样选择峰均比抑制算法\*

王巍 乔钢<sup>†</sup> 邢思宇

(哈尔滨工程大学, 水声技术重点实验室, 哈尔滨 150001)

(2013年4月18日收到; 2013年5月29日收到修改稿)

针对多输入多输出正交频分复用图样选择峰均比 (peak-to-average-power-ratio PAPR) 抑制算法需要传递边带信息的缺点, 提出了一种无边带信息传输的图样选择峰均比抑制算法. 该算法利用不同分布图样的梳状导频携带加扰相位序列选择信息, 结合浅海水声信道的稀疏特性在接收端对加扰图样进行自主区分, 实现了无边带信息的图样选择峰均比抑制. 仿真和水池实验结果证实: 无边带信息传输的图样选择峰均比抑制算法可以在不损失 PAPR 抑制性能的前提下, 准确解算出传输相位序列选择信息、对抗突发噪声、实现无边带信息传输的可靠水声通信.

**关键词:** 水声通信, 正交频分复用, 峰均功率比, 边带信息

**PACS:** 43.30.+m

**DOI:** 10.7498/aps.62.184301

## 1 引言

近年来, 有着高频谱利用率的正交频分复用技术, 结合无需增加可利用带宽或提高发射功率而能使信道容量获得实质提高的多输入多输出技术, 使可利用带宽资源紧缺的水声高速通信发展迅速<sup>[1]</sup>. 影响多输入多输出正交频分复用 (MIMO-OFDM) 在水声通信中广泛应用的一个严重障碍是其存在的高峰值平均功率比缺陷. 这一缺陷不仅会限制发射系统效率, 降低接收信号的信噪比, 也会引起信号畸变, 造成非线性失真, 破坏子载波正交性. 国内外关于研究无线电 MIMO-OFDM 通信技术中峰均比抑制算法的文献丰富<sup>[2-5]</sup>, 文献 [6] 中提出了一种基于时域选择滤波的技术, 利用全通滤波器的频域相位响应特性选择出峰均比 (PAPR) 最小的符号, 不需要额外的反傅里叶变换, 在接收端将时域滤波的影响视作多径信道衰落响应的一部分. 该方法的缺点在于需要根据滤波器方案来选择系统时域符号长度, 系统灵活性较差, 不适合在具有缓慢时

变特性的水声信道环境下使用. 文献 [7] 提出了将部分传输序列方法 (partial transmit sequence, PTS) 的加权系数作为信道频域响应来考虑, 将信道估计与 PTS 方法抑制峰均比结合起来, 但是此方法的 PAPR 抑制性能和系统误比特率 (bit error ratio, BER) 性能相较于传统的 PTS 方法均有明显下降. Eom<sup>[8]</sup> 提出了一种基于最大似然估计器的改进选择性映射算法, 利用多个相位旋转和循环移位来代替传统算法中的数据与加扰相位序列相乘的方式, 选择估计得到的数据与接收数据差值最小的进行发送数据的恢复, 虽然计算量较小且不需要边带信息的传输, 然而该方法需要预先知道信道状态信息, 不适于通常工作在开环状态的水声通信. 本文提出了一种适合稀疏水声信道环境下的 MIMO-OFDM 无边带信息的图样选择算法, 该算法以文献 [2] 中选择性映射技术为基础, 结合水声信道的稀疏特点<sup>[9]</sup> 对算法进行改进. 改进的算法采用不同位置分布的梳状导频携带加扰相位序列选择信息, 通过匹配追踪技术对接收到的不同导频频域响应进行重建, 结合浅海水声信道固有的稀疏特性实现高可

\* 国家高技术研究发展计划 (批准号: 2009AA093601-2)、国防基础研究项目 (批准号: B2420110007) 和国家自然科学基金 (批准号: 11274079) 资助的课题.

<sup>†</sup> 通讯作者. E-mail: eway20@163.com

靠性的加扰相位序列选择信息图样自主判别. 在不损失传统算法峰均比抑制性能的基础上, 有效地提高了频带利用率和系统的稳定性.

## 2 系统描述

无边带信息图样选择峰均比抑制算法的核心思想是在通过接收端对信号频域携带相位旋转序

列信息的梳状导频图样进行有效判别, 实现对接收端加扰信号的可靠恢复.

图 1 给出了 MIMO-OFDM 水声通信改进图样选择式抑制峰均功率比算法的系统框图, 该算法主要由 MIMO-OFDM, 空时分组编码<sup>[10]</sup> (space-time block code, STBC) 以及加扰相位序列检测器三部分组成.

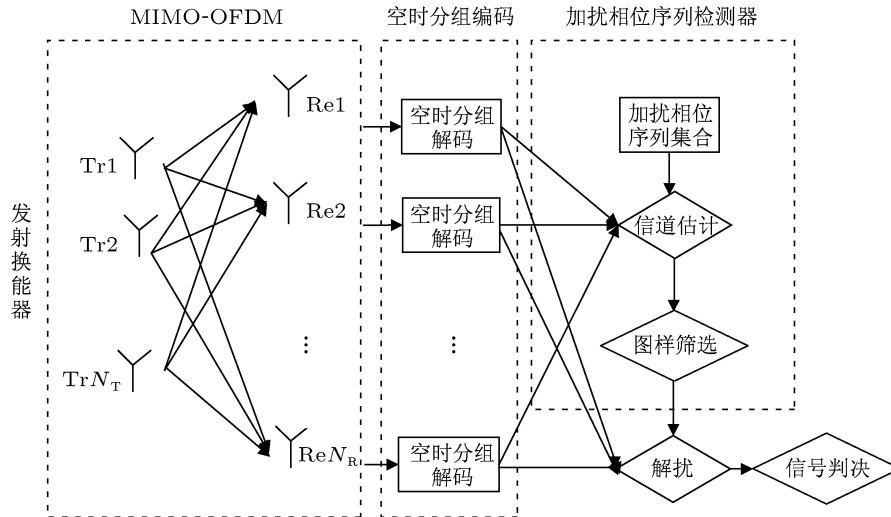


图 1 MIMO-OFDM 系统中改进的图样选择式抑制峰均功率比算法系统框图

利用空时编码技术分离时域子信道, 可以有效提高信道估计精度和信息判决准确度; 用不同位置分布的梳状导频来标记不同的加扰相位序列, 节省了边带信息传输, 提高了系统的频带利用率. 加扰相位序列检测器是改进的图样选择峰均比抑制算法的核心, 其对加扰相位序列选择信息的分辨能力直接决定了系统能否正常工作. 本文所提出的改进的图样选择算法以压缩感知理论<sup>[11]</sup>为基础, 利用浅海水声信道的稀疏性质解算加扰相位序列选择信息, 节约了传统图样选择算法所必要的边带信息传输, 降低了因边带信息解读错误而造成的误码灾难风险, 降低了系统发送端能量消耗, 提高了系统频带利用率.

### 2.1 MIMO-OFDM 技术

水声 MIMO-OFDM 通信系统复数个信号向量流 (通常是经过正交化的) 通过由  $N_T$  个发射换能器组成的发射阵进入水声信道, 经过  $N_T \times N_R$  条时域子信道到达由  $N_R$  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  $N_T \times N_R$  时域子信道的衰落是彼此独立且分布一致的.

假设 OFDM 可利用子载波数为  $K$ , 则在第  $m$  个时隙, 空时编码器对输入的序列进行编码输出:

$$d^m = d_{1,0}^m, d_{2,0}^m, \dots, d_{N_T,0}^m, d_{1,1}^m, d_{2,1}^m, \dots, d_{N_T,1}^m, \dots, d_{1,(K-1)}^m, d_{2,(K-1)}^m, \dots, d_{N_T,(K-1)}^m, \quad (1)$$

$d_{n_t,k}^m$  表示在第  $m$  个时隙第  $n_t$  个发射换能器的第  $k$  个子载波上传输的数据, 经过 OFDM 调制后, 并行地通过发射换能器发射进入声信道. 假设 OFDM 系统循环长度大于信道的多径扩展, 且定时同步准确, 则在接收端经过 OFDM 解调后的接收信号的第  $k$  个子载波可以写成

$$Y_{n_r,k}^m = \sum_{n_t=1}^{N_T} H_{n_r,n_t,k}^m d_{n_t,k}^m + Z_{n_r,k}^m, \quad (2)$$

其中  $H_{n_r,n_t,k}^m$  表示在第  $m$  个时隙从第  $n_t$  个发射换能器到第  $n_r$  个水听器的第  $k$  个子载波频域响应,  $Z_{n_r,k}^m$  是一个加性复高斯随机噪声.

## 2.2 正交空时编码技术

Alamouti<sup>[12]</sup> 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. 考虑某个时段两个 OFDM 符号频域值  $X_1$  和  $X_2$ , 它们在两个连续的时隙被发射. 在第一个时隙内, 发射换能器 Tr1, Tr2 分别发送符号  $X_1$  和  $X_2$ ; 在第二个时隙内, Tr1, Tr2 则分别发送符号  $-X_2^*$  和  $X_1^*$ . 假设信道因子是瑞利衰落的, 且在连续两个时间间隔内向量  $H_{1,n_r}$  和  $H_{2,n_r}$  保持不变, 那么第  $n_r$  个水听器在接收第一个时隙接收信号可以表示为

$$Y_{n_r}(1) = \sqrt{\rho}(\mathbf{H}_{1,n_r}X_1 + \mathbf{H}_{2,n_r}X_2) + \mathbf{Z}_{n_r}(1), \quad (3)$$

第二个时隙接收信号可以表示为

$$Y_{n_r}(2) = \sqrt{\rho}(-\mathbf{H}_{1,n_r}X_2^* + \mathbf{H}_{2,n_r}X_1^*) + \mathbf{Z}_{n_r}(2), \quad (4)$$

其中,  $\mathbf{Z}_{n_r}(m)$ ,  $m = 1, 2$  代表位于第  $n_r$  个接收水听器第  $m$  个时隙的高斯白噪声项. 对所有的接收水听器上的信号进行线性合并并且乘以因子  $1/\sqrt{|\mathbf{H}_{1,n_r}|^2 + |\mathbf{H}_{2,n_r}|^2}$  后, 可以得到最佳接收机的充分统计量为

$$Y_{n_r}(1) = \sqrt{\rho} \sqrt{|\mathbf{H}_{1,n_r}|^2 + |\mathbf{H}_{2,n_r}|^2} X_1 + \mathbf{Z}'_{n_r}(1), \quad (5)$$

$$Y_{n_r}(2) = \sqrt{\rho} \sqrt{|\mathbf{H}_{1,n_r}|^2 + |\mathbf{H}_{2,n_r}|^2} X_2 + \mathbf{Z}'_{n_r}(2), \quad (6)$$

所有的噪声项  $\mathbf{Z}'_{n_r}(m)$  为独立的高斯随机变量, 每个维度的方差为  $1/2$ . 若采用最大比合并, 即每个信号乘以其自己的信道增益, 并对之求和可以得到两个发射符号的判决变量  $Y(m)$ :

$$Y(m) = \sum_{n_r=1}^{N_R} \sqrt{|\mathbf{H}_{1,n_r}|^2 + |\mathbf{H}_{2,n_r}|^2} Y_{n_r}(m). \quad (7)$$

在平方欧几里得意义上距离  $Y(m)$  最近的信号为最佳. 因此判决准则可以简单表示为

$$\hat{X}_1 = \arg \max_{X_1} \left| \mathbf{H}_{1,n_r}^* Y_{n_r}(1) + \mathbf{H}_{2,n_r} Y_{n_r}^*(2) - \sqrt{\rho} \left( |\mathbf{H}_{1,n_r}|^2 + |\mathbf{H}_{2,n_r}|^2 \right) X_1 \right|^2, \quad (8)$$

$$\hat{X}_2 = \arg \max_{X_2} \left| \mathbf{H}_{2,n_r}^* Y_{n_r}(1) - \mathbf{H}_{1,n_r} Y_{n_r}^*(2) - \sqrt{\rho} \left( |\mathbf{H}_{1,n_r}|^2 + |\mathbf{H}_{2,n_r}|^2 \right) X_2 \right|^2. \quad (9)$$

## 2.3 图样自主识别原理

考虑一个  $J \times K_Q$  维矩阵  $\mathbf{Q}$ , 其行向量  $\mathbf{Q}_j = [q_{0,j}, q_{1,j}, \dots, q_{K_p-1,j}]$  中的元素  $q_{i,j}$  伪随机分布在单

位圆上 (即  $\|q_i\| = 1, i = 0, 2, \dots, K_p - 1$ ), 利用一个包含有  $K_Q$  有效子载波的 OFDM 符号对  $\mathbf{Q}'_j$  进行载波调制得到时域信号  $x_Q$ , 此时信号  $x_Q$  的幅度近似符合高斯分布. 假设信号  $x_Q$  通过一个具有稀疏性质信道  $h$ , 在接收端得到  $y_Q$ . 假设 OFDM 信号的循环前缀长度大于信道  $h$  的最大多径时延, 在不考虑噪声的条件下, 信号  $y_Q$  的频域响应  $Y_Q$  可表示为

$$Y_Q = \mathbf{Q}'_j H, \quad (10)$$

其中  $H$  为信道  $h$  的频域响应, 接收端仅有  $Y_Q$  已知, 为了获得  $\mathbf{Q}_j$ , 必须利用信道  $h$  和  $\mathbf{Q}_j$  的先验信息. 考虑利用矩阵  $\mathbf{Q}$  中  $\mathbf{Q}_j$  的所有可能对信道  $H$  进行估计, 此时对应第  $\mathbf{Q}_j$  个向量的信道  $H$  的估计值  $\hat{H}_j$  可记为

$$\hat{H}_j = \mathbf{Q}_j^* Y_Q. \quad (11)$$

当且仅当  $j = j'$  时,  $\hat{H}'_j = \mathbf{Q}_j^* \mathbf{Q}_j H = H$ . 此时信道的估计  $\hat{H}'_j$  的时域响应是稀疏的.

当  $j \neq j'$  时,  $\hat{H}_j = \mathbf{Q}_j \mathbf{Q}'_j H = \mathbf{Q}'_j H$ . 由于  $\mathbf{Q}_j$  和  $\mathbf{Q}'_j$  中的元素均随机分布在单位圆上, 因此通过合理设计矩阵  $\mathbf{Q}$ ,  $\mathbf{Q}_j$  和  $\mathbf{Q}'_j$  的乘积  $\mathbf{Q}'_j$  也可以认为是与  $\mathbf{Q}_j$  具有类似的性质. 那么  $\hat{H}_j$  的时域响应可以看成序列  $\mathbf{Q}'_j$  的时域响应的时延叠加, 因此  $\hat{H}_j$  的时域响应是非稀疏的.

因此通过利用浅海水声信道的稀疏特性等先验知识, 可以在信道响应未知的状态下, 有效地识别传输的向量  $\mathbf{Q}'_j$ .

## 3 无边带信息的图样选择峰均比抑制算法

与其他多载波调制系统一样, OFDM 也面临峰均功率比较高的问题. 文献 [13] 给出了峰均功率比的定义:

$$\text{PAPR (dB)} = 10 \log_{10} \frac{\max |x|^2}{E(|x|^2)}. \quad (12)$$

### 3.1 图样选择峰均比抑制算法

假设传统的图样选择峰均功率比抑制算法输入信号按单个 OFDM 符号长度进行加扰, 子载波总数为  $K$ , 导频子载波个数为  $K_p$ , 在发送端添加梳状导频. 定义  $\mathbb{Y} = [\gamma_0, \gamma_1, \dots, \gamma_{K_p-1}]$  为导频子载波在 OFDM 基带位置集合,  $\Gamma = [1, 2, \dots, K-1]$  为 OFDM 符号所有基带子载波位置的集合,

$\mathbb{Y}^C$  为集合  $\mathbb{Y}$  在集合中的补集, 代表数据子载波的基带位置集合. 假设  $N_T \times K$  维原始发送数据 (包含  $N_T \times K_P$  维导频数据  $X_{P_0}$ ) 为  $X_D = [X_D(0), X_D(1), \dots, X_D(K-1)]$ , 用于抑制 OFDM 符号峰均功率比的加扰相位序列图样矩阵为  $\mathbf{P}$ .

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} \mathbf{P}_0 \\ \mathbf{P}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{P}_{J-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} p_{0,0} & p_{0,1} & \cdots & p_{0,K-1} \\ p_{1,0} & p_{1,1} & \cdots & p_{1,K-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ p_{J-1,0} & p_{J-1,1} & \cdots & p_{J-1,K-1} \end{bmatrix}, \quad (13)$$

其中  $J$  为加扰序列图样数目. 且有:

$$X_D(\gamma_i) = X_{P_0}(i) \quad i = 1, 2, \dots, K_P - 1. \quad (14)$$

图样选择峰均比抑制算法利用加扰相位序列图样矩阵  $\mathbf{P}$  中  $J$  组不同的加扰图样分别对需要传输的数据序列  $X_D$  进行加扰计算, 对应得到由  $J$  组加扰后的序列组成的可能被传输的信号矩阵  $\mathbf{X}'_D = [X_D^0, X_D^1, \dots, X_D^{J-1}]$ , 其中:

$$X_D^j = P_j X_D \quad j = 0, 1, \dots, J. \quad (15)$$

分别计算  $X_D^j$  对应的时域信号  $x_D^j$  的 PAPR 值, 选择峰均比最小的序列  $\tilde{x}_D = x_D^{\tilde{j}}$  作为传输序列,

$$\tilde{j} = \arg \max_{j=1,2,\dots,J} \left( \sum_{n_t=1}^{N_T} \int_0^{T_{\text{OFDM}}} \left( f_{\text{Norm}} \left( x_D^j(t) \right) \right)^2 dt \right), \quad (16)$$

其中  $f_{\text{Norm}}(\bullet)$  表示归一化函数,  $T_{\text{OFDM}}$  为单个 OFDM 符号持续时长,  $\tilde{j}$  为被选择传输的信号  $X_D^j$  对应的加扰序列  $P_j$  在加扰相位序列图样矩阵  $\mathbf{P}$  中对应的序号.

为了保证系统在接收端能够恢复原始传输数据, 第  $m$  个时隙的加扰相位序列选择信息  $\tilde{j}_m$  需要作为边带信息在发送端传输. 在接收端通过对边带信息的有效解读, 获取加扰相位序列选择信息, 才能实现接收信号的解扰工作.

### 3.2 改进的图样选择峰均比抑制算法

传统的图样选择峰均比抑制算法所必须的边带信息需要在发送端额外添加大量冗余 (通常是编码冗余) 以保证系统接收端能够正确解读. 为避免冗余信息造成的通信效率和系统稳定性的下降, 本文对传统的图样选择峰均比抑制算法行了改进.

与传统改进的图样选择峰均比抑制算法不同, 改进的算法不需要传输加扰相位序列选择信息  $\tilde{j}$ . 但是改进的算法需要在发送端定义  $J$  组不同的导频位置集合  $\mathbb{Y} = [\gamma_0, \gamma_1, \dots, \gamma_{J-1}]$ , 且向量  $\boldsymbol{\gamma}_j$  中的各个元素伪随机地从集合  $\mathbb{R}$  中选取, 即按一定的跳频图样获得  $J$  组导频插入位置 [14]. 令  $\mathbb{Y} = [\gamma_0, \gamma_1, \dots, \gamma_{J-1}]^T$  中导频插入位置向量  $\boldsymbol{\gamma}_j$  与加扰相位序列图样矩阵  $\mathbf{P} = [P_0, P_1, \dots, P_{J-1}]^T$  中加扰相位序列  $P_j$  一一映射. 同样, 利用加扰相位序列图样矩阵  $\mathbf{P}$  中  $J$  组不同的加扰图样分别对需要传输的数据序列及导频序列进行加扰, 并计算其对应的时域信号的峰均比, 选择峰均比最小的序列作为传输序列.

假设系统接收端接收到的频域响应  $Y_{P_0}$  满足:

$$Y_{P_0} = X_{P_0} H_{P_0} + Z_{P_0}. \quad (17)$$

定义第  $n_t$  个发射换能器与第  $n_r$  个接收水听器间的频域信道导频位置响应  $H_{P_0}^{n_t, n_r}$ ,  $\hat{H}_{P_0}^{n_t, n_r, j}$  为信道  $H_{P_0}^{n_t, n_r}$  的对应导频位置向量  $\boldsymbol{\gamma}_j$  时的信道估计值, 有:

$$\hat{H}_{P_0}^{n_t, n_r, j} = f_{\text{STBC}}^j \left( H_{P_0}, P_j, \boldsymbol{\gamma}_j \right), \quad (18)$$

其中  $f_{\text{STBC}}(\bullet)$  表示空时分组解码. 由于浅海水声信道是稀疏的, 因此本文中采用了匹配追踪 [15-17] (matching pursuit, MP) 的信号恢复方法来实现对水声信道  $\hat{H}_{P_0}^{n_t, n_r, j}$  的重建. 假设  $\Psi$  是过完备字典, 由原子  $\phi$  构成. 字典  $\Psi^j = \Psi(\boldsymbol{\gamma}^j)$ , 即由第  $j$  组导频位置对过完备字典  $\Psi$  筛选所构成,  $\phi_l^j$  为通过第  $l$  次匹配从字典  $\Psi^j$  中选择出的原子向量,  $\omega_l^{n_t, n_r, j}$  为其加权因子. 此时通过如下算法流程对信道  $\hat{H}_{P_0}^{n_t, n_r, j}$  进行匹配:

- 1) 初始化: 令残差信号  $R^{n_t, n_r, j} = \hat{H}_{P_0}^{n_t, n_r, j}$ ;
- 2) 在字典  $\Psi$  中寻找与残差信号  $R^{n_t, n_r, j}$  内积最大的原子  $\phi_l^j$ , 并计算其加权因子  $\omega_l^{n_t, n_r, j}$ :

$$s_l^{n_t, n_r, j} = \arg \max_{l=1,2,\dots,L, s_l^{n_t, n_r, j} \notin S_l} \frac{\langle \phi_l^j, R_{l-1}^{n_t, n_r, j} \rangle}{\|\phi_l^j\|^2} \omega_l^{n_t, n_r, j}, \quad (19)$$

$$\omega_l^{n_t, n_r, j} = \frac{\langle s_l^{n_t, n_r, j}, R_{l-1}^{n_t, n_r, j} \rangle}{\|s_l^{n_t, n_r, j}\|^2}; \quad (20)$$

- 3) 更新加权因子存储向量  $\mathbf{W}_l^{n_t, n_r, j} = [W_{l-1}^{n_t, n_r, j}, \omega_l^{n_t, n_r, j}]$  以及原子  $\phi_l$  在字典中的位置向量  $S_l^{n_t, n_r, j} = [S_{l-1}^{n_t, n_r, j}, S_l^{n_t, n_r, j}]$ ;

4) 更新残差  $R_l^{n_t, n_r, j}$ ,

$$R_l^{n_t, n_r, j} = R_l^{n_t, n_r, j} - \left( \omega_l^{n_t, n_r, j} \right)^H R_{l-1}^{n_t, n_r, j} \omega_l^{n_t, n_r, j}; \quad (21)$$

重复步骤 2)—4) 直到  $\hat{H}_{Po}^{n_t, n_r, j}$  被充分分解。

对于本文中的 MIMO-OFDM 系统,  $\hat{H}_{Po}^{n_t, n_r, j}$  经过匹配后的信道频域响应向量  $\hat{H}_{MP}^{n_t, n_r, j}$  可以表示为

$$\hat{H}_{MP}^{n_t, n_r, j} = \sum_{l=1}^L \omega_l^{n_t, n_r, j} \phi_l = W^{n_t, n_r, j} \Psi, \quad (22)$$

(22) 式  $W^{n_t, n_r, j}$  包含了字典  $\Psi$  内所有原子的加权系数, 当且仅当  $l \in S$  的情况下  $\omega_l^{n_t, n_r, j}$  取值非 0 或远大于 0。

根据 2.3 节中的图样自主识别原理, 当且仅当  $j = \tilde{j}$  时,  $\hat{H}_{MP}^{n_t, n_r, j}$  才具有稀疏性质, 假设匹配算法的迭代终止上限为  $L''$  ( $L'' \leq L$ ), 信道  $\hat{H}^{n_t, n_r}$  的稀疏度为  $L'$  ( $L' \ll L$ ), 那么此时其对应的加权因子存储向量  $W_{j=\tilde{j}}^{n_t, n_r, j}$  中仅有  $L'$  个加权因子  $\omega_l^{n_t, n_r, j}$  取值非 0 或远大于 0, 也就是说字典  $\Psi$  中的  $L'$  个分量包含了信道  $\hat{H}^{n_t, n_r}$  中的全部能量 (OFDM 循环前缀长度大于信道最大多径时延); 而当  $j \neq \tilde{j}$  时,  $\hat{H}_{MP}^{n_t, n_r, j}$  不具有稀疏性质, 因此获得的  $W_{j \neq \tilde{j}}^{n_t, n_r, j}$  仅包含了匹配出的信道  $\hat{H}_{MP}^{n_t, n_r, j}$  在字典  $\Psi$  中  $L''$  个最大的加权量, 即仅有  $L''$  个加权因子  $\omega_l^{n_t, n_r, j}$  取值非 0 或远大于 0。那么在字典  $\Psi^j$  各个原子相互正交的前提下满足:

$$W_{j \neq \tilde{j}}^{n_t, n_r, j} \left( W_{j \neq \tilde{j}}^{n_t, n_r, j} \right)^H < W_{j \neq \tilde{j}}^{n_t, n_r, j} \left( W_{j \neq \tilde{j}}^{n_t, n_r, j} \right)^H. \quad (23)$$

因此通过寻找  $W^{n_t, n_r, j} \left( W^{n_t, n_r, j} \right)^H$  的极大值就可以估计出加扰相位序列选择信息  $\hat{j}$ :

$$\hat{j} = \arg \max_{j=1, 2, \dots, J} \left( \sum_{n_r=1}^{N_R} W^{n_t, n_r, j} \left( W^{n_t, n_r, j} \right)^H \right). \quad (24)$$

为了避免对字典  $\Psi^j$  正交化的计算, 同时准确找到加扰相位序列选择信息  $\hat{j}$ , 可以通过适当放宽迭代终止上限为  $L''$  来实现。

考虑对字典  $\Psi^j$  中所有原子都进行匹配得到加权因子矩阵  $W_L^{n_t, n_r, j}$ 。  $W_{j=\tilde{j}, L}^{n_t, n_r, j}$  中至少有  $L'$  个加权因子值非 0 或远大于 0, 且有限的  $L'$  个抽头值分布于信道衰落模型一致。由于  $W_{j=\tilde{j}, L}^{n_t, n_r, j}$  受信道稀疏性质的影响, 峰均比至少为  $L/L'$ , 而  $W_{j \neq \tilde{j}, L}^{n_t, n_r, j}$  的 PAPR 出现可与  $W_{j=\tilde{j}, L}^{n_t, n_r, j}$  的 PAPR 相比拟的概率非常低。此时对  $W_L^{n_t, n_r, j}$  按能量最大的加权因子进行归一化有:

$$W_L^{m_t, n_r, j} = f_{\text{Norm}} \left( W_L^{n_t, n_r, j} \right). \quad (25)$$

在峰值统一的前提下, 通过寻找  $W_L^{n_t, n_r, j} \left( W_L^{n_t, n_r, j} \right)^H$  中最小值, 就可以估计出加扰相位序列选择信息  $\hat{j}$ 。此外, 合理选择利用迭代终止上限  $L''$ , 即在  $W_L^{m_t, n_r, j}$  中抽取能量最高的  $L''$  个加权因子, 可以大幅降低改进算法的计算量, 此时估计出的加扰相位序列选择信息  $\hat{j}$  可表示为

$$\hat{j} = \arg \max_{j=1, 2, \dots, J} \left( \sum_{n_r=1}^{N_R} W_L^{m_t, n_r, j} \left( W_L^{m_t, n_r, j} \right)^H \right). \quad (26)$$

不同的序列对应不同的导频位置, 这样即可在接收端检测导频的位置来确定所选择的加扰相位序列, 避免了边带信息解读错误导致误码灾难, 同时也提高了系统的通信效率, 保证了通信的实时性。

### 3.3 算法性能分析

改进的图样选择峰均比抑制算法本质上是利用伪随机序列带来的扩频增益代替传统算法的编码增益。对于有  $J$  组跳频图样的  $K_p - 1$  长度的加扰相位序列  $P_j$ , 此时对于未编码的 BPSK 序列, 其系统处理增益为 [18]

$$G_p = 10 \log_{10} \frac{K_p - 1}{J} - G'_p, \quad (27)$$

其中  $G'_p$  为  $J$  元伪随机序列码元间互相关性带来的信噪比损失和非最优的解扩算法本身带来的信噪比损失。水声通信系统信道频域响应相干带宽相对较小, 通常需要插入导频的数量  $K_p - 1$  占整个系统子载波总数  $K$  的比例很高, 因此其获得的扩频增益明显, 足以满足图样自主识别算法的需要。

虽然改进的算法用不需要占用额外带宽的扩频增益替代需要占用额外带宽的编码增益, 取得了较好的图样译码结果, 但是改进的算法的缺点也很突出, 计算量偏高, 至少为同等性能下传统算法的  $J$  倍。

一言概之, 采用不同的序列对应不同的导频位置, 这样即可在接收端检测导频的位置来确定所选择的图样序列, 避免了边带信息的传输, 提高了通信速率; 利用扩频增益替代编码增益, 降低了由于边带信息解读错误而导致整个符号全部错误的风险, 保证了通信的实时可靠性。

## 4 仿真及水池实验

### 4.1 仿真结果与分析

图 2 给出了利用信道仿真软件生成的远程浅

海信道冲激响应. 发射换能器 I, II 分别位于水下 20 m 和 17 m 处, 水听器 I, II 位于水下 6 m 和 9 m 处. 发射端与接收端水平相距 3150 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. 通信系统按单个 OFDM 符号长度编码并进行加扰, 作为性能对比的传统图样选择峰均比抑制算法的边带信息利用最后几个 OFDM 符号卷积编码后单独传输, 采用的卷积码生成多项式 [171, 133].

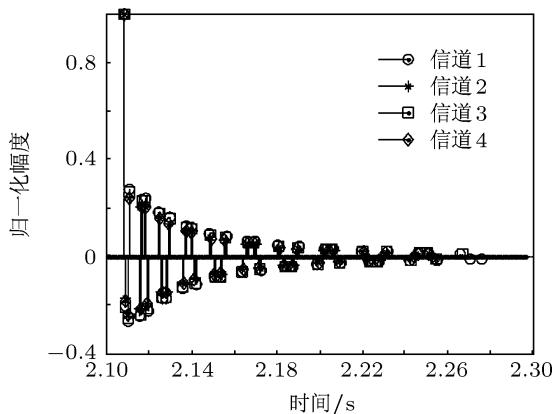


图2 信道冲击响应

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      |
| 通信频带/kHz       | 6—12 | 符号时长/ms          | 171          |
| 子载波数目          | 1025 | $N_T \times N_R$ | $2 \times 2$ |
| 采样率/kHz        | 48   | 编码效率             | 0.5          |
| $\Delta f$ /Hz | 5.86 | 循环前缀/ms          | 43           |

在 OFDM 系统中, 一般采用互补累积分布函

数 (complementary cumulative distribution function, CCDF) 来衡量系统的 PAPR 分布. 为了更好地反映连续信号 PAPR 的变化情况, 避免峰值回升现象, 本文对信号进行 4 倍过采样处理. 文中采用图样序号正确率来衡量接收端加扰相位序列序号解算的准确程度. 图样选择算法对传输的边带信息解读错误会造成一帧符号解扰的整体错误, 造成对通信系统可靠性的严重破坏.

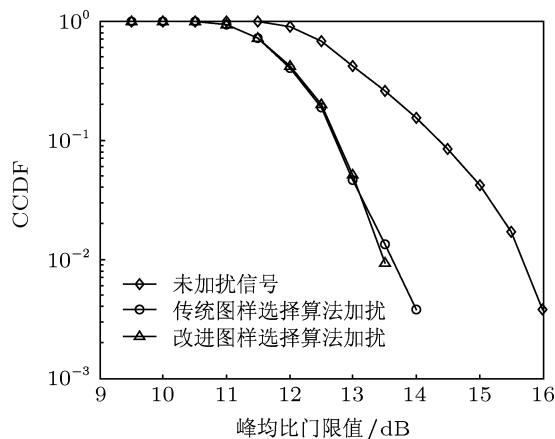


图3 不同峰均比抑制算法效果对比

图 3 给出了传统图样选择算法峰均比抑制算法和改进算法对峰均比抑制效果的对比. 可以看到图样选择算法可以显著降低 OFDM 信号的峰均比, 大大减少了峰值出现的概率. 在互补累积函数  $10^{-2}$  量级上, 两种图样选择算法与未进行加扰处理的原始信号相比, PAPR 门限值下降了约 1.5 dB. 由于改进图样选择算法只是在边带信息的传输和检测上做了改进, 因此峰均比抑制能力与传统图样选择算法一致.

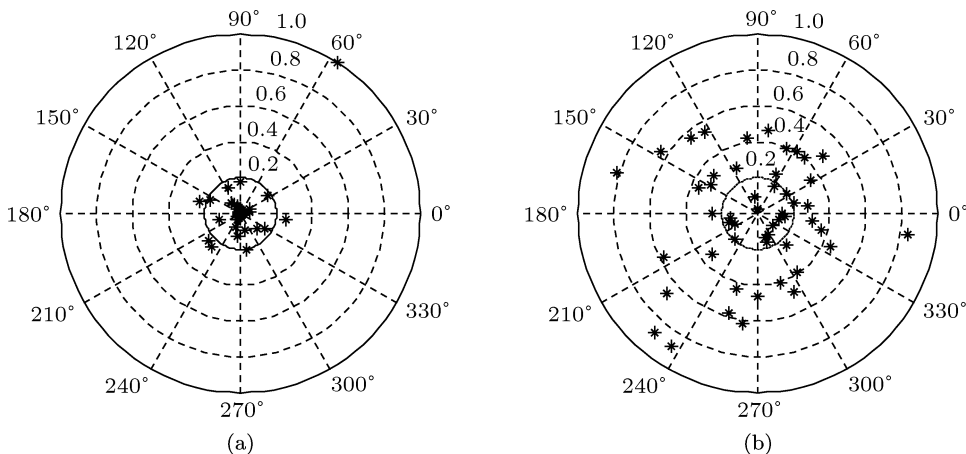


图 4 归一化的加权因子分布 (a)  $W_{j=L', L''=50}^{n_t=1, n_r=1, j}$ ; (b)  $W_{j \neq j', L''=50}^{n_t=1, n_r=1, j}$

图 4 给出了归一化的加权因子分布. 可以看到当  $j \neq \tilde{j}$  时, 加权因子分布的离散程度明显大于  $j = \tilde{j}$ , 因此通过计算  $\mathbf{W}_{L''=50}^{n_t=1, n_r=1, j} (\mathbf{W}_{L''=50}^{n_t=1, n_r=1, j})^H$ , 从  $J = 4$  个方差结果中找到最小的值, 就可以得到加扰相位序列选择信息  $\tilde{j}$  的估计值  $\hat{\tilde{j}}$ .

图 5 给出了传统图样选择峰均比抑制算法和其改进算法在图 2 的信道条件下的性能仿真比较. 图中作为对比的未加扰信号的横坐标信噪比 (SNR') 为等效信噪比:

$$\text{SNR}' = \text{SNR} + 10 \log_{10}(\lambda), \quad (28)$$

其中 SNR 为未加扰信号仿真时采用的实际信噪比,  $\lambda$  为信号加扰后与其加扰前的方差比值. 在噪声性质为高斯加性噪声条件下, 两种峰均比抑制算法都能够有效提升通信系统的误码性能, 与图 3 的仿真结论一致.

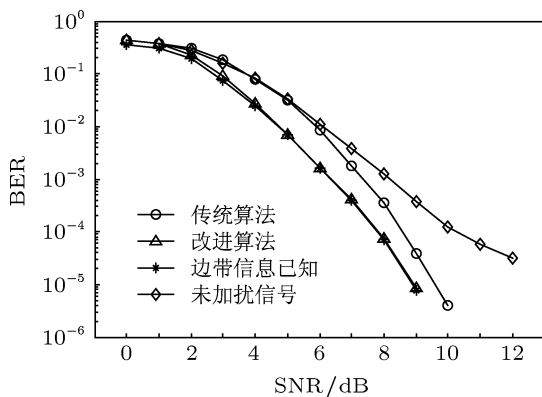


图 5 高斯白噪声下两种图样选择峰均比抑制算法 BER 性能对比

根据图 3 的仿真结果, 改进的峰均比抑制算法与传统算法在相同条件下对信号的峰均比抑制效果一致, 但其系统误码性能明显好于传统算法. 改进的峰均比抑制算法性能与边带信息已知条件下 (假设接收端边带信息完全解读正确) 的系统误码性能一致, 这说明在此次仿真实验条件下, 加扰相位序列选择信息完全不存在误读的情况. 传统算法需要传输携带加扰相位序列选择信息的边带信息, 当边带信息解读错误时会造成整个加扰时段的解码错误, 因此造成了严重的性能损失.

水声环境下, 受行船、海洋生物等影响, 时会出现突发噪声, 严重降低了水声通信的质量. 本文采用具有明显脉冲特性、服从  $\alpha$  稳定分布的噪声来进行水下突发噪声环境的仿真 [19], 突发噪声

产生表达式为

$$N = A_{\alpha, \beta} \frac{\sin(\alpha(V^* - B_{\alpha, \beta}))}{(\cos(V^*))^{1/\alpha}} \times \left( \frac{\cos(V^* - \alpha(V^* - B_{\alpha, \beta}))}{W^*} \right)^{(1-\alpha)/\alpha}, \quad (29)$$

其中:

$$B_{\alpha, \beta} = -\frac{\arctan\left(\beta \tan \frac{\pi\alpha}{2}\right)}{\alpha}, \quad (30)$$

$$A_{\alpha, \beta} = \left[ 1 + \left(\beta \tan \frac{\pi\alpha}{2}\right)^2 \right]^{1/2\alpha}, \quad (31)$$

$V^*$  是均匀分布在区间  $\left(-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}\right)$  的随机变量,  $W^*$  是均值为 1 的指数分布随机变量, 且  $V^*$  与  $W^*$  相互独立.

由于  $\alpha$  稳定分布具有低阶矩的特征, 因此传统的信噪比的定义并不适用于描述服从  $\alpha$  稳定分布的噪声. 由于仿真时噪声采样值已知, 因此本文采用伪信噪比 [20] (pseudo signal noise ratio, PSNR) 来描述  $\alpha$  稳定分布噪声信号. PSNR 的定义如下:

$$\text{PSNR} = 10 \log \left( \frac{\sum_{t=1}^{T_{\text{total}} \times F_s} |y(t)|^2}{\sum_{t=1}^{T_{\text{total}} \times F_s} |z(t)|^2} \right), \quad (32)$$

其中  $z(t)$  为时域噪声样本,  $T_{\text{total}}$  为信号持续时间.

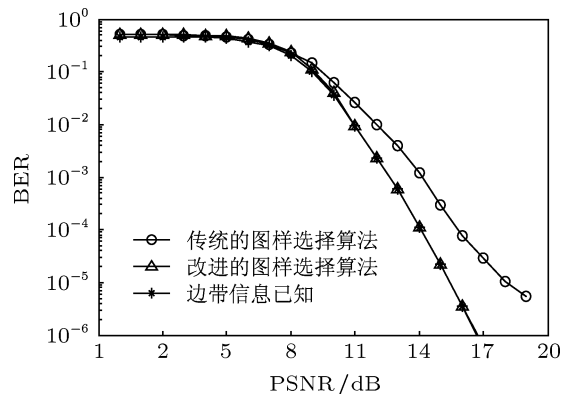


图 6 突发噪声下两种图样选择峰均比抑制算法 BER 性能对比

图 6 给出了在  $\alpha$  稳定分布的突发噪声环境下通信系统性能仿真. 对比图 5 可以发现, 在突发噪声环境下, 通信系统性能下降明显. 传统图样选择峰均比抑制算法性能下降幅度受信号解调误码率提升的影响, 明显高于改进算法的性能下降幅度. 在误比特率  $10^{-3}$  的量级上高斯噪声环境下, 改进

的算法相较传统算法约有不到 1 dB 的性能提升,而在突发噪声环境下性能提升了约 2 dB. 改进的峰均比抑制算法性能与边带信息已知条件下的系统误码性能依然保持一致,这表明在此次仿真实验条件下,作为改进算法的核心部分加扰相位序列检测算法依然保持了高度的可靠性,适用于经常工作在突发噪声环境的水声通信系统.

### 4.2 水池实验结果与分析

为验证改进的图样选择峰均比抑制算法的可靠性,2011 年 12 月于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 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距离为 7.8 m. 水池实验中采用的 MIMO-OFDM 系统通信带宽为 4—8 kHz,有效载波数为 681, QPSK 相位调制,未进行卷积编码. 系统其余主要参数与表 1 中所列一致.

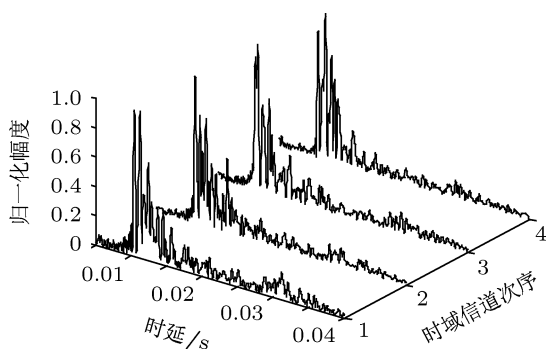


图 7 水池信道冲激响应

图 7 给出了利用匹配追踪信道估计算法测得的 4 条时域子信道冲激响应. 信道多径时延较短但分布密集且能量较强. 此时改进的图样选择峰均比抑制算法通信效率可按 (33) 式计算:

$$\begin{aligned} \eta &= \frac{T_{\text{OFDM}}}{T_{\text{OFDM}} + T_{\text{CP}}} (1 - \eta_{\text{Pilot}}) \times \eta_{\text{STBC}} \\ &\quad \times \log_2^{M_{\text{PSK}}} \times \eta_{\text{OFDM}} \\ &= \frac{171}{171 + 43} (1 - 0.25) \times 1 \times \log_2^4 \times 1 \\ &= 1.20, \end{aligned} \quad (33)$$

$T_{\text{CP}}$  为 OFDM 符号循环前缀时间长度,  $\eta_{\text{Pilot}}$  为信号频占用率,  $\eta_{\text{OFDM}}$  为 OFDM 调制方式在奈奎斯特采样定理下 1 Hz 带宽信息 (比特) 携带上限.

图 8(a) 和 (b) 分别给出了 MIMO-OFDM 水池通信实验前 53 个 OFDM 符号的发送端加扰相位序

列选择信息蓝本和接收端对加扰相位序列选择信息的译本, 图中灰度值与  $\sum_{n_r=1}^{N_R} W_{L''}^{m_t, n_r, j} (W_{L''}^{m_t, n_r, j})^H$  成反比. 通过对比蓝本和译本可以发现, 接收端在不知信道状态信息以及缺少携带加扰相位序列选择信息的边带信息条件下, 依然准确地译出了所有的图样标记序号, 因此系统不存在因为加扰相位序列解读错误而造成的整符号解码错误的情况, 这样通过结合一个高码率的编码就可以保证通信的质量.

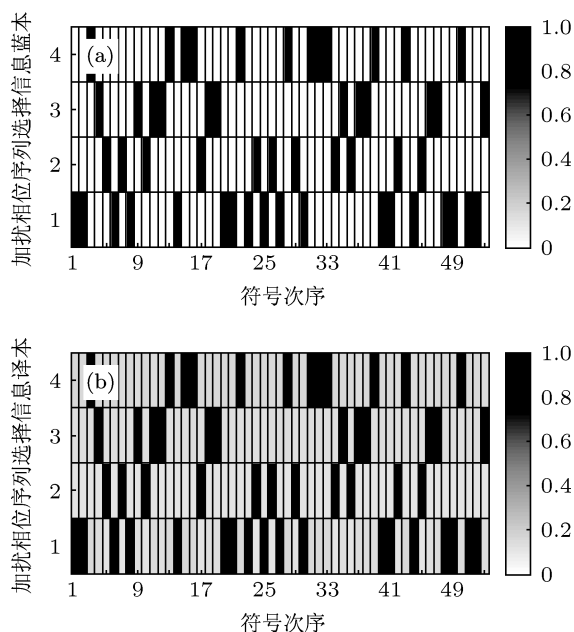


图 8 改进的图样选择峰均比抑制算法图样检测结果 (a) 蓝本; (b) 译本; 相位序列选择信息误译率 < 0.69%; 误比特率 0.44%

### 5 结论

本文深入研究了图样选择峰均比抑制算法, 提出了一种适合浅海水声通信的无边带信息图样选择峰均比抑制算法. 文中将改进的算法与传统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: 改进的图样选择峰均比抑制算法对信号峰均比抑制效果与传统算法性能一致, 且在 Gaussian 加性噪声环境以及存在突发噪声的环境下, 改进的图样选择峰均比抑制算法误码性能都要好于传统算法, 水池实验的结果支持了仿真结论. 改进的图样选择峰均比抑制算法充分利用浅海水声信道的稀疏特性, 有效地降低了传统算法中存在的边带信息解读风险, 同时提高了频带利用率, 适合通信带宽资源紧缺的水声通信. 在水池实验中, 利用改进的图样选择峰均比抑制算法实现了



1.20 bits·s<sup>-1</sup>·Hz<sup>-1</sup> 效率、相位序列选择信息误译率  
小于 0.69%, 误比特率 0.44% 的 MIMO-OFDM 水声  
通信.

- 
- [1] Li L S, Huang J, Zhou S L 2009 *IEEE J. Oceanic Engin.* **24** 634
- [2] Bauml R W, Fische R F H, Huber J B 1996 *Elect. Lett.* **32** 2056
- [3] Liu C, Huang L Y, Zhu W J 2010 *Micro Comput. Appl.* **29** 69 (in Chinese) [刘臣, 黄丽亚, 朱文俊 2010 微型机与应用 **29** 69]
- [4] Muller S H, Huber J B 1997 *Elect. Lett.* **33** 368
- [5] Joo H S, No J S, Shin D J 2010 *Conference on Information and Communication Technology Convergence* Jeju, Korea, November 17–19, 2010 p272
- [6] Du Z, Beaulieu C, Zhu J K 2009 *IEEE Trans. Vehicul. Technol.* **58** 1170
- [7] Guan L L, Jiang T, Qu D M, Zhou Y 2010 *IEEE Signal Process. Lett.* **17** 883
- [8] Eom S S, Nam H, Ko Y C 2012 *IEEE Trans. Signal Process.* **60** 3657
- [9] Song A J, Badiy M, McDonald V K 2008 *OCEANS 2008* Quebec City, Canada, September 15–18, 2008 p1
- [10] Subramaniam L V, Rajan B S, Bahl R 1998 *Proceedings of the 1998 Oceans Conference Part 1* Nice, September 28–October 1, 1998 p800
- [11] Feng B C, Fang S, Zhang L G, Li H, Tong J J, Li W Q 2013 *Acta Phys. Sin.* **62** 112901 [冯丙辰, 方晟, 张立国, 李红, 童节娟, 李文茜 2013 物理学报 **62** 112901]
- [12] Alamouti S M 1998 *IEEE J. Select. Areas Commun.* **16** 1451
- [13] Yin C C, Luo T, Le G X 2004 *Multi-carrier Broadband Wireless Communication Technology* (Beijing: Beijing University of Posts and Telecommunications Press) p99 (in Chinese) [尹长川, 罗涛, 乐光新 2004 多载波宽带无线通信技术 (北京: 北京邮电大学出版社) 第 99 页]
- [14] Gan J C, Xiao X X 2003 *Acta Phys. Sin.* **52** 1085 [甘建超, 肖先锡 2003 物理学报 **52** 1085]
- [15] Roy S, Duman T M, McDonald V, Proakis J G 2007 *IEEE J. Oceanic Engin.* **32** 663
- [16] Figueiredo M A T, Nowak R D, Wright S J 2008 *IEEE J. Select. Topics Signal Process.* **1** 586
- [17] Ran M H, Huang J G, Fu H J 2011 *Syst. Engin. Electron.* **33** 1157
- [18] He C B, Huang J G, Yan Z H, Su W 2007 *J. Northwestern Polytech. Univ.* **25** 396 (in Chinese) [何成兵, 黄建国, 阎振华, 苏蕊 2007 西北工业大学学报 **25** 396]
- [19] Han Y F 2011 *Ph. D. Dissertation* (Harbin: Harbin Engineering University) (in Chinese) [韩雅菲 2011 博士学位论文 (哈尔滨: 哈尔滨工程大学)]
- [20] Tsakalides P, Nikias C 1995 *IEEE Trans. Signal Process.* **43** 2700

# A selective mapping peak-to-average power ratio reduction algorithm without side information for underwater acoustic multiple-input multiple-output orthogonal frequency division multiplexing communication\*

Wang Wei Qiao Gang<sup>†</sup> Xing Si-Yu

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

(Received 18 April 2013; revised manuscript received 29 May 2013)

## Abstract

To overcome the disadvantage of side information transmission, an improved selective mapping algorithm is proposed for peak-to-average power ratio reduction of multiple-input multiple-output orthogonal frequency division multiplexing communication via underwater acoustic channels. The scrambling patterns are carried by comb pilot with different distributions. And taking advantage of neritic channel sparse characteristics, the scrambling patterns can be distinguished without side information. The results of experiment performed with numerical simulation and tank demonstrate that the proposed algorithm can distinguish between scrambling patterns without degrading the performance, abate the burst noise effect, and significantly enhance the quality of the system.

**Keywords:** underwater acoustic communication, orthogonal frequency division multiplexing, peak-to-average power ratio, side information

**PACS:** 43.30.+m

**DOI:** 10.7498/aps.62.184301

---

\* Project supported by the National High Technology Research and Development Program of China (Grant No. 2009AA093601-2), the National Defense Basic Research of China (Grant No. B2420110007), and the National Natural Science Foundation of China (Grant No. 11274079).

<sup>†</sup> Corresponding author. E-mail: eway20@163.com