



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 105490974 A

(43) 申请公布日 2016. 04. 13

(21) 申请号 201510930460. 9

(22) 申请日 2015. 12. 15

(71) 申请人 江苏科技大学

地址 212003 江苏省镇江市梦溪路 2 号

(72) 发明人 王彪 丁鹭飞 杨奕飞 戴跃伟

(74) 专利代理机构 南京苏高专利商标事务所
(普通合伙) 32204

代理人 陈静

(51) Int. Cl.

H04L 25/02(2006. 01)

H04L 27/26(2006. 01)

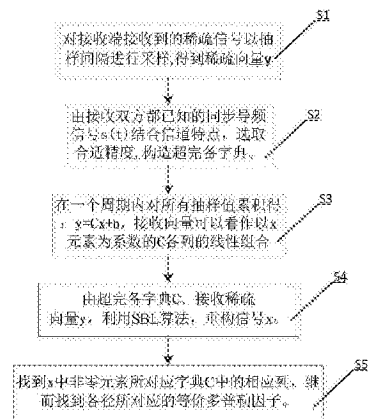
权利要求书2页 说明书6页 附图2页

(54) 发明名称

一种 MIMO-OFDM 水声通信系统的多普勒估计方法

(57) 摘要

本发明公开了一种 MIMO-OFDM 水声通信系统的多普勒估计方法,包括如下步骤:对接收端接收到的稀疏信号以抽样间隔进行采样,得到稀疏向量 y ;由接收双方都已知的同步导频信号 $s(t)$ 结合信道特点,选取合适精度,构造超完备字典;在一个周期内对所有抽样值累积得 $y = Cx+n$,接收向量看作以 x 元素为系数的 C 各列的线性组合;由超完备字典 C 、接收稀疏向量 y ,利用 SBL 算法,重构信号 x ;找到 x 中非零元素所对应超完备字典 C 中的相应列,继而找到各径所对应的等价多普勒因子。本发明不仅大大提高了 MIMO-OFDM 水声多普勒因子的估计精度,而且针对常规多普勒扩展也提出了新的解决方法。



1. 一种MIMO-OFDM水声通信系统的多普勒估计方法,其特征在于,包括如下步骤:

S1:对接收端接收到的稀疏信号以抽样间隔进行采样,得到稀疏向量 y ;

S2:由接收双方都已知的同步导频信号 $s(t)$ 结合信道特点,选取合适精度,构造超完备字典;

S3:在一个周期内对所有抽样值累积得: $y=Cx+n$,接收向量看作以 x 元素为系数的 C 各列的线性组合;

S4:由超完备字典 C 、接收稀疏向量 y ,利用SBL算法,重构信号 x ;

S5:找到 x 中非零元素所对应超完备字典 C 中的相应列,继而找到各径所对应的等价多普勒因子。

2. 根据权利要求1所述的MIMO-OFDM水声通信系统的多普勒估计方法,其特征在于,所述步骤S1具体为:考虑一个有 N_t 个换能器, N_r 个水听器的水声MIMO-OFDM通信系统,假设在第 i 个换能器和第 j 个水听器间的MIMO水声稀疏信道中,在一个符号周期内多径衰减是近似保持不变的,并且每一个换能器至水听器的等效多普勒因子都不同;定义多普勒因子 v_p 、时延因子 τ_p 参数集合:

$$v_p \in \{v_1, v_2, \dots, v_1, \dots, v_L\} \quad \tau_p \in \{\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_k, \dots, \tau_K\}$$

其中 $v_l = v_1 + (l-1) \Delta v$, $\tau_k = \tau_1 + (k-1) \Delta \tau$, Δv 、 $\Delta \tau$ 表示多普勒及时延估计的离散精度,可以根据需要灵活调整, L 、 K 分别表示MIMO信道可能的多普勒因子、时延值个数;假定发送端同步导频信号为 $s(t)$,经过MIMO稀疏时变信道后第 j 个水听器接收信号表示成 $y_j(t)$ 。

3. 根据权利要求1所述的MIMO-OFDM水声通信系统的多普勒估计方法,其特征在于,所述步骤S2具体为:设 $s(t)$ 的持续时间为 $[0, T]$,在接收端对 $y(t)$ 以间隔 Δt 进行抽样,令所述S1步骤中 $\tau_1=0$,抽样间隔 $\Delta t = \Delta \tau$,并省略上式中的 Δt ,化简并写成向量形式可表示为 $y[i] = c[i]^T x + n[i]$ 。

4. 根据权利要求1所述的MIMO-OFDM水声通信系统的多普勒估计方法,其特征在于,所述步骤S3具体为:在一个周期内对所有抽样值累积得: $y=Cx+n$,考虑所示接收信号的向量形式,接收向量看作以 x 元素为系数的 C 各列的线性组合。

5. 根据权利要求1所述的MIMO-OFDM水声通信系统的多普勒估计方法,其特征在于,所述步骤S4具体为:采用基于稀疏贝叶斯学习的MIMO-OFDM水声多普勒估计方法,从水声信道的稀疏特性出发,基于超完备字典将MIMO多普勒估计问题建模为稀疏表示问题,利用稀疏贝叶斯学习算法进行求解,在已知 y 与 C 的前提下,SBL算法以自适应调整当时重构出幅度衰减矩阵 x 。

6. 根据权利要求1所述的MIMO-OFDM水声通信系统的多普勒估计方法,其特征在于,所述步骤S5具体为:根据所述步骤S4重构出的稀疏矩阵 x ,找到其非零向量对应 C 矩阵中相应的元素,继而找到各对应MIMO信道的多普勒因子。

7. 根据权利要求1所述的MIMO-OFDM水声通信系统的多普勒估计方法,其特征在于,所述步骤S4中SBL算法的具体实现步骤为:

第一步,输入: I 维的接收向量 y , $I \times (L \times K)$ 维超完备字典矩阵 C , $I = T / \Delta t$

第二步,初始化:超参数 $\gamma^{(0)} \geq 0$, $\beta^{(0)} > 0$,迭代数 $k=1$, $\varepsilon > 0$;

第三步,算法迭代:

a. 记 $\Lambda = \text{diag}(1/\gamma)$,利用

$$p(\mathbf{x}|\mathbf{y}, \gamma, \beta) = (2\pi)^{-\frac{N}{2}} |\Sigma|^{-\frac{1}{2}} \exp\left(-\frac{1}{2}(\mathbf{x}-\boldsymbol{\mu})^T \Sigma^{-1}(\mathbf{x}-\boldsymbol{\mu})\right)$$

$$\Sigma = (\beta C^T C + \Lambda)^{-1}$$

分别估计 $\mu^{(k-1)}$, $\Sigma^{(k-1)}$;

b. 记 $A = \beta^{-1}I + C\Lambda^{-1}C^T$, 利用

$$L(\gamma | \beta) = \log |A| + \mathbf{y}^T A^{-1} \mathbf{y}$$

$$\gamma_i^{(k+1)} = \mu_i^2 + \Sigma_{ii}$$

分别更新参数 γ, β , 得到 $\gamma^{(k)}, \beta^{(k)}$;

c. 判断是否满足 $\|\gamma^{(k)} - \gamma^{(k+1)}\| \leq \varepsilon$, 若满足则转至第四步; 不满则 $k = k+1$, 重复第三步1;

第四步, 输出稀疏向量的估计值: $\hat{\mathbf{x}} = \boldsymbol{\mu}^{(k-1)}$ 。

一种MIMO-OFDM水声通信系统的多普勒估计方法

技术领域

[0001] 本发明属于水声通信技术领域,尤其是一种MIMO-OFDM水声通信系统的多普勒估计方法。

背景技术

[0002] 水声通信网络在海洋石油工业的远程控制、海洋环境监测、海洋科学数据收集、水下通话、海洋资源勘探等方面具有重要的应用价值。它通常由海底传感器、自主水下航行器和水面站组成。海洋传输信道的特性如可用频带有限、传输时延长以及环境噪声级高等种种困难严重限制了水声通信网络的服务质量。因此,高性能、高可靠性水声通信网络的实现具有极大的技术挑战性,其关键是研究基于海洋信道条件和水声通信网络特点的通信网络技术。基于多输入多输出的正交频分复用(MIMO-OFDM)技术的水声通信系统以其高数据传输速率和高可靠性成为水下通信领域的一个研究热点。而水声信道中多径传输造成的频率选择性衰落和码间干扰以及多普勒效应引起的频移是影响水声通信系统速率和数据传输可靠性的主要因素。在MIMO-OFDM系统中的多普勒估计方法要比单输入输出的水声通信系统多普勒估计方法复杂得多。

[0003] 目前水声通信中的多普勒估计方法多是基于模糊度函数的方法,其具体实现方法大致分为两类:

[0004] 第一类方法大都依赖于一个或多个对多普勒扩展不敏感的同步信号(如线性调频信号LFM、伪随机序列PN等),设置一组相关器(互相关或自相关),采用信号处理中的相关、模糊度函数等有关理论对多普勒扩展进行估计。

[0005] 第二类方法是根据水声信道的特点,采用最新的信号处理理论,把多普勒估计与补偿问题转化为其他问题进行研究。主要有:(1)将多普勒估计问题视为水声信号参数估计问题的一部分;(2)将多普勒估计与补偿视为一个整体,建模为稀疏信号表示或其他信号处理问题,寻找合适的信号处理算法来进行研究。

[0006] 这些多普勒因子估计算法均可以扩展到MIMO系统中,但此时需要考虑多发收信道变化的差异性对多普勒因子估计的影响,同时注意到水声信道的稀疏结构,即水声MIMO信道中只有少部分能量较强的子信道能够将信号传输到达接收端被水听器接收处理。针对MIMO-OFDM系统,本发明通过设计出联合导频的同步码并且充分利用同步码信号的特点,对MIMO-OFDM水声通信系统中多普勒因子进行精确估计,改进了传统单输入单输出多普勒因子估计方法在多输入多输出系统应用中的不足,大大提高了估计精度。

发明内容

[0007] 发明目的:本发明的目的在于提供一种水声MIMO-OFDM多普勒因子精确估计方法,针对所设计的同步导频的特点,将一种新的信号处理技术引入水声通信来进行多普勒估计,提出一种能精确估计多普勒因子的方法,解决了传统相关方法估计结果不准,未考虑MIMO-OFDM通信系统信道传输的稀疏特性的缺点。

[0008] 技术方案:一种MIMO-OFDM水声通信系统的多普勒估计方法,包括如下步骤:

[0009] S1:对接收端接收到的稀疏信号以抽样间隔进行采样,得到稀疏向量 y ;

[0010] S2:由接收双方都已知的同步导频信号 $s(t)$ 结合信道特点,选取合适精度,构造超完备字典;

[0011] S3:在一个周期内对所有抽样值累积得: $y=Cx+n$,接收向量看作以 x 元素为系数的 C 各列的线性组合;

[0012] S4:由超完备字典 C 、接收稀疏向量 y ,利用SBL算法,重构信号 x ;

[0013] S5:找到 x 中非零元素所对应超完备字典 C 中的相应列,继而找到各径所对应的等价多普勒因子。

[0014] 所述步骤S1具体为:考虑一个有 N_t 个换能器, N_r 个水听器的水声MIMO-OFDM通信系统,假设在第 i 个换能器和第 j 个水听器间的MIMO多径信道中,在一个符号周期内多径衰减是近似保持不变的,并且每一个换能器至水听器的等效多普勒因子都不同;定义多普勒因子 v_p 、时延因子 τ_p 参数集合:

[0015] $v_p \in \{v_1, v_2, \dots, v_1, \dots, v_L\}$ $\tau_p \in \{\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_k, \dots, \tau_K\}$

[0016] 其中 $v_1 = v_1 + (l-1) \Delta v$, $\tau_k = \tau_1 + (k-1) \Delta \tau$, Δv 、 $\Delta \tau$ 表示多普勒及时延估计的离散精度,可以根据需要灵活调整, L 、 K 分别表示MIMO信道可能的多普勒因子、时延值个数;假定发送端同步导频信号为 $s(t)$,经过MIMO稀疏时变信道后第 j 个水听器接收信号表示成 $y_j(t)$ 。

[0017] 所述步骤S2具体为:设 $s(t)$ 的持续时间为 $[0, T]$,在接收端对 $y_j(t)$ 以间隔 Δt 进行抽样,令所述S1步骤中 $\tau_1 = 0$,抽样间隔 $\Delta t = \Delta \tau$,并省略上式中的 Δt ,化简并写成向量形式可得 $y[i] = c[i]^T x + n[i]$ 。

[0018] 所述步骤S3具体为:在一个周期内对所有抽样值累积得: $y=Cx+n$,考虑所示接收信号的向量形式,接收向量看作以 x 元素为系数的 C 各列的线性组合。

[0019] 所述步骤S4具体为:采用基于稀疏贝叶斯学习的MIMO-OFDM水声多普勒估计方法,从水声MIMO信道的稀疏特性出发,基于超完备字典将MIMO多普勒估计问题建模为稀疏表示问题,利用贝叶斯学习算法进行求解,在已知 y 与 C 的前提下,SBL算法以自适应调整当时重构出幅度衰减矩阵 x 。

[0020] 所述步骤S5具体为:根据所述步骤S4重构出的稀疏矩阵 x ,找到其非零向量对应 C 矩阵中相应的元素,继而找到各对应MIMO信道的多普勒因子。

[0021] 所述步骤S4中SBL算法的具体实现步骤为:

[0022] 第一步,输入: I 维的接收向量 y , $I \times (L \times K)$ 维超完备字典矩阵 C , $I = T / \Delta t$

[0023] 第二步,初始化:超参数 $\gamma^{(0)} \geq 0$, $\beta^{(0)} > 0$,迭代数 $k = 1$, $\epsilon > 0$;

[0024] 第三步,算法迭代:

[0025] a. 记 $\Lambda = \text{diag}(1/\gamma)$,利用

$$[0026] \quad p(\mathbf{x} | \mathbf{y}, \gamma, \beta) = (2\pi)^{-\frac{N}{2}} |\Sigma|^{-\frac{1}{2}} \exp\left(-\frac{1}{2}(\mathbf{x} - \boldsymbol{\mu})^T \Sigma^{-1}(\mathbf{x} - \boldsymbol{\mu})\right)$$

$$[0027] \quad \Sigma = (\beta C^T C + \Lambda)^{-1}$$

[0028] 分别估计 $\boldsymbol{\mu}^{(k-1)}$, $\Sigma^{(k-1)}$;

[0029] b. 记 $A = \beta^{-1} I + C \Lambda^{-1} C^T$,利用

[0030] $L(\gamma | \beta) = \log |A| + y^T A^{-1} y$

[0031] $\gamma_i^{(k+1)} = \mu_i^2 + \Sigma_{ii}$

[0032] 分别更新参数 γ, β , 得到 $\gamma^{(k)}, \beta^{(k)}$;

[0033] c. 判断是否满足 $||\gamma^{(k)} - \gamma^{(k+1)}|| \leq \epsilon$, 若满足则转至第四步; 不满则 $k = k + 1$, 重复第三步1;

[0034] 第四步, 输出稀疏向量的估计值: $\hat{\mathbf{x}} = \boldsymbol{\mu}^{(k-1)}$ 。

[0035] 有益效果: 本发明在传统OFDM帧结构的基础上, 设计了一种新的导频和同步复用的OFDM码元结构。将线性调频信号的幅度和相位经过一定的设置, 时域用来符号同步和多普勒估计, 在频域亦可用作导频进行信道估计, 设置线性调频信号与OFDM码元同长度、同频带, 经过快速傅里叶变换(FFT)后, 其频带内各个频点的频谱也与OFDM信号子载波位置相对应, 作导频符号。在进行快速傅里叶变换逆变换时, 导频又可以恢复成时域的线性调频信号, 在接收时可以用来进行本文中的多普勒估计以及符号同步。实现了信号的复用, 也在一定程度上提高了水声MIMO-OFDM通信系统的通信效率。

[0036] 与现有技术相比, 本发明的有益效果是: (1) 设计了一种合理的MIMO-OFDM帧结构, 其中的同步导频除了可以进行多普勒因子精确估计, 亦可用来实现定时同步和信道估计, 提高了复用度; (2) 充分利用同步导频固有的信号特点以及接收端的已知性, 利用MIMO水声信道的稀疏性进行多普勒估计, 降低了其实现复杂性, 提高了估计精度; (3) 本发明不仅大大提高了MIMO-OFDM水声多普勒因子的估计精度, 而且针对常规多普勒扩也提出了新的解决方法。

附图说明

[0037] 图1为本发明方法的流程示意图;

[0038] 图2为本发明的导频和同步复用的OFDM码元结构图;

[0039] 图3为本发明的水声MIMO-OFDM系统框图;

[0040] 图4为本发明设计的SBL算法流程图。

具体实施方式

[0041] 下面将结合附图, 对本发明的实施案例进行详细的描述;

[0042] 为便于理解本发明的基本原理和具体方法, 首先给出本发明所采用的系统模型。

[0043] 1. MIMO水声信道模型

[0044] 本发明基于如下的水声信道模型。考虑一个有 N_t 个换能器, N_r 个水听器的水声MIMO-OFDM通信系统, 假设在第 i 个换能器和第 j 个水听器间的水声稀疏信道中, 在一个符号周期内多径衰减是近似保持不变的, 假设每个换能器发送的信号传输路径依次经历不同的幅度衰减、多普勒扩展与时延扩展, 其对应的描述参数分别为幅度因子 α_p 、多普勒因子 v'_p 和时延因子 τ'_p 。 $v'_p = v/c$ 表示多普勒因子, 即本发明要估计的信号参量, v 表示收发机之间的径向相对运动速度, c 表示声波在水中的传播速度(约1500m/s)。

[0045] 则经过离散采样的水声信道冲激响应可以表示为:

$$[0046] \quad h_{ij}(\tau, t) = \sum_{p=1}^P \alpha_p^{(ij)} \delta(\tau - (\tau_p^{(ij)} - v_p^{(ij)} t)) \quad (1)$$

[0047] $i=1, 2, \dots, N_t, j=1, 2, \dots, N_r$

[0048] 由于一帧数据通常持续时间较短,期间信道变化缓慢,并且多普勒扩展主要是由于收发机之间的相对运动引起。由于水声信道具有稀疏性,所以并不是每一个水听器都能就收到每一个换能器所发射的信号。本发明所提MIMO-OFDM方法假设每一个换能器至水听器的等效多普勒因子都不同。因此,假定发送端发送的同步导频信号为 $s(t)$,经过上述时变信道后,第 j 个水听器接收到第 i 个换能器信号可以表示为

$$[0049] \quad \begin{aligned} y_{ij}(t) &= s(t) * h_{ij}(\tau, t) + n_{ij}(t) \\ &= \int_{-\infty}^{+\infty} h_{ij}(\tau, t) s(t - \tau) d\tau + n_{ij}(t) \end{aligned} \quad (2)$$

[0050] 即在一帧数据持续时间内,多径信道中每条路径的衰落因子一致,且每条路径的多普勒因子相同。

[0051] 式中 $n(t)$ 为高斯白噪声矢量,由于水声信道具有稀疏性,所以并不是每一个水听器都能就收到每一个换能器所发射的信号。由于本发明所提MIMO-OFDM方法假设每一换能器至水听器的等效多普勒因子都不同,定义如下的 v_p, τ_p 参数集合:

$$[0052] \quad v_p \in \{v_1, v_2, \dots, v_1, \dots, v_L\} \quad (3)$$

$$[0053] \quad \tau_p \in \{\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_k, \dots, \tau_K\} \quad (4)$$

[0054] 其中 $v_l = v_1 + (l-1) \Delta v, \tau_k = \tau_1 + (k-1) \Delta \tau, \Delta v, \Delta \tau$ 表示多普勒及时延估计的离散精度,可以根据需要灵活调整, L, K 分别表示水声稀疏信道可能的多普勒因子、时延值个数。则第 j 个水听器接收到所有换能器信号可以利用式(2)可以化简为:

$$[0055] \quad y_j(t) \approx \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L \alpha_{lk} s[v_l(t - \tau_k)] + n_j(t) \quad (5)$$

[0056] 设 $s(t)$ 的持续时间为 $[0, T]$,在接收端对 $y(t)$ 以间隔 Δt 进行抽样,第 m 个抽样值为:

$$[0057] \quad y_j(m\Delta t) = \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L \alpha_{lk} s[v_l(t - \tau_k)] + n_j(m\Delta t) \quad (6)$$

[0058] 令(4)中 $\tau_1=0$,抽样间隔 $\Delta t = \Delta \tau$,并省略上式中的 Δt ,得其简化形式为:

$$[0059] \quad y_j(m) = \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L \alpha_{lk} s[v_l(i - k + 1)\Delta \tau] + n_j[m] \quad (7)$$

[0060] 将上式写成向量形式,得:

$$[0061] \quad y_j[m] = c[m]^T x + n_j[m] \quad (8)$$

[0062] 其中

$$[0063] \quad x = [\alpha_{1,1}, \dots, \alpha_{1,K}, \alpha_{2,1}, \dots, \alpha_{2,K}, \dots, \alpha_{L,1}, \dots, \alpha_{L,K}]^T \quad (9)$$

$$[0064] \quad c[m] = [\xi[1], \xi[2], \dots, \xi[L]]^T \quad (10)$$

$$[0065] \quad \xi[1] = [s_{1,1}(m), s_{1,2}(m), \dots, s_{1,K}(m)]$$

[0066] $s_{l,k}(m) = s[v_l(m-k+1) \Delta \tau]$ (11)

[0067] 将接收端在 $[0, T]$ 内的所有抽样值累积,得到(8)式的矩阵表示:

[0068] $y_j = Cx + n_j$ (12)

[0069] 2. 原理推导

[0070] y_j 为 I 维的接收向量, C 为 $I \times (L \times K)$ 维矩阵,称之为超完备字典,对于接收端来说是已知的,为 I 维的高斯白噪声向量, $I = T / \Delta t$,为接收信号的采样数目。

[0071] 考虑式(12)所示接收信号的向量形式,接收向量可以看作以 x 元素为系数的 C 各列的线性组合。分析式(10)、(11)发现, C 的每一列中 $s_{l,k}(m)$ 有相同的下标 (l, k) ,恰好对应式(9)中某种可能的多普勒与时延 v_l, τ_k ,而 x 是相应的幅度衰减因子。在已知 y_j 与 C 的前提下,如果能从式(11)中求出 x ,则进而可得该MIMO信道对应的等效多普勒因子与时延,从而达到MIMO-OFDM水声多普勒估计的目的。

[0072] 3. 稀疏贝叶斯学习理论

[0073] 假设观测噪声是独立的高斯过程,且均值为0,方差为 σ^2 ,则

[0074]
$$p(\mathbf{y} | \mathbf{x}, \sigma^2) = (2\pi\sigma^2)^{-\frac{M}{2}} \exp\left(-\frac{1}{2\sigma^2} \|\mathbf{y} - C\mathbf{x}\|_2^2\right)$$
 (13)

[0075] 又假设稀疏信号 x_i 服从均值为0,方差为 γ_i 的高斯分布,则有

[0076]
$$p(\mathbf{x} | \gamma) = \prod_{i=1}^N (2\pi\gamma_i)^{-\frac{1}{2}} \exp\left(-\frac{x_i^2}{2\gamma_i}\right)$$
 (14)

[0077] 令 $\beta = \sigma^{-2}$,可得到后验概率 $p(\mathbf{x} | \mathbf{y}, \gamma, \beta)$ 为

[0078]
$$p(\mathbf{x} | \mathbf{y}, \gamma, \beta) = (2\pi)^{-\frac{N}{2}} |\Sigma|^{-\frac{1}{2}} \exp\left(-\frac{1}{2}(\mathbf{x} - \boldsymbol{\mu})^T \Sigma^{-1}(\mathbf{x} - \boldsymbol{\mu})\right)$$
 (15)

[0079] 易知后验概率 $p(\mathbf{x} | \mathbf{y}, \gamma, \beta)$ 满足高斯分布,均值 $\boldsymbol{\mu}$ 和协方差矩阵 Σ 分别为

[0080] $\Sigma = (\beta C^T C + \Lambda)^{-1}$

[0081] (16)

[0082] $\boldsymbol{\mu} = \beta \Sigma C^T \mathbf{y}$

[0083] (17)

[0084] 其中 $\Lambda = \text{diag}(1/\gamma)$ 。只要估计出超参数 γ, β ,就可以得到稀疏向量的估计值 $\hat{\mathbf{x}} = \boldsymbol{\mu}$ 。对于超参数 γ, β 的估计,则通过最大化边缘概率 $p(\mathbf{y} | \gamma, \beta)$ 得到,其中 $p(\mathbf{y} | \gamma, \beta)$ 表示为

[0085]
$$p(\mathbf{y} | \gamma, \beta) = (2\pi)^{-\frac{N}{2}} |\mathbf{A}|^{-\frac{1}{2}} \exp\left(-\frac{1}{2}(\mathbf{x} - \boldsymbol{\mu})^T \mathbf{A}^{-1}(\mathbf{x} - \boldsymbol{\mu})\right)$$
 (18)

[0086] 其中 $\mathbf{A} = \beta^{-1} \mathbf{I} + C \Lambda^{-1} C^T$ 。

[0087] 取 $-\log p(\mathbf{y} | \gamma, \beta)$ 且去除常数项,则最大化边缘概率 $p(\mathbf{y} | \gamma, \beta)$ 等价于最小化代价函数

[0088] $L(\gamma | \beta) = \log |\mathbf{A}| + \mathbf{y}^T \mathbf{A}^{-1} \mathbf{y}$

[0089] (19)

[0090] 通过EM算法,可构造更新参数 γ, β 的迭代格式分别为

$$[0091] \quad \gamma_i^{(k+1)} = \mu_i^2 + \Sigma_{ii} \quad (20)$$

$$[0092] \quad \beta^{(k+1)} = \frac{N}{\|\mathbf{y} - \mathbf{A}\mathbf{u}\|_2^2 + (\beta^{-1})^{(k+1)} \sum_{i=1}^N [1 - (\gamma_i^{(k)})^{-1} \Sigma_{ii}]} \quad (21)$$

[0093] 判断是否满足 $\|\gamma^{(k)} - \gamma^{(k+1)}\| \leq \epsilon$, 如不满足则继续迭代, 如满足则可以计算得到 $\hat{\mathbf{x}} = \boldsymbol{\mu}^{(k+1)}$ 。

[0094] 4. 基于SBL算法的MIMO-OFDM水声多普勒估计实现步骤

[0095] 4-1, 由接收双方都已知的同步导频信号 $s(t)$, 结合信道特点, 选取合适精度, 构造超完备字典 C 。

[0096] 4-2, 选择合适的抽样周期 Δt 对第 j 个水听器上的接收信号 $y_j(t)$ 进行采样, 得到接收稀疏信号向量 y_j 。

[0097] 4-3, 由字典 C 、接收向量 y_j , 利用SBL算法, 重构 x 。

[0098] 4-4, 找到 x 中非零元素所对应字典 C 中的相应列, 继而找到各径所对应的等价多普勒因子。

[0099] 本发明所述的一种基于稀疏贝叶斯学习理论的MIMO-OFDM水声通信系统的多普勒因子估计方法。针对所设计的同步导频的特点, 将一种新的稀疏信号处理技术引入MIMO-OFDM水声通信系统来进行多普勒估计, 提出一种能精确估计多普勒因子的方法, 解决了传统相关方法估计结果不准, 未考虑MIMO-OFDM通信系统信道传输的稀疏特性的缺点。该方法有三部分组成, 水声MIMO-OFDM信号的帧结构设计, 信号的稀疏表示及稀疏贝叶斯算法(SBL), 利用水声信道的稀疏性这一特点结合稀疏贝叶斯学习理论完成对MIMO-OFDM水声多普勒的估计。在简化多普勒估计步骤的同时大大提高了MIMO信道多普勒估计的精度。

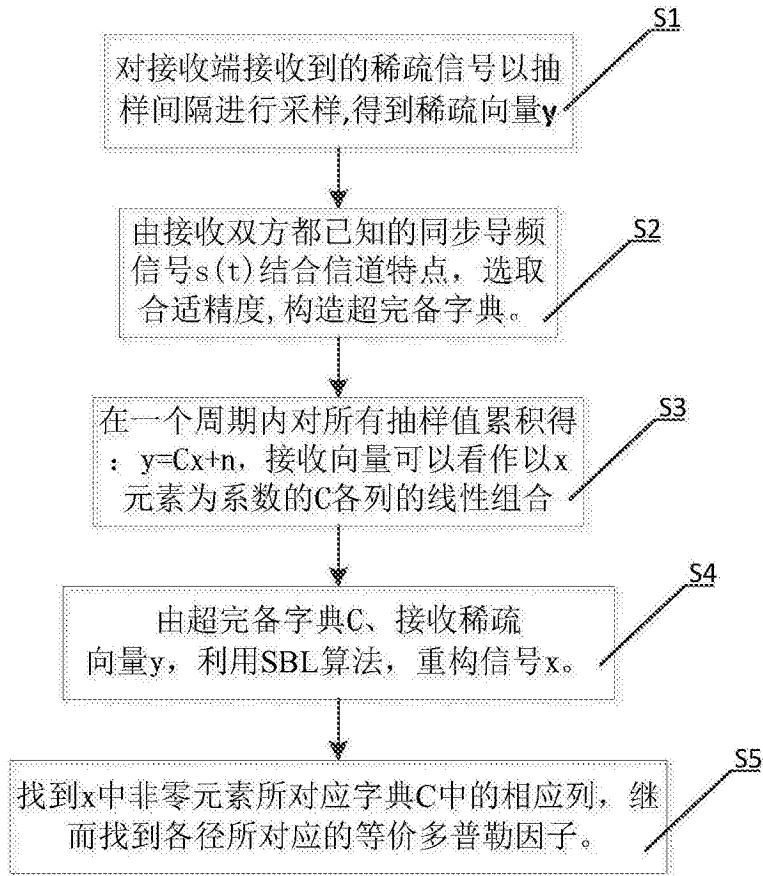


图1

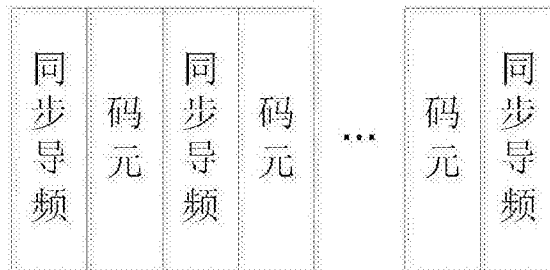


图2

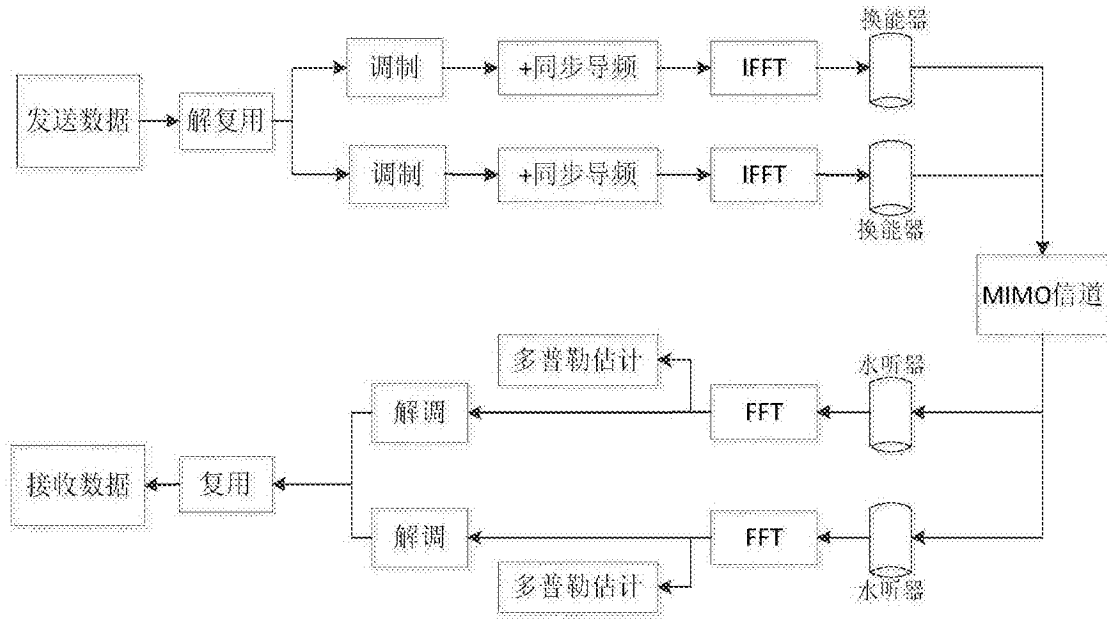


图3

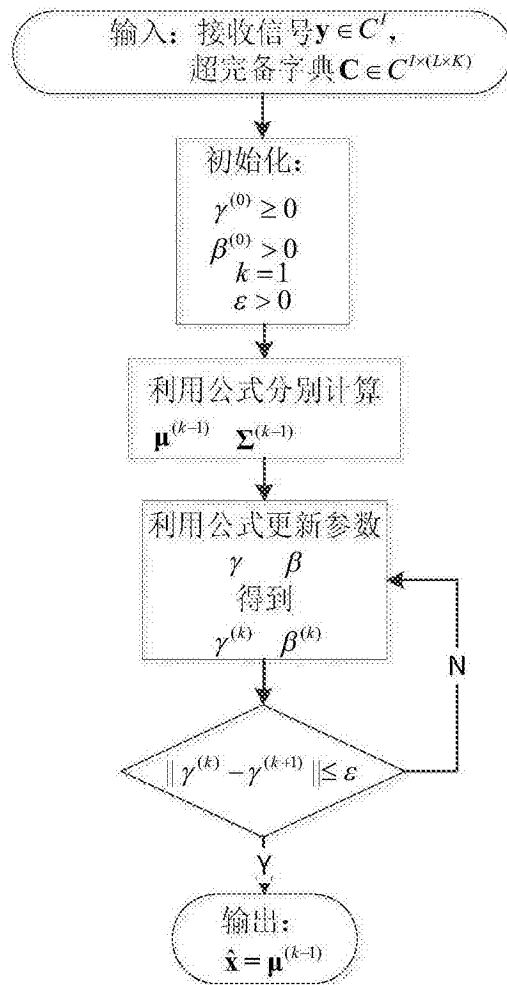


图4