

非理想载波同步下 OFDM 快衰落信道的稀疏与感知

方勇, 赵维杰, 汪敏

(上海大学 通信与信息工程学院 特种光纤与光接入网重点实验室, 上海 200072)

摘要: 针对稀疏导频 OFDM 系统, 提出非理想载波同步 OFDM 快衰落信道稀疏表示与感知方法。首先提出了一种稀疏化信道核向量的广义信道冲激响应矩阵稀疏化表示方法; 推导了稀疏导频快衰落信道估计压缩感知模型; 利用 OMP 算法重构稀疏化信道核向量与广义信道冲激响应矩阵, 从而完成非理想载波同步下的 OFDM 快衰落信道估计。仿真结果表明, 该算法能有效降低非理想载波同步的稀疏导频 OFDM 系统的误码率。

关键词: 稀疏表示; 压缩感知; 快衰落; 正交频分复用; 信道估计

中图分类号: TN911.7

文献标识码: A

文章编号: 1000-436X(2013)09-0010-06

Sparse expression and sensing of fast fading channel for OFDM systems with imperfect carrier synchronization

FANG Yong, ZHAO Wei-jie, WANG Min

(Key Laboratory of Specialty Fiber Optics and Optical Access Networks, School of Communication and Information Engineering, Shanghai University, Shanghai 200072, China)

Abstract: A sparse expression of fast fading channel and its sensing method were proposed for orthogonal frequency-division multiplexing (OFDM) system of sparse pilot under the condition of imperfect carrier synchronization. First, a sparsified core vector based sparse expression of the generalized channel impulse response (G-CIR) was proposed by deriving compressed sensing model of the sparse pilot system. Then, both the sparsified core vector and G-CIR were reconstructed by orthogonal matching pursuit (OMP). Simulation results demonstrate that the proposed algorithm can effectively reduce the bit error rate (BER) of the OFDM system with imperfect carrier synchronization.

Key words: sparse expression; compressed sensing; fast fading; OFDM; channel estimation

1 引言

OFDM 技术具有频谱利用率高、抗多径能力强等技术特点, 被 LTE-A、802.16m 等下一代移动通信标准选为物理层核心技术, 并成为近年来研究的焦点^[1]。然而, 在高速移动场景下, 由于多普勒频移使信道呈现快衰落特性, OFDM 系统的子载波之间失去正交性, 产生了载波间干扰 (ICI), 并导致了极高的误码率。针对该问

题, 必须采用信道估计方法估计出快衰落信道, 并进行信道均衡。另外, 晶振采样偏差产生的载波频移 (CFO) 导致非理想载波同步, 给快衰落信道的有效估计带来了极大的挑战。因此, 必须研究非理想载波同步下的 OFDM 快衰落信道估计算法^[2]。

目前, 快衰落信道估计方法通常在时域或变换域中减少待估计参数的数量, 建立超定的信道方程, 并完成估计。当存在残余载波频偏时, 此类算

收稿日期: 2012-11-23; 修回日期: 2013-04-08

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (61271213, 60972056)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (61271213, 60972056)

法无法建立有效的导频方程，因而无法在非理想载波同步下完成信道估计^[3~16]。文献[3]利用信道自相关特性得到了一种信道的压缩表示方法，并利用欠定导频方程中重构信道冲激矩阵，从而提出了一种非理想载波同步下的 OFDM 快衰落信道估计方法。然而，这些方法都要求导频数量必须大于信道核向量的元素个数，才能建立超定的导频方程组，从而完成信道估计。但是，在稀疏导频 OFDM 系统中，用户数据的传输需要极大的带宽，而可利用作为导频的子载波十分稀少，无法建立超定的导频方程组，而 CFO 的存在使传统信道估计模型建模误差较大，因此目前的非理想载波同步下稀疏导频 OFDM 系统的信道估计算法无法获得正确的信道估计。

与文献[3]建立超定导频方程的估计方法不同，本文在文献[3]的非理想载波同步快衰落信道估计模型的基础上，针对稀疏导频 OFDM 系统的特点，在导频数量不足的情况下，建立稀疏化信道感知模型，并利用压缩感知理论重构出信道冲激响应矩阵，从而提出稀疏导频 OFDM 系统在非理想载波同步下的快衰落信道估计算法。

本文首先针对稀疏导频的 OFDM 系统提出一种稀疏化信道核向量的广义信道冲激响应矩阵稀疏化表示方法，并利用该稀疏化表示建立了稀疏导频系统的快衰落信道估计压缩感知模型，最后利用 OMP 算法重构出稀疏化信道核向量与广义信道冲激响应矩阵，从而完成非理想载波同步下的 OFDM 快衰落信道估计。仿真结果表明，提出的算法可以在非理想载波同步情况下有效估计稀疏导频 OFDM 系统的快衰落信道。

2 系统模型

考虑一个典型的 OFDM 系统 其 IFFT 点数为 N ，频域和时域发射信号分别为 $X = [X(0), X(1), \dots, X(N-1)]^T$ 和 $x = [x(0), x(1), \dots, x(N-1)]^T$ 。令 F^H 为 IFFT 矩阵，则 $x = F^H X$ ，其中， F 的第 (m, n) 个元素为 $F(m, n) = \frac{1}{\sqrt{N}} e^{-j\frac{2\pi}{N}mn}$ ， $m, n = 0, 1, \dots, N-1$ 。同样，在接收端对应的时域和频域接收信号分别为 $y = [y(0), y(1), \dots, y(N-1)]^T$ 和 $Y = [Y(0), Y(1), \dots, Y(N-1)]^T$ 。假设系统最大可辨多径数为 L ，则信道冲激响应(CIR)矩阵 H 可以表示为

$$H = \begin{bmatrix} h_0(0) & 0 & \dots & h_L(0) & h_1(0) \\ h_1(1) & h_0(1) & \dots & h_L(1) & h_2(1) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ h_{L-1}(L-1) & h_{L-2}(L-1) & \dots & 0 & 0 \\ 0 & h_{L-1}(L) & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & h_0(N-2) & 0 \\ 0 & 0 & \dots & h_1(N-1) & h_0(N-1) \end{bmatrix} \quad (1)$$

其中， $h_l(n)$ 为 n 接收时刻第 l ($0 \leq l \leq L-1$) 条径上信道衰落系数，每条径上的信道衰落系数随时间变化，形成一个零均的复高斯过程。设最大多普勒频移为 f_d ，采样间隔为 T_s ，根据 Jakes 模型， $h_l(n)$ 满足如下的自相关特性^[11]

$$E[h_l(m)h_l(n)^*] = J_0(2\pi f_d(m-n)T_s) = J_0(m-n) \quad (2)$$

其中， $J_0(\cdot)$ 表示第一类零阶贝塞尔函数。非理想载波同步时，子载波间失去正交性，产生载波间干扰 (ICI) 下，此时接收信号中第 m 个子载波对第 k 个子载波上接收信号的干扰可以定义为 $S(m-k) = \frac{1}{N} \frac{1 - e^{j2\pi(m-k)e}}{1 - e^{j\frac{2\pi}{N}(m-k)e}}$ [2]。由文献[3]可知，非理想载波同

步下的接收信号可以表示为

$$Y = F^H H x + Z \quad (3)$$

其中， $F = \text{diag}(l_0, l_1, \dots, l_{N-1})$ 为对角阵，其第 i 个元素 l_i 可以表示为 $S(k)$ 的 DFT 变换，即

$$\begin{aligned} l_i &= \sum_{k=0}^{N-1} S(k) e^{-j\frac{2\pi}{N}ki} \\ &= \sum_{k=0}^{N-1} \frac{1}{N} \frac{1 - e^{j2\pi(k+e)}}{1 - e^{j\frac{2\pi}{N}(k+e)}} e^{-j\frac{2\pi}{N}ki} \\ &= e^{j\frac{2\pi}{N}ei} \end{aligned} \quad (4)$$

对式 (3) 进行 IFFT，可以得到非理想同步时的时域通用信道模型为

$$y = F^H Y = F^H H x + F^H Z = H_g x + z \quad (5)$$

通过定义广义信道冲激响应 (G-CIR, generalized-CIR) 矩阵 $H_g = F^H H$ ，建立了非理想载波同步下的快衰落信道模型，将 CFO 和快衰落信道的估计转化为对 G-CIR 矩阵 H_g 的估计。在稀疏导频 OFDM 系统中，由于 H_g 中未知元素个数远大于可建立的导频方程个数，则对 H_g 估计本质上是一个解欠定方程

的问题, 本文将研究利用压缩感知理论求解 H_g 的方法。由于压缩感知理论仅能够重构稀疏矩阵, 因此必须首先研究 H_g 的稀疏化表示方法。

3 信道稀疏化表示及其压缩感知模型

本节将利用紧凑型 CIR 矩阵的稀疏化表示方法, 建立压缩感知模型。为了简化问题, 先将实际 CIR 矩阵 H 中的零元素去除, 定义紧凑型 CIR 矩阵 \bar{H} 为

$$\bar{H} = \begin{bmatrix} h_1(0) & h_2(0) & \dots & h_L(0) \\ h_1(1) & h_2(1) & \dots & h_L(1) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_1(N-1) & h_2(N-1) & \dots & h_L(N-1) \end{bmatrix} \quad (6)$$

将紧凑型 CIR 矩阵 \bar{H} 左乘 \mathcal{U} 可以得到紧凑型 G-CIR 矩阵 \mathcal{U} , 即

$$\mathcal{U} = \mathcal{U} \bar{H} \quad (7)$$

文献[3]提供了一种 \mathcal{U} 自相关矩阵的分解方法, 利用可离线计算的确定矩阵 \mathcal{U} 和 \mathcal{V} 对 \mathcal{U} 自相关矩阵做如下分解

$$\begin{aligned} R_{\mathcal{U}} &= E[\text{vec}(\mathcal{U}^T) \text{vec}(\mathcal{U}^T)^H] \\ &= \mathcal{U} \mathcal{V} \mathcal{V}^H (\mathcal{U}^H)^{-1} \mathcal{U}^H \otimes I_L \\ &= (\mathcal{U} \otimes I_L) [(\mathcal{V} \mathcal{V}^H)^{-1} \otimes I_L] (\mathcal{U}^H \otimes I_L) \\ &\stackrel{d}{=} (\mathcal{U} \otimes I_L) [\mathcal{D} \otimes I_L] (\mathcal{U}^H \otimes I_L) \end{aligned} \quad (8)$$

其中, \mathcal{D} 为对角阵, I_L 是 $L \times L$ 单位阵。由于 $\mathcal{U} \otimes I_L$ 存在左逆, 那么对于每个 $NL \times 1$ 列向量 $\text{vec}(\mathcal{U})$ 均存在确定的列向量 b 使式 (9) 成立。

$$\text{vec}(\mathcal{U}) = (\mathcal{U} \otimes I_L) b \quad (9)$$

其中, 列向量 b 是 NL 维随机向量, 其方差满足 $E[bb^H] = (\mathcal{V} \mathcal{V}^H)^{-1} \otimes I_L$ 。显然, 估计 $\text{vec}(\mathcal{U})$ 等价于估计 b 。为了利用压缩感知理论对 b 进行估计, 必须减少估计参数从而将其稀疏化, 因此, 可以仅对 b 中方差较大的元素进行估计, 而将方差较小的元素作为建模误差并看作零元素。由于 b 中每个元素的方差等于式 (8) 中 \mathcal{D} 对角线上的元素, 所以仅保留 \mathcal{D} 对角线上前 M ($M \ll N$) 大的元素, 并将对角线上的其余元素看作零, 记为 \mathcal{D}_s 。由于仅将 \mathcal{D}_s 对角线上较小的元素看作零元素, 则 \mathcal{D}_s 的维度并

没有改变, 仍然与 \mathcal{D} 相同。因此, 式 (9) 可以近似等价

$$\text{vec}(\mathcal{U}) = (\mathcal{U} \otimes I_L) s = \mathcal{D} s \quad (10)$$

其中, s 为 $NL \times 1$ 维列向量, 定义 s 为稀疏化信道核向量, 其方差 $E[ss^H] = \mathcal{D}_s \otimes I_L$ 。由于 s 中的非零元素仅为 $ML \times 1$ ($M \ll N$) 个, 则 s 为 ML 稀疏的未知向量。因此, 式 (10) 是紧凑型 G-CIR 矩阵 \mathcal{U} 的一种稀疏化表示方法。

由于上文提出的紧凑型 G-CIR 矩阵 \mathcal{U} 稀疏化表示不能直接应用到式 (5) 所表示的经典信道模型中, 为此必须建立一个基于紧凑型 G-CIR 矩阵 \mathcal{U} 的等效信道模型, 以便在新模型中利用信道稀疏化表示进行信道估计。利用卷积运算的交换律, 将式 (5) 中的 x 写成卷积形式, 得到

$$y = H_g x + z = \bar{X} \text{vec}(\mathcal{U}) + z \quad (11)$$

其中,

$$\bar{X} = \begin{bmatrix} x(0) & x(N-1) & \dots & x(N-L+1) & 0 & 0 & \dots \\ 0 & 0 & \dots & 0 & x(1) & x(0) & \dots \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & \dots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & \dots \\ 0 & L & 0 & 0 & L & 0 & \dots \\ x(N-L+2) & L & 0 & 0 & L & 0 & \dots \\ 0 & L & M & M & L & M & \dots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots \\ 0 & L & x(N-1) & x(N-2) & L & x(N-L) \end{bmatrix} \quad (12)$$

将式 (10) 代入式 (11), 可以得到

$$y = \bar{X} \text{vec}(\mathcal{U}) + z = \bar{X} \mathcal{D} s + z \quad (13)$$

根据的向量化算子 $\text{vec}(\cdot)$ 的性质^[17], 可以得到 $\text{vec}(\bar{X})$ 与 x 之间的关系式为

$$\text{vec}(\bar{X}) = Kx \quad (14)$$

其中, K 是交换矩阵, 其每一行最多只有一个元素为 1, 其余元素均为 0。由于列向量 $\text{vec}(\bar{X})$ 与 x 中的非零元素相同, 因此只需要借助交换矩阵 K 即可将 x 中的元素重写排列到 $\text{vec}(\bar{X})$ 中。将式(14)代入式(13), 并根据 Kronecker 积的性质, 可以得到紧凑型 G-CIR 矩阵的稀疏化表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{y} &= \bar{\mathbf{X}}\mathbf{D}\mathbf{s} + \mathbf{z} \\ &= [(\mathbf{D}\mathbf{s})^T \otimes \mathbf{I}_N] \text{vec}(\bar{\mathbf{X}}) + \mathbf{z} \\ &= [(\mathbf{D}\mathbf{s})^T \otimes \mathbf{I}_N] \mathbf{K}\mathbf{x} + \mathbf{z} \end{aligned} \quad (15)$$

根据式(15)，等式右边的矩阵 \mathbf{D} 与 \mathbf{K} 均为已知项，只有列向量 \mathbf{s} 为待估计项，因此，式(15)表示了接收信号 \mathbf{y} 与发射信号 \mathbf{x} 及稀疏化信道核向量 \mathbf{s} 之间的关系。结合式(5)和式(15)，可得 \mathbf{s} 与 G-CIR 矩阵闭式表达式为

$$\mathbf{H}_g = [(\mathbf{D}\mathbf{s})^T \otimes \mathbf{I}_N] \mathbf{K} \quad (16)$$

为了构造导频方程， $x((p)_N), x((p-1)_N), \dots, x((p-L+1)_N)$ 必须为已知量，因此，采用集中式的导频模式，假设 p 时刻的接收信号 $\mathbf{y}(p)$ 是导频信号，那么对应的发射导频信号为 $x((p)_N), x((p-1)_N), \dots, x((p-L+1)_N)$ 。将导频方程用矩阵形式表示为

$$\mathbf{y}^{(p)} = \bar{\mathbf{X}}^{(p)} \mathbf{D}\mathbf{s} + \mathbf{z}^{(p)} \quad (17)$$

其中， $\mathbf{y}^{(p)}$ 和 $\bar{\mathbf{X}}^{(p)}$ 分别表示导频处的接收和发射信号。为了利用压缩感知理论，定义

$$\mathbf{F} = \bar{\mathbf{X}}^{(p)} \mathbf{D} \quad (18)$$

将式(18)代入式(17)，得到

$$\mathbf{y}^{(p)} = \mathbf{F}\mathbf{s} + \mathbf{z}^{(p)} \quad (19)$$

其中， $\mathbf{y}^{(p)}$ 为观测向量， \mathbf{F} 为测量矩阵， \mathbf{s} 是待估计的未知稀疏向量。由于 \mathbf{s} 中仅保留了 ML 个非零元素，那么 \mathbf{s} 是 ML 稀疏的向量。由式(19)可以得到信道稀疏化表示的压缩感知模型。

4 信道稀疏化表示的快衰落信道压缩感知

上节已经得到了信道稀疏化表示的压缩感知模型，本节将利用 OMP (orthogonal matching pursuit) 算法^[4]对式(18)所示的估计模型对稀疏化信道核向量 \mathbf{s} 进行重构。具体算法如下。

第一步，初始化： $j=0$ ，定义残留 $\mathbf{r}_0 = \mathbf{y}^{(p)}$ ，空下标集 $S_0 = \emptyset$ 。

第二步，对第 j 次迭代 ($j=1, 2, \dots, L$)，执行：

- 1) 确定下标 s_j ，使其满足 $\left\| \mathbf{r}_{j-1} \mathbf{f}_{s_j} \right\| = \max_{s \in \{1, L, M\} \setminus S_{j-1}} \left\| \mathbf{r}_{j-1} \mathbf{f}_s \right\|$ ，其中， \mathbf{f}_s 表示 \mathbf{F} 的第 s 列。
- 2) 调整下标集： $S_j = S_{j-1} \cup \{s_j\}$ 。
- 3) 计算 $\hat{\mathbf{s}}_j$ 的新估计值，使其满足下标集 S_j 之

外的元素均为零元素，而非零元素由式(20)所示的最小二乘问题的解决定。

$$\hat{\mathbf{s}}_{j|S_j} = \arg \min_{\mathbf{s} \in \mathcal{L}^j} \left\| \mathbf{y}^{(p)} - \mathbf{F}_{S_j} \mathbf{s} \right\|_2 = \mathbf{F}_{S_j}^+ \mathbf{y}^{(p)} \quad (20)$$

其中， $\hat{\mathbf{s}}_{j|S_j}$ 表示有全体非零元素构成 j 维向量， $N \times j$ 维的矩阵 \mathbf{F}_{S_j} 由矩阵 \mathbf{F} 中下标为 S_j 的列构成， $\mathbf{F}_{S_j}^+$ 是 \mathbf{F}_{S_j} 的 Moore-Penrose 逆。

4) 计算观测向量 \mathbf{y} 新的逼近值以及新的残留：

$$\mathbf{y}_j^{(p)} = \mathbf{F} \hat{\mathbf{s}}_j = \mathbf{F}_{S_j} \hat{\mathbf{s}}_{j|S_j}, \mathbf{r}_j = \mathbf{y}^{(p)} - \mathbf{y}_j^{(p)} \quad (21)$$

5) 如果 $\hat{\mathbf{s}}_j$ 为 ML 稀疏的向量，则停止迭代，否则回到 1)。

将重构得到的稀疏化信道核向量 \mathbf{s} 代入式(16)，可以得到 G-CIR 矩阵 \mathbf{H}_g ，从而完成了对广义信道冲激响应矩阵 \mathbf{H}_g 的估计。

5 复杂度优化

由式(15)的信道模型可知， $N^2 L \times N$ 维的大规模交换矩阵 \mathbf{K} 需要参加矩阵乘法运算，其中， N 为 IFFT 点数，其空间和时间复杂度远超过任何嵌入式系统的要求，因此必须对信道模型的空间复杂度及大规模矩阵乘法运算进行优化，才能将基于该信道模型的算法移植到嵌入式系统中。

由于交换矩阵 \mathbf{K} 是大规模稀疏矩阵，其每一行至多只有一个 1 元素，其他均为零元素，因此考虑先对 \mathbf{K} 进行压缩，去掉其中冗余的零元素，得到压缩交换矩阵 $\mathbf{K}^{(c)}$ ，再研究基于压缩交换矩阵 $\mathbf{K}^{(c)}$ 的等效矩阵乘法算法。

首先，研究交换矩阵 \mathbf{K} 的压缩表示方法。由于矩阵 $\bar{\mathbf{X}}$ 是卷积形式的，列向量 \mathbf{x} 中的每个元素在矩阵 $\bar{\mathbf{X}}$ 中将重复出现 L 次， L 是信道长度，那么使式(14)成立的交换矩阵 \mathbf{K} 中每一列有且仅有 L 个 1 元素。因此，利用二元组将 \mathbf{K} 中 L 个非零元素的下标 (包括行、列下标) 记录到压缩交换矩阵 $\mathbf{K}^{(c)}$ 的对应列中，仅需要 $L \times N$ 维的压缩交换矩阵 $\mathbf{K}^{(c)}$ 便可存储矩阵 \mathbf{K} ，使空间复杂度减小了 N^2 倍。

交换矩阵 \mathbf{K} 压缩算法步骤如图 1 所示，通过该算法求得 $\mathbf{K}^{(c)}$ 。算法初始化条件为 $\mathbf{x} = [x(0), \dots, x(N-1)]^T$ ，其中， $x(n) = n+1$ ；矩阵 $\bar{\mathbf{X}}$ 由式(12)构造； $\mathbf{K}^{(c)} = [\mathbf{K}_0^{(c)}, \mathbf{K}_1^{(c)}, \dots, \mathbf{K}_{N-1}^{(c)}]$ ，其中， $\mathbf{K}_n^{(c)} = \mathbf{0}_{L \times 1}$ 是 $L \times 1$ 的列零向量。

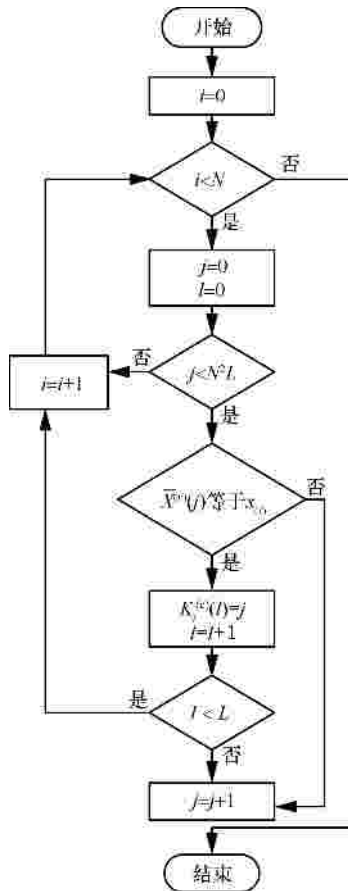


图 1 交换矩阵 K 算法流程

为了将上文得到的压缩交换矩阵应用于本文提出的信道模型中，必须研究基于压缩交换矩阵的等效乘法运算。上文已经利用压缩交换矩阵 $K^{(c)}$ 减小了信道模型的空间复杂度，这里将用压缩交换矩阵 $K^{(c)}$ 取代原交换矩阵 K 进行等效的矩阵乘法运算。观察式 (15)，其主要运算量由 Kronecker 积以及与交换矩阵 K 相乘的运算构成，即式中 $[(Ds)^T \otimes I_N]K$ 的部分。由上文可知，式 (15) 的运算结果是将 Ds 乘积的列向量中的元素重新排列成 CIR 矩阵，而 CIR 矩阵是一个带型卷积矩阵，因此，可以通过 Ds 中元素的下标计算其在新矩阵中的位置，从而得到计算 $[(Ds)^T \otimes I_N]K$ 的快速算法，其具体算法如下。

利用 $K^{(c)}$ 计算 $A = [(Ds)^T \otimes I_N]K$ 的快速算法步骤如下。

1) 初始化： $A = 0_{N \times N}$ ， $b = Ds^T$ ， $i = 0$ ， $j = 0$ ， $m = 0$ ， $n = 0$ 。

2) 计算下标， $m = K_i^{(c)}(i) \bmod N$ ， $n = \left\lfloor \frac{K_i^{(c)}(i)}{N} \right\rfloor$ 。

3) 设置 $A(m, i) = b(n)$ 。

4) $i = i + 1$ ，如果 $i = N$ ，则停止；否则回到步骤 2)。

6 仿真结果

为了验证本文提出的算法，进行了计算机仿真。考虑一个 OFDM 系统，其子载波数为 1024，载波频率为 3.5 GHz，CP 长度为 10 个采样点，数据采用 QDPSK 调制。信道冲激响应根据 Jakes 模型产生，最大可辨多径数 $L=4$ ，多普勒频偏分别为 1 kHz 和 1.5 kHz，归一化采样频偏为 0.2 和 0.5。由图 2 可知，归一化频偏为 0.2，多普勒频偏为 1 kHz 时，本文算法的 BER 接近 10^{-3} ，而文献[3]的算法由于导频数量过少导致无法对信道进行有效估计。图 3 是多普勒频偏为 1.5 kHz 时的 BER 性能，表明本文算法在高多普勒频移的非完美同步下也可以在对稀疏导频 OFDM 系统有效跟踪衰落信道。

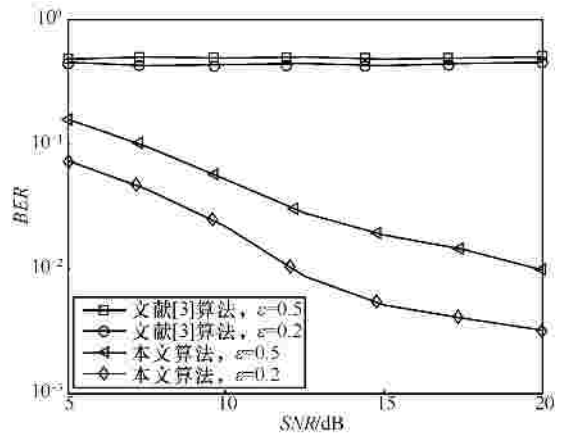


图 2 $f_d=1$ kHz 时非理想同步下的稀疏导频 OFDM 系统的 BER

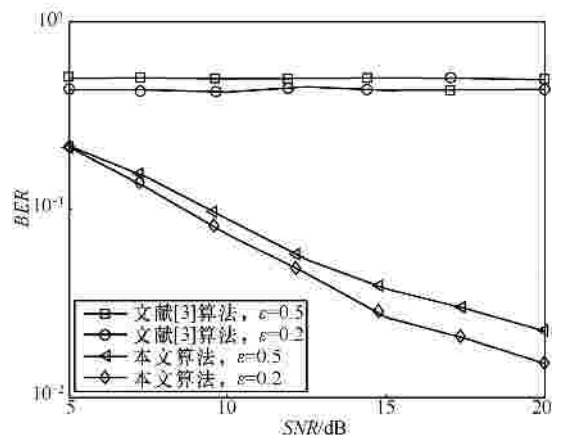


图 3 $f_d=1.5$ kHz 时非理想同步下的稀疏导频 OFDM 系统的 BER

表 1 给出了交换矩阵 K 压缩前后的空间复杂度，压缩前 K 的空间复杂度为 $O(N^3)$ ，压缩后为 $O(N)$ 。表 2 给出了 $A = [(Ds)^T \otimes I_N]K$ 快速算法与原算法的时间复杂度，原算法时间复杂度为 $O(N^4)$ ，而优化后的复杂度为 $O(N)$ 。由仿真假设可知， $N = 1024$ ， $L = 4$ ，因此本文提出的优化算法可以有效减小算法复杂度。

表 1 交换矩阵 K 压缩前后的空间复杂度

空间复杂度	元素个数	复杂度
优化前	N^3L	$O(N^3)$
优化后	NL	$O(N)$

表 2 $A = [(Ds)^T \otimes I_N]K$ 运算优化前后的时间复杂度

时间复杂度	乘法	加法	模 N	复杂度
优化前	N^4L	$N^4L - N^2$	0	$O(N^4)$
优化后	N	0	N	$O(N)$

7 结束语

针对稀疏导频的 OFDM 系统，提出了稀疏化信道核向量的广义信道冲激响应矩阵稀疏化表示方法，该压缩表示将 CIR 矩阵中的非零元素压缩至 ML 个 ($M \ll N$)，减少了待估计元素的个数；推导了基于稀疏化表示的压缩感知模型，设计了稀疏化表示的快衰落信道压缩感知算法，重构稀疏化信道核向量与广义信道冲激响应矩阵。交换矩阵 K 压缩算法降低了空间复杂度，利用 $K^{(c)}$ 计算 $A = [(Ds)^T \otimes I_N]K$ 的快速算法降低了 Kronecker 积计算的复杂度。仿真结果表明提出的算法在非理想载波同步的稀疏导频 OFDM 系统中，可以有效跟踪和估计快衰落信道，从而提高系统性能。

参考文献：

[1] KIM J G, LIM J T. MAP-based channel estimation for MIMO-OFDM over fast rayleigh fading channels[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2008, 57(3):1963-1968.

[2] HUNG N L, THO L N, TRAN N H. Iterative receiver design with joint doubly selective channel and CFO estimation for coded MIMO-OFDM transmissions[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2011, 60(8):4052-4057.

[3] 方勇, 赵维杰, 汪敏. 非理想载波同步下的 OFDM 快衰落信道估计[J]. 上海大学学报, 2012, 18(1):12-19.

FANG Y, ZHAO W J, WANG M. Fast fading channel estimation for OFDM systems with imperfect carrier synchronization[J]. Journal of Shanghai University, 2012, 18(1):12-19.

[4] TAUBOCK G, HLAWATSCH F, EIWEN D, *et al.* Compressive estimation of doubly selective channels in multicarrier systems: leakage effects and sparsity-enhancing processing[J]. Sel Topics Signal Process, 2010, 4(2):255-271.

[5] MENG J, YIN W T, LI Y Y, *et al.* Compressive sensing based high-resolution channel estimation for OFDM system[J]. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 2012, 6(1):15-25.

[6] KARTHIK M, SREEDHAR D. VSSO Kalman-usage of Barhumi's pilot pattern for channel estimation in MIMO-OFDM systems[J]. Electronics Letters, 2012, 48(14):883-884.

[7] LIU M, CRUSSIÈRE M, HELARD J F. A novel data-aided channel estimation with reduced complexity for TDS-OFDM systems[J]. IEEE Transactions on Broadcasting, 2012, 58(2):247-260.

[8] ROSATI S, CORAZZA G E, VANELLI-CORALLI A. OFDM channel estimation based on impulse response decimation: analysis and novel algorithms[J]. IEEE Transactions on Communications, 2012, 60(7):1996-2008.

[9] SIMON E P, ROS L, HIJAZI H, *et al.* Joint carrier frequency offset and channel estimation for OFDM systems via the EM algorithm in the presence of very high mobility[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2012, 60(2):754-765.

[10] CHEN B S, YANG C Y, LIAO W J. Robust fast time-varying multipath fading channel estimation and equalization for MIMO-OFDM systems via a fuzzy method[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2012, 61(4):1599-1609.

[11] MEHRPOUYAN H, NASIR A A, ERIKSSON T, *et al.* Time-varying phase noise and channel estimation in MIMO systems[A]. 2012 IEEE 13th International Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC)[C]. Cesme, Turkey, 2012. 560-564.

[12] GACANIN H, SALMELA M, ADACHI F. Performance analysis of analog network coding with imperfect channel estimation in a frequency-selective fading channel[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2012, 11(2):742-750.

[13] MEHRPOUYAN H, NASIR A A, BLOSTEIN S D. Joint estimation of channel and oscillator phase noise in MIMO systems[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2012, 60(9):4790-4807.

[14] WANG Z J, CHEN W, LI J. Efficient beamforming for MIMO relaying broadcast channel with imperfect channel estimation[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2012, 61(1):419-426.

[15] JAMALABDOLLAHI M, MIRZAEINIA A, SALARI S. RLS-based frequency synchronization and channel estimation in OFDMA systems[A]. 2012 14th International Conference on Advanced Communication Technology (ICACT)[C]. Pyeong Chang, Korea, 2012. 832-836.

[16] SAVAUX V, SKRZPCZAK A, LOUET Y, *et al.* Near LMMSE channel estimation performance with artificial channel at receiver for OFDM systems[A]. 2012 IEEE 13th International Workshop on Signal

(下转第 23 页)

epidemic routing[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2008, 26(5):794-808.

- [13] ZHAO B K, SONG Z M, SU J S, *et al.* NTC: towards efficient network coding in delay tolerant networks[A]. 2011 the Fifth International Conference on Innovative Mobile and Internet Services in Ubiquitous Computing [C]. Seoul, Korea, 2011. 57-64.
- [14] YU H Z, MA J F, BIAN H. Message redundancy removal of multi-copy routing in delay tolerant MANET[J]. The Journal of China Universities of Posts and Telecommunications, 2011, 18(1):42-48.
- [15] ZHANG X, NEGLIA G, KUROSE J, *et al.* Performance modeling of epidemic routing[J]. Computer Networks, 2007, 51(10):2867-2891.
- [16] VIANI F, LIZZI L, ROCCA P, *et al.* Object tracking through RSSI measurements in wireless sensor networks[J]. Electronics Letters, 2008, 44(10):653-654.



刘智虎 (1986-), 男, 山东济宁人, 重庆邮电大学硕士生, 主要研究方向为网络编码。



姚玉坤 (1964-), 女, 重庆人, 重庆邮电大学副教授, 主要研究方向为网络管理与应用、网络编码。

作者简介:



任智 (1971-), 男, 四川内江人, 博士, 重庆邮电大学教授, 主要研究方向为无线移动通信网络。



陈前斌 (1967-), 男, 四川营山人, 博士, 重庆邮电大学通信与信息工程学院院长、教授、博士生导师, 主要研究方向为宽带无线网络技术、多媒体信息处理与传输。

(上接第 15 页)

Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC)[C]. Cesme, Turkey, 2012. 545-549.

- [17] 张贤达. 矩阵分析与应用[M]. 北京: 清华大学出版社, 2004.
- ZHANG X D. Matrix Analysis and Application[M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2004.



赵维杰 (1986-), 男, 上海人, 上海大学硕士生, 主要研究方向为宽带无线通信。

作者简介:



方勇 (1964-), 男, 四川内江人, 博士, 上海大学教授、博士生导师, 主要研究方向为通信信号处理、盲信号处理和智能信息系统。



汪敏 (1957-), 男, 上海人, 上海大学教授、博士生导师, 主要研究方向为数字通信、宽带接入网技术和无线通信。