

低复杂度水声多输入多输出正交时频空调制通信方法研究

王彪 方梓德* 朱雨男 郭晓鹏 朱柏宇

(江苏科技大学海洋学院 镇江 212100)

摘要: 在多输入多输出正交时频空调制(MIMO-OTFS)水声通信系统中, 基于消息传递(MP)算法的MIMO-OTFS通信的计算复杂度较高, 在实际应用中会增加设备成本。针对上述问题, 该文提出一种基于2维虚拟时间反转镜(VTRM)的MIMO-OTFS均衡算法, 该算法利用VTRM的时频空聚焦特性, 有效提高了均衡性能, 并通过改进的2维比例归一化最小均方(IPNLMS)算法进行信道估计, 该算法利用时延-多普勒域信道的稀疏特性以较低的复杂度提高了收敛速度, 最后通过2维自适应判决反馈均衡算法消除残余的码间串扰, 进一步提高系统性能。仿真结果表明, 所提均衡算法具有可行性, 且在保证相同性能时, 复杂度低于MP算法。

关键词: 水声通信; 正交时频空调制; 虚拟时间反转镜; 多输入多输出

中图分类号: TN929.3

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2024)01-0083-09

DOI: 10.11999/JEIT230183

Research on Low Complexity Underwater Acoustic Multiple Input Multiple Output Orthogonal Time Frequency Space Modulation Communication Method

WANG Biao FANG Zide ZHU Yunan GUO Xiaopeng ZHU Boyu

(Ocean College, Jiangsu University of Science and Technology, Zhenjiang 212100, China)

Abstract: In the Multiple Input Multiple Output Orthogonal Time Frequency Space (MIMO-OTFS) underwater acoustic communication system, MIMO-OTFS communication based on the Message Passing (MP) algorithm have problems with high computational complexity, which may increase equipment costs in practical applications. To solve this problem, an MIMO-OTFS equalization algorithm based on two-dimensional Virtual Time Reversal Mirror (VTRM) is proposed, which uses the time-frequency-space focusing characteristics of VTRM to effectively improve the equalization performance. The channel estimation is performed using the Improved two-dimensional Proportional Normalized Least Mean Square (IPNLMS) algorithm, which utilizes the sparse characteristics of the time-delay Doppler domain channel to improve convergence speed at a lower computational complexity. Finally, residual inter-symbol interference is eliminated and system performance is further improved through the use of the two-dimensional adaptive decision feedback equalization algorithm. The simulation results demonstrate the feasibility of the proposed equalization algorithm, and show that it has lower complexity than the MP algorithm while ensuring the same performance.

Key words: Underwater acoustic communication; Orthogonal Time-Frequency-Space (OTFS) modulation; Virtual Time Reversal Mirror (VTRM); Multiple Input Multiple Output (MIMO)

1 引言

水声信道具有快时变性、时延扩展大、多普勒效应严重、可用带宽有限等特点, 是目前最具挑战

性的无线信道之一^[1]。正交频分复用(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)技术因其具有良好的抗多径性能, 而在水声通信中得到了广泛的应用^[2-6]。但在接收机和发射机出现相对运动的情况下, OFDM技术会受到载波间干扰(Inter Carrier Interference, ICI)而降低系统性能^[7]。

为了处理因多普勒偏移引起的ICI, 文献^[8]提出了一种新的2维调制技术, 即正交时频空调制(Orthogonal Time-Frequency-Space, OTFS), 技术的核心原理是将调制后的数据符号映射到一个

收稿日期: 2023-03-21; 改回日期: 2023-09-05; 网络出版: 2023-09-11

*通信作者: 方梓德 211110304102@stu.just.edu.cn

基金项目: 国家自然科学基金(52071164), 江苏省研究生科研与实践创新计划(KYCX23_3908)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (52071164), The Postgraduate Research & Practice Innovation Program of Jiangsu Province (KYCX23_3908)

时延-多普勒(Delay-Doppler, DD)域内, 并利用辛有限傅里叶逆变换(Inverse Symplectic Finite Fourier Transform, ISFFT)将其扩展到整个时频(Time-Frequency, TF)域内, 随后TF域内的数据会进行多载波调制^[9]。通过上述过程, 所有的传输数据符号在时变信道下会受到同等的影响, 从而缓解性能损失^[10]。研究表明OTFS在时变信道下可以获得比OFDM更好的性能^[11,12]。文献[13]在假设接收信道状态已知的情况下, 提出了一种低复杂度的消息传递(Message Passing, MP)检测算法, 该算法使用因子图进一步利用了OTFS时变信道的稀疏性。文献[14]提出了基于马尔可夫链蒙特卡罗(Markov Chain Monte Carlo, MCMC)技术的OTFS信号检测算法, 该算法能够保证系统的误码率性能在高多普勒频移下也是稳健的。文献[15]首次提出了基于2维被动时间反转(Two Dimensional Passive Time Reversal, 2D-PTR)的OTFS均衡技术, 该技术能以较低的复杂度获得良好的性能。

另一方面, OTFS技术能与多输入多输出(Multiple-Input Multiple-Output, MIMO)技术相结合, 从而进一步提高频谱效率^[16-19]。为了提高MIMO-OTFS的系统性能, 接收机需要有高效的信道均衡和数据检测算法。Ramachandran等人^[16]研究了MIMO-OTFS系统的MP接收机, 该接收机在高多普勒频移的场景中也能实现良好的误码率性能。文献[17]在 2×2 的MIMO-OTFS系统下, 提出了低复杂度的迫零(Zero-Forcing, ZF)接收机和最小均方误差(Minimum Mean Square Error, MMSE)接收机, 在文献[17]中, 信道矩阵是块循环矩阵, 因此该接收机利用块循环矩阵的性质, 降低了线性均衡技术的计算复杂度。在上述文献中, MP和MCMC算法都属于非线性均衡技术, 需要多次迭代以求得最优解。而在线性均衡技术中, 传统的ZF和MMSE方法涉及到矩阵求逆运算, 在MIMO系统中, 其复杂度会随着发射机数量的增多呈倍数增长, 复杂度会由原来的 $O(N^3 M^3)$ 变为 $O(N_t^3 N^3 M^3)$, 其中 N_t 是发射机数量, M 和 N 分别是OTFS系统中时延单元数和多普勒单元数。另一方面, 由于多径效应和多普勒效应在水声信道中较为明显, MIMO-OTFS系统中 M 和 N 的取值会很大, 需要大于最大多径时延和最大多普勒频移, 从而给接收机的设计带来巨大挑战。

为了降低MIMO-OTFS系统接收机的复杂度, 本文提出一种基于2维虚拟时间反转镜(Two Dimensional Virtual Time Reversal Mirror, 2D-VTRM)的MIMO-OTFS接收机。2D-VTRM的处

理过程在DD域中进行, 与传统的VTRM类似, 该技术会得到一个近似于狄拉克(δ)函数的2维 Q 函数。VTRM技术需要已知信道状态信息, 因此针对MIMO-OTFS的信道估计问题, 本文引入了基于2维最小均方(Two-Dimensional Least Mean Square, TDLMS)^[20]改进的2维比例归一化最小均方(Two-Dimensional Improved Proportional Normalized Least Mean Square, TDIPNLMS)算法。同时, 采用2维单通道自适应判决反馈均衡器(Two-Dimensional Decision Feedback Equalization, 2D-DFE)^[21]消除2D-VTRM处理后残余的码间串扰(Inter-Symbol Interference, ISI)。最后在基于统计信道模型^[22]的仿真信道下验证了所提均衡算法的性能。

2 系统模型

2.1 SISO-OTFS系统模型

单输入单输出正交时频空(Single Input Single Output Orthogonal Time Frequency Space, SISO-OTFS)系统模型框图如图1所示。

首先, 将信息比特映射成 $M \times N$ 个正交幅度调制(Quadrature Amplitude Modulation, QAM)符号, 再将 $M \times N$ 个符号放置在以采样间隔 T_s (s)和采样频率 $\Delta f = 1/T_s$ (Hz)为单位划分的 $M \times N$ 的时延多普勒网格, $\Gamma = \left(\frac{l}{M\Delta f}, \frac{k}{NT_s} \right)$, $l = 0, 1, \dots, M-1$, $k = 0, 1, \dots, N-1$ 其中 $\frac{1}{M\Delta f}$ 和 $\frac{1}{NT_s}$ 分别是时延轴和多普勒轴的分辨率。

随后将得到的 \mathbf{X}^{DD} 进行离散ISFFT得到时频域信号 \mathbf{X}^{FT} , ISFFT的表达式为

$$\mathbf{X}^{\text{FT}} = \mathbf{F}_M^{\text{H}} \mathbf{X}^{\text{DD}} \mathbf{F}_N \quad (1)$$

其中, $\mathbf{F}_M^{\text{H}} \in \mathbb{C}^{M \times M}$ 和 $\mathbf{F}_N \in \mathbb{C}^{N \times N}$ 都是傅里叶变换矩阵。

将时频域信号 \mathbf{X}^{FT} 进行海森堡变换, 其中 $g_{\text{tx}}(t)$ 为脉冲整形窗, 此处采用矩形窗函数, 因此海森堡变换退化为离散傅里叶逆变换(Inverse Finite Fourier Transform, IFFT), 表达式为

$$\mathbf{X}^{\text{T}} = \mathbf{F}_M^{\text{H}} \mathbf{X}^{\text{FT}} \quad (2)$$

为避免码间干扰, 在 \mathbf{X}^{T} 中加入循环前缀(Cyclic Prefix, CP), 表达式为

$$\mathbf{X}^{\text{CP}} = \mathbf{A}^{\text{CP}} \mathbf{X}^{\text{T}} \quad (3)$$

其中, $\mathbf{A}^{\text{CP}} \in \mathbb{C}^{(M+N_{\text{CP}}) \times M}$ 是一个CP添加矩阵, N_{CP} 是CP的长度, 最后将 \mathbf{X}^{CP} 进行向量化就得到了SISO-OTFS系统的时域发射信号, 即

$$\mathbf{x} = \text{vec} \{ \mathbf{X}^{\text{CP}} \} \quad (4)$$

SISO-OTFS系统的基带接收信号在时域上可以表示为

$$y_k = \sum_{l=0}^{L-1} h_{k,l} x_{k-l} + v_k \quad (5)$$

其中, y_k 为第 k 个采样时刻的接收信号, $h_{k,l}$ 是时延为 l 的第 k 个采样时刻的信道抽头, x_k 是第 k 个采样时刻的时域传输信号, v_k 为加性噪声。

在接收端收到信号后, 首先将信号进行串并变换, 变成矩阵 $\mathbf{Y}^{\text{CP}} \in \mathbb{C}^{(M+N_{\text{CP}}) \times N}$

$$\mathbf{Y}^{\text{CP}} = \text{invec}\{y\} \quad (6)$$

然后移除CP

$$\mathbf{Y}^{\text{T}} = \mathbf{R}^{\text{CP}} \mathbf{Y}^{\text{CP}} \quad (7)$$

其中, $\mathbf{R}^{\text{CP}} \in \mathbb{C}^{M \times (M+N_{\text{CP}})}$ 是一个CP去除矩阵, 之后进行维格纳变换, 因为接收脉冲为矩形脉冲, 维格纳变换退化为离散傅里叶变换(Finite Fourier Transform, FFT), 此时得到时频信号 \mathbf{Y}^{TF} , 表达式为

$$\mathbf{Y}^{\text{TF}} = \mathbf{F}_M \mathbf{Y}^{\text{T}} \quad (8)$$

接着进行离散辛有限傅里叶变换(Symplectic

Finite Fourier Transform, SFFT), 得到DD域信息符号 \mathbf{Y}^{DD} , 表达式为

$$\mathbf{Y}^{\text{DD}} = \mathbf{F}_M^{\text{H}} \mathbf{Y}^{\text{TF}} \mathbf{F}_N \quad (9)$$

2.2 MIMO-OTFS系统模型

MIMO-OTFS系统模型框图如图2所示, 假设有 N_t 个发射阵元, 有 N_r ($N_r \geq N_t$) 个接收阵元, 可以将SISO-OTFS系统模型中的式(5)进行推广, 得到如式(10)的表达式

$$y_j[k] = \sum_{i=1}^{N_t} \sum_{l=0}^{L-1} h_{j,i}[k,l] x_i[k-l]_{MN} + v_{i,j}[k] \quad (10)$$

其中, $y_j[k]$ 表示第 j 个接收阵元第 k 个采样时刻的接收值, i 为发射阵元的序号, $[\cdot]_{MN}$ 表示 MN 的模运算。记 $\mathbf{y}_j = [y_j[0] \ y_j[1] \ \dots \ y_j[MN-1]]^{\text{T}} \in \mathbb{C}^{MN \times 1}$ 为接收阵元 j 的接收信号, 其表达式为

$$\mathbf{y}_j = \sum_{i=1}^{N_t} \mathbf{H}_{j,i}^{\text{T}} x_i \quad (11)$$

其中, $\mathbf{H}_{j,i}^{\text{T}}[k,l] = h_{j,i}[k, [k-l]_{MN}]$, $\mathbf{H}_{j,i}^{\text{T}} \in \mathbb{C}^{MN \times MN}$ 表示发射阵元 i 和接收阵元 j 之间的时域信道矩阵, 之后步骤与SISO-OTFS系统一致。

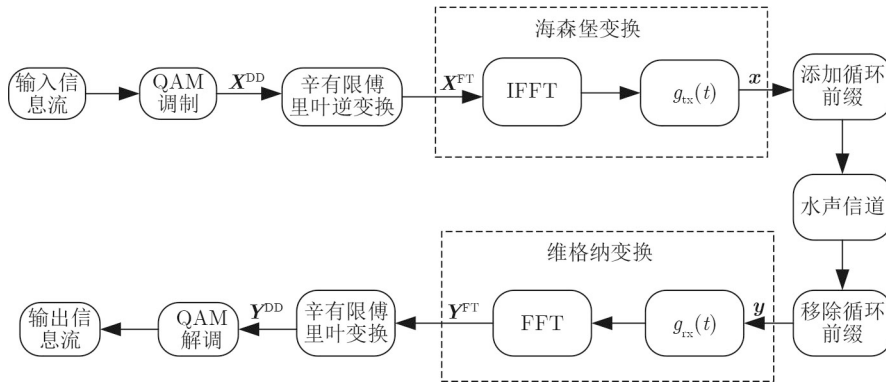


图 1 SISO-OTFS系统模型框图

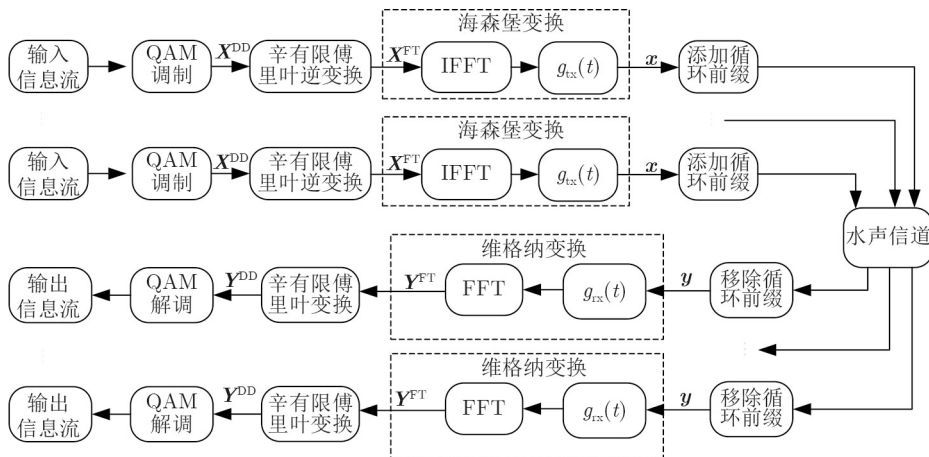


图 2 MIMO-OTFS系统模型框图

2.3 DD域中的输入输出关系

在SISO-OTFS通信过程中, 式(9)所给出的 $Y_{l,k}^{\text{DD}}$ 视为DD域发射信号 X^{DD} 与DD域信道进行2维周期卷积, 并进行相位补偿, 数学推导过程在本文中省略, 具体推导过程在文献[23]的附录中给出。因此式(9)可以改写为

$$Y_{l,k}^{\text{DD}} = \sum_{l'=0}^{M-1} \sum_{k'=-N/2}^{N/2-1} X_{l',k'}^{\text{DD}} H_{l-l',k-k'}^{\text{DD}} e^{j\phi(\alpha,\beta)} + V_{l,k}^{\text{DD}} \quad (12)$$

其中, $V_{l,k}^{\text{DD}}$ 是DD域中的加性噪声, $Y_{l,k}^{\text{DD}}$ 和 $X_{l,k}^{\text{DD}}$ 定义为DD域信号中第 $(l+1, k+1+N/2)$ 个元素, $l=0,1,\dots,M-1, k=-N/2,-N/2+1,\dots,0,\dots,N/2-1$, $H_{l,k}^{\text{DD}}$ 定义为DD域信道冲激响应 H^{DD} 中第 $(l+1, k+1+N/2)$ 个元素, 且 $H_{l,k}^{\text{DD}} = H_{l+M,k+N}^{\text{DD}}$, $H_{l,k}^{\text{DD}}$ 与 $h_{l,k}$ 的关系为

$$H_{l,k}^{\text{DD}} = \sum_{i=1}^N h_{(i-1)(M+N_{\text{CP}})+1,[l]_M} e^{-j2\pi(i-1)\frac{k}{N}} \quad (13)$$

$\phi(\alpha, \beta)$ 是相位补偿, 表达式为

$$\phi(\alpha, \beta) = j2\pi \frac{\alpha\beta}{N(M+N_{\text{CP}})} \quad (14)$$

其中, $\alpha = l, \beta = k - k'$ 。

在MIMO-OTFS通信过程中, 可以视为发射信号与信道的2维周期卷积过程后, 在接收端多了一个累加处理。

$$\begin{aligned} Y_{l,k,i}^{\text{DD,VTRM}} &= \sum_{j=1}^{N_r} \sum_{l''=0}^{M-1} \sum_{k''=-N/2}^{N/2-1} \left(\sum_{l'=0}^{M-1} \sum_{k'=-N/2}^{N/2-1} X_{l',k'}^{\text{DD}} H_{l-l',k-k'}^{\text{DD}} e^{j\phi(\alpha,\beta)} + V_{l,k}^{\text{DD}} \right) H_{l-l'',k-k''}^{\text{DD,VTRM}} e^{j\phi(\gamma,\eta)} \\ &= \sum_{j=1}^{N_r} \sum_{l''=0}^{M-1} \sum_{k''=-N/2}^{N/2-1} \sum_{l'=0}^{M-1} \sum_{k'=-N/2}^{N/2-1} X_{l',k'}^{\text{DD}} H_{l-l',k-k'}^{\text{DD}} \hat{H}_{M-1-(l-l''),N-1-(k-k''),i,j}^{\text{DD}} e^{j\phi(\alpha,\beta)} e^{j\phi(\gamma,\eta)} \\ &\quad + \sum_{j=1}^{N_r} \sum_{l''=0}^{M-1} \sum_{k''=-N/2}^{N/2-1} V_{l,k,i,j}^{\text{DD}} \hat{H}_{M-1-(l-l''),N-1-(k-k''),i,j}^{\text{DD}} e^{j\phi(\gamma,\eta)} \end{aligned} \quad (17)$$

令 $e^{j\phi(\gamma,\eta)} = e^{-j\phi(\alpha,\beta)}$, 记

$$Q_{l-l',k-k',i} = \sum_{j=1}^{N_r} \sum_{l''=0}^{M-1} \sum_{k''=-N/2}^{N/2-1} X_{l',k'}^{\text{DD}} H_{l-l',k-k'}^{\text{DD}} \hat{H}_{M-1-(l-l''),N-1-(k-k''),i,j}^{\text{DD}} \quad (18)$$

$$z_{l,k,i} = \sum_{j=1}^{N_r} \sum_{l''=0}^{M-1} \sum_{k''=-N/2}^{N/2-1} V_{l,k,i,j}^{\text{DD}} \hat{H}_{M-1-(l-l''),N-1-(k-k''),i,j}^{\text{DD}} e^{j\phi(\gamma,\eta)} \quad (19)$$

因此式(17)可以重写为

$$Y_{l,k,i}^{\text{DD,VTRM}} = \sum_{l'=0}^{M-1} \sum_{k'=-N/2}^{N/2-1} X_{l',k'}^{\text{DD}} Q_{l-l',k-k'} + z_{l,k,i} \quad (20)$$

3 MIMO-OTFS接收机模型

VTRM技术具有空间聚焦、时间聚焦的特性, 因此在MIMO系统中, 可以利用这一特性来消除发射机之间的干扰。具体表现为当目标信号进行VTRM处理后, 除目标信号外的信号将会被抑制。

在MIMO-OTFS系统中, 为提高通信效率, VTRM技术不再使用探测信号 $p(t)$, 而是在OTFS帧中插入了导频, 通过导频来估计信道。另一方面, 传统的VTRM技术是适用于1维信号的, 而OTFS的信号是一种DD域上的2维信号, 因此需要对传统的VTRM技术进行一定的改变。

首先, 定义一个DD域上经过时间反转处理后的信道, 其表达式为

$$H_{l,k}^{\text{DD,VTRM}} = \hat{H}_{M-1-l,N-1-k}^{\text{DD}} \quad (15)$$

其中, $\hat{H}_{l,k}^{\text{DD}}$ 是DD域中的估计信道。

然后代入式(12)所表述的2维周期卷积公式, 得到VTRM处理后的接收信号

$$Y_{l,k,i}^{\text{DD,VTRM}} = \sum_{j=1}^{N_r} \sum_{l''=0}^{M-1} \sum_{k''=-N/2}^{N/2-1} Y_{l',k''}^{\text{DD}} \cdot H_{l-l'',k-k''}^{\text{DD,VTRM}} e^{j\phi(\gamma,\eta)} \quad (16)$$

其中, $Y_{l,k,i}^{\text{DD,VTRM}}$ 是第 i 个发射阵元发射信号的接收信号, $Y_{l,k,j}^{\text{DD}}$ 是第 j 个接收阵元的接收信号, $H_{l,k,i,j}^{\text{DD,VTRM}}$ 是第 i 个发射阵元和第 j 个接收阵元之间的VTRM信道。

将式(12)、式(15)代入式(16)得到

其中, $Q_{l-l',k-k'}$ 与传统VTRM中的 Q 函数类似, 是一个近似于 $\delta(t)$ 函数, 区别在于这里的 Q 函数是2维函数。在经过VTRM处理后, 还存在着残留的ISI, 此时引入一个单通道的2D-DFE^[21]来进行均衡, 其结构图如图3所示, 其中 \otimes^{2D} 表示2维周期卷积。

4 MIMO-OTFS系统的信道估计

VTRM的处理过程中需要知道信道状态, 因此本文通过在符号中嵌入导频符号来进行信道估计, 导频符号嵌入结构如图4所示。其中 $M_\tau \times N_v$ 为2D-DFE的训练符号, $M_h \times N_h$ 为用于信道估计的符号。在DD域中, 令 τ_{max} 和 ν_{max} 分别代表最大时延和最大多普勒频移, 而 $\frac{1}{M\Delta f}$ 和 $\frac{1}{NT_s}$ 分别是时延和

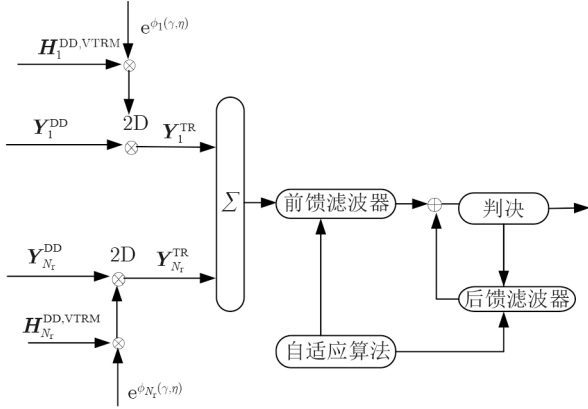


图3 2D-DFE流程框图

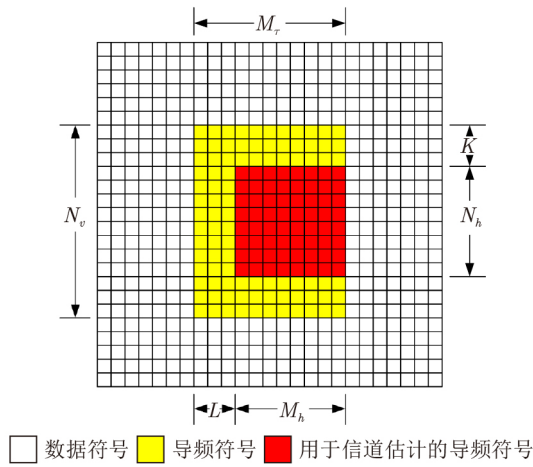


图4 导频符号结构

多普勒频移的分辨率，因此最大时延和最大多普勒频移的影响范围分别为 $L = \tau_{\max} M \Delta f$ 和 $K = v_{\max} N T$ ，从而可以得出 H^{DD} 中的非零元素最多为 $L \times (2K + 1)$ 个。

信道估计的方法使用由TDLMS改进的TDIPNLMS，根据文献[20]，TDLMS的误差信号为

$$e_j = D(m, n) - \sum_{l=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{N-1} W_j(l, k) X(m-l, n-k) \quad (21)$$

为了适用于2维DD域信号，将其改写为

$$\begin{aligned} E_{l,k}^{DD} &= Y_{l,k}^{DD} - \hat{Y}_{l,k}^{DD} \\ &= Y_{l,k}^{DD} - \sum_{l'=0}^{M-1} \sum_{k'=-N/2}^{N/2-1} \hat{H}_{l',k'}^{DD} X_{[l-l']_M, [k-k']_N}^{DD} \\ &\quad \cdot e^{\varphi(l, [k-k']_N)} \\ &= Y_{l,k}^{DD} - \sum_{l'=0}^{M-1} \sum_{k'=-N/2}^{N/2-1} \hat{H}_{l',k'}^{DD} S_{l',k'}^{DD} \end{aligned} \quad (22)$$

其中， $S_{l',k'}^{DD} = X_{[l-l']_M, [k-k']_N}^{DD} e^{\varphi(l, [k-k']_N)}$ ， $l = 0, 1, \dots, M_\tau - 1$ ， $k = -\frac{N_v}{2}, -\frac{N_v}{2} + 1, \dots, \frac{N_v}{2} - 1$ ， $e^{\varphi(l, [k-k']_N)}$ 为2维周期卷积的相位补偿。

当 N 和 M 足够大时，水声信道在DD域中表现出稀疏特性，基于该特性，本文使用了改进的TDIPNLMS^[24]算法。本算法的更新公式为

$$E_{l,k}^{DD} = Y_{l,k}^{DD} - \sum_{l'=0}^{M-1} \sum_{k'=-N/2}^{N/2-1} \hat{H}_{l',k'}^{DD} S_{l',k'}^{DD} \quad (23)$$

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{h}}^{DD}(n) &= \hat{\mathbf{h}}^{DD}(n-1) \\ &\quad + \mu \frac{\overline{E_{l,k}^{DD}} \mathbf{G}(n-1)}{(\mathbf{x}^{DD}(n))^H \mathbf{G}(n-1) \mathbf{x}^{DD}(n) + \delta_h} \mathbf{s}^{DD} \end{aligned} \quad (24)$$

$$\mathbf{G}(n-1) = \text{diag}\{k_0(n-1), k_1(n-1), \dots, k_{L-1}(n-1)\} \quad (25)$$

其中

$$\begin{aligned} k_l(n) &= \frac{1-a}{2L} + (1+a) \frac{|\hat{h}_l^{DD}(n)|}{2\|\hat{\mathbf{h}}^{DD}(n)\|_1 + \varepsilon_h}, \\ l &= 0, 1, \dots, L-1 \end{aligned} \quad (26)$$

$\hat{\mathbf{h}}^{DD} = \text{vec}\{\mathbf{H}^{DD}\}$ ， $\mathbf{x}^{DD} = \text{vec}\{\mathbf{X}^{DD}\}$ ， δ_h 和 ε_h 都是正则化参数， L 是 $\hat{\mathbf{h}}^{DD}$ 的长度， \mathbf{G} 是一个对角比例矩阵，用于缩放更新步长， $a \in [-1, 1)$ 。若 $a = -1$ 则TDIPNLMS会退化为TDNLMS算法，TDIPNLMS算法涉及了很多参数，其中只有 μ 和 a 对算法性能起主要影响， ε_h 和 δ_h 参数影响较小^[21]。

由于 \mathbf{H}^{DD} 中的非零元素最多为 $L \times (2K + 1)$ 个，因此在更新 $\hat{\mathbf{h}}^{DD}(n)$ 时，可以选择只更新其中的一部分，进一步减少计算量。同时，还可以通过数据的重复利用来减少训练符号的开销。

5 仿真实验

本文仿真所使用的信道是基于文献[22]所提出基于统计模型的信道。在仿真中，水深设置为150 m，有两个发射阵元，分别位于水深105 m和45 m处。接收阵元有6个，第1个接收阵元位于水深10 m处，后续阵元每间隔25 m放置1个，最后一个接收阵元位于水深135 m。通信带宽为4 kHz，载波中心频率为14 kHz，通信距离为1 km。发射阵元所在船体的运动速度为1.2 m/s。扩散因子为1.7。

MIMO-OTFS通信中部分信道的冲击响应函数和散射函数如图5所示， $\mathbf{H}(i, j)$ 表示第 i 个发射阵元和第 j 个接收阵元之间的信道。

由图5(a)和图5(c)可以看出，两个信道最大多径时延分别约为10 ms, 17 ms，存在4条多径，但它们并不完全相同。由图5(c)和图5(d)可以看出，最大的多普勒频移约为4.5 Hz，且每个抽头的多普勒频移各不相同，多普勒因子都为 1×10^{-3} 。图5所示数据均经过归一化处理，0值代表最大值，数值越低，颜色越偏向蓝色，代表信道能量越小。

本文首先验证了TDIPNLMS的收敛速度和估计效果,其中TDIPNLMS的仿真参数中 $a = -0.5$, $\mu = 1.2$ 。估计效果的评定通过使用归一化均方误差(Normalized Mean Square Error, NMSE)进行评定, NMSE的定义为

$$NMSE = \frac{\sum_{l=1}^{M-1} \sum_{k=-N/2}^{N/2-1} [h_{l,k} - \hat{h}_{l,k}]^2}{\sum_{l=1}^{M-1} \sum_{k=-N/2}^{N/2-1} [h_{l,k}]^2} \quad (27)$$

图6和图7分别展示了TDIPNLMS的收敛速度和性能,从图6可以看出,随着迭代次数的增加, TDLMS, TDNLMS, TDIPNLMS均能达到-26 dB的NMSE,但各自收敛速度不同,其中TDIPNLMS收敛速度最快,说明TDIPNLMS可以利用DD域信道的稀疏特性加速收敛, DD域信道中仅 $L \times (2K + 1)$ 个非零元素,因此TDIPNLMS算法在更新 \hat{h}^{DD} 时,只更新了其中一部分,大大降低了计算复杂度。从图7可以看出,3种方式中TDLMS的性能不如其他两种,而TDIPNLMS的性能与

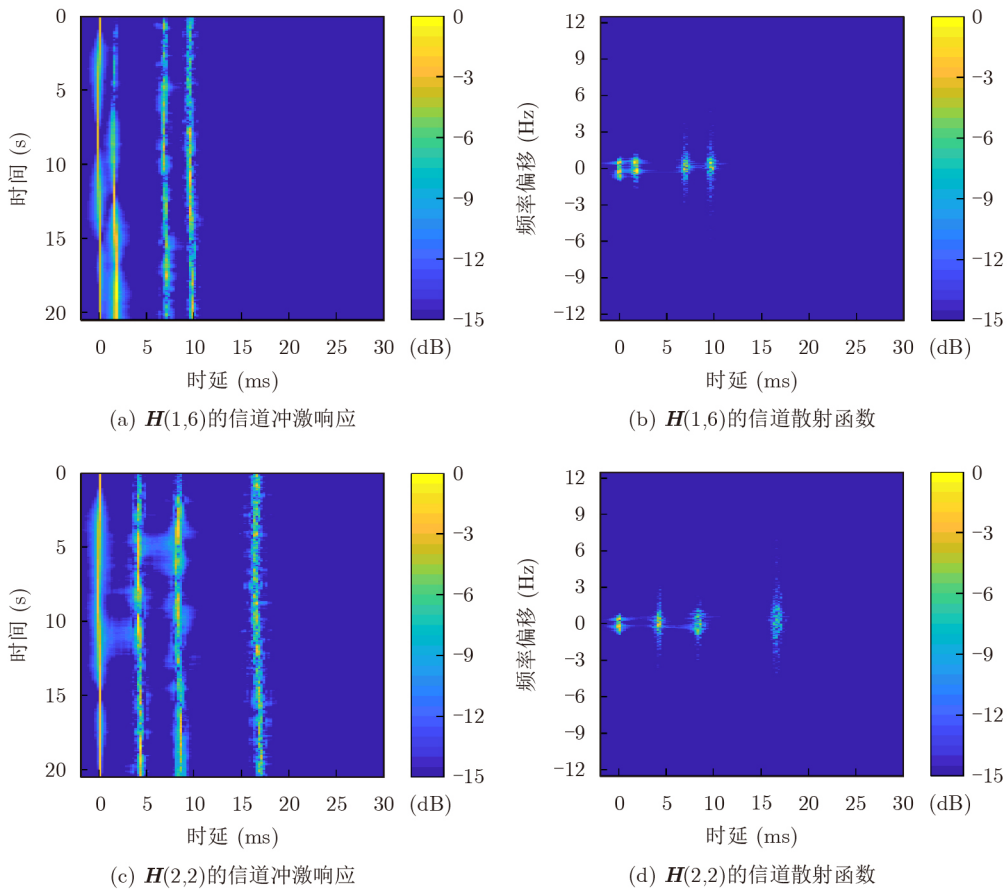


图5 仿真时变水声信道

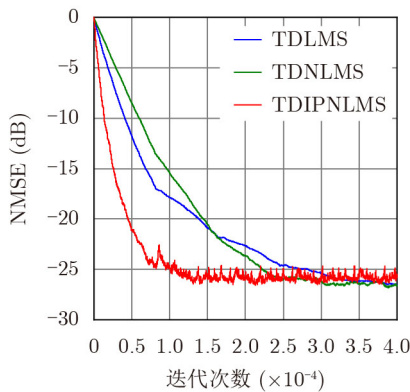


图6 收敛速度

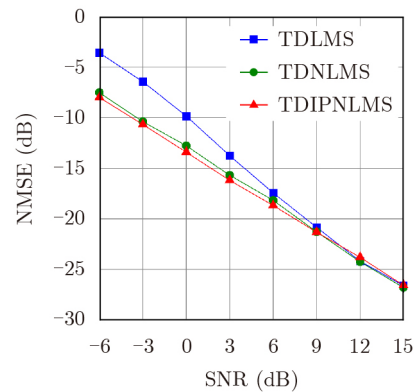


图7 收敛性能随信噪比的变化

TDNLMS相似, 说明TDIPNLMS可以在低复杂度的情况下, 得到与TDNLMS相似的性能。

为验证2D-VTRM的理论可行性, 图8展示了2D-VTRM处理后的等效信道, 该等效信道表明DD域信道具有良好的自相关特性, 可以消除大部分ISI, 但还存在着旁瓣, 旁瓣所残留的ISI会限制系统性能, 因此后续需要使用2D-DFE进行进一步均衡处理。

在仿真MIMO-OTFS系统中, 仿真参数设置如表1所示, 采用4QAM调制。

训练符号大小为 $M_\tau \times N_v$, 其中 $M_\tau = 128$, $N_v = 64$, 2D-DFE的参数设置为 $L_1 = L_2 = K_1 = K_2 = 16$, $L_3 = K_3 = 8$ 。 L_1 和 K_1 代表未来符号引起的ISI和多普勒间干扰(Inter-Doppler Interference, IDI)的长度, L_2 和 K_2 代表过去符号引起的ISI和IDI的长度, L_3 和 K_3 代表判决符号引起的ISI和IDI的长度。

为验证所提均衡算法的有效性和优越性, 本文还采用另外3种通信系统进行对比仿真实验, 分别为基于迫零(Zero Force, ZF)均衡算法的MIMO-OFDM水声通信系统, 完全已知信道状态信息下(Perfect Channel State Information, PCSI)基于

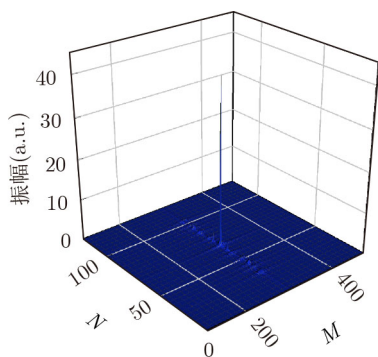


图8 2D-VTRM处理后的等效信道

表1 仿真参数

仿真参数	符号	值
发射阵元数	N_t	2
接收阵元数	N_r	6
子载波数	M	512
符号数	N	128
最低子载波频率	f_0	12 kHz
信号带宽	B	4 kHz
子载波间隔	Δf	7.81 Hz
OTFS符号周期	T_s	0.25 ms
循环前缀时长	T_{CP}	32 ms
OTFS帧时长	T_{OTFS}	20.48 s

MMSE均衡的MIMO-OFDM水声通信系统, 完全已知信道状态信息下基于MP检测算法的MIMO-OTFS水声通信系统, 误码率结果如图9所示。

从图9可以看出, 当信道未知时, 所提技术在15 dB的误码率低于MIMO-OFDM系统, 其中的MIMO-OFDM-ZF-LS系统的性能损失主要来自ICI, 因此误码率高于所提技术。当信道完全已知时, MIMO-OFDM-MMSE系统的误码率性能与所提技术在同一数量级, 而MIMO-OTFS-MP系统的误码率性能与所提技术相似, 但MMSE和MP的计算复杂度均高于所提技术。另一方面, 由信道估计误差带来的性能损失约为1.4 dB。仿真实验表明所提技术下的通信系统性能优于常规的MIMO-OFDM通信系统, 且能在低复杂度的情况下达到MP算法的性能。

本文所提出的技术相较于MP检测算法的优势在于其复杂度低, 单个信道的MP检测算法的复杂度为 $O(n_{iter}MNS_L\Theta)$, 其中 n_{iter} 为迭代次数, S_L 为信道中非零元素的个数, Θ 为调制映射表的大小, 而2D-VTRM算法的复杂度为 $O(MNmn)$, 其中 M 和 N 为信号矩阵的行数和列数, m 和 n 为信道矩阵的行数和列数, 相比于MP算法, 该算法无需经过多次迭代, 也不考虑映射表的大小, 因此可以有效降低复杂度。

6 结论

本文研究了在水声信道中的MIMO-OTFS通信系统。提出一种基于2D-VTRM的均衡技术, 本技术利用时间反演的原理, 避免了MP算法中的多次迭代, 可以有效地降低复杂度, 同时引入了2D-DFE用以消除残余ISI, 进一步提高系统性能。在信道

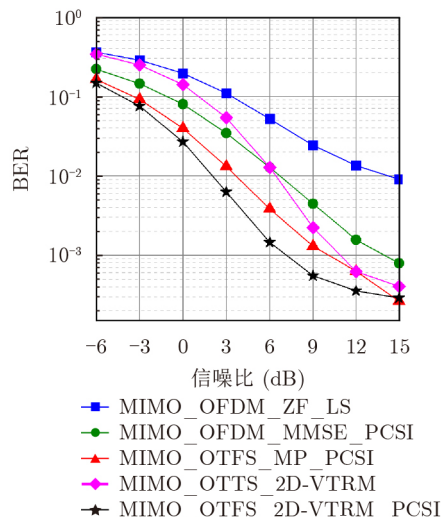


图9 误码率性能随信噪比的变化

估计方面,提出了一种低复杂度的信道估计技术,本技术利用了信道的稀疏特性,提高了信道估计的收敛速度。同时,用基于统计模型的信道进行了系统仿真,仿真结果验证了所提出算法的有效性,本算法能以较低的复杂度得到与MP检测算法相似的性能,仿真的MIMO-OTFS系统的误码率性能优于MIMO-OFDM系统。

参 考 文 献

- [1] STOJANOVIC M and PREISIG J. Underwater acoustic communication channels: Propagation models and statistical characterization[J]. *IEEE Communications Magazine*, 2009, 47(1): 84–89. doi: [10.1109/MCOM.2009.4752682](https://doi.org/10.1109/MCOM.2009.4752682).
- [2] AVRASHI G, AMAR A, and COHEN I. Time-varying carrier frequency offset estimation in OFDM underwater acoustic communication[J]. *Signal Processing*, 2022, 190: 108299. doi: [10.1016/j.sigpro.2021.108299](https://doi.org/10.1016/j.sigpro.2021.108299).
- [3] JIA Shuyang, ZOU Sichen, ZHANG Xiaochuan, *et al.* Multi-block Sparse Bayesian learning channel estimation for OFDM underwater acoustic communication based on fractional Fourier transform[J]. *Applied Acoustics*, 2022, 192: 108721. doi: [10.1016/j.apacoust.2022.108721](https://doi.org/10.1016/j.apacoust.2022.108721).
- [4] ZHANG Yonglin, LI Chao, WANG Haibin, *et al.* Deep learning aided OFDM receiver for underwater acoustic communications[J]. *Applied Acoustics*, 2022, 187: 108515. doi: [10.1016/j.apacoust.2021.108515](https://doi.org/10.1016/j.apacoust.2021.108515).
- [5] WANG Zhizhan, LI Yuzhou, WANG Chengcai, *et al.* A-OMP: An adaptive OMP algorithm for underwater acoustic OFDM channel estimation[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2021, 10(8): 1761–1765. doi: [10.1109/LWC.2021.3079225](https://doi.org/10.1109/LWC.2021.3079225).
- [6] 朱雨男, 解方形, 张明亮, 等. 基于多层双向长短时记忆网络的水声多载波通信索引检测[J]. *电子与信息学报*, 2022, 44(6): 1984–1990. doi: [10.11999/JEIT210949](https://doi.org/10.11999/JEIT210949).
ZHU Yunan, XIE Fangtong, ZHANG Mingliang, *et al.* Index detection for underwater acoustic multi-carrier communication based on deep bidirectional long short-term memory network[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2022, 44(6): 1984–1990. doi: [10.11999/JEIT210949](https://doi.org/10.11999/JEIT210949).
- [7] WANG Tiejun, PROAKIS J G, MASRY E, *et al.* Performance degradation of OFDM systems due to Doppler spreading[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2006, 5(6): 1422–1432. doi: [10.1109/TWC.2006.1638663](https://doi.org/10.1109/TWC.2006.1638663).
- [8] HADANI R, RAKIB S, TSATSANIS M, *et al.* Orthogonal time frequency space modulation[C]. 2017 IEEE Wireless Communications and Networking Conference, San Francisco, USA, 2017: 1–6. doi: [10.1109/WCNC.2017.7925924](https://doi.org/10.1109/WCNC.2017.7925924).
- [9] REZAZADEHREYHANI A, FARHANG A, JI Mingyue, *et al.* Analysis of discrete-time MIMO OFDM-based orthogonal time frequency space modulation[C]. 2018 IEEE International Conference on Communications, Kansas City, USA, 2018: 1–6. doi: [10.1109/ICC.2018.8422467](https://doi.org/10.1109/ICC.2018.8422467).
- [10] LI Shuangyang, YUAN Jinhong, YUAN Weijie, *et al.* Performance analysis of coded OTFS systems over high-mobility channels[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2021, 20(9): 6033–6048. doi: [10.1109/TWC.2021.3071493](https://doi.org/10.1109/TWC.2021.3071493).
- [11] WEI Zhiqiang, YUAN Weijie, LI Shuangyang, *et al.* Orthogonal time-frequency space modulation: A promising next-generation waveform[J]. *IEEE Wireless Communications*, 2021, 28(4): 136–144. doi: [10.1109/MWC.001.2000408](https://doi.org/10.1109/MWC.001.2000408).
- [12] WEI Zhiqiang, YUAN Weijie, LI Shuangyang, *et al.* Transmitter and receiver window designs for orthogonal time-frequency space modulation[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2021, 69(4): 2207–2223. doi: [10.1109/TCOMM.2021.3051386](https://doi.org/10.1109/TCOMM.2021.3051386).
- [13] RAVITEJA P, PHAN K T, HONG Yi, *et al.* Interference cancellation and iterative detection for orthogonal time frequency space modulation[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2018, 17(10): 6501–6515. doi: [10.1109/TWC.2018.2860011](https://doi.org/10.1109/TWC.2018.2860011).
- [14] MURALI K R and CHOCKALINGAM A. On OTFS modulation for high-Doppler fading channels[C]. 2018 Information Theory and Applications Workshop, San Diego, USA, 2018: 1–10. doi: [10.1109/ITA.2018.8503182](https://doi.org/10.1109/ITA.2018.8503182).
- [15] JING Lianyou, ZHANG Namin, HE Chengbing, *et al.* OTFS underwater acoustic communications based on passive time reversal[J]. *Applied Acoustics*, 2022, 185: 108386. doi: [10.1016/j.apacoust.2021.108386](https://doi.org/10.1016/j.apacoust.2021.108386).
- [16] RAMACHANDRAN M K and CHOCKALINGAM A. MIMO-OTFS in high-Doppler fading channels: Signal detection and channel estimation[C]. 2018 IEEE Global Communications Conference, Abu Dhabi, United Arab Emirates, 2018: 206–212. doi: [10.1109/GLOCOM.2018.8647394](https://doi.org/10.1109/GLOCOM.2018.8647394).
- [17] SURABHI G D and CHOCKALINGAM A. Low-complexity linear equalization for 2×2 MIMO-OTFS signals[C]. 2020 IEEE 21st International Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications, Atlanta, USA, 2020: 1–5. doi: [10.1109/SPAWC48557.2020.9154292](https://doi.org/10.1109/SPAWC48557.2020.9154292).
- [18] LI Muye, ZHANG Shun, GAO Feifei, *et al.* A new path division multiple access for the massive MIMO-OTFS networks[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2021, 39(4): 903–918. doi: [10.1109/JSAC.2021.3071493](https://doi.org/10.1109/JSAC.2021.3071493).

- 2020.3018826.
- [19] BOCUS M J, DOUFEXI A, and AGRAFIOTIS D. Performance of OFDM - based massive MIMO OTFS systems for underwater acoustic communication[J]. *IET Communications*, 2020, 14(4): 588–593. doi: [10.1049/iet-com.2019.0376](https://doi.org/10.1049/iet-com.2019.0376).
- [20] HADHOUD M M and THOMAS D W. The two-dimensional adaptive LMS (TDLMS) algorithm[J]. *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, 1988, 35(5): 485–494. doi: [10.1109/31.1775](https://doi.org/10.1109/31.1775).
- [21] JING Lianyou, WANG Han, HE Chengbing, *et al.* Two dimensional adaptive multichannel decision feedback equalization for OTFS system[J]. *IEEE Communications Letters*, 2021, 25(3): 840–844. doi: [10.1109/LCOMM.2020.3039982](https://doi.org/10.1109/LCOMM.2020.3039982).
- [22] QARABAQI P and STOJANOVIC M. Statistical characterization and computationally efficient modeling of a class of underwater acoustic communication channels[J]. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 2013, 38(4): 701–717. doi: [10.1109/JOE.2013.2278787](https://doi.org/10.1109/JOE.2013.2278787).
- [23] SHEN Wenqian, DAI Linglong, AN Jianping, *et al.* Channel estimation for orthogonal time frequency space (OTFS) massive MIMO[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2019, 67(16): 4204–4217. doi: [10.1109/TSP.2019.2919411](https://doi.org/10.1109/TSP.2019.2919411).
- [24] BENESTY J and GAY S L. An improved PNLMS algorithm[C]. Proceedings of 2002 IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, Orlando, USA, 2002: II-1881–II-1884. doi: [10.1109/ICASSP.2002.5744994](https://doi.org/10.1109/ICASSP.2002.5744994).
- 王 彪：男，教授，研究方向为水下阵列信号处理、水声通信与水下传感器网络。
- 方梓德：男，硕士生，研究方向为水声信号处理。
- 朱雨男：男，博士生，研究方向为水声信号处理。
- 郭晓鹏：男，硕士生，研究方向为水声信号处理。
- 朱柏宇：男，硕士生，研究方向为水声信号处理。

责任编辑：余 蓉