

庆祝李启虎先生 80 华诞

多频带水声信道的时频联合稀疏估计*

周跃海 童 峰[†] 郑思远 曹秀岭

(厦门大学 水声通信与海洋信息技术教育部重点实验室 厦门 361005)

2019 年 2 月 28 日收到

2019 年 5 月 31 日定稿

摘要 多频带水声信道多径结构在相邻数据块和不同子频带存在相关性,从分布式压缩感知的角度可对这种时频联合稀疏特性进行利用。但是,在传统联合稀疏模型下水声信道间存在的不同多径时延部分形成差异支撑集,由此引入的干扰导致估计性能下降,提出利用多路径选择机制进行差异支撑集检测;同时,进一步结合频域子频带信道间、时域相邻数据块信道间存在的相关性进行频带-时间域联合稀疏估计。利用数值仿真及海试实验结果进行了性能验证和比较,表明利用时频联合稀疏估计构造的水声通信接收机改善了匹配性能,可获得较为明显的输出信噪比、误比特率等通信性能提升。从而说明:利用多频带水声信道在时域、频域存在的联合相关性可有效提高信道估计性能。

PACS 数: 43.30, 43.60

DOI: 10.15949/j.cnki.0371-0025.2019.04.027

Joint temporal-spectral sparse estimation of underwater acoustic multiband channel

ZHOU Yuehai TONG Feng ZHENG Siyuan CAO Xiuling

(Key Laboratory of Underwater Acoustic Communication and Marine Information Technique of the Ministry of Education (Xiamen University) Xiamen 361005)

Received Feb. 28, 2019

Revised May 31, 2019

Abstract Joint temporal-spectral sparse estimation of underwater acoustic multiband communication channel is investigated. While the similar multipath structure of channels from multiple sub-bands offers the possibility for Distributed Compressed Sensing (DCS) sparsity exploitation, channel responses among multiple sub-bands may simultaneously exhibit different components that deteriorate the performance of joint sparse recovery. To address such differences at the sub-bands, a multiple selection strategy is applied to select multiple candidates at individual sub-bands during the iteration. Moreover, to explore channel coherence between adjacent data blocks from different sub-bands, the multiple selection strategy is also applied over time. This leads to the derivation of DCS channel estimation algorithm that enables time-frequency joint sparsity exploitation. Numerical simulations verify the superiority of the proposed algorithms over the classic sparse estimation algorithms. Finally, experimental results obtained from a shallow water multiband communication system demonstrate the effectiveness of the proposed approach.

引言

水声信道具有的复杂时间、空间、频率变化特性

是高速率水声通信系统研究和设计的主要障碍。单载波和正交频分复用 (Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)^[1-15] 是受到广泛研究的高速率水声通信技术方案;对单载波水声通信系统而言,大

* 国家自然科学基金项目 (11574258, 11274259) 和声呐技术重点实验室基金项目“基于信道感知的水声通信网络技术研究”资助

[†] 通信作者: 童峰, ftong@xmu.edu.cn

带宽意味着极短的码元持续时间,因此长时延水声信道将导致严重的码间干扰 (Inter-Symbol Interference, ISI)。OFDM 可利用循环前缀或者保护间隔进行多径抑制,但多普勒敏感性及均峰比问题对其性能造成显著影响。多频带 (Multiband) 水声通信系统通过将较大的带宽分成若干个子带,并在不同子频带间设置保护间隔,提供了实现单载波和 OFDM 通信系统之外高速水声通信的一种折中方案^[16]。

与单载波和 OFDM 相比,多频带水声通信技术相关研究较少。Roy^[9] 研究了多频带水声通信接收机结构复杂度和时变跟踪能力的平衡,该接收机由最小二乘信道估计器进行子频带信道估计后级联信道均衡器; Van Walree 等^[16] 将多频带与扩频调制结合,设计了联合均衡和解扩接收机结构,在 50 km 距离上获得了 75 bps 的通信速率; Song 等^[10] 研究了采用多通道时间反转结合单通道判决反馈均衡器的多频带水声通信接收机,并在每个子频带中采用匹配追踪 (Matching Pursuit, MP) 算法进行信道稀疏估计; Leus 等^[17] 研究了 OFDM 调制的多频带通信,把 3.6 kHz 的带宽分成 16 个子频带,每个子频带进行 OFDM 调制,并结合基扩展模型进行子频带 OFDM 信道估计和均衡。可以看出,当前多频带水声通信研究大多集中在通信接收机结构设计以及不同调制方式的结合上,对于子频带信道估计仍采用经典估计算法如最小二乘,或现有压缩感知算法如匹配追踪。

在理想的波导环境中,多频带系统在同一时刻每个子频带的信道多径结构可认为近似相同,即具有高度相关的多径抽头的位置。同时,由于每个子频带采用不同的中心频率进行调制,造成不同程度的散射、衰减等,在每个子频带引起了信道的变化,因此,虽然大部分多径抽头位置呈现出很高的相关性,但多径抽头系数并不相同。另一方面,在时间域每个子频带内数据块持续时间可认为小于信道相干时间,因此相邻两个数据块的信道多径结构也存在很高的相关性。

充分利用水声信道多径结构存在的稀疏特性来设计高效信道估计与匹配方法是提高水声通信性能的有效途径,基于此考虑,从分布式压缩感知^[8,13] 的角度研究时频联合稀疏并可为多频带水声通信信道的高效估计提供新的思路,同时,结合时频联合稀疏估计构造的多频带水声通信接收机将可改善匹配效果。数值仿真实验表明本文信道估计算法可降低信道估计误差,同时海试实验验证了由此带来的通信性能提升。仿真实验和海试实验均表明:在信道估计

和匹配中,利用时频联合稀疏可获得进一步的处理增益。

1 多频带 SIMO 水声信道模型

对多频带水声信道而言,多径稀疏结构在时域、频域均存在相关性,图 1 为联合频带稀疏和时间稀疏的示意图,如果稀疏信道估计用的数据块来自不同的时间、同一频带,称之为联合时间稀疏,图中虚线矩形选择的数据块代表联合时间稀疏;如果稀疏信道估计用的数据块来自同一时间不同频带,称之为联合频带稀疏,虚线椭圆选中的数据块代表联合频带稀疏。考虑多频带单输入多输出 (Single Input Multiple Output, SIMO) 水声通信系统,在第 i 个接收阵元,第 j 个子频带的基带信号如下:

$$y_i^j(n) = \sum_{l=0}^{L-1} x^j(n-l)h_i^j(l) + \omega_i^j(n), \quad (1)$$

$$i = 1, \dots, N; \quad j = 1, \dots, M,$$

其中, n 是符号索引, N 为垂直接收阵元的个数, M 为总的子频带个数; $x^j(n)$ 为第 j 个子频带的发射符号; 在第 i 个接收阵元第 j 个子频带的信道冲激响应为 $h_i^j(l)$, 其信道长度为 L ; $\omega_i^j(n)$ 为从第 i 个接收阵元第 j 个子频带接收的随机噪声。

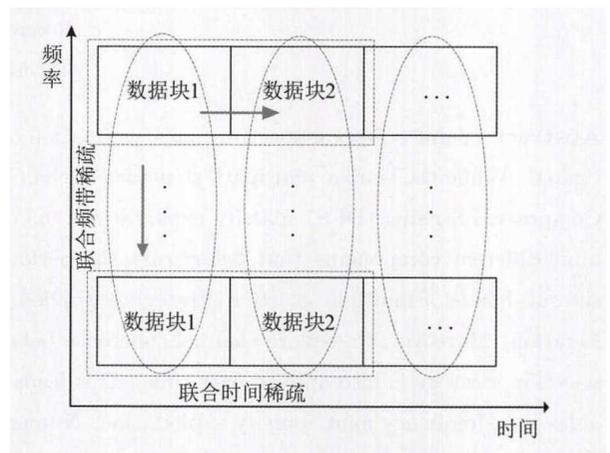


图 1 联合子频带稀疏和时间稀疏示意图

本文采用基于数据块的信道估计算法,故将接收到的基带信号按一定大小分成若干个数据块,数据块间没有保护间隔,数据块索引用 k 表示。数据块之间可连续,可重叠。假设在 P 个采样点的持续时间内信道保持不变,式 (1) 可以写成矩阵的形式:

$$y_i^j(k) = A^j(k)h_i^j(k) + \omega_i^j(k), \quad (2)$$

其中:

$$\mathbf{A}^j(k) = \begin{pmatrix} x^j(k, L-1) & x^j(k, L-2) & \cdots & x^j(k, 0) \\ x^j(k, L) & x^j(k, L-1) & \cdots & x^j(k, 1) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x^j(k, L+P-2) & x^j(k, L+P-3) & \cdots & x^j(k, P-1) \end{pmatrix}, \quad (3)$$

$$\mathbf{y}_i^j(k) = \left(y_i^j(k, L-1) \quad y_i^j(k, L) \quad \cdots \quad y_i^j(k, L+P-2) \right)^T, \quad (4)$$

$$\mathbf{h}_i^j(k) = \left(h_i^j(k, 0) \quad h_i^j(k, 1) \quad \cdots \quad h_i^j(k, L-1) \right)^T, \quad (5)$$

$$\boldsymbol{\omega}_i^j(k) = \left(\omega_i^j(k, L-1) \quad \omega_i^j(k, L) \quad \cdots \quad \omega_i^j(k, L+P-2) \right)^T. \quad (6)$$

式(2)中, 可以用最小二乘 (Least Square, LS) 信道估计算法对每个数据块、每个子频带的信道进行经典估计或压缩感知估计。考虑到水声信道是典型的稀疏信道, 并且矩阵 \mathbf{A} 满足约束等容特性 (RIP) 准则^[18], 因此, 可用压缩感知信道估计算法如正交匹配追踪 (Orthogonal Matching Pursuit, OMP) 进行信道估计。进一步, 从分布式压缩感知的角度, 可利用多个子频带和多个数据块进行联合稀疏信道估计, 提高多频带水声通信信道估计性能。

2 基于多路径选择的时频联合稀疏信道估计算法

2.1 算法推导

对于实际水声信道而言, 在时间域或频率域多径结构类似的水声信道不可避免存在差异稀疏, 即仍然有部分多径的时延位置并不相同。在联合稀疏模型 2 (Joint Sparsity Model 2, JSM2)^[8] 下用分布式压缩感知进行稀疏信道建模时将差异稀疏集多径直接视为噪声, 对信道估计性能造成影响。本节采用多路径选择的方案可解决差异稀疏造成的问题^[19]。

考虑上述多频带水声通信模型, 将多频带 SIMO 水声信道分解成共同稀疏集和差异稀疏集:

$$\mathbf{h}_i^j(k) = \mathbf{h}_{i,c}^j(k) + \mathbf{h}_{i,d}^j(k), \quad (7)$$

其中 $\mathbf{h}_{i,c}^j(k)$ 为共同稀疏集, $\mathbf{h}_{i,d}^j(k)$ 为差异稀疏集。基于 JSM2 模型的水声信道只包含 $\mathbf{h}_{i,c}^j(k)$, 在这节中我们不但加强了共同稀疏集部分, 还确保差异稀疏集的正确性。

文献 19 和文献 20 把多路径选择方案用在 OMP 上。本文进一步将多路径选择方案用于分布式压缩

感知信道估计算法。多路径选择的核心思想是, 每次迭代中选择若干个候选元素 (Candidate) 用 D 表示, 每个选择的候选元素在下次迭代中又产生若干个候选元素, 如图 2(b) 所示; 而 OMP 在每次迭代中选择一个候选元素, 如图 2(a) 所示。本文将该思想用于分布式压缩感知的连续正交匹配追踪 (Simultaneous Orthogonal Matching Pursuit, SOMP)^[21] 算法中。文中把该算法称为联合频带稀疏和时间稀疏的多路径选择 SOMP 信道估计算法 (Joint Band Sparsity and Time Sparsity Multiple Selection SOMP, JBT-MSSOMP)。特别地, 当 $Q=1$ (Q 表示选择相邻数据块的个数) 时, 也就是在时间域上只选择一个数据块时, JBT-MSSOMP 算法退化成联合多频稀疏的多路径 SOMP 算法 (Joint Band Sparsity Multiple Selection SOMP, JB-MSSOMP)。在 JBT-MSSOMP 算法中, 若每次迭代选择一个候选元素, 那么 JBT-MSSOMP 退化成经典的 SOMP 算法, 文中称之为采用联合频带稀疏和时间稀疏的 SOMP (Joint Band Sparsity and Time Sparsity SOMP, JBT-SOMP)。在 JBT-SOMP 算法中, 当用于稀疏信道估计的数据块来自同一时间不同的频带, 即 $Q=1$, 该算法表示为 JB-SOMP (Joint Band Sparsity, SOMP)。JBT-SOMP 和 JB-SOMP 也属于经典的 SOMP 范畴。特别地, 在 JBT-SOMP 算法中, 当 $Q=1, M=1$ 时, JBT-SOMP 算法退化成经典的 OMP 算法。

图 2 为单路径和多路径的搜索示意图, 图 2(a) 为 OMP 或者 SOMP 的搜索示意图, 在每次迭代中, 只选择一个最大的候选元素; 图 2(b) 为多路径搜索示意图。在第 s 次迭代中, 所有的候选元素都看作子候选元素, 而在 $s-1$ 次迭代中产生该候选元素的候选元素称为父候选元素, 所有的候选元素组成了一个节点, 如图 2(b) 所示, 一个矩形框代表一个节

点, 一个节点中包含一个或者多个候选元素. 为了保存信道的时延, 抽头系数和残差, 定义 3 种候选元素, 即时延候选元素、抽头系数候选元素和残差候选元素, 不同种类的候选元素分别构成不同种类的节点, 不同种类的节点构成不同种类的树, 对应为时延树、抽头系数树和残差树. 该 3 种树具有相同的结构, 如图 2(b) 所示. 在第 s 次迭代中, 每个节点都遗

传其父节点的信息, 故每个节点都有 s 个候选元素.

表 1 描述了 JBT-MSSOMP 算法, 算法中有两个嵌套迭代, 外层循环根据稀疏度迭代, 也就是图 2(b) 中纵向层数的增加. 里层循环根据父候选元素产生子候选元素的迭代, 也就是图 2(b) 中横向节点的增加. 每次迭代中, 首先产生时延候选元素, 如式 (8) 所示. 式 (8) 中 $u_j^{(s-1)}(g^{s-1}, k)$ 表示第 j 个子频带第

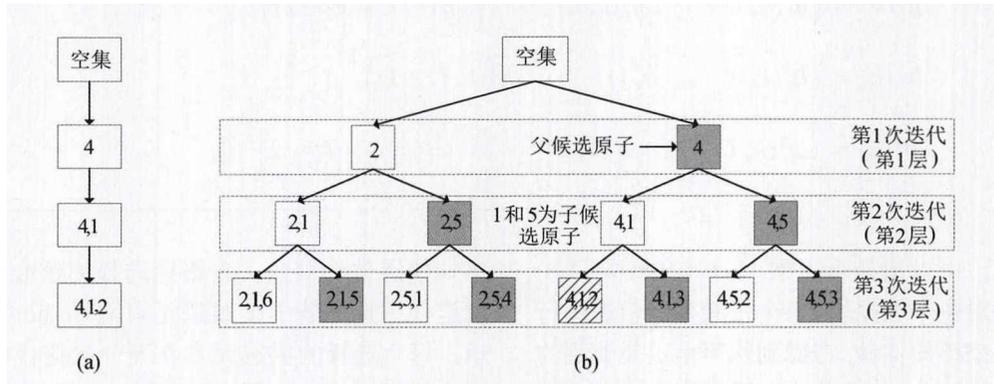


图 2 单路径 (a) 和多路径 (b) 搜索示意图

表 1 JBT-MSSOMP 信道估计算法

输入: $A^j(k)$, $y_i^j(k)$, 稀疏度 S .

初始化:

建立 $Q \times M$ 棵数, 包括时延树、抽头系数树和残差树, 分别记作 $\Gamma_j(k)$, $\rho_j(k)$, $u_j(k)$. 所有树中的节点都初始化为 0. 初始化迭代次数 $s=0$; 初始化残差 $u_j^0(v, k) = y_i^j(k)$; $j=1, 2, \dots, M$; $k=1, 2, \dots, Q$; $v=1, 2, \dots, D$.

迭代 $s=1: S$

子迭代 $g^{s-1}=1: D^{s-1}$

$$\lambda_{g^{s-1}} = \arg \max_{|\lambda_{g^{s-1}}|=D} \sum_{k=1}^Q \sum_{j=1}^M \left| \langle A^j(k), u_j^{(s-1)}(g^{s-1}, k) \rangle \right|, \quad (8)$$

$$\Gamma_j^s(g^s, k) = \Gamma_j^{(s-1)}(g^{s-1}, k) \cup \lambda_{g^{s-1}}(d), \quad (9)$$

$$\rho_j(g^s, k) = A_{j, [\Gamma_j^s(g^s, k)]}^\dagger(k) y_{i, j}(k), \quad (10)$$

$$u_j^s(g^s, k) = y_i^j(k) - A_{[\Gamma_j^s(g^s, k)]}^j \rho_j(g^s, k). \quad (11)$$

停止子迭代

停止迭代

输出:

最后的残差储存在 $u_j^S(g^S, k)$ 中, 计算每棵树最后一次迭代的残差, 选择最小残差对应的位置, 保存在 $\hat{g}_j^S(k)$ 中:

$$\hat{g}_j^S(k) = \arg \min_{g^S=1: D^S} \|u_j^S(g^S, k)\|_2^2. \quad (12)$$

在每棵时延树和抽头系数树中, 根据选择出来最小残差值对应的位置, 选择对应的抽头系数:

$$\hat{h}_{i, j}(k) = \rho_j(\hat{g}_j^S(k), k), \quad (13)$$

对应的时延为 $\Gamma_j^S(\hat{g}_j^S(k), k)$.

至此, 信道的时延和抽头系数已经重构, 信道估计完毕.

k 个数据块在 $s-1$ 次迭代中第 g^{s-1} 个节点对应的残差。计算第 j 个子频带第 k 个数据块对应的测量矩阵与残差的内积, 一共有 $Q \times M$ 个内积, 最后把这些内积的绝对值累加。在累加的内积中找到前 D 个最大值, 并将其位置保存在 $\lambda_{g^{s-1}}$ 集合中。 $|\lambda_{g^{s-1}}|=D$ 表示 $\lambda_{g^{s-1}}$ 的势 (cardinality), 即 $\lambda_{g^{s-1}}$ 中有 D 个非零元素。将产生的时延候选元素放置于时延树对应的位置, 如式 (9) 所示。 g^{s-1} 表示第 $s-1$ 迭代中节点的索引, 在 $s-1$ 次迭代中一共有 D^{s-1} 个节点。第 s 次迭代中第 g^s 个子节点索引与在第 $s-1$ 次迭代中其对应的父节点索引 g^{s-1} 对应的关系为 $g^s = (g^{s-1}-1) + d$, d 表示同一个父节点产生子节点的顺序。如图 2(b) 所示, 在第 3 次迭代中, 带斜杠阴影的节点从第 2 次迭代中的第 3 个父节点产生, 并且其是第一个产生, 故 $s=3, g=3, d=1$, 因此带斜杠阴影中的索引值为 $(3-1) \times 2 + 1 = 5$ 。保存时延到对应的节点如式 (9) 所示。根据时延节点计算对应的抽头系数和残差, 并保存到各自相应的节点, 分别如式 (10) 和式 (11) 所示。

迭代完成以后, 寻找残差树中最后一层的最小残差节点并保存对应的位置如式 (12) 所示, 根据这个位置在抽头系数树和时延树中索引抽头系数和抽头时延如式 (13) 所示。一共有 $M \times Q$ 棵树, 因此同时恢复 $M \times Q$ 个信道。

从式 (2) 中可以看出, 如果多个信道具有相同的时延, 那么具有相同时延的多径抽头估计得到了增强, 具有不同时延的抽头将会被估计成虚拟抽头, 这种虚拟抽头将会降低信道均衡器的性能。但是, 只要不同时延多径抽头落在 D 个子候选元素中, 通过产生多候选元素、多路径选择和最小残差选择, 最终可以把这些不同时延的抽头重构出来。最终, 不仅具有相同时延多径抽头的估计得到了增强, 而且具有不同时延多径也同时得到了恢复, 这是本文算法与 SOMP 算法的最本质区别。

从上面的分析可知, 候选元素的个数按指数增长, 当 D 和 S 很大时, 计算量非常大。考虑到水声信道稀疏多径的个数有限, 本文选择了一个折中的方案。每次迭代中, 一共有 D^s 个节点, 选择前 κ 个最大的节点, 抛弃 $D^s - \kappa$ 个节点。所以, 在第 s 次迭代中有 κD 个节点, 这样在不损失信道估计的性能下, 大大降低了计算复杂度。

2.2 计算复杂度分析

本节分析 OMP、JBT-SOMP 和 JBT-MSSOMP 算法的计算复杂度。假设乘法和加法拥有相同的计算复杂度^[22-23]。在第 s 次迭代中, OMP 算法的计

算复杂度是 $O(PL + Ps + Ps^2 + s^3)$ ^[23]。

表 2 为 OMP、JBT-SOMP 和 JBT-MSSOMP 算法的计算复杂度比较, 对于每个信道估计, JBT-SOMP 算法比 OMP 算法多了 $O(PL)$ 次, 这是由于式 (8) 联合多个数据块进行信道估计造成的。JBT-MSSOMP 算法由于采用多路径搜索, 其计算复杂度比前两者大。JBT-MSSOMP 的计算量由 D 和 κ 决定。由于水声信道的稀疏性, D 和 κ 的数值一般不会很大, JBT-MSSOMP 的计算复杂度仍然可以接受。

表 2 不同算法计算复杂度比较

算法名称	计算复杂度
OMP	$O(PL + Ps + Ps^2 + s^3)$
JBT-SOMP	$O(PL + PL + Ps + Ps^2 + s^3)$
JBT-MSSOMP	$O(\kappa PL + \kappa D(PL + Ps + Ps^2 + s^3))$

3 数值仿真

3.1 仿真设置

仿真设置两个频带的多频带水声通信系统。第 1 个频带记作 band-1, 第 2 个频带记作 band-2, band-2 信道多径抽头位置部分与 band-1 信道抽头位置一致, 如图 3 所示。仿真实验在基带进行, 符号率为 12000 symbols/s, 采用正交相移键控 (Quadrature Phase Shift Keying, QPSK) 映射方式。仿真的信噪比设置为 3 dB。仿真实验中, 比较 OMP、JBSOMP、JB-MSSOMP 和 JBT-MSSOMP 算法的性能。仿真实验中, 稀疏度 S 设置为 7, 产生候选子元素的个数 D 设置为 5, κ 设置为 10。

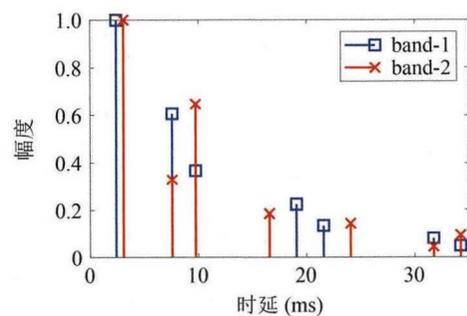


图 3 仿真信道

3.2 仿真结果与分析

仿真信道估计性能用信道估计均方误差 (Mean Square Error, MSE) 来描述, 如图 4(a) 和图 4(b) 给出了信道估计 MSE 结果。从图 4 中 2 个频带的信道估计误差曲线可以看出, 在比较的观测长度范围内

(5~30 ms) JB-MSSOMP 算法和 JBT-MSSOMP 算法均比 JB-SOMP 或者 OMP 获得更好的性能。在较短的观测长度下, 如 5~10 ms, JB-SOMP 算法获得的 MSE 比 OMP 算法获得的 MSE 要低, 这是由于 JB-SOMP 算法采用了多个数据块进行联合估计。随着观测长度的增加, 如大于 20 ms, JB-SOMP 算法获得的性能稍微比 OMP 算法获得的性能差一些, 如在图 4(a) 中, JB-SOMP 获得的 MSE 是 -12.33 dB, OMP 算法获得的 MSE 是 -12.10 dB。造成这个现象的原因是, JB-SOMP 算法把差异稀疏集的信道多径估计成噪声, 从而降低了其性能。

从图 4 可以看出, 由于 JB-MSSOMP 或者 JBT-MSSOMP 采用多路径选择方案, 把差异稀疏支撑集的多径抽头正确估计出来, 从而提高了估计性能。

4 海试实验

4.1 海试实验设置

本文海试实验在厦门五缘湾海域进行, 实验海域平均水深约 10 m。垂直接收阵列包含 4 个接收阵元, 从海面第 1 个接收阵元到第 4 个接收阵元的深度分别为 2 m, 4 m, 6 m, 8 m。发射阵元固定在船

上, 深度位于水下 2 m, 如图 5(a) 所示, 发射端和接收端的水平距离为 1000 m。发射端到接收端从海面到海底的信道分别记作通道 1、通道 2、通道 3 和通道 4。图 5(b) 为实验区域声速梯度, 从图中可以看出, 从海面到海底声速区别不大, 声速呈微弱的正梯度。

实验采用两个频带的 QPSK 水声信号进行分频带传输, 每个子频带的带宽为 1.25 kHz, 频带间的保护间隔为 0.5 kHz; 两个子频带的中心频率为 13.8 kHz 和 15.5 kHz, 分别记作 band-1 和 band-2; 信号的持续时间为 5.6 s。

由于海试实验无法预知真实信道, 为了测试信道估计性能, 采用通信接收机的输出性能评估信道估计好坏。文献 15 通过理论分析和实验结果分析了信道估计好坏对基于多通道信道估计的判决反馈均衡 (MCE-DFE) 接收机性能的影响。因此, 本文采用文献 15 中的 MCE-DFE 的输出信噪比、星座图、误码率指标进行对应信道估计算法的性能评估。

图 6 为数据帧结构, 数据帧包括报文和数据块, 其中报文的信息对于接收机是已知的, 而数据块的信息对于接收机是未知的, 接收机的目的是恢复数据块的比特信息。

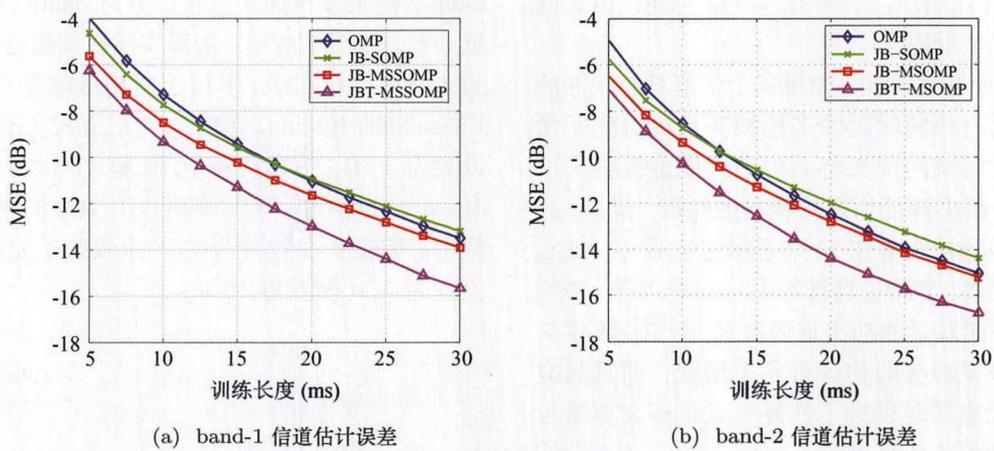


图 4 不同训练长度下的信道估计误差

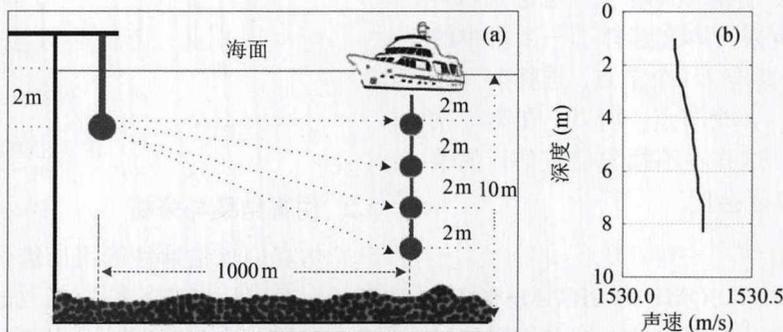


图 5 实验布放示意图 (a) 和声速梯度 (b)

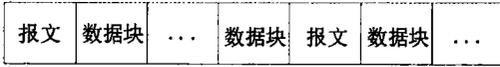


图 6 数据帧结构

本文海试实验采用 MCE-DFE 的训练模式和工作模式的输出结果来表征信道估计好坏。在训练模式下, 所有的传输符号当作已知, 包括报文和数据块; 在工作模式下, 只有报文信息已知, 报文用于初始信道估计和多普勒估计, 用于均衡报文后的第 1 个数据块, 报文后第 2 个数据块的多普勒估计和信道估计用报文后的第 1 个数据块恢复信息得到, 以此循环最终解调整帧信号。一帧数据中每个子频带包含 6500 个 QPSK 符号。

水声通信实验系统参数如表 3 所示。信道长度设置为 200 ms, 对应 200 个符号长度。前馈滤波器和反馈滤波器长度分别为 400 和 199 个符号长度。OMP、JB-SOMP、JB-MSSOMP 和 JBT-MSSOMP 算法稀疏度 $S=15$; 在 JB-MSSOMP 和 JBT-MSSOMP 算法中, 设置 $\kappa=10$, 设置每次产生候选元素个数 $D=5$ 。因此, 在每次迭代中, 每 10 个最大的候选元素在下次迭代中分别产生 5 个候选元素, 在此迭代中一共有 50 个候选元素; 设置多子带个数 $M=2$; 设置连续数据块个数 $Q=2$ 。为了进一步评估系统性能, 采用低密度奇偶校验码 (Low Density Parity Check, LDPC) 信道编码^[24], LDPC 码的码率为 2/3。

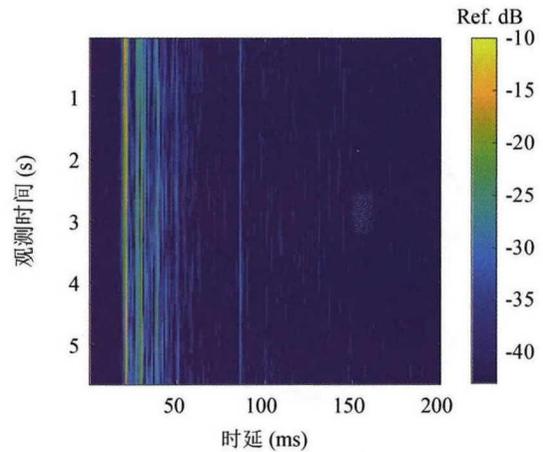
表 3 多频带水声通信实验系统参数

参数	参数描述	数值
F_s	采样率	96000 symbols/s
F_c	子频带	13.8 kHz 和 15.5 kHz
R	符号率	1000 symbols/s
N_T	发射源个数	1
N_R	接收阵元	4
K_{os}	过采样率	1
$T_{preamble}$	报文持续时间	0.25 s
T_{ch}	信道长度	200 ms
L	离散信道长度	$L = T_{ch} * R$
N_{ff}	前馈滤波器长度	$2 * L$
N_{fb}	反馈滤波器长度	$L - 1$

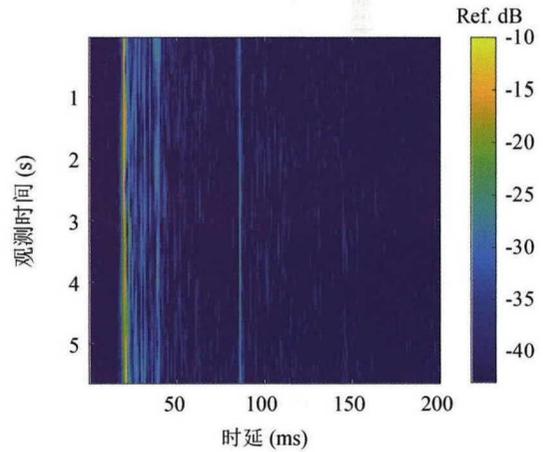
4.2 实验结果与分析

图 7(a) 和图 7(b) 分别为接收通道 3 的 band-1 和 band-2 的信道冲激响应图。信道长度设置为 200 ms, 信道估计前进行多普勒估计和补偿。为了更精确恢复信道特性, 训练长度为信道长度的 3 倍。信道估

计算法为最小二乘 QR 分解算法 (Least Square QR-Factorization, LSQR)。从图中可以看出, 水声信道呈现出较为典型的稀疏性, 压缩感知信道估计算法可直接用于水声信道估计以提高信道估计性能。从图中还可以看出, 水声信道显现大的多径时延扩展, 如多径时延可持续到将近 100 ms。在理想的波导条件下, 理论上两个子频带的信道是相同的, 但实际上由于两个子频带的中心频率差异, 其声场传播存在差异, 但是 band-1 和 band-2 多径结构仍然显现明显的相关性, 即不同子频带信道存在大量位置相同的多径抽头, 为利用分布式压缩感知改善信道估计性能提供了可能。



(a) band-1

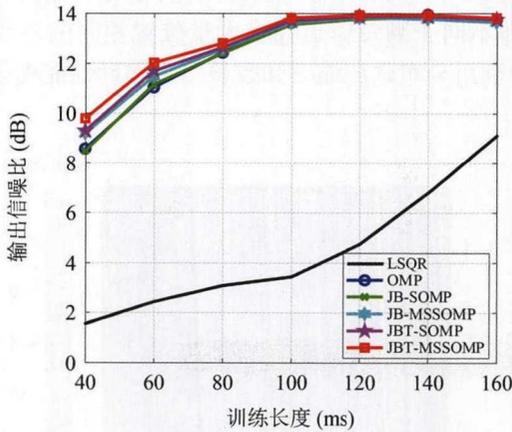


(b) band-2

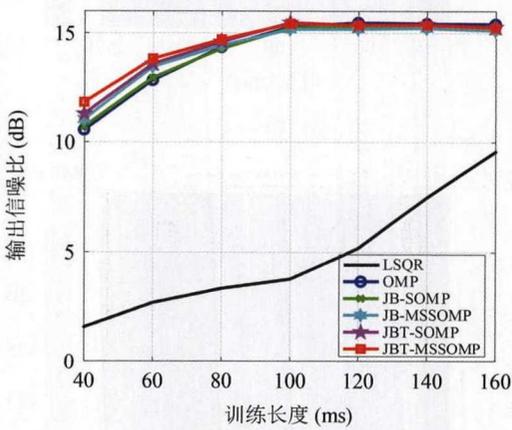
图 7 信道冲激响应

图 8 给出了 MCE-DFE 接收机在不同训练长度下各算法对应 MCE-DFE 接收机的输出信噪比 (Output Signal-to-Noise Ratio, OSNR), 其中每个训练长度获得的 OSNR 通过整帧数据的 OSNR 统计平均获得, 从图中可以看出, OSNR 随着观测长度变大而变大, 因为长的观测长度提高了接收信号与训练序列的相关性, 提高了多径位置的检测性能。明显地,

LSQR 信道估计算法取得最低的 OSNR。由于 LSQR 信道估计算法不是稀疏恢复算法，在非零抽头存在大量的估计噪声降低了接收机性能；另外，LSQR 算法的观测长度往往要大于信道长度的 2~3 倍才能取得较好的信道估计性能。比较 OMP、JB-SOMP、JB-MSSOMP 和 JBT-MSSOMP 算法，本文提出的 JB-MSSOMP 和 JBT-MSSOMP 算法在较低的观测长度下（如小于 80 ms），仍取得较高的 OSNR。



(a) band-1 输出信噪比



(b) band-2 输出信噪比

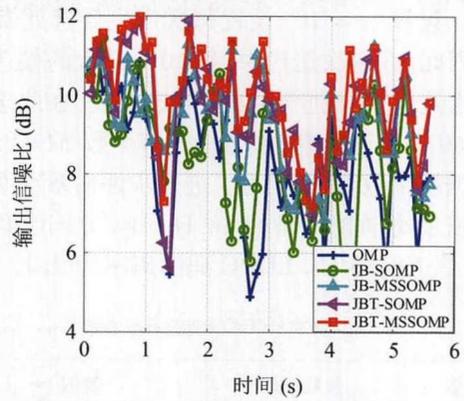
图 8 不同训练长度下的输出信噪比结果

同时，在较短的训练长度下，接收信号与发射信号的相关性得到不同程度的降低，使得传统 OMP 算法在搜索多径抽头位置的能力下降，传统的 JB-SOMP 算法由于利用了信道间多径抽头的相关性，在较短的训练长度下提高了多径抽头搜索能力，提高了信道估计性能，但是传统的 JB-SOMP 算法忽略了差异稀疏部分，将差异稀疏部分视为噪声。本文采用多路径选择策略，在传统的 JB-SOMP 算法的基础上，不但利用了多径抽头的相关性提高相同多径抽头位置的检测能力，而且通过多路径选择，恢复了不同位置的多径重构，提高了信道估计性能，从而

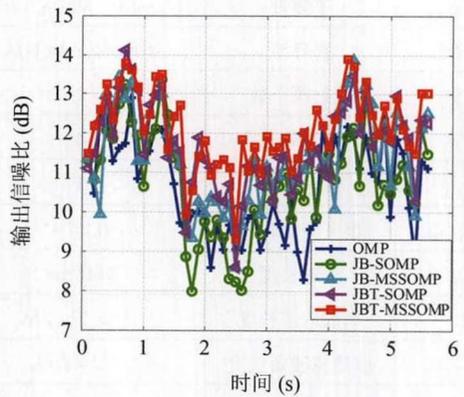
为 MCE-DFE 提供精确的信道信息，提高 MCE-DFE 的 OSNR。

同时，从图 8 中还可以看出，JB-MSSOMP 算法和 JBT-MSSOMP 算法所获得的 OSNR 在训练长度为 100 ms 时达到收敛，再随着观测长度变长，其对应的 OSNR 变化不大。因为在较长的观测长度下，接收信号与训练序列的相关性增强，传统的 OMP 信道估计算法检测多径抽头位置的能力得到提高，基于多路径的分布式压缩感知信道估计算法所获得的增益变小。

图 9 所示为 MCE-DFE 接收机在工作模式下的 OSNR。除了观测长度设置为 60 ms 之外，所有的参数与训练模式下的参数相同。在工作模式下，除了报文的发射训练是已知的，其它的都当作未知的。为了防止错误传递造成接收机崩溃，在接收数据帧中假设 14.29% 的符号已知，且均匀分布，用于对信道和多普勒估计结果进行纠正，如图 6 所示。



(a) band-1 输出信噪比



(b) band-2 输出信噪比

图 9 工作模式下接收机输出信噪比随时间变化图

从图中可以看出，本文提出的 JB-MSSOMP 和 JBT-MSSOMP 算法比 OMP 算法获得了更高的 OSNR。如图 9(a) 和图 9(b) 所示，JB-MSSOMP 和 JBT-MSSOMP 算法与 OMP 算法获得的增益分别为

0.93 dB, 1.64 dB 和 0.76 dB, 1.48 dB. 工作模式的结果与训练模式的结果相同. 从图中还可以看出, OMP 算法获得的 OSNR 随时间存在一定程度震荡, 原因是 OMP 获得的误码率比较高, 造成错误传递.

图 10 给出了 band-1 和 band2 工作模式下的星座图, 其中图 10(a) 和图 10(b) 分别为 band-1 OMP 和 JBT-MSSOMP 算法获得的星座图, 图 10(c) 和图 10(d) 分别为 band-2 OMP 和 JBT-MSSOMP 算法获得的星座图. 从图中可以看出, OMP 的星座图略微模糊, 而 JBT-MSSOMP 获得的星座图 4 个象限分

离明显. 图 10(a), (b), (c) 和 (d) 星座图对应的 OSNR 分别为 8.31 dB, 9.94 dB, 10.63 dB 和 12.11 dB.

表 4 为工作模式下原始误码率和信道编码后的误码率, 误码率由整帧数据的所有比特信息统计平均获得. 从表中可以看出, LSQR 由于原始误码率比较高, 信道编码失去了作用. 而 JBT-MSSOMP 经过信道编码后两个子频带的误码都为 0.

图 8、图 9、图 10 和表 4 表明本文提出的 JB-MSSOMP 和 JBT-MSSOMP 在短的观测长度下可以有效地提高多频带水声通信系统的性能.

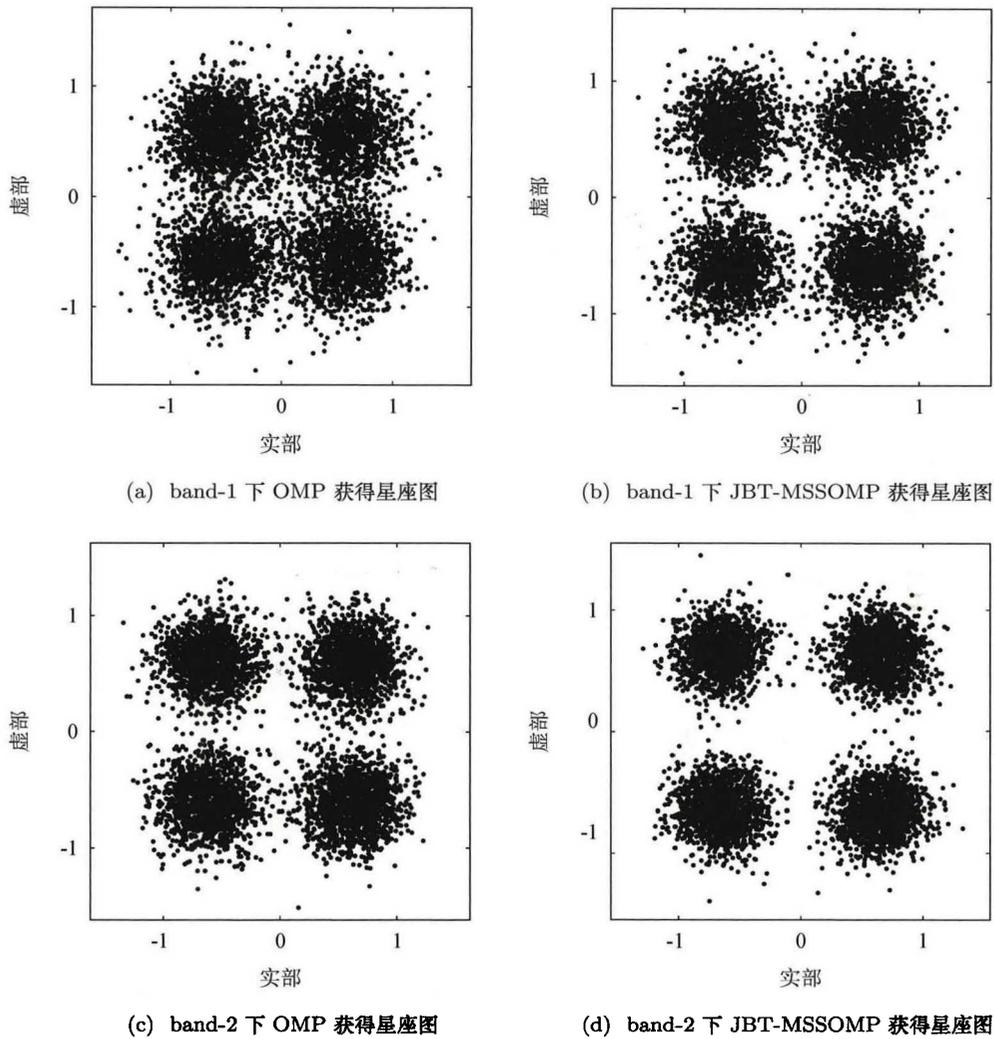


图 10 不同信道算法输出的星座图

表 4 不同信道估计算法获得的误码率

		LSQR	OMP	JB-SOMP	JB-MSSOMP	JBT-MSSOMP
band-1	原始 BER (%)	42.14	1.94	1.73	0.83	0.61
	编码后 BER (%)	42.26	0.56	0.20	0.00	0.00
band-2	原始 BER (%)	41.94	0.24	0.23	0.11	0.0357
	编码后 BER (%)	42.16	0	0	0	0.00

5 结论

多频带水声通信系统由于各子频带间中心频率的差异导致其声场传播的差异,但是各子带间存在着大量抽头位置相同、抽头系数不同的多径,即不同子频带之间的信道有很强的相关性。这种子频带间信道的相关性为进一步提高信道估计提供可能。考虑到这一点,本文设计时频联合稀疏估计算法来提高多频带水声信道估计性能。

由于多频带声场传播差异,不同频带间的信道往往存在不同位置多径,而经典 JSM2 模型将不同位置的差异多径直接视为噪声处理,从而导致性能损失。针对这个问题,将多路径搜索方案应用于时频联合稀疏的高效恢复中进行多频带信道估计算法的推导。

仿真实验和海试实验表明,对多频带水声信道中这种时频联合稀疏性的利用有效提高了信道估计性能,并可通过构造信道估计均衡器进一步获得多频带水声通信性能的提升。在此基础上,多接收器系统中不同接收单元间信道存在的空间域稀疏相关性揭示了空、时、频域联合的扩展可能,从而为利用水声信道中不同域存在的稀疏特性来改善系统性能提供了新的思路。

参 考 文 献

- Carrascosa P C, Stojanovic M. Adaptive channel estimation and data detection for underwater acoustic MIMO-OFDM systems. *IEEE J. Oceanic Eng.*, 2010; **35**(3): 635—646
- Tao J, Zheng Y R, Xiao C *et al.* Robust MIMO underwater acoustic communications using turbo block decision-feedback equalization. *IEEE J. Oceanic Eng.*, 2010; **35**(4): 948—960
- 武岩波, 朱敏, 朱维庆, 邢泽平. 接近非相干水声通信信道容量的信号处理方法. *声学学报*, 2015; **40**(1): 117—123
- Singer A C, Nelson J K, Kozat S S. Signal processing for underwater acoustic communications. *IEEE Commun. Mag.*, 2009; **47**(1): 90—96
- 贾艳云, 赵航芳. 双扩展信道的时延-多普勒匹配滤波. *应用声学*, 2012; **31**(1): 66—74
- 乔钢, 王巍, 刘淞佐, Rehan Khan, 王玥. 改进的多输入多输出正交频分复用水声信道判决反馈信道估计方法. *声学学报*, 2016; **41**(1): 94—104
- 台玉朋, 王海斌, 杨晓霞等. 一种适用于深海远程水声通信的 LT-Turbo 均衡方法. *中国科学: 物理学力学天文学*, 2016; **46**(9): 3—8
- 周跃海, 伍飞云, 童峰. 水声多输入多输出信道的分布式压缩感知估计. *声学学报*, 2015; **40**(4): 450—459
- Roy S, Duman T, McDonald V *et al.* High-rate communication for underwater acoustic channels using multiple transmitters and space-time coding: receiver structures and experimental results. *IEEE J. Oceanic Eng.*, 2007; **32**(3): 663—688
- Song A, Badiey M. Time reversal multiple-input/multiple-output acoustic communication enhanced by parallel interference cancellation. *J. Acoust. Soc. Am.*, 2012; **131**(1): 281—291
- Akyildiz I F, Pompili D, Melodia T. Underwater acoustic sensor networks: research challenges. *Ad Hoc Networks*, 2005; **3**(3): 257—279
- Chitre M, Shahabudeen S, Stojanovic M. Underwater acoustic communications and networking: recent advances and future challenges. *Mar. Technol. Soc. J.*, 2008; **42**(1): 103—116
- 周跃海, 曹秀岭, 陈东升等. 长时延扩展水声信道的联合稀疏恢复估计. *通信学报*, 2016; **37**(2): 165—172
- Stojanovic M. Efficient processing of acoustic signals for high-rate information transmission over sparse underwater channels. *Phys. Commun.*, 2008; **1**(2): 146—161
- Preisig J C. Performance analysis of adaptive equalization for coherent acoustic communications in the time-varying ocean environment. *J. Acoust. Soc. Am.*, 2005; **118**(1): 263—278
- van Walree P A, Leus G. Robust underwater telemetry with adaptive turbo multiband equalization. *IEEE J. Oceanic Eng.*, 2009; **34**(4): 645—655
- Leus G, van Walree P A. Multiband OFDM for covert acoustic communications. *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, 2008; **26**(9): 1662—1673
- Bajwa W U, Haupt J D, Raz G M *et al.* Toeplitz-structured compressed sensing matrices. *IEEE/SP 14th Workshop on Statistical Signal Processing*, Madison, WI, USA, 2007: 294—298
- Kwon S, Wang J, Shim B. Multipath matching pursuit. *IEEE Trans. Inf. Theory*, 2014; **60**(5): 2986—3001
- Shim B, Kwon S, Song B. Sparse detection with integer constraint using multipath matching pursuit. *IEEE Commun. Lett.*, 2014; **18**(10): 1851—1854
- Tropp J A, Gilbert A C, Strauss M J. Simultaneous sparse approximation via greedy pursuit. *IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, Philadelphia, PA, USA, 2005: 721—724
- Sturm B L, Christensen M G. Comparison of orthogonal matching pursuit implementations. *Proceedings of the 20th European Signal Processing Conference*, Bucharest, Romania, 2012: 220—224
- Blumensath T, Davies M E. Gradient pursuits. *IEEE Trans. Signal Process.*, 2008; **56**(6): 2370—2382
- Huang J, Zhou S, Willett P. Nonbinary LDPC coding for multicarrier underwater acoustic communication. *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, 2008; **26**(9): 1684—1696