

基于水声信道传播时延排序的分层空时信号检测

张歆 邢晓飞 张小蓓 周燕群 赵顺德 李俊威

Ordered detection of layered space-time signals based on the propagation delays of underwater acoustic channels

Zhang Xin Xing Xiao-Fei Zhang Xiao-Ji Zhou Yan-Qun Zhao Shun-De Li Jun-Wei

引用信息 Citation: [Acta Physica Sinica](#), 64, 164302 (2015) DOI: 10.7498/aps.64.164302

在线阅读 View online: <http://dx.doi.org/10.7498/aps.64.164302>

当期内容 View table of contents: <http://wulixb.iphy.ac.cn/CN/Y2015/V64/I16>

您可能感兴趣的其他文章

Articles you may be interested in

一种基于简正波模态频散的远距离宽带海底参数反演方法

[A far distance wideband geoacoustic parameter inversion method based on a modal dispersion curve](#)

物理学报.2015, 64(17): 174302 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.64.174302>

矢量拖线阵水听器流噪声响应特性

[Flow-induced noise calculations for vector hydrophones in towed arrays](#)

物理学报.2015, 64(15): 154306 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.64.154306>

水下任意刚性散射体对 Bessel 波的散射特性分析

[Study on underwater acoustic scattering of a Bessel beam by rigid objects with arbitrary shapes](#)

物理学报.2015, 64(15): 154305 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.64.154305>

水声正交频分多址上行通信稀疏信道估计与导频优化

[Sparse channel estimation and pilot optimization for underwater acoustic orthogonal frequency division multiple access uplink communications](#)

物理学报.2015, 64(15): 154304 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.64.154304>

一种基于长基线交汇的超短基线定位系统精度评价方法

[A precision evaluation method of USBL positioning systems based on LBL triangulation](#)

物理学报.2015, 64(9): 094301 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.64.094301>

基于水声信道传播时延排序的分层空时信号检测*

张歆† 邢晓飞 张小蓟 周燕群 赵顺德 李俊威

(西北工业大学航海学院, 西安 710072)

(2014年12月6日收到; 2015年3月12日收到修改稿)

基于分层空时编码的多输入多输出技术是一种极具潜力的高速水声通信技术, 但要实现这种潜力需要复杂的空时信号处理方法, 以抵消来自水声信道的多径干扰和异步到达干扰, 以及叠加在接收端的各层信号之间的干扰. 对低复杂度的空时信号处理方案进行了研究, 提出了一种基于子信道传播时延排序的有序连续干扰抵消信号检测算法, 利用子信道间的传播时延差, 实现可使差错概率最小的最佳检测排序; 给出了利用信道估计, 以极低的计算量确定排序的方法, 从而可以大幅降低信号检测的计算复杂度. 采用低复杂度的单载波频域均衡来抵消水声信道中的码间干扰和异步到达干扰. 仿真结果表明, 基于时延排序的信号处理算法可以获得检测性能的改善, 而且性能增益在高数据率时更加显著. 研究结果表明, 采用有效的信号处理方法可使水声信道中造成信号检测干扰的传播时延成为改善系统性能的有效因素.

关键词: 有序连续干扰抵消, 多输入多输出, 单载波频域均衡, 水声通信

PACS: 43.30.+m, 43.60.+d

DOI: 10.7498/aps.64.164302

1 引言

基于分层空时编码的多输入多输出(MIMO)通信具有显著增加信道容量的潜力, 其高谱效率对高速通信来说是一个非常具有吸引力的解决方案^[1-3]. 但要实现这种潜力需要解决一些关键的信号处理问题. 分层空时编码信号的检测不仅会受到由于信号同时到达造成的各层信号间的干扰, 还会受到由于多径传播造成的码间干扰的影响. 因此, 能否采用低复杂度的信号处理方案有效地消除这些干扰的影响, 直接决定了MIMO系统的性能和应用.

设计低复杂度的信号检测方案一直是分层空时信号处理研究的重点. 采用最大似然接收可以实现最佳的分集和差错性能, 但其复杂度随发射天线的数量指数增加, 这促使各种次最佳但复杂度降低的检测方案的研究. 其中, 连续干扰抵消(SIC)是最常用的方案之一^[2,4,5]. SIC算法将已检测的信号从接收信号集中减去, 以减少对下一层信号检测

的干扰, 是一种性能和复杂度折中的检测方案. 但SIC检测存在差错传播的问题, 若在当前的信号检测中出现了判决错误, 则在干扰抵消过程中不可避免地要传到下一层信号的检测中. 因此, 检测顺序对SIC算法的性能有着重要影响. 寻找最佳排序准则及相应的排序方案, 以及排序方案的性能分析吸引了大量的研究^[6-12].

Foschini等^[6]研究了使分组差错概率最小的排序方案, 其研究表明, 使检测信噪比最大的排序等效于使差错概率最小的排序, 因此提出最强信号最先检测的排序方案, 即在每层信号检测前, 计算信道矩阵的Frobenius范数, 选择有最小范数的层进行检测. 对于有 M 个发射天线的系统, 这种排序方法需要有 $M^2/2$ 个排序过程. 文献^[7]中提出为使差错传播最小化, 以判决可靠度作为排序的准则, 即计算所有要检测符号的似然值, 选取使似然值之和最小的子序列进行检测. 文献^[8]从信道容量的分析入手, 提出可减少复杂度的greedy排序, 即强序列后检测的排序方案. 虽然是一种次最佳的排序方案, 但若与发射端的功率/速率最佳分配相

* 国家自然科学基金(批准号: 61371088)资助的课题.

† 通信作者. E-mail: zhangxin@nwpu.edu.cn

结合, 可以获得分集增益^[8-10]. 一般来说, 通过彻底搜索得到的最佳排序需要处理 M 的阶乘个排序过程^[6,9], 组合复杂度很高.

水声信道传播环境恶劣^[13], 其时变、多径的传播特性造成通信信号出现严重的失真. 对于 MIMO 信号检测来说, 除信号间干扰和多径干扰之外, 由于传播速度慢, 不同的发射和接收条件下, 各子信道之间有明显的传播时延, 造成同时发射的信号异步到达, 同样引起类似多径时延的干扰^[3]. 因此, 低复杂度的水声 MIMO 空时信号处理会遇到更大的挑战.

但从另一方面看, 最先到达的信号受到的信号间干扰最小, 因此, 完全可以考虑利用水声 MIMO 子信道中的传播时延差对空时信号的检测进行排序. 这促使本文对基于传播时延的排序方法的研究, 进而对低复杂度的水声空时信号处理, 即有序连续干扰抵消 (OSIC) 信号检测和均衡方案进行研究.

本文首先提出基于传播时延的排序方法, 并通过分析表明这种基于时延的排序是一种使差错概率最小化的排序方法; 然后给出利用信道估计确定排序的方法. 考虑到 MIMO 系统中的时域自适应均衡结构极其复杂^[2], 而单载波频域均衡 (SC-FDE) 可以提供了一种低复杂度的解决方案^[1,14,15], 本文采用 SC-FDE 来抵消多径干扰和异步到达干扰. 数值仿真结果表明, 相比未排序的 SIC 信号检测, 基于时延排序的 OSIC 算法, 可以获得明显的信噪比增益; 而且, 传输速率越高, 信噪比增益越大.

本文研究的特点在于提出了基于水声信道传播时延的空时信号检测排序, 这种排序充分利用了水声信道传播的特点, 是使差错概率最小化的最佳排序. 与其他排序方法相比, 基于时延的排序具有两个优势. 首先这种排序可以借助于信道估计获得, 大幅降低了排序过程及其计算量, 进而显著降低了整个 MIMO 空时信号处理的计算复杂度. 其次, 相比无排序检测, 基于时延排序的 OSIC 信号检测算法在高速传输时可以获得更大的性能改善. 这使得该算法非常适用于高速水声通信系统.

本文安排如下: 第 2 节是系统模型, 介绍基于时延的排序及其实现方法, 采用 SC-FDE 的 MIMO 系统模型, 以及 OSIC 信号检测过程; 第 3 节是 OSIC 算法的数值仿真; 最后为全文总结.

2 系统模型

2.1 基于传播时延的排序

考虑一个有 M 个发射换能器, N 个接收水听器的水声 MIMO 系统. 设信道中的最大等效多径时延为 L , 用 (i, j) 子信道表示第 j 个发射到第 i 个接收间的信道, $i = 1, \dots, N, j = 1, \dots, M, k$ 时刻的第 i 个水听器接收的基带信号表示为

$$y_{i,k} = \sum_{j=1}^M \sum_{l=0}^{L-1} h_{ij}(k,l) s_{j,k} + v_{i,k}, \quad (1)$$

式中, $h_{ij} = [h_{ij}(0), \dots, h_{ij}(L-1)]$ 是 (i, j) 子信道的时域信道响应分量, $h_{ij}(l)$ 是其第 l 个复衰落系数, s_j 是第 j 个天线的发射信号, v_i 是第 i 个接收端的加性白高斯噪声分量. 设信道为慢衰落信道, 即在每个信号帧内信道是时不变的.

令 $\mathbf{y} = [y_1, \dots, y_N]^T$, $\mathbf{s} = [s_1, \dots, s_M]^T$, $\mathbf{v} = [v_1, \dots, v_N]^T$, \mathbf{A}^T 表示矩阵 \mathbf{A} 的转置, 则可得

$$\mathbf{y} = \mathbf{h}\mathbf{s} + \mathbf{v}, \quad (2)$$

式中, \mathbf{h} 为 $N \times M$ 阶的信道矩阵.

由于传播时延造成接收信号的异步到达, 对信号检测的影响近似于多径时延, 我们用类似于表示多径时延的方法来表示传播时延. 设 (i, j) 子信道的等效传播时延差为 τ_{ij} , 它表示 (i, j) 子信道中首先到达的路径与所有子信道中最先到达的路径的传播时延差, 并用符号时间进行了归一化. 设所有子信道中最大等效时延差为 τ_{\max} , 则 (i, j) 子信道的信道响应矢量可表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{h}_{ij} &= [\underbrace{0 \cdots 0}_{\tau_{ij}}, h_{ij}(0), \dots, h_{ij}(L-1)] \\ &= [\mathbf{0}_{\tau_{ij}}, h_{ij}(0), \dots, h_{ij}(L-1)], \\ &0 < \tau_{ij} < \tau_{\max}, \end{aligned} \quad (3)$$

式中, $\mathbf{0}_{\tau_{ij}}$ 表示长度为 τ_{ij} 的全零向量.

将信道矩阵 \mathbf{h} 用列向量表示为

$$\mathbf{h} = [\mathbf{h}_1, \dots, \mathbf{h}_N]^T, \quad (4)$$

式中, $\mathbf{h}_i = [h_{i1}, \dots, h_{iN}]$, 为第 i 个接收端的响应. 若设 τ_{ij} 是与第 i 个接收端有关的所有信道中的最小相对传播时延差, 则定义第 i 个接收端的时延差为 $\tau_i = \tau_{ij}$. 按照 (3) 式, 用向量表示的 \mathbf{h}_i 的前端将有 $\tau_i = \tau_{ij}$ 个全零向量.

在分层空时信号的 SIC 检测时, 按照给定的 \mathbf{y} 和 \mathbf{h} , 对 M 层子序列按照发射顺序处理. 而排序的

目的在于改变检测的顺序, 按照某种准则, 使检测性能最佳化. 设按传播时延对 \mathbf{h} 进行排序后的信道矩阵为

$$\mathbf{h}' = [\mathbf{h}'_1, \dots, \mathbf{h}'_N], \quad (5)$$

式中, \mathbf{h}'_1 为各接收信道中具有最小时延的信道, 其等效时延差 $\tau_1 = 0$; 而 \mathbf{h}'_i 为时延差排第 i 位的接收信道的响应, 其时延差为 τ_i . 也就是说, 在 \mathbf{h}'_i 的最前面有 τ_i 个零分量.

按照文献 [11], 基于迫零准则的 SIC 算法在第 i 步检测后的信噪比 γ_i 表示为

$$\gamma_i = |\mathbf{h}'_{i\perp}|^2 / \sigma_n^2, \quad (6)$$

式中, σ_n^2 为噪声功率, $\mathbf{h}'_{i\perp}$ 是 \mathbf{h}'_i 在正交于 $\{\mathbf{h}'_{i+1}, \dots, \mathbf{h}'_N\}$ 张成空间的子空间上的投影. 若选择的排序方法使得 \mathbf{h}'_i 正交于 $\{\mathbf{h}'_{i+1}, \dots, \mathbf{h}'_N\}$ 子空间的投影最大化, 则可获得最大的检测后信噪比 [11].

对于按时延排序的信道矩阵来说, 由于其他 $\mathbf{h}'_i, i = 2, \dots, N$, 相对 \mathbf{h}'_1 分别有 $\tau_2 - \tau_1$ 个零分量, 因此, 相比其他 $\mathbf{h}'_i, \mathbf{h}'_1$ 在 $\{\mathbf{h}'_2, \dots, \mathbf{h}'_N\}$ 子空间有最好的正交性, 可得到最大的投影. 因此, 在 \mathbf{h}'_{1j} 中, $j = 1, \dots, M$, 选择有最小 τ_{1j} 所对应的层首先进行

信号检测, 可获得最大的检测信噪比. 对于其后的各 $\mathbf{h}'_i, i = 2, \dots, N$, 按照同样的方式, 选择有最小 τ_{ij} 所对应的未检测的层进行检测, 可以得到同样的结论.

按照 Foschini, 使检测信噪比达到最大, 等效于使差错概率最小 [6]. 因此, 按照时延的排序方法实质上是一种使差错概率最小化的排序方法.

2.2 采用 SC-FDE 的 MIMO 系统中的信号检测

采用 SC-FDE 的 MIMO 基带系统框图如图 1 所示. 在这个系统中, 空时信号检测将不再是逐符号处理, 而是按分组进行. 在发射端, 长度为 N_B 的数据用长度为 N_C 的循环前缀进行周期性扩展, 组成长度为 P 的发射序列 $\mathbf{s}_j, j = 1, \dots, M$. 选择 $N_C > L, N_B > L$, 以保证信道矩阵是循环的. 经 MIMO 信道传输后, 接收信号经离散傅里叶变换 (DFT) 转换到频域. 接收端首先用训练序列进行时频域信道估计, 并利用各子信道的时域信道响应估计传播时延排序, 确定 OSIC 算法的检测顺序.

在按分组处理的情况下, 第 (i, j) 个子信道的信道响应 \mathbf{h}_{ij} 是循环矩阵, 表示为

$$\mathbf{h}_{ij} = \begin{bmatrix} h_{ij}(0) & 0 & \dots & 0 & h_{ij}(L-1) & \dots & h_{ij}(1) \\ h_{ij}(1) & h_{ij}(0) & \dots & & \vdots & & \vdots \\ \vdots & \vdots & & & & & h_{ij}(L-1) \\ h_{ij}(L-1) & & & & & & 0 \\ 0 & h_{ij}(L-1) & & & & & 0 \\ \vdots & \vdots & & & & & \vdots \\ 0 & \dots & h_{ij}(L-1) & \dots & & & h_{ij}(0) \end{bmatrix}, \quad (7)$$

而以 \mathbf{h}_{ij} 为元素组成的信道矩阵 $\mathbf{h} \in \mathbf{C}^{MP \times NP}$ 是一个块矩阵. 定义 $P \times P$ 的归一化离散傅里叶变换矩阵 \mathbf{F}_P , 用其对 (2) 式两边进行 DFT, 将接收信号

变换到频域, 得到

$$\mathbf{Y} = \mathbf{H}\mathbf{S} + \mathbf{V}, \quad (8)$$

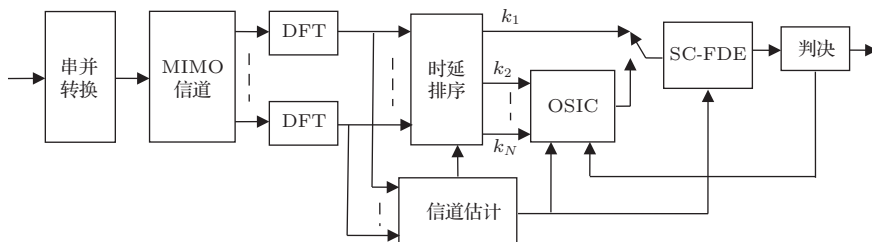


图 1 采用 SC-FDE 的 MIMO 基带接收系统框图

Fig. 1. The diagram for the baseband equivalent SC-FDE MIMO receiver.

式中, $\mathbf{Y} = \mathbf{F}_P \mathbf{y}$, $\mathbf{X} = \mathbf{F}_P \mathbf{x}$, $\mathbf{V} = \mathbf{F}_P \mathbf{v}$, $\mathbf{H}_{ij} = \mathbf{F}_P \mathbf{h}_{ij} \mathbf{F}_P^{-1}$. 由于 \mathbf{h}_{ij} 的循环性质, \mathbf{H}_{ij} 是对角矩阵.

在采用 SC-FDE 的 MIMO 系统中, 基于最小均方误差 (MMSE) 准则的均衡器系数为 [4]

$$\mathbf{W}_{\text{MMSE}} = \mathbf{H}^H [\mathbf{H} \mathbf{H}^H + \frac{1}{\gamma} \mathbf{I}]^{-1}, \quad (9)$$

式中, \mathbf{H}^H 表示矩阵 \mathbf{H} 的共轭转置, γ 为信道中的平均信噪比, \mathbf{I} 为与 \mathbf{H} 同阶的单位阵.

基于迫零 (ZF) 准则的均衡器系数为

$$\mathbf{W}_{\text{ZF}} = \mathbf{H}^{-1}, \quad (10)$$

均衡输出的判决信号表示为

$$\mathbf{X} = \mathbf{W} \mathbf{Y} = \mathbf{W} (\mathbf{H} \mathbf{S} + \mathbf{V}) = \mathbf{A} \mathbf{S} + \mathbf{W} \mathbf{V}, \quad (11)$$

式中, $\mathbf{W} = \mathbf{W}_{\text{MMSE}}$ 或 $\mathbf{W} = \mathbf{W}_{\text{ZF}}$, $\mathbf{A} = \mathbf{W} \mathbf{H}$.

按照 (11) 式, 各层子序列通过 MMSE 或 ZF 均衡器, 同时完成均衡、去耦和检测. 然而在矩阵运算过程中, 对每层子序列的检测势必受到其他层子序列的干扰. 为此, 采用按照时延排序的 OSIC 算法, 在信号检测的过程中, 消除各层信号之间的干扰.

设时延排序确定的检测顺序为 k_1, \dots, k_M . 对于第 k_j 层子序列, $j = 1, \dots, M$, 其判决信号按照 (11) 式计算, 即

$$\mathbf{X}_{k_j} = \hat{\mathbf{W}}_{k_j} \mathbf{Y}_{k_j} = \hat{\mathbf{A}}_{k_j} (\hat{\mathbf{H}}_{k_j} \mathbf{S} + \mathbf{V})_{k_j}, \quad (12)$$

式中, \mathbf{Y}_{k_j} 表示在第 k_j 层检测时的接收序列, 且有 $\mathbf{Y}_{k_1} = \mathbf{Y}$; $\hat{\mathbf{W}}_{k_j}$, $\hat{\mathbf{A}}_{k_j}$ 分别是 \mathbf{W} 和 \mathbf{A} 在第 k_j 层检测时的估计值.

对 \mathbf{X}_{k_i} 进行离散傅里叶反变换 (IDFT), 得到第 k_j 层子序列的时域估计 $\hat{\mathbf{x}}_{k_j}$, 从接收信号集合中去除 $\hat{\mathbf{x}}_{k_j}$, 以减少对下一层信号检测的干扰. 新的接收信号表示为

$$\mathbf{Y}_{k_{j+1}} = \mathbf{Y}_{k_j} - \hat{\mathbf{H}}_{k_j} \hat{\mathbf{X}}_{k_j}. \quad (13)$$

按照 (12) 和 (13) 式, 继续第 k_{j+1} 层的检测与干扰抵消. 重复上述过程, 直到所有的信号都完成检测.

2.3 基于 Chu 序列的信道估计和传播时延估计

在上述均衡和检测过程中, 需要了解信道的时频域响应及传播时延的排序. 我们利用具有良好时频域特性的 Chu 序列来完成信道估计和时延排序的估计.

为了同时得到各子信道的信道估计, 我们采用交错的训练序列格式. 以两发射、两接收的 MIMO

系统为例, 其训练序列的数据格式如图 2 所示. 训练序列与数据采用同样的分组长度 P , 不同的是 Chu 序列用长度为 N_C 的全零序列进行周期性扩展, 以便于接收端进行噪声功率的估计 [14].

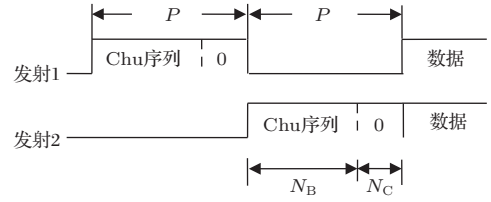


图 2 训练序列的数据格式

Fig. 2. The data structure for train sequences.

对于慢衰落信道, 信道的频域响应 H_i 可以用第 i 个接收端的频域训练信号进行最小方差估计获得 [14], 即

$$\hat{H}_i = \arg \min \{ \mathbf{R}_T - \mathbf{H} \mathbf{X}_T \} = \frac{\mathbf{R}_{T_i}}{\mathbf{X}_T}, \quad (14)$$

式中, \mathbf{R}_{T_i} 为第 i 个接收端的频域训练信号, \mathbf{X}_T 为发射的训练信号.

由于采用图 2 所示的交错数据格式, 用 (14) 式可以同时得到所有发射到第 i 个接收之间子信道的频域响应, 经 IDFT 后, 得到各子信道的时域响应 \hat{h}_{ij} , 按 (7) 式构成循环信道矩阵估计 $\hat{\mathbf{h}}_{ij}$, 再经块 DFT, 得到对角化频域信道矩阵 $\hat{\mathbf{H}}$, 用于信号均衡和检测.

同时, 对各子信道的信道冲激响应的最大值对应的时间进行估计. 由于每个子信道的传播时延不同, 其信道响应最大值对应的时间也不同, 借此可对各子信道的等效传播时延 τ_{ij} 进行排序估计, 选择有最小 τ_{ij} 值的第 j 层作为首先检测的层, 进而确定其余各层的检测顺序.

在 Foschini 的强信号先检测的排序方法中, 需要计算 (11) 式的信道矩阵 $\mathbf{A} = \mathbf{W} \mathbf{H}$ 中与发射子序列对应的列的 Frobenius 范数, 从中选择有最小范数的层进行检测, 而且每层检测时都要重新计算与排序, 需要 $M^2/2$ 个排序过程. 本文所提出的基于时延的排序需要对 $(M + N)$ 个子信道进行排序, 其计算量与 $(M + N)$ 成正比; 更重要的是这种排序可以借助于子信道的信道估计同时获得, 在信号检测过程中无须重新计算, 而且对信道响应最大值对应的时间的计算量远小于对信道矩阵 \mathbf{A} 各列范数的计算. 因此, 本文所提出的排序方法不仅简化了排序过程, 而且大幅地降低了计算量.

3 数值仿真

3.1 仿真参数

我们用水声信道模型来仿真分析基于传播时延排序的OSIC算法的性能. 表1—3为采用射线模型计算的200 m水深、3个不同传播条件下的信道参数, 3个信道分别称为信道1, 2和3. 在仿真中, 我们着重考虑传播时延和多径时延的影响, 信道衰减只考虑各子信道的相对强度. 因此, 信道衰落系数用最强路径的系数进行了归一化. 表中, D_S, D_R 分别表示发射和接收深度, 其单位为米(m); hp为归一化信道衰落系数; dp为时延差, 是与最先到达路径的传播时延的差, 其单位为毫秒(ms); (i, j) , $i = 1, 2, j = 1, 2$, 表示在仿真时用的子信道. 发射及接收深度的选择可以保证各发射之间和各接收之间去相关.

从表1—3可以看到, 信道1中, 多径时延在4.7—49.4 ms之间, 而路径传播时延差为0.7—3.5 ms; 信道2中, 多径时延为0.5—18.7 ms, 传播时延差为5.6—24.0 ms; 信道3中, 多径时延为3.5—103.3 ms, 传播时延差为21.0—67.0 ms. 可见, 信道中的传播时延与多径时延有同样的数量级.

仿真时, 用二进制随机数据作为发射数据, 根据等效的信道长度 L 确定数据分组的长度 N_B 及循环前缀的长度 N_C , 且使 $N_B > L, N_C > L$. 训练序

列由长度为 N_B 的Chu序列和长度为 N_C 的全零序列组成, 采用图2所示的数据格式. 发射信号采用四相移键控(QPSK)调制, 信号频率为4 kHz, 并假设在接收端有良好的时间和相位同步. 采用蒙特卡罗仿真, 每个结果用于仿真的数据在72640—89600之间.

表1 信道1的仿真参数
Table 1. The simulation parameters of channel 1.

	$(1,1) D_S = 60, D_R = 60$		$(1,2) D_S = 65, D_R = 60$	
hp	0.674	0.043	0.550	1.000
dp	3.5	61.9	0.7	15.8
	$(1,2) D_S = 60, D_R = 65$		$(2,2) D_S = 65, D_R = 65$	
hp	0.363	0.500	0.489	0.538
dp	7.3	12.0	17.0	0

表2 信道2的仿真参数
Table 2. The simulation parameters of channel 2.

	$(1,1) D_S = 89, D_R = 91$		$(1,2) D_S = 96, D_R = 91$			
hp	0.708	0.696	0.507	0.626	0.787	
dp	24.0	5.6	12.2	16.3	24.3	
	$(2,1) D_S = 89, D_R = 96$		$(2,2) D_S = 96, D_R = 96$			
hp	0.808	1.000	0.987	0.989		
dp	6.9	0	6.7	7.2		

表3 信道3的仿真参数
Table 3. The simulation parameters of channel 3.

	$(1,1) D_S = 55, D_R = 60$						$(2,1) D_S = 65, D_R = 55$						
hp	0.520	0.629	0.182	0.357	0.178	0.183	0.415	0.304	0.219	0.379	0.142	0.364	0.301
dp	21.0	37.5	56.7	81.9	86.3	124.3	25.0	59.2	60.1	82.4	83.0	89.3	112.4
	$(2,1) D_S = 55, D_R = 65$						$(2,2) D_S = 65, D_R = 65$						
hp	0.341	0.547	0.174	0.178	1.000	0.890	0.346	0.332	0.307	0.243	0.275		
dp	67.0	70.5	75.6	139.9	0		29.9	47.9	59.5	71.0	86.5	169.8	

3.2 基于Chu序列的时延排序估计

采用图2所示数据格式的训练序列进行子信道的信道估计, 利用各子信道的时域响应进行时延排序估计. 表4是两个信道在不同条件下子信道的等效时延估计及排序结果. 表中数据率的单位为

比特/秒(bps), 信噪比为40 dB. 当信噪比较低时, 虽然估计的等效时延值略有不同, 但排序未变.

按照排序结果(2, 1), OSIC算法首先对第二层子序列进行检测. 而未排序时, SIC算法将首先对第一层子序列进行检测.

表4 子信道等效时延的估计

Table 4. The estimation of the relative delays between the sub-channels.

信道	数据率/bps	τ_{11}	τ_{12}	τ_{21}	τ_{22}	排序
1	200	2	4	2	1	(2, 1)
	500	3	7	9	1	
	1000	5	13	17	1	
2	500	13	4	4	1	(2, 1)
	1000	25	7	8	1	
	2000	49	12	15	1	
3	500	20	14	36	1	(2, 1)
	1000	22	27	68	1	

3.3 OSIC算法的性能仿真

图3—5分别为信道1—3中采用MMSE均衡器时不同数据率的条件下,有时延排序的OSIC算法和未排序的SIC算法的误比特率(BER)曲线,图5中同时还给出了采用ZF均衡器的结果.从仿真结果可以得出以下结论.

1)在同一信道中,OSIC算法获得的信噪比增益随着数据率的增大而增加.从图3可以看到,当 $BER = 10^{-2}$,数据率为200,500和1000 bps时,采用OSIC获得的信噪比增益分别约为3,5和10 dB.从图4和图5中也可以看到相似的结果.对比表4很容易找到原因:数据率的增大,使得等效的时延差增大,因此,采用OSIC算法的信噪比增益随之提高.但数据率的增加也会导致等效多径时延的增大,当数据率大到使均衡器无法有效消除多径干扰的影响时,系统的性能也会急剧下降.如图4中,当数据率为2000 bps时,BER曲线不再随信噪比的增加而下降.

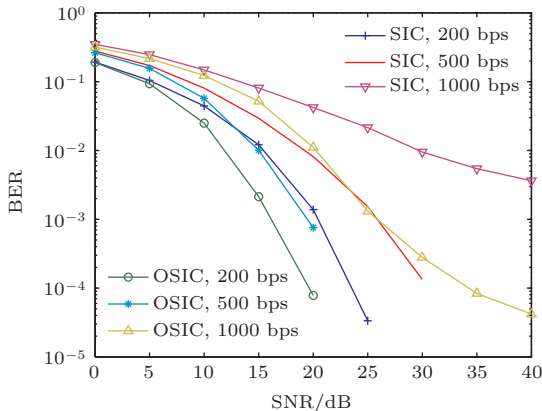


图3 (网刊彩色) 信道1中OSIC算法的BER

Fig. 3. (color online) BER performance in channel 1.

2)对比表4与图3—5可以看到,不同的信道中,时延差大的信道的信噪比增益不一定大.这是因为基于时延排序的OSIC算法所获得的信噪比增益并不完全取决于子信道之间的时延差,还与各子信道衰减系数的相对大小以及多径干扰的强度有关,取决于多种因素.不同的信道中,各子信道的相对强弱、多径干扰都不相同,OSIC算法所获得的性能改善也不同.

3)从图5中还可以看到,采用基于ZF准则的均衡器时,相比于MMSE均衡器,OSIC算法可以获得的信噪比增益更大,但在同样的条件下,ZF均衡器要获得同样的性能,需要增加5 dB以上的信噪比.

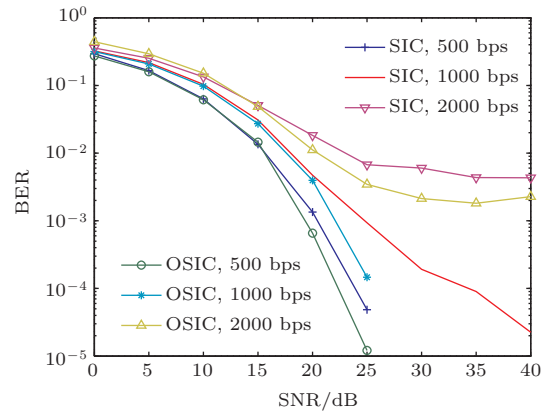


图4 (网刊彩色) 信道2中OSIC算法的BER

Fig. 4. (color online) BER performance in channel 2.

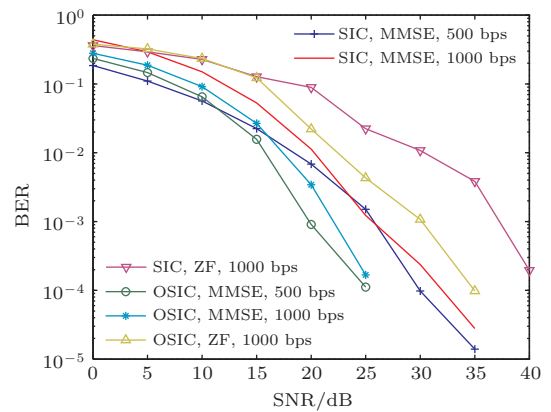


图5 (网刊彩色) 信道3中OSIC算法的BER

Fig. 5. (color online) BER performance in channel 3.

4 结论

本文对低复杂度的MIMO空时信号处理方法进行研究,提出了基于子信道传播时延排序的

OSIC 算法, 实现对分层空时信号的检测; 采用 SC-FDE 抵消码间干扰和异步到达干扰. 仿真表明基于时延排序的 OSIC 算法改善了信号检测性能, 而且, 这种性能改善在高数据率时更加明显. 因此, 本文提出的 OSIC 算法非常适合于高速水声 MIMO 系统中的应用.

本文只给出了发射、接收换能器数为 2 的仿真结果, 基于时延排序的 OSIC 算法很容易推广到发射、接收大于 2 的 MIMO 系统. 而且, 随着发射、接收换能器数的增加, 信道矩阵 \mathbf{A} 范数的计算量显著增加, 基于时延排序方法的计算复杂度优势也更加显著.

本文的研究从另一方面表明, 根据水声信道的传播特点, 采用有效的信号处理方法, 可使水声信道中造成信号检测干扰的传播时延成为改善系统性能的可利因素.

参考文献

- [1] Zhang J, Zheng Y R 2010 *J. Acoust. Soc. Am.* **128** 2910
- [2] Cho S E, Hee C S, Hodgkiss W S 2011 *IEEE J. Ocean. Eng.* **36** 490
- [3] Zhang X, Sun X L, Zhang X J 2010 *J. Northwestern Polytechnical University* **28** 192 (in Chinese) [张歆, 孙小亮, 张小蓊 2010 西北工业大学学报 **28** 192]
- [4] Reinhardt S, Buzid T, Huemer M 2006 *PIMRC 2006-IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications* Helsinki, Finland, September 11–14, 2006 p1
- [5] Shang Y, Xia X G 2009 *IEEE Trans. Wireless Commun.* **8** 2860
- [6] Foschini G J, Golden G D, Reinaldo A 1999 *IEEE J. Selected Areas Commun.* **17** 1841
- [7] Lee S R, Park S H, Kim S W, Lee I 2009 *IEEE Trans. Commun.* **57** 1648
- [8] Jiang Y, Varanasi M K 2008 *IEEE Trans. Wireless Commun.* **7** 3252
- [9] Toboso A U, Loyka S, Gagnon F 2014 *IEEE Trans. Commun.* **62** 100
- [10] Ozyurt S, Torlak M 2013 *IEEE Trans. Wireless Commun.* **12** 5377
- [11] Loyka S, Loyka S, Gagnon F 2008 *IEEE Trans. Wireless Commun.* **7** 3679
- [12] Miridakis N I, Vergados D D 2013 *IEEE Wireless Commun. Lett.* **2** 18
- [13] Yang T C 2012 *J. Acoust. Soc. Am.* **131** 129
- [14] Zhang X, Zhang X J, Xing X F, Jiang L W 2014 *Acta Phys. Sin.* **63** 194304 (in Chinese) [张歆, 张小蓊, 邢晓飞, 姜丽伟 2014 物理学报 **63** 194304]
- [15] He C B, Huang J G, Meng Q W, Zhang Q F, Shi W T 2013 *Acta Phys. Sin.* **62** 234301 (in Chinese) [何成兵, 黄建国, 孟庆微, 张群飞, 史文涛 2013 物理学报 **62** 234301]

Ordered detection of layered space-time signals based on the propagation delays of underwater acoustic channels*

Zhang Xin[†] Xing Xiao-Fei Zhang Xiao-Ji Zhou Yan-Qun Zhao Shun-De Li Jun-Wei

(School of Marine Science and Technology, Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710072, China)

(Received 6 December 2014; revised manuscript received 12 March 2015)

Abstract

The multiple-input multiple-output (MIMO) architecture with the layered space-time codes is a very promising solution for the high data rate underwater acoustic communications. The realization of this potential advantage, however, needs the essential layered space-time signal processing methods for canceling the interference resulting from the multipath propagation and the asynchronous arrivals of the sub-streams due to the different propagation delays, and the interference between the transmitted streams superposed in each receiving hydrophone. In this paper, the low-complex layered space-time signal detection scheme for the underwater acoustic communications is investigated. A propagation delay-based ordered successive interference cancellation (OSIC) algorithm is proposed at first. Sub-streams are sorted at the receiver according to the arrival orders resulting from the relative propagation delays inherent in the underwater acoustic channels from the transmitting transducers to the receiving hydrophones. The sub-stream with the first arrival is detected first. The proposed OSIC algorithm based on the “first-come first-go” principle has an advantage in the reduction of the interference from yet-to-be-detected sub-streams, therefore improving the detection performance at each step. The analysis manifests that the delay-based ordering is an optimal detection ordering to minimize the probability of overall block error for the asynchronous space multiplexing architectures. Then the ordering procedure is given which is performed by estimating the relative delays between the MIMO channels and requires only one ordering before the signal detection. This channel estimation-based method simplifies dramatically the ordering procedure and the calculations, therefore reducing substantially the calculation complexity of the layered signal detection. Finally, the single-carrier frequency domain equalization is employed to compensate for the multipath interference and the asynchronous arrival interference from the underwater acoustic propagation. Numerical results show that the performance gain can be obtained with the delay-based OSIC detection algorithm relative to the detection without ordering; moreover the gain increases substantially with the data rate. The investigation results demonstrates, on the other hand, that the inherent relative propagation delay in the underwater acoustic channels leading to asynchronous interference to the signal detection can be turned into an advantage to improve the performance with the efficient space-time signal processing algorithms.

Keywords: ordered successive interference cancellation, multiple-input multiple-output, single-carrier frequency domain equalization, underwater acoustic communications

PACS: 43.30.+m, 43.60.+d

DOI: [10.7498/aps.64.164302](https://doi.org/10.7498/aps.64.164302)

* Project supported by the National Natural Science Foundation of China (Grant No. 61371088).

† Corresponding author. E-mail: zhangxin@nwpu.edu.cn