

# 海豚 Whistles 为信息载体的正交频分复用循环 移位键控扩频伪装水声通信\*

杨少凡<sup>1,2</sup> 郭中源<sup>1†</sup> 贾 宁<sup>1</sup> 郭圣明<sup>1</sup>  
肖 东<sup>1</sup> 黄建纯<sup>1</sup> 陈 庚<sup>1</sup>

(1 中国科学院声学研究所水声环境特性重点实验室 北京 100190)

(2 中国科学院大学 北京 100049)

2017 年 8 月 3 日收到

2017 年 12 月 5 日定稿

**摘要** 提出一种伪装水声通信调制方法, 将原始海豚 whistles 信号表示为以自身 DFT 系数为数据符号的正交频分复用 (OFDM) 块, 采用  $m$  序列对 OFDM 块中的子载波幅度进行指数调制实现正交频分复用循环移位键控 (OFDM-CSK) 扩频调制, 分别采用 PEAQ 算法与相关系数计算听觉与波形相似度, 作为两个客观评价结果约束 OFDM 子载波幅度的修改程度, 保证伪装的效果。提出匹配滤波与正交匹配追踪结合的自同步算法, 使伪装通信信号帧结构的设计保持原始 whistles 叫声的模式, 提高了伪装的效果。通过 CSK 扩频技术很大程度地提高系统的频带利用率且通过垂直阵虚拟时间反转信道均衡技术提高了通信系统的稳健性。海上试验验证了伪装通信方法的可行性。

PACS 数: 43.30, 43.60

## Orthogonal frequency division multiplexing cyclic shift keying spread spectrum camouflaging underwater acoustic communication with dolphin whistles as information carrier

YANG Shaofan<sup>1,2</sup> GUO Zhongyuan<sup>1</sup> JIA Ning<sup>1</sup> GUO Shengming<sup>1</sup>  
XIAO Dong<sup>1</sup> HUANG Jianchun<sup>1</sup> CHEN Geng<sup>1</sup>

(1 *Key Laboratory of Underwater Acoustic Environment Institute of Acoustics,*

*Chinese Academy of Sciences Beijing 100190*)

(2 *University of Chinese Academy of Sciences Beijing 100049*)

Received Aug. 3, 2017

Revised Dec 5, 2017

**Abstract** A camouflaging modulation method is proposed. The original whistle is represented as orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) blocks by using DFT coefficients. The  $m$ -sequence is used to modulate the subcarriers of OFDM signal by using the orthogonal frequency division multiplexing cyclic shift keying (OFDM-CSK) spread spectrum technology. The PEAQ algorithm is used to compute the similarity in auditory aspects and the correlation coefficient is used to compute the similarity in waveform, which are as two metrics to evaluate the camouflaging effect. In addition, a self-synchronization method that combines the correlation and OMP algorithm is proposed and hence the frame structure of transmitted signal could be designed as same as the origin whistles, which would improve the camouflaging

\* 国家自然科学基金项目 (61302109, 61102152) 资助

† 通讯作者: 郭中源, tonyflair@163.com

performance. The bandwidth efficiency of the system is improved by using CSK spread spectrum technology and the robustness of the system is improved by using the vertical time reversal equalization technique. The experiment results verify the feasibility of the proposed camouflaging communication method.

## 引言

实现水下通信<sup>[1-3]</sup>且不被发现为目前水声通信领域中的一项重要的课题。传统隐蔽水声通信通常研究低信噪比条件下的隐蔽水声通信技术<sup>[4-8]</sup>，文献 9 和文献 10 表明，信号被检测的概率与接收信噪比有关，若信噪比低于 -8 dB，信号将很难被检测到。由于受水声信道的影响，接收信号必须满足一定的信噪比条件才能正确解调出发送信息，若截获设备恰好位于收发节点之间，特别是距离发射节点较近时，它将截获具有较大信噪比的信号，此时声源将暴露，无法实现隐蔽通信。

文献 11 提出了一种伪装通信方法，利用海豚叫声作为信息载体，依据时延差编码原理对原始海豚 click 进行信息调制，仅对 click 信号之间的时延差进行编码，而不涉及信号本身特征的修改，调制后的信号与原始海豚 click 信号完全没有差别，该方法通过伪装的方式达到隐蔽通信的效果。然而，该方法中的通信信号采用固定的帧结构，若长时间观测，信号的帧规律容易被识别。

针对此问题，提出一种以海豚 whistles 为信息载体的正交频分复用循环移位键控 (OFDM-CSK) 扩频伪装水声通信方法。将原始 whistles 信号表示为以自身频谱系数为数据符号的正交频分复用 (OFDM) 符号序列，以  $m$  序列作为扩频码，采用 CSK 扩频技术对 OFDM 信号的子载波幅度进行指数调制实现 OFDM-CSK 扩频调制<sup>[12]</sup>，采用相关系数和 PEAQ 算法<sup>[13-14]</sup>来综合评价伪装通信的效果。接收端通过匹配相关与 OMP 算法结合的方式实现信号的自同步，使通信信号保持原始 whistles 叫声的模式，无固定的帧结构，从而增强伪装的效果。

## 1 系统模型

### 1.1 发射机结构

Au<sup>[15-16]</sup>等记录到齿鲸类 (海豚和齿科鲸) 可发出 1 ~ 25 kHz 的 whistles，部分种类的海豚也可发出 129 Hz ~ 30 kHz 的 whistles，并且声源级可达 180 dB。本文采用海豚 whistles 信号作为载体音频信号，将原始 whistles 信号表示为以自身频谱系数为数据符号的正交频分复用 (OFDM) 块，采用  $m$

序列作为扩频码，对 OFDM 信号的子载波幅度进行指数调制，利用 PEAQ 算法与相关系数约束调幅指数，并结合 CSK 扩频技术提高系统的频带利用率，实现 OFDM-CSK 伪装水声通信，发射机原理如图 1 所示。

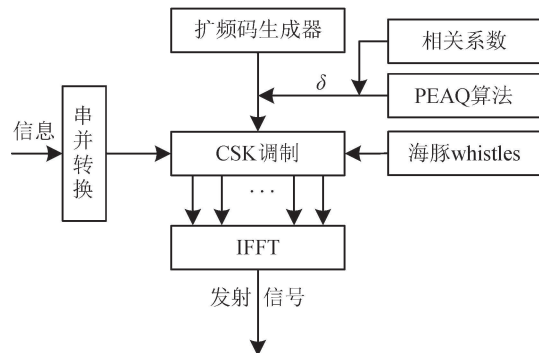


图 1 OFDM-CSK 伪装水声通信系统发射机原理框图

下面介绍伪装水声通信的调制方法。以海豚 whistles 信号作为载体，首先，将采样后的 whistles 信号片段  $s(n)$  作无重叠的分帧处理，设共分为  $D$  帧，如图 2 所示。设第  $d$  帧 whistles 信号的时域波形为  $x_d(n)$  ( $0 \leq n < N-1$ ，数据长度为  $N$ )，DFT 变换后的频谱系数为  $X_d(k)$  ( $0 \leq k < N-1$ )，则：

$$x_d(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_d(k) \exp\left(\frac{j2\pi kn}{N}\right), \quad (1)$$

$$n = 0, 1, 2, \dots, N-1$$

同理， $s(n)$  可以表示为：

$$s(n) = \sum_{d=0}^{D-1} x_d(n)g(n-d \cdot N) = \frac{1}{N} \sum_{d=0}^{D-1} \sum_{k=0}^{N-1} X_d(k) \exp\left(\frac{j2\pi kn}{N}\right) g(n-d \cdot N), \quad (2)$$

其中， $g(n)$  为矩形函数，

$$g(n) = \begin{cases} 1, & n = 0, 1, \dots, N-1, \\ 0, & \text{其它}. \end{cases}$$

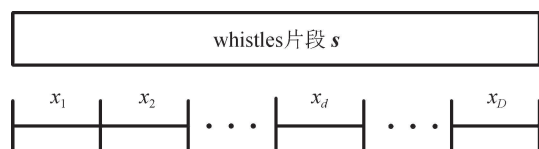


图 2 whistles 信号  $s(n)$  分帧示意图

如果令  $f_k = k/(N \cdot T_s)$ ,  $t_n = n \cdot T_s$ , 其中  $T_s$  为采样周期。将序列  $\{s(0), s(1), \dots\}$  以  $T_s$  的时间间隔通过 D/A 转换器并滤波输出得:

$$s(t) = \sum_{d=0}^{D-1} x_d(t)g(t-d \cdot T) = \frac{1}{N} \sum_{d=0}^{D-1} \sum_{k=0}^{N-1} X_d(k) \exp(j2\pi f_k t)g(t-d \cdot T), \quad (3)$$

其中:

$$g(t) = \begin{cases} 1, & \leq t \leq T, \\ 0, & \text{其它.} \end{cases}$$

由式 (3) 可知, 原始海豚 whistles 信号可以表示为  $D$  个相邻符号间无保护间隔且符号周期为  $T$  的 OFDM 块, 其中各子载波间满足正交性, 频率差为  $\Delta f = f_k - f_{k-1} = 1/T$ , DFT 系数  $X_d(k)$  为第  $d$  个 OFDM 符号中第  $k$  个子载波上的数据符号。

以  $p$  阶  $m$  序列  $\omega(l) \in \{\pm 1\}$  ( $l=0, 1, \dots, L-1$  且  $L=2^p-1$ ) 作为扩频码, 扩频码长度为  $L$ , 携带的信息  $S \in \{\pm 1\}$  为 1 bit。采用  $m$  序列对式 (3) 所表示的 OFDM 符号直接序列扩频 (DSSS-OFDM) 调制, 即对频率为  $f_{N_0}, \dots, f_{N_0+L-1}$  的子载波上的原始数据符号  $X_d(k)$  进行双向 ( $S_d \in \{\pm 1\}$ ) 指数调制得到  $Y_d(k)$ , 而不改变相位, 同时其它频率子载波的数据符号不变, 仍为频谱系数  $X_d(k)$ 。调制后分配给每个子载波的数据符号表示为:

$$Y_d(k) = X_d(k) \cdot 10^{S_d \delta A(k)}, \quad (4)$$

式中  $S_d$  为  $m$  序列携带的信息;  $\delta$  为调幅指数, 用于限制调制幅度, 保证不可感知;  $A(k)$  为调幅系数, 由于仅调制频率为  $f_{N_0}, \dots, f_{N_0+L-1}$  的子载波, 为使调制后的 OFDM 信号为实数, 因此  $A(k)$  应满足共轭对称性, 表示为:

$$A(k) = \begin{cases} \omega(k - N_0), & N_0 \leq k \leq N_0 + L - 1, \\ \omega(N - k - 1), & N - N_0 - L + 1 \leq k \leq N - N_0, \\ 0, & \text{其它.} \end{cases} \quad (5)$$

为了提高系统的频带利用率, 采用 OFDM-CSK 扩频技术。CSK 扩频利用了扩频序列的循环自相关性, 如图 3 为 8 阶  $m$  序列的自相关曲线, 可见  $m$  序列具有良好的循环自相关特性。利用  $m$  序列不同的循环移位可以实现多元调制, 如  $p$  阶  $m$  序列为  $\omega(l) \in \{\pm 1\}$  ( $l=0, 1, \dots, L-1$ ), 则将其循环移位  $i$  步长后得到的序列为:

$$\omega^i(l) = \begin{cases} \omega(l+i), & 0 \leq l \leq L-1-i, \\ \omega(l-L+i), & L-i \leq l \leq L-1, \end{cases} \quad (6)$$

式中  $L=2^p-1$  为扩频码长度; 步长  $i$  由输入信息确定, 即代表要传输的信息。

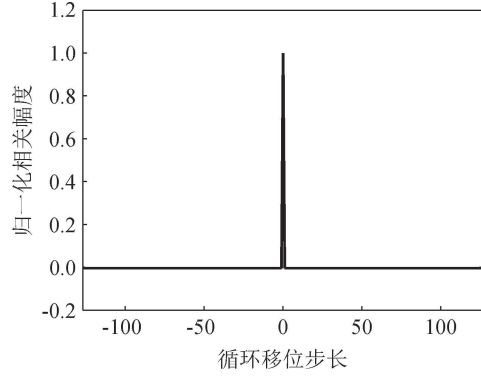


图 3  $m$  序列的循环自相关

结合式 (3) — 式 (6) 得到调制后的海豚 whistles 信号片段:

$$s'(t) = \sum_{d=0}^{D-1} y_d(t)g(t-d \cdot T) = \frac{1}{N} \sum_{d=0}^{D-1} \sum_{k=0}^{N-1} X_d(k) 10^{S_d \delta A^i(k)} \exp(j2\pi f_k t)g(t-d \cdot T), \quad (7)$$

其中,  $X_d$  表示第  $d$  个 OFDM-CSK 信号的原始频谱系数;  $S_d$  表示第  $d$  个 OFDM-CSK 符号中扩频码携带的信息;  $i_d$  为第  $d$  个 OFDM-CSK 符号中扩频码的循环移位步长。

OFDM-CSK 系统的频带利用率为:

$$\eta_b = \frac{\log_2 2 \cdot L}{N}. \quad (8)$$

相比常规的 DSSS-OFDM 系统的频带利用率  $\log_2 2/N$ , OFDM-CSK 系统的频带利用率提高了  $1 + \log_2 L$  倍。

## 1.2 伪装效果评价方法

文献 17 中采用相关系数, 从波形相似度的角度对伪装效果进行评价。归一化相关系数  $\rho$  表示为:

$$\rho = \frac{\sum_n s(n)s'(n)}{\sqrt{\sum_n s(n)^2 \cdot \sum_n s'(n)^2}}, \quad (9)$$

其中,  $s(n)$  表示原始海豚 whistles 信号片段,  $s'(n)$  表示调制后的海豚 whistles 信号片段;  $\rho$  值越接近于 1, 说明  $s'(n)$  与原始 whistles 信号  $s(n)$  越接近。

本文采用相关系数和 PEAQ 算法来综合评价伪装通信的效果, 增加了听觉评价方法。利用心理声学

模型中的掩蔽效应<sup>[18]</sup>,使得依据式(7)对原始 whistles 信号调制后,信号的差异性能够被原始 whistles 信号掩蔽,而不被人耳所察觉,达到伪装的效果。听觉评价结果采用 PEAQ 算法的打分结果进行量化,PEAQ 算法为国际电联的 ITU-RBS.1387-1 标准,用来评价音频的失真度,PEAQ 算法的输出结果为 ODG (Objective Difference Grade) 分数值,该分数值大于等于 -4,可以为小数。当 ODG 值大于等于 0 时,说明测试信号与参考信号不可区分,即可闻差异极小人耳无法分辨;当 ODG 为负且越接近 0,说明参考信号和测试信号的可闻差异越小。若调制前后信号具有良好的听觉相似性,其 ODG 值应该在 -1 以上<sup>[19]</sup>。

### 1.3 接收机结构

在接收端,首先对接收信号进行同步,然后利用原始海豚 whistles 信号片段构建训练矩阵,采用 OMP 算法估计出信道响应函数,最后采用虚拟时间反转镜 (VTRM) 信道均衡技术改善系统性能。对经过信道均衡后的接收信号分帧得到  $r_d(n)$  ( $0 \leq n < N-1$ , 数据长度为  $N, d=0, 1, \dots, D-1$ ), 然后,作 DFT 进行 OFDM 符号解调,得到 CSK 调制信号(设扩频调制携带信息为  $b_1$ , CSK 调制携带的信息为  $b_2$ ), 并将其与本地信息码  $S \in \{\pm 1\}$  与循环移位扩频码  $\omega^i(l)$  的组合进行相关处理,选择最大值进行判决,完成 CSK 解扩。接收机原理框图如图 4 所示。则判决结果为:

$$\left[ \hat{i}_d, \hat{S}_d \right] = \max_{i, S} \sum_{k=N_0}^{N_0+L-1} S \omega^i(k - N_0) \cdot \lg |\text{DFT}(r_d(k))|. \quad (10)$$

依据判决结果,由  $\hat{S}_d$  映射出扩频调制携带信息为  $b_1$ , 同时由  $\hat{i}_d$  映射出 CSK 调制携带的信息为  $b_2$ , 然后将多进制信息序列映射为二进制数据流,完成解调过程。

## 2 自同步及信道均衡

时变水声多径信道的冲激响应函数可以描述为:

$$h(\tau, t) = \sum_p A_p(t) \delta(\tau - \tau_p(t)), \quad (11)$$

其中,这里的  $\delta(\tau)$  是指单位冲激函数,  $A_p(t)$  与  $\tau_p(t)$  分别为第  $p$  条路径的幅度与时延,设  $A_p(t)$  最大的路径为主径。

文献 20 中的假设条件,本文作同样的假设:

(1) 所有路径近似含有相同的多普勒因子  $a$ , 即:

$$\tau_p(t) \approx \tau_p - at. \quad (12)$$

若不同路径的多普勒频移因子不同,可以将部分有用信号作为加性噪声处理。当发射与接收设备的相对运动速度小于 10 m/s 时,通常多普勒因子  $a$  的值小于 0.01<sup>[21]</sup>。

(2) 在一个 whistles 片段时间内(约 400 ms),多径时延  $\tau_p$ 、多径幅度  $A_p$  与多普勒因子  $a$  为常数。

下文的自同步、多普勒估计以及信道估计方法均基于上述假设。

### 2.1 主径信号同步与多普勒频移补偿方法

选择 8 阶  $m$  序列对 whistles 信号  $s(n)$  的复对数谱进行调制后得到  $s'(n)$ (调制幅度为  $\delta=0.2, N=4096$ ), 图 5 给出了  $s(n)$  的自相关结果及  $s(n)$  与  $s'(n)$  的互相关结果,表明两相关结果均存在明显的主峰且自相关与互相关的差异很小,即调制后 whistles 信号的波形改变很小,因此将调制后原始 whistles 信号波形的改变量看作幅度很小的加性噪声。图 6 给出 whistles 信号的模糊度图,可以看出在时延与多普勒因子二维坐标中具有较明显的主峰值,表明宽带 whistles 信号具有一定的时频分辨能力。接收端利用原始 whistles 信号  $s(n)$  在时延与多普勒因子两个维度中对接收信号进行匹配相关处理寻找最大峰值点。设幅度  $A_p$  最大的路径为主径,则最大峰值点对应的时延为主径信号相对接收信号起始时刻的延时估计值  $\tau'$ , 最大峰值点对应的多普勒因子  $a'$  为主径信号的扩展因子 ( $a' < 0$ , 若  $a' > 0$  则为压缩因子)。将估计的延时  $\tau'$  作为 whistles 信号的到达时刻,完成主径信号同步;利用估计的多普勒因子  $a'$  对接收信号进行重采样,消除多普勒频移对系统的影响。

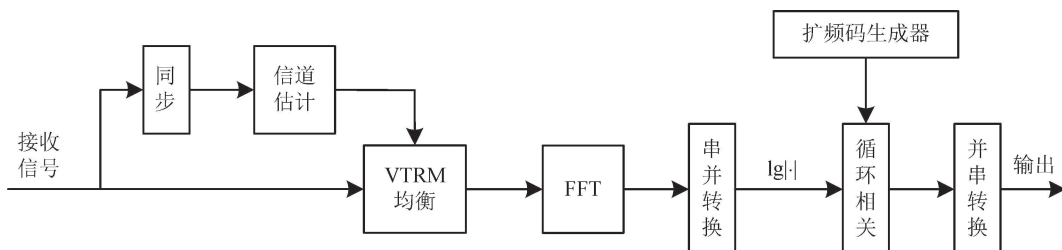


图 4 OFDM-CSK 伪装水声通信系统接收机原理框图

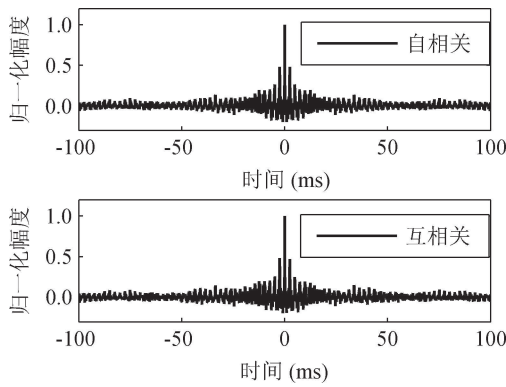


图5 原始 whistles 的自相关及调制后的互相关对比

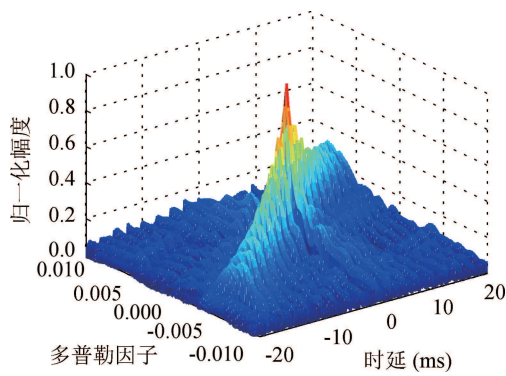


图6 whistles 信号的模糊度图

## 2.2 基于 OMP 的稀疏信道估计与群同步方法

接收系统采用  $J$  元垂直阵接收信号, 假设接收信号经过重采样后完全消除了多普勒频移的影响,  $j$  号阵元信道冲激响应为  $\mathbf{h}_j = [h_j(0), h_j(1), \dots, h_j(L-1)]$  ( $L$  为信道长度)。由于水声信道的稀疏特性<sup>[22]</sup>,  $\mathbf{h}_j$  的大部分值为 0 或者很小, 因此采用正交匹配追踪 (OMP) 算法<sup>[21-23]</sup> 重构信道冲激响应。

设发射信号为  $\mathbf{s}'$ , 长度为  $L_{s'} = D \cdot N$  ( $N$  为帧长, 一个 whistles 分为  $D$  帧) 且  $L_{s'} \geq L$ , 经冲激响应为  $\mathbf{h}_j$  的信道传输后,  $j$  号阵元接收信号可表示为:

$$\mathbf{r}_j = \mathbf{s}' * \mathbf{h}_j + \mathbf{z}_j, \quad (13)$$

其中,  $*$  表示线性卷积运算,  $\mathbf{z}_j$  为信道加性噪声。

由图 2 所示的分帧结构可知, 设一个 whistles 片段为一群, 一群包含连续的  $D$  个码元, 由于水声信道具有多径扩展效应, 信号被展宽, 若仅以主径信号到达时刻作为接收信号起始时刻会丢失有用的信息, 下面介绍实现包含所有有效多径信息的群同步方法。

由于不同路径的信号到达接收机的时刻不同, 且主径信号并不一定为最先到达的信号, 设第一条路径信号到达时刻与主径信号到达时刻的时延差最大为  $N_b$  个采样点; 另外, 采用匹配相关进行主径信

号同步时存在同步误差, 设同步误差最大为  $N_e$  个采样点。因此, 采用 OMP 算法进行信道估计时, 若将主径同步时刻至后续的  $L_{s'}+L-1$  个采样点构建为观测向量时可能会丢失有用信息。因此, 本文将主径信号同步时刻之前的  $N_b+N_e$  个采样点至同步时刻之后的  $L_{s'}+L-1+(N_b+N_e)$  个采样点构建为观测向量  $\mathbf{v}_j$ , 此时观测向量  $\mathbf{v}_j$  包含所有的有用信息, 将  $\mathbf{h}_j$  在末尾补零后, OMP 估计模型表示为:

$$\mathbf{v}_j = \Phi \mathbf{h}_j + \mathbf{n}_j, \quad (14)$$

其中,  $\mathbf{h}_j$ ,  $\mathbf{n}_j$ ,  $\mathbf{v}_j$  为  $(L_{s'}+L-1+2(N_b+N_e)) \times 1$  维列向量;  $\Phi$  为  $(L_{s'}+L-1+2(N_b+N_e)) \times (L_{s'}+L-1+2(N_b+N_e))$  维矩阵, 表示为:

$$\Phi = \begin{bmatrix} \mathbf{s}' & & & & \\ & \mathbf{s}' & & & \\ & & \ddots & & \\ & & & \mathbf{s}' & \\ & & & & \mathbf{0} \end{bmatrix}, \quad (15)$$

其中,  $\mathbf{0}$  表示  $2(N_b+N_e) \times 2(N_b+N_e)$  的全零矩阵。

$\mathbf{v}_j$  为观测向量,  $\Phi$  为测量矩阵, OMP 算法的基本思想是在每一次迭代的过程中, 从  $\Phi$  中选取最匹配的原子对  $\mathbf{h}_j$  进行近似。经过一定的迭代之后, 信号可由已选原子进行线性表示。OMP 算法进行信道估计的具体步骤如下:

(1) 初始化残差  $\mathbf{v}^0 = \mathbf{v}_j$ , 迭代次数  $i=1$ , 选中的索引集  $\Lambda^0$  为空, 选中的列集合  $\mathbf{B}^0$  为空。

(2) 寻找匹配向量  $\lambda^i = \arg \max_{\lambda=1,2,\dots} |\langle \mathbf{v}^{i-1}, \Phi_{\lambda} \rangle|$ , 其

中,  $\Phi_{\lambda}$  为是矩阵  $\Phi$  的第  $\lambda$  列。

(3) 扩展索引集  $\Lambda^i = \Lambda^{i-1} \cup \{\lambda^i\}$ , 扩展选中的集合  $\mathbf{B}^i = [\mathbf{B}^{i-1}, \Phi_{\Lambda^i}]$ ,  $\mathbf{B}^i$  中有  $i$  个列向量。

(4) 更新残差  $\mathbf{v}^i = \mathbf{v}^{i-1} - (\mathbf{B}^i \cdot (\mathbf{B}^i)^H) \mathbf{v}^{i-1}$ , 其中  $(\cdot)^H$  为共轭转置。

(5)  $i = i+1$ , 如果  $i < I$ , 返回 (2),  $I$  为  $\mathbf{h}_j$  的稀疏度。

(6) 利用  $\mathbf{B}$  中的向量求解:

$$\mathbf{h}'_j = \arg \max_{\mathbf{h}_j} |\mathbf{B} \mathbf{h}_j - \mathbf{v}_j|.$$

采用 OMP 算法估计出信道的冲激响应  $\mathbf{h}'_j$  后,  $\mathbf{h}'_j$  向量中的最大元素为主径信号的幅度, 将  $\mathbf{h}'_j$  中归一化幅度小于 0.1 的元素置零, 则第一个非零元素对应的时刻为  $\mathbf{v}_j$  中所包含的有用信号的起始时刻, 此时通过 OMP 算法完成对接收信号的群同步。因此, 通过 OMP 算法可以同时完成对信道的估计与对接

收信号的精确同步。在文章的后续部分,均假设同步已经完成,信号的开始时刻为  $n=0$ 。

### 2.3 VTRM 信道均衡

信号自同步与信道估计完成后,将  $j$  号阵元的接收信号  $r_j(n)$  与 OMP 算法估计的信道冲激响应  $h'_j(n)$  的时间反转<sup>[24-28]</sup>作卷积:

$$r_j^V(n) = r_j(n) * h'_j(-n) =$$

$$y(n) * \{h_j(n) * h'_j(-n)\} + z_j(n) * h'_j(-n) = \quad (16)$$

$$y(n) * h_j^V(n) + z'_j(n),$$

其中,  $*$  表示线性卷积,  $h_j^V(n) = h_j(n) * h'_j(-n)$  为单阵元虚拟时反信道。

叠加各阵元信号获得空间增益:

$$r^V(n) = \sum_{j=1}^J r_j^V(n) =$$

$$y(n) * \sum_{j=1}^J h_j^V(n) + \sum_{j=1}^J z'_j(n) = \quad (17)$$

$$y(n) * h^V(n) + z'(n),$$

其中  $h^V(n) = \sum_{j=1}^J h_j(n) * h'_j(-n)$  称为多阵元虚拟时间反转信道,当大量增加阵元数目时,不同阵元信道响应函数的旁瓣非相干叠加,而所有阵元的最大值在同一时刻到达并相干叠加被增强,此时  $h^V(n)$  可近似为狄拉克函数,具有较高的相关峰和较低的旁瓣,发射信号通过的最终信道近似为单途径的,消除了信道多径干扰。

通过 VTRM 信道均衡消除多径干扰后,对  $r^V(n)$  进行分帧,并依据式 (10) 计算得到相关解码结果。

## 3 海上试验

### 3.1 试验参数设置

为了验证本文提出的伪装水声通信方法的可行性,于 2015 年 11 月在东海某海域进行了海上试验。单个发射换能器发射,采用 32 元垂直阵接收信号,表 1 为试验具体参数设置。

### 3.2 伪装效果评价

表 2 给出了不同调幅指数条件下,调制后的 whistles 信号的伪装性评价结果,由于采用了 CSK 扩频调制,这里的 ODG 与  $\rho$  均为不同循环移位步长条件下统计的均值,表明随着调幅指数的逐渐增大,ODG 值与相关系数值均逐渐下降,意味着对原始 DFT 系数的修改程度越来越大,调制前后的信号在听觉与波形上的伪装效果越来越差。

图 7 给出了  $\delta=0.2$  时原始 whistles 信号与调制后的 whistles 信号的波形对比;图 8 为  $\delta=0.2$  时原始 whistles 信号与调制后的 whistles 信号的短时功率谱对比。可知当  $\delta \leq 0.2$  时调制前后波形与短时功率谱的差异性较小,无对比时难以分辨。另外,当  $\delta \leq 0.2$  时调制前后信号满足  $ODG \geq -0.5$ ,此时听觉差异性也难以分辨。

表 1 试验参数设置

试验参数	数值
试验海区水深	60 ~ 80 m
发射换能器深度	15 m
发射声源级	180 dB
采样率	48 kHz
whistles 信号时长	400 ms
whistles 分帧个数 / 每帧点数	4 / 4096
$m$ 序列长度	255
调幅指数	0.1, 0.2
接收阵深度	12 ~ 58.5 m
接收阵阵间距	1.5 m
通信距离	5 km

表 2 不同调幅指数条件下波形与听觉相似度评价结果

载体信号	调幅指数 $\delta$	$E$ (ODG)	$E(\rho)$
海豚 whistles	0.05	0.1227	0.9992
海豚 whistles	0.10	-0.0237	0.9966
海豚 whistles	0.15	-0.3433	0.9923
海豚 whistles	0.20	-0.4594	0.9859
海豚 whistles	0.25	-0.5087	0.9773
海豚 whistles	0.30	-0.5611	0.9660
海豚 whistles	0.35	-0.5166	0.9520
海豚 whistles	0.40	-0.6286	0.9348

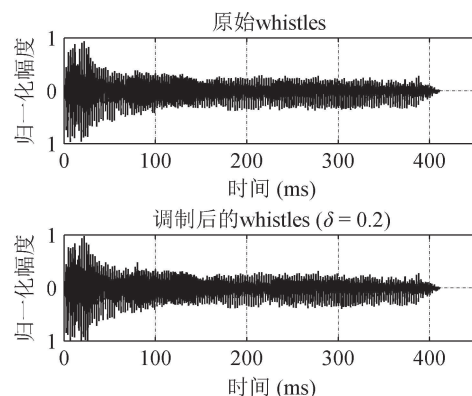


图 7 调制前后的 whistles 信号波形对比

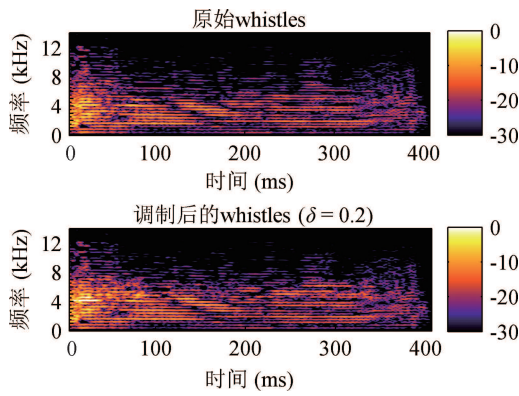


图 8 调制前后的 whistles 信号短时功率谱对比

### 3.3 试验结果分析

#### 3.3.1 信道特征

试验中实测的声速剖面如图 9 所示，接近等声速。试验中采用 OMP 进行信道估计时，设置信道稀疏度  $I=15$ ，如图 10 给出采用 OMP 算法对 32 个阵元信道冲激响应的估计结果。对比各阵元信道脉冲响应可知，信道响应既存在较大的空间变化也存在较强的多径扩展现象。将脉冲响应幅度最强的主径视为直达路径，其它路径视为海底、海面等反射路径，对比各信道的脉冲响应幅度可知不同深度的接收信号能量存在较大起伏，且最大的多径时延可达 20 ms。

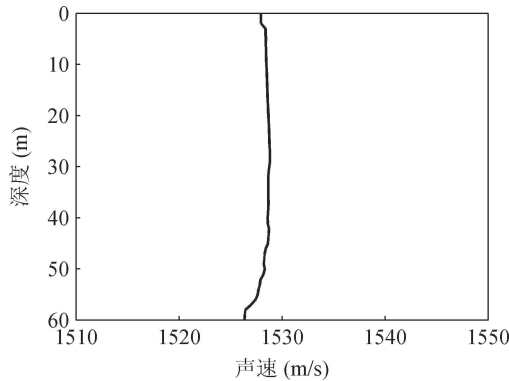


图 9 实测声速剖面

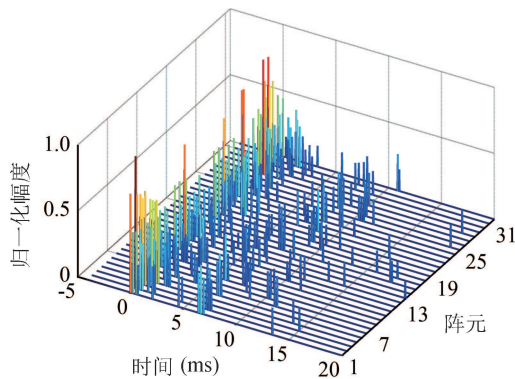
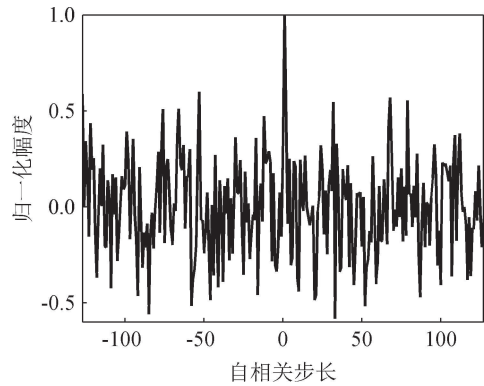


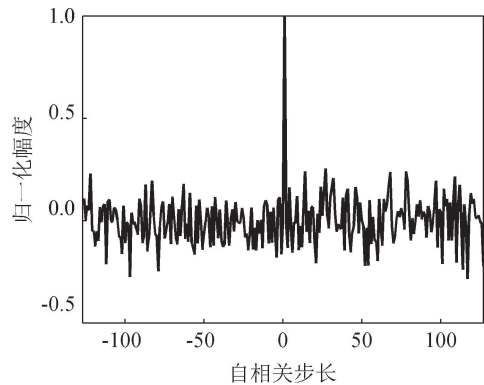
图 10 OMP 算法估计的 32 阵元信道冲激响应

#### 3.3.2 调幅指数对通信性能的影响

为了比较调幅指数  $\delta$  对系统性能的影响，试验中对比了两种不同的调幅指数  $\delta=0.1$  与  $\delta=0.2$  情况下系统的性能。图 11(a) 显示了 1 号阵元接收机在调幅指数  $\delta=0.1$ ，通信距离为 5 km 时，解调 OFDM-CSK 符号得到的归一化相关结果，可以看出存在相关峰值，但相关旁瓣值比较大，将对解调结果产生干扰。图 11(b) 显示了 1 号阵元接收机在调幅指数  $\delta=0.2$ ，通信距离为 5 km 时，解调 OFDM-CSK 符号得到的归一化相关结果，可以看出相关结果存在明显的主峰，相关旁瓣值很小。对比图 11(a) 和图 11(b) 可知接收信噪比与信道响应近似相同时，调幅指数  $\delta$  越大，系统解码性能越好。因此，在满足伪装性的前提下，应增加  $\delta$  来提高通信性能。



(a)  $\delta=0.1$  时的相关结果



(b)  $\delta=0.2$  时的相关结果

图 11 1 号阵元在调幅指数不同时 OFDM-CSK 解调结果对比

#### 3.3.3 VTRM 信道均衡对通信性能的影响

由图 10 中估计的 32 个阵元信道冲激响应可知，信道存在较强的多径扩展，试验中采用 VTRM 信道均衡来消除多径干扰。为验证 VTRM 信道均衡对通信性能的影响，图 12 分别比较了不同阵元个数与不同接收信噪比条件下，VTRM 均衡前后的误比

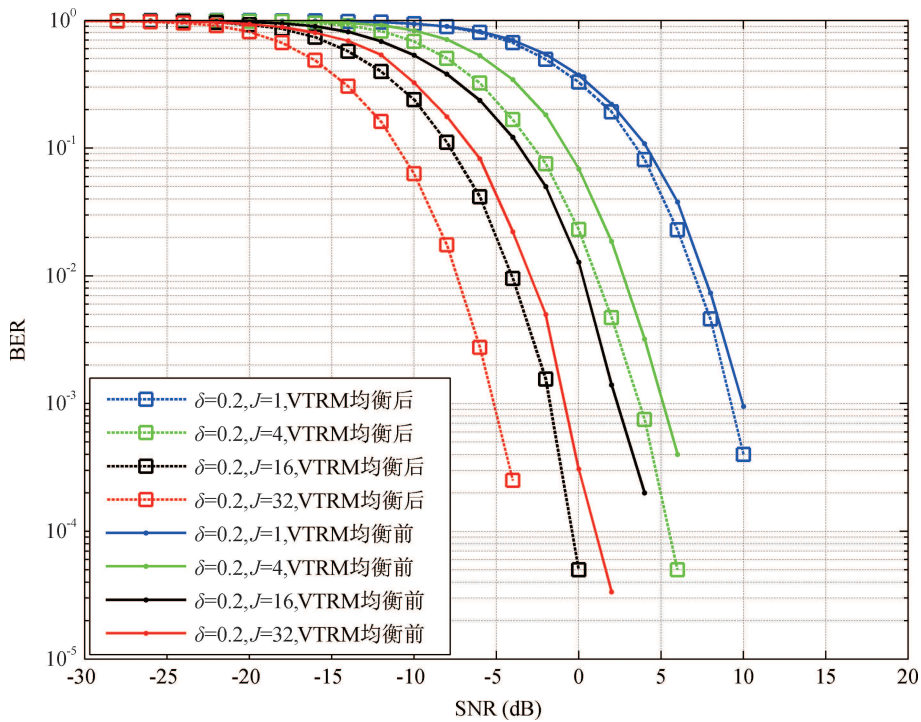


图 12 VTRM 信道均衡对通信性能的影响

特率 (BER) 曲线, 可知: (1) 相同阵元个数与接收信噪比条件下, VTRM 信道均衡后的误比特率小于 VTRM 信道均衡前的误比特率, 表明 VTRM 信道均衡可以充分利用多径信息, 获得聚焦增益, 提高系统的通信性能; (2) 采用多阵元接收信号相比单阵元接收信号, 可以获得空间增益, 提高通信性能, 空间增益取决于阵元数目。另外, 阵元数目越多, VTRM 信道均衡的效果越显著, 聚焦效果越好。

### 3.3.4 试验总结

从上述试验结果可知, 通信速率与扩频因子一定时, 通信性能与伪装性能为一对矛盾, 即调幅指数越小则伪装性越好但误比特率越高, 调幅指数越大则伪装性越差但误比特率越低; 扩频因子越大, 系统性能越好, 但占用更大的带宽, 本次试验未分析扩频因子对系统性能的影响, 因为这是扩频通信中公认的结论; 采用多阵元接收信号相比单阵元接收信号, 可以获得空间增益, 提高通信性能, 空间增益取决于阵元数目; VTRM 信道均衡技术可以充分利用多途信息, 获得聚焦增益, 提高系统的通信性能, 且接收阵元数目越多, 均衡的效果越显著, 聚焦效果越好。因此, 尽管伪装性能与通信性能之间是相互制约的, 但是当伪装性能满足一定条件 (即调幅指数为某一固定值) 时可以通过适当增加接收阵元个数的方式来获得通信性能的提高, 消除这种制约关系, 而此时会增加系统的复杂度。

## 4 结论

以海豚 whistles 信号为信息载体的 OFDM-CSK 扩频伪装水声通信方法, 通过对海豚 whistles 信号进行 OFDM-CSK 扩频调制来携带信息, 同时, 通过相关系数与 PEAQ 算法约束调幅指数, 使得调制前后的信号无论在波形还是听觉上均具有很高的相似度, 通过伪装的方式达到隐蔽的目的。接收端通过匹配相关与 OMP 算法结合的方式实现信号的自同步, 可以使得通信信号保持原始 whistles 叫声的模式, 增强了伪装的效果。CSK 扩频技术很大程度地提高了系统的频带利用率且通过垂直阵虚拟时间反转信道均衡技术提高了通信系统的稳健性。

## 致谢

感谢中国科学院水声环境特性重点实验室的出海人员, 以及“实验 1”调查船的全体工作人员。

## 参 考 文 献

- 1 GUO Zheng, YAN Shefeng, XU Lijun, QIN Ye. Frame synchronization for underwater acoustic communication based on maximum likelihood estimation. *Chinese Journal of Acoustics*, 2016; **35**(4): 452—463
- 2 XI Junyi, YAN Shefeng, XU Lijun, TIAN Jing. Bidirectional turbo equalization for underwater acoustic communications. *Chinese Journal of Acoustics*, 2016; **35**(4): 440—



- 451
- 3 SHU Xiujun, WANG Haibin, WANG Jun, YANG Xiaoxia. A method of multichannel chaotic phase modulation spread spectrum and its application in underwater acoustic communication. *Chinese Journal of Acoustics*, 2017; **36**(1): 130—144
  - 4 T C Yang, Wen-Bin Yang. Low probability of detection underwater acoustic communications using direct-sequence spread spectrum. *J. Acoust. Soc. Am.*, 2008; **124**(6): 3632—3647
  - 5 van Walree P A, Sangfelt E, Leus G. Multicarrier spread spectrum for covert acoustic communications. *Oceans*, 2008: 1—8
  - 6 Walree P V, Leus G. Robust underwater telemetry with adaptive turbo multiband equalization. *IEEE J. Ocean. Eng.*, 2008; **34**(4): 2898—2909
  - 7 Leus G, van Walree P A. Multiband OFDM for covert acoustic communications. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2008; **26**(9): 1662—1673
  - 8 Leus G, van Walree P A, Boschma J *et al.* Covert underwater communications with multiband OFDM. *Oceans*, 2008
  - 9 T C Yang, Wen-Bin Yang. Performance analysis of direct-sequence spread-spectrum underwater acoustic communications with low signal-to-ratio input signals. *J. Acoust. Soc. Am.*, 2008; **123**(2): 842—855
  - 10 Ling Jun, He Hao, Li Jian *et al.* Covert underwater acoustic communications. *J. Acoust. Soc. Am.*, 2008; **128**(5): 2898—2909
  - 11 Liu Songzuo, Qiao Gang, Ismail A. Covert underwater acoustic communication using dolphin sounds. *J. Acoust. Soc. Am.*, 2013; **133**(4): EL300—EL306
  - 12 景连友, 何成兵, 黄建国等. 正交频分复用循环移位扩频水声通信. *系统工程与电子技术*, 2015; **37**(1): 185—189
  - 13 Thiede T, Treurniet W C, Bitto R *et al.* PEAQ-the ITU standard for objective measurement of perceived audio quality. *J. Audio Eng. Soc.*, 2000; **48**(1): 2—29
  - 14 Xiong Weichu, Cai Chaoshi. Modeling and analysis of FM sound sync-broadcasting based on PEAQ algorithm. *CISP*, 2015
  - 15 Au W W L, Mobley J, Burgess W C *et al.* Seasonal and diurnal trends of chorusing humpback whales wintering in waters off western Maui. *Marine Mammal Science*, 2000; **16**(4): 530—544
  - 16 Au W W L, Green M. Acoustic interaction of humpback whales and whale-watching boats. *Marine Environmental Research*, 2000; **49**(2000): 469—481
  - 17 Liu Songzuo, Ma Tianlong, Qiao Gang *et al.* Biologically inspired covert underwater acoustic communication by mimicking dolphin whistles. *Applied Acoustics*, 2017: 120—128
  - 18 Moore B C J. Masking in the human auditory system. *Collected Papers on Digital Audio Bit-Rate Reduction*, 1996: 530—544
  - 19 ITU-R BS.1387-1. Method for objective measurements of perceived audio quality. International Telecommunication Union, Geneva, Switzerland, 1998
  - 20 LI B, Zhou S, Stojanovic M *et al.* Multicarrier communication over underwater acoustic channels with non-uniform Doppler shifts. *IEEE J. Ocean. Eng.*, 2008; **33**(2): 198—209
  - 21 Berger C R, Zhou S, Preisig J C *et al.* Sparse channel estimation for multicarrier underwater acoustic communication: From subspace methods to compressed sensing. *IEEE Trans. Ocean. Signal Process.*, 2010; **58**(3): 1708—1721
  - 22 Liu E, Temlyakov V N. The orthogonal super greedy algorithm and application in compressed sensing. *IEEE Trans. Inf. Theory*, 2012; **58**(4): 2040—2047
  - 23 Taubock G, Hlawatsch F, Eiuwen D *et al.* Compressive estimation of doubly selective channels in multicarrier systems: Leakage effects and sparsity-enhancing processing. *IEEE J. Sel. Topics Signal Process.*, 2010; **4**(2): 255—271
  - 24 殷敬伟, 慧娟, 惠俊英, 生雪莉, 姚直象. 无源时间反转镜在水声通信中的应用. *声学学报*, 2007; **32**(4): 362—368
  - 25 Dowling D R. Acoustic pulse compression using passive phase-conjugate processing. *J. Acoust. Soc. Am.*, 1994; **95**(3): 1450—1458
  - 26 Kim S, Kuperman W A, Hodgkiss W S. Robust time reversal focusing in the ocean. *J. Acoust. Soc. Am.*, 2003; **114**(1): 145—157
  - 27 Rouseff D, Jackson D R, Fox W L J. Underwater acoustic communication by passive-phase conjugation: Theory and experimental results. *IEEE J. Oceanic Eng.*, 2001; **26**(4): 824—831
  - 28 LI Jilong, HUANG Minyan, CHENG Shuping, TAN Qianlin, FENG Haihong. Spatial diversity and combination technology using amplitude and phase weighting method for phase-coherent underwater acoustic communications. *Chinese Journal of Acoustics*, 2018; **37**(1): 45—59