

Sparse Channel Estimation for Cooperative Wireless Systems

Jinsong Li¹, Yachen Liu^{2*}, Jingxuan Xu², Congren Lin², Wu Qu³

¹Shenzhen Langshi Scientific Instrument Co., Ltd., Shenzhen Guangdong

²School of Information Science and Technology, Xiamen University, Xiamen Fujian

³91388 Troops of the Chinese People's Liberation Army, Zhanjiang Guangdong

Email: ychliu@stu.xmu.edu.cn

Received: Apr. 3rd, 2019; accepted: Apr. 19th, 2019; published: Apr. 26th, 2019

Abstract

Cooperative communication technology is one of the important technologies of the fifth generation mobile communication. The key is to acquire the state information of the channel, that is, it is necessary to estimate the channel formed by the cascade in the system via the relay node. Using the theory of compressed sensing as a tool, the sparseness of the channel of the cooperative wireless system is analyzed firstly. Combined with the least squares method, orthogonal matching pursuit algorithm and compressed sampling matching pursuit algorithm, the sparse cascade channel of the cooperative OFDM communication system with the amplified preamble mode is performed. It is estimated that the performance of the above three algorithms is compared by simulation, and the compressed sampling matching tracking algorithm is obtained. The channel estimation performance is optimal in the cooperative wireless system.

Keywords

Cooperative Network, Channel Estimation, Compressed Sensing, Wireless Communication

协同无线系统的稀疏信道估计

李劲松¹, 刘亚琛^{2*}, 许静莹², 林聪仁², 屈武³

¹深圳市朗石科学仪器有限公司, 广东 深圳

²厦门大学信息科学与技术学院, 福建 厦门

³中国解放军91388部队, 广东 湛江

Email: ychliu@stu.xmu.edu.cn

收稿日期: 2019年4月3日; 录用日期: 2019年4月19日; 发布日期: 2019年4月26日

*通讯作者。

摘要

协同通信技术是第五代移动通信的重要技术之一,其关键在于获取信道的状态信息,即需要对此系统中经由中继节点而级联形成的信道进行估计。以压缩感知理论作为工具,首先分析了协同无线系统信道的稀疏性,再结合最小二乘法、正交匹配追踪算法和压缩采样匹配追踪算法,对放大前传模式的协同OFDM通信系统稀疏级联信道进行估计,通过仿真对比上述三种算法的性能,得出压缩采样匹配追踪算法在协同无线系统中信道估计性能最优。

关键词

协同网络, 信道估计, 压缩感知, 无线通信

Copyright © 2019 by author(s) and Hans Publishers Inc.

This work is licensed under the Creative Commons Attribution International License (CC BY).

<http://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>



Open Access

1. 引言

随着用户对无线通信服务的要求越来越高,未来的技术需要提供更高质量、高速率、高容量的服务,以及更高的频谱利用率。但是,无线传输环境的时变性和不确定性,频谱资源的稀缺、不可再生性,无线信道的衰落特性等,使无线技术的发展颇具挑战。

为了提高接收信号的信噪比,对抗多径衰落,多输入多输出(MIMO, Multiple Input and Multiple Output)技术应运而生,成为第四代移动通信系统(4G, Fourth Generation Mobile System)的核心技术。

MIMO 技术通过收发端的多天线配置,实现空间分集复用,在不增加系统带宽的情况下提高系统容量,将传输过程中的多径衰落效应,这一不利因素,转化为额外的系统分集,进一步提高系统的资源利用率,进而提高传输的可靠性[1]。然而,在小型移动终端安置多天线,既增加了成本,又增加了实现难度。

为克服 MIMO 技术的缺点,Sendonaris 和 Laneman 等学者提出了协同分集技术[2] [3] [4]。协同通信系统将中继思想引入通信系统,使处于不同空间位置的终端天线互相协同作用,构成一个分布式的“虚拟”多天线阵列。经研究表明,协同无线通信技术可以获得分集增益,显著提高系统的数据传输容量,有效地增强信息传输对抗信道畸变的鲁棒性[5],避免频率选择性衰落导致的无线电信号急剧衰落甚至通信的中断。因此,协同无线通信技术成为目前最有前景的研究热点之一。但是,该技术仍面临着许多问题,如:各个终端节点之间是否选择协同传输方式,终端节点如何选择协同伙伴,协同通信系统的资源分配问题,以及目的节点如何完成对接收信号的处理等。为解决以上问题,我们首先要了解的就是各节点之间的链路信道状态信息(CSI, Channel State Information)。

在无线通信系统中,如果接收机能够精确地估计出信道的瞬时 CSI,就可以利用信道均衡和空间分集能力补偿时延扩展或多普勒扩展引起的信号衰落,在不获取信道全部信息的情况下,利用部分信道状态信息,也能较好地提高系统增益和可靠性。

目前,协同中继信道的估计方法大多基于密集多径信道的假设[6] [7],即多径信道的每个抽头位置系数均不为零。在这种情况下,训练序列的长度基本都会大于信道空间,占用大量系统资源,既造成了系统频谱资源的浪费,造成了频谱利用率的低下,又降低了系统性能,不利于实现“绿色通信”。

然而，随着信道检测技术的发展，研究成果表明，无线多径信道在高维空间具有稀疏结构，即多径信道的抽头系数在高维空间呈现稀疏分布。这样，就可以利用长度较少的训练序列获得较为准确的信道估计性能，极大的节约了频谱资源，实现“绿色通信”。

2. 协同无线系统技术

2.1. 单中继单天线协同模型

最简单的中继模型如图 1 所示，其中 S 表示源节点，R 为中继节点，D 代表目的节点，当源节点与目的节点无法进行直接通信时，只有借助中继节点来协助完成。该模型没有增加分集效果。

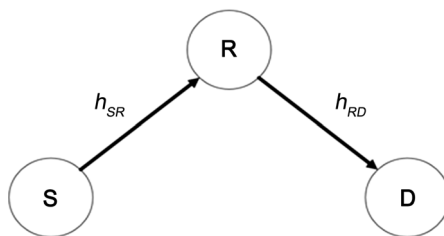


Figure 1. Single relay network model
图 1. 单中继网络模型

如图 2 所示，源节点与目的节点之间可以进行直接通信，则该模型为典型的单中继协同模型。源节点与目的节点之间建立了两条独立的通信链路：一条是 S-D 链路，为直接的实体链路；另一条是经由中继节点 R 建立的虚拟链路，图 1 和图 2 均为单向通信的中继网络结构。

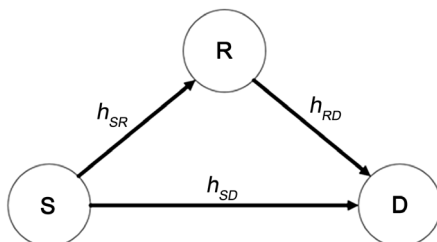


Figure 2. Typical collaborative relay model
图 2. 典型的协同中继模型

2.2. 协同通信协议

在协同通信网络中，协同点之间如何处理接收到的信息，是协同通信的关键。按照中继实节点对信号处理的方式，可将协同通信分为三种不同的协议，分别为：放大前传(AF, Amplify and Forward, 又译为放大转发)协同模式、解码前传(DF, Decode and Forward, 又译为解码转发)协同模式和编码协同(CC, Coded Cooperation)模式。在此主要介绍放大前传协同模式和解码前传协同模式。

2.2.1. 放大前传协同模式

AF 模式是最早采用的一种协同模式，由 Laneman 等人提出，也称为“非再生”中继方式。它指中继节点 R 不对接收信号进行解调和解码，直接将收到的信号进行模拟处理(信号放大)后前传。一般的 AF 协同中继系统原理图如图 3 所示。这种方式使得目的节点收到的信号和噪声一起放大，看似增加了噪声的影响，但是由于目的节点收到了两个经历了独立衰落的信号，产生了分集增益，同样可以提升整个系统的性能。AF 系统等价信道模型如图 4。

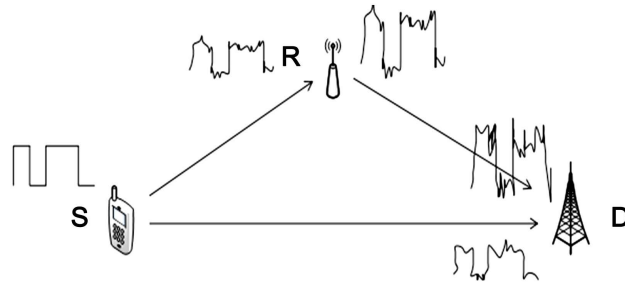


Figure 3. Schematic diagram of AF cooperative relay system
图 3. AF 协同中继系统原理图

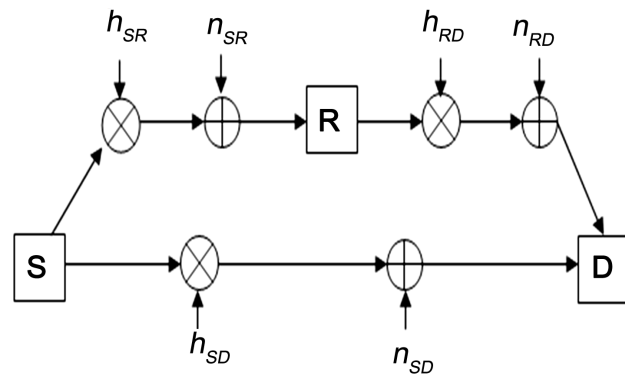


Figure 4. AF system equivalent channel model
图 4. AF 系统等价信道模型

在如图 2 所示的经典单中继单天线协同通信系统中，在 AF 模式下，S-R，S-D 和 R-D 链路上的接收信号分别为：

$$y_R = h_1 x + n_{SR} \quad (2.1)$$

$$y_{D1} = h x + n_{SD} \quad (2.2)$$

$$y_{D2} = \alpha h_2 y_R + n_{RD} = \alpha h_1 * h_2 x + \alpha h_2 n_{SR} + n_{RD} \quad (2.3)$$

其中， x 是源节点的发送信号， h_1 、 h_2 和 h 分别是 S-R、R-D 和 S-D 链路的信道冲激响应， n_{SR} 、 n_{SD} 和 n_{RD} 分别是相应链路的噪声，噪声方差分别为 σ_{SR}^2 、 σ_{RD}^2 和 σ_{SD}^2 ， P_S 、 P_R 分别为点 S、R 处的发射功率，则中继节点处的放大因子为：

$$\alpha = \frac{\sqrt{P_R}}{\sqrt{P_S |h_1|^2 + \sigma_{SR}^2}} \quad (1.4)$$

在 CSI 已知的情况下，接收端可以对 y_{D1} 和 y_{D2} 进行最大比合并(MRC, Maximum Ratio Combiner)。

2.2.2. 解码前传协同模式

DF 模式是另一种协同模式，由 Sendaris 提出，被称为“可再生”中继方式。其设计初衷是在中继节点处消去高斯白噪声，从而避免 AF 模式中对噪声功率的放大[8]。其原理图及等效信道模型分别如图 5 和图 6 所示。对比 AF 模式，DF 模式增加了中继节点的工作量。

但是，由于中继处可能对数据做出错误判决，致使将错误的信息继续前传。为避免这种情况，后来又提出了采用循环冗余校验(CRC, Cyclic Redundancy Check)技术在中继处对接收数据进行校验，正确才继续前传，如果错误则直接将该帧丢弃。

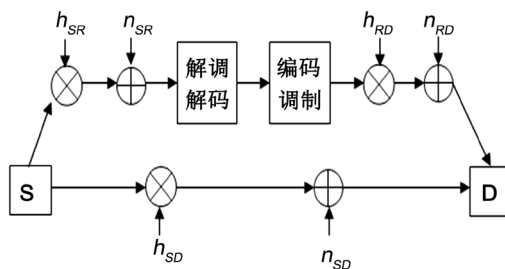


Figure 5. Schematic diagram of DF cooperative relay system
图 5. DF 协同中继系统示意图

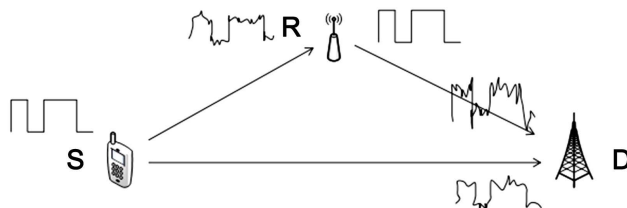


Figure 6. DF system equivalent channel model
图 6. DF 系统等价信道模型

3. 协同通信系统中多径信道模型

本章就单向单天线单中继协同通信系统的无线多径信道进行讨论。

3.1. AF 模式下的多径信道模型

不考虑 S-D 直接传输链路的存在，假设源节点 S 和中继节点 R 处的平均发射功率分别为 P_S 和 P_R ，从 S 到 R 之间的传输信道矢量长度为 L_1 ，S-R 链路的信道可以表示为：

$$h_1 = \sum_{t=0}^{L_1-1} h_{1,t}(\tau)\delta(\tau - \tau_{1,t}) \quad (3.1)$$

其中， $h_{1,t}$ 和 $\tau_{1,t}$ 分别表示路径复增益 $E[\sum_{t=0}^{L_1-1} |h_{1,t}|^2] = 1$ 和第 1 条路径传输的时间延迟。通过式(3.1)信道矢量表示，长度为 N 的训练复信号矢量 x 在源节点 S 经过多径信道传输，在中继节点 R 处收到的信号为：

$$y_1 = H_1 x + n_1 \quad (3.2)$$

其中， H_1 是第一列为 $[h_1^T \ 0_{1 \times (N-L)}]^T$ 的 $N \times N$ 循环信道矩阵。

中继节点 R 将收的信号放大并转发给 D，信道矢量 h_2 和 h_1 描述特性相同，所以长度为 L_2 的 h_2 可以表示为：

$$h_2 = \sum_{t=0}^{L_2-1} h_{2,t}(\tau)\delta(\tau - \tau_{2,t}) \quad (3.3)$$

目的节点 D 处收到的信号矢量 y_2 可以表示为：

$$y_2 = \alpha H_2 y_1 + n_2 = \alpha H_2 H_1 x_1 + n = \alpha H_2 H_1 x_1 + \alpha H_2 n_1 + n_2 \quad (3.4)$$

AF 放大因子 α 为：

$$\alpha = \sqrt{\frac{P_R}{\sigma_{h_1}^2 P_S + \sigma_n^2}} \quad (3.5)$$

根据矩阵理论, 循环信道 H 可以分解为:

$$H_i = F^H \Lambda_i F, i = 1, 2 \quad (3.6)$$

其中 F 是离散傅里叶变换(DFT)矩阵, 且

$$F^{mn} = \frac{1}{\sqrt{N}} e^{-j2\pi mn/N}, m, n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (3.7)$$

Λ_i 是 $N \times N$ 维复对角矩阵, 即:

$$\Lambda_i = \text{diag}\{H_i(0), H_i(1), \dots, H_i(N-1)\} \quad (3.8)$$

频域信道系数与时域信道抽头系数的等效关系为:

$$H_i(k) = \sum_{l=0}^{L_i-1} h_i(l) e^{-j2\pi kl/N}, k = 0, 1, \dots, N-1, i = 1, 2 \quad (3.9)$$

根据矩阵分解特性, 系统模型可以进一步写成

$$y_2 = F^H \alpha \Lambda_2 \Lambda_1 F x + n \quad (3.10)$$

如果上式左乘 DFT 矩阵 F , 则有以下矢量矩阵形式:

$$y = X \hat{h} + \hat{n} \quad (3.11)$$

其中, \hat{h} 表示协同卷积信道矢量($h_1 * h_2$), $X = \text{diag}(F x) W$, 表示等效的导频信号矩阵, W 是从矩阵 $\sqrt{N} F$ 中提取前 $(2L-1)$ 列组成的部分傅里叶变换矩阵。

根据式(3.11)描述的系统关系, 利用目的节点 D 接收信号 x , 可以通过最大似然相干探测得:

$$\begin{aligned} x &= \arg \max_x P(y | x) \\ &= \arg \max_x \frac{1}{\pi \sigma_n^2 (\alpha^2 |h_1|^2 + 1)} \times \exp \left\{ -\frac{|y - Xh|^2}{\sigma_n^2 (\alpha^2 |h_1|^2 + 1)} \right\} \\ &= \arg \min_x |y - Xh|^2 \end{aligned} \quad (3.12)$$

由上式(3.12)可以看出, 目的节点的最大似然探测方法没有利用每一个单独的信道估计量, 而是只用了协同信道估计量。所以, AF 模式下的协同通信系统中的信道估计问题可以转变为直接估计协同信道矢量的问题, 而不需要单独估计每一个信道矢量。

3.2. DF 模式下的多径信道模型

在 DF 模式下, 由于中继节点处 R 对接收信号进行了解码解调处理, 然后进行编码调制再进行转发, 使得 S-R 链路和 R-D 链路之间并没有像 AF 模式下一样形成关系密切的级联链路, 因此对信道进行估算时仍是对每一个信道矢量单独进行估计, 与传统点对点信道估计相似。

4. 协同 OFDM 通信系统稀疏信道估计

在第 3 节已经讨论过协同通信在 AF 和 DF 模式下的多径信道模型, 并且已经证明, 在 AF 模式下, 协同通信系统中的信道估计问题可以转变为直接估计协同信道矢量的问题, 而不需要单独估计每一个信道矢量, 而在 DF 模式下, 对信道进行估算时仍是对每一个信道矢量单独进行估计, 与传统点对点信道估计相似。所以本章只讨论 AF 模式下的单天线协同 OFDM 系统及其相关的信道估计。

在 AF 模式下的 OFDM 协同通信系统中，数据传输分为两个阶段：第一阶段：源节点向中继节点和目的节点发送信号；第二阶段：中继节点接收到来自源节点的数据后，将它进行功率放大，并转发给目的节点。目的节点收到两个独立经历了不同信道衰落后的信息，根据信道估计的结果对它们进行符号检测和译码，最终获得原始信息。图 7 表示协同 OFDM 通信系统的信号传输模式。本节只考虑信道符合稀疏分布的情况，且对符合传统点对点信道估计方法的 S-D 链路不作考虑。

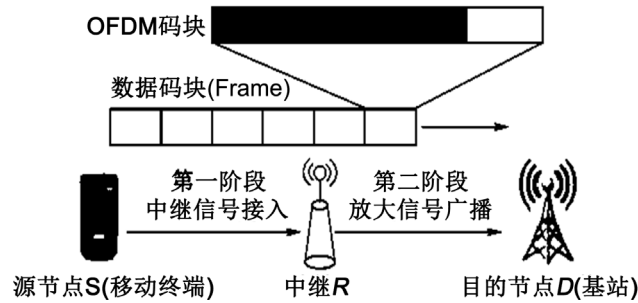


Figure 7. Signal transmission mode of cooperative OFDM communication system
图 7. 协同 OFDM 通信系统的信号传输模式

在图 7 所示的协同 OFDM 通信系统中，每个节点均为 OFDM 调制，但中继 R 处并不将信号进行解调，而是根据 AF 协议，直接进行功率放大，并将其向目的节点 D 处转发。设源节点和中继节点处的平均发射功率为 P_S 和 P_R ，系统中各条链路的信道为准静态信道，且相互独立，S-R 链路和 R-D 链路的信道长度分别为 L_1 和 L_2 ，时域离散冲击响应分别为 $h_1(t)$ 和 $h_2(t)$ ，则有：

$$h_i = \sum_{\tau=0}^{L_i-1} h_{i,\tau}(\tau) \delta(\tau - \tau_{i,\tau}), i = 1, 2 \quad (4.1)$$

其中， $h_{i,\tau}$ 是相应信道第 τ 个抽头上的系数，并满足 $E \left[\sum_{\tau=0}^{L_i-1} |h_{i,\tau}|^2 \right] = 1$ ， $\tau_{i,\tau}$ 表示第 τ 条路径上的传输时间延迟。

假设源节点处每个 OFDM 数据码块包含 N 个子载波，导频的时域表示为

$$x = [x_0, x_1, \dots, x_{N-1}] \quad (4.2)$$

为了有效的消除符号间干扰，在此时域信号中插入长度为 L_p 的循环前缀(CP, Cyclic Prefix)，并满足条件：

$$L_p \geq \max(L_1 - 1, L_2 - 1) \quad (4.3)$$

此时的导频及循环前缀可以表示为：

$$s = [x_{N+L_p-1}, \dots, x_N, x_0, x_1, \dots, x_{N-1}] \quad (4.4)$$

在 S-R 链路中，源节点将信号 x 发送到中继节点，中继节点将接收到的信号进行 α 倍功率放大，送入 R-D 链路。目的节点接收到的时域信号，在去除保护间隔 CP 后，可表示为：

$$y_D = \alpha H_2 y_R + n_2 = \alpha H_2 H_1 x + n \quad (4.5)$$

根据矩阵分解特性，系统模型可以进一步写成

$$y_R = F^H \alpha \Lambda_2 \Lambda_1 F x + n \quad (4.6)$$

对公式左乘以 F 后，系统模型转化为：

$$y = X W h + \bar{n} = \bar{X} \bar{h} + \bar{n} \quad (4.7)$$

其中, h 表示协同卷积信道矢量($h_1 * h_2$), 最大延迟长度为 $(L_1 + L_2 - 1)$, $X = \text{diag}(Fx)W$, 表示等效的导频信号矩阵, W 是从矩阵 $\sqrt{N}F$ 中提取前 $(L_1 + L_2 - 1)$ 列组成的部分傅里叶变换矩阵。

5. 基于压缩感知的协同 OFDM 信道估计

为了达到压缩采样的目的, 测量矩阵需满足 RIP 特性, 设符合标准的测量矩阵 \bar{X} 如式:

$$\bar{X} = \begin{bmatrix} \bar{x}_N & \cdots & \bar{x}_2 & \bar{x}_1 \\ \bar{x}_{N+1} & \cdots & \bar{x}_3 & \bar{x}_2 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \bar{x}_{N+M-1} & \cdots & \bar{x}_{M+1} & \bar{x}_M \end{bmatrix} \quad (5.1)$$

公式(4.7)可表示为:

$$\begin{bmatrix} y_0 \\ y_1 \\ \vdots \\ y_{M-1} \end{bmatrix} = \bar{X}h + \bar{n} = \begin{bmatrix} \bar{x}_N & \cdots & \bar{x}_2 & \bar{x}_1 \\ \bar{x}_{N+1} & \cdots & \bar{x}_3 & \bar{x}_2 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \bar{x}_{N+M-1} & \cdots & \bar{x}_{M+1} & \bar{x}_M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_0 \\ h_1 \\ \vdots \\ h_{N-1} \end{bmatrix} + \bar{n} \quad (5.2)$$

其中, $y = [y_0, y_1, \dots, y_{M-1}]^T$ 是 M 维的观测向量。公式(5.9)所表示的系统模型, 最佳信道估计:

$$\bar{h}_{opt} = \arg \min_h \left\{ \frac{1}{2} \|y - \bar{X}h\|_2^2 + \lambda \|h\|_0 \right\} \quad (5.3)$$

其中, λ 表示正则参数, 该参数可以对信道估计误差以及信道稀疏度进行调节和均衡。 $\|h\|_2^2 = \sum |h_i|^2$ 表示 l_2 范数, $\|h\|_0$ 是 l_0 范数, 表示信道中非零系数的数目。

5.1. 信道估计算法的算法

5.1.1. 最小二乘法

最小二乘法(LS)是一种数学优化技术, 它通过最小化误差的平方和寻找数据的最佳函数匹配。利用 LS 算法可以简便地求得未知的数据, 并使得这些求得的数据与实际数据之间误差的平方和为最小。其算法简单, 计算量也小, 但 LS 运用在信道估计中时, 对于加性高斯白噪声比较敏感[7]。

5.1.2. 正交匹配追踪算法

正交匹配追踪(OMP, Orthogonal Matching Pursuit)算法是典型的 GPA 之一, 其主要思想是: 采用迭代的方法实现信号 h 的重建, 主要目标是选择测量矩阵 X 的列, 每次迭代时, 选择与当前的残差相关性最大的列, 并从观测向量中减去相关部分, 重复执行以上过程, 知道迭代的次数达到稀疏度为止。OMP 算法框图如图 8 所示。

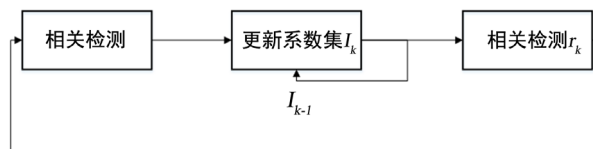


Figure 8. OMP algorithm block diagram

图 8. OMP 算法框图

OMP 算法步骤:

输入: 随机测量矩阵 X , 观测矢量信号 $y = Xh + n$, 信道矢量 h 的稀疏度为 d 。

输出： d 稀疏近似信道矢量 h_{OMP} 。

处理过程：

- 1) 初始化：系数集 $I = \emptyset$ ，残差 $r = y$ ，迭代次数为 d ，每次迭代选取一个最相关的系数；
- 2) 识别：找出残差 r 与测量矩阵中的任意列相关性最大值所对应的系数 λ ，即：

$$\lambda = \arg \max \left| \langle r_{k-1}, x_n \rangle \right| \tag{5.4}$$

- 3) 误差分析：更新系数集 $I = I \cup \{\lambda\}$ ，由最小二乘(LS, Least Square)法得

$$h_{OMP} = \arg \min_h \|y - X_I h\|_2 \tag{5.5}$$

并得到 $r = y - Xh_{OMP}$ 。

重复以上步骤迭代 d 次，可获得稀疏信道估计值 h_{OMP} 。

5.1.3. 压缩采样匹配追踪

迭代门限算法与贪婪追踪算法类似，压缩采样匹配追踪(CoSaMP, Compressive Sampling Matching Pursuit)算法就是其中一种。它弥补了 OMP 算法和凸优算法的缺点，可以稳健地估计出稀疏多径信道矢量，且计算复杂度较低。其基本算法框图如图 9 所示。

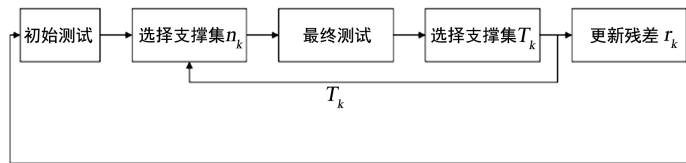


Figure 9. CoSaMP algorithm block diagram
图 9. OMP 算法框图

CoSaMP 算法步骤：

已知 y, F, W 以及测量矩阵 $X = \text{diag}(F * x)W$ ，稀疏信道非零值的最大值为 d ，处理过程：

- 1) 设置非零系数集 $T_0 = \emptyset$ ，估计残差 $r_0 = y$ ，迭代初值 $k = 1$ ；
- 2) 通过计算残差向量中列向量之间的相关值，选择 X 矩阵的 n_k 列，

$$n_k = \left| \langle n_{k-1}, X_n \rangle \right|, T_k = T_{k-1} \cup n_k \tag{5.6}$$

利用 LS 算法估计信道

$$T_{LS} = \arg \min \|y - Xh\| \tag{5.7}$$

选择出 T 个最大系数点 h_{LS} 的位置，并构成集合 T_{LS} ；

- 3) 合并位置集合 $T_k = T_k \cup T_{LS}$ ；
- 4) 计算最佳的信道系数，逼近信道

$$h_k = \arg \min_h \|y - X_{T_k} h\|_2 \tag{5.8}$$

- 5) 选择 T_k 个最大信道系数，并将 $T \setminus T_k$ 个抽样点置为零；
- 6) 更新估计误差：

$$r_k = y - X_{T_k} h_k \tag{5.9}$$

增加迭代值，重复公式(5.5)-(5.9)直到满足迭代的条件得到信道估计值为 $h_{CoSaMp} = h_k$ 。

6. 仿真与性能分析

6.1. 比较不同模式下 OMP 和 CoSaMP 算法复杂度

在协同系统中，信道长度 $L_1 = L_2 = 16$ ，稀疏度均为 $d = 3$ ，信噪比范围 0 dB~30 dB，步进为 5，实验重复 100 次，分别利用 OMP 和 CoSaMP 算法，对 S-D 链路缺失 AF 和 DF 模式下的协同通信进行仿真，记录仿真时间和仿真时的 CPU 占用率。

采用 OMP 算法时，其中，AF 模式仿真时 CPU 占用率为 58.5%~68.5%，用时 248.459246 秒，DF 模式仿真时 CPU 占用率为 61.9%~68.7%，用时 292.993019 秒。

采用 CoSaMP 算法时，其中，AF 模式仿真时 CPU 占用率为 57.4%~68.4%，用时 122.183153 秒，DF 模式仿真时 CPU 占用率为 60.4%~68.6%，用时 216.342070 秒。

在相同协作方式，CPU 占用率相当的情况下，OMP 算法用时均要比 CoSaMP 算法多，证明 OMP 算法的复杂度要高于 CoSaMP 算法。

6.2. 信道估计算法性能比较

首先对 OFDM 直接传输的稀疏信道估计进行仿真，来比较 LS、OMP 和 CoSaMP 算法的性能。在 matlab 运行环境中的设置稀疏信道 h 的非零抽头系数满足高斯分布，且满足 $\|h\|_2^2 = 1$ ，信道长度 $L = 16$ ，导频为长为 256 的梳状导频，SNR 取值范围为 0 dB~30 dB，步进为 5，运行次数 $M=100$ 。以通过 OFDM 信道的导频信号作为观测向量，改变信道 h 的稀疏度 d ，以系统最终的误码率判断信道估计性能。

仿真结果如图 10 和图 11 所示。

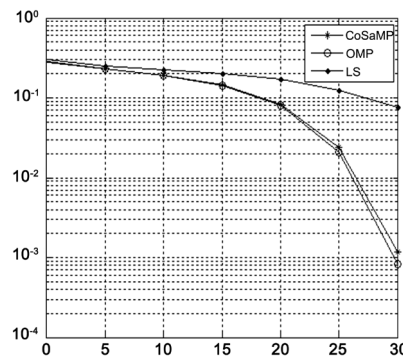


Figure 10. Bit error rate of LS, OMP and CoSaMP algorithms when channel sparsity $d = 3$

图 10. 信道稀疏度 $d = 3$ 时 LS、OMP 和 CoSaMP 算法的误码率

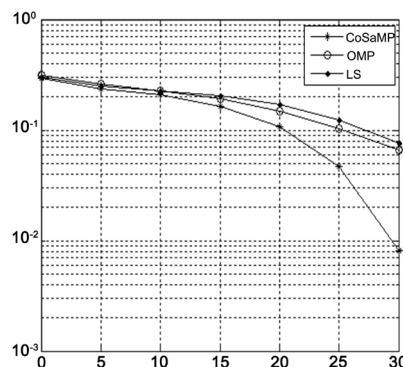


Figure 11. Bit error rate of LS, OMP and CoSaMP algorithms when channel sparsity $d = 6$

图 11. 信道稀疏度 $d = 6$ 时 LS、OMP 和 CoSaMP 算法的误码率

图 10 为信道稀疏度 $d = 3$ 时进行的稀疏信道估计仿真, 从图中可以看出, 在此稀疏度下, OMP 算法和 CoSaMP 算法的误码率明显小于 LS 算法。OMP 算法和 CoSaMP 算法之间的性能差异不大。

图 11 为信道稀疏度 $d = 6$ 时进行的稀疏信道估计仿真, 从图中可以看出, 在此稀疏度下, LS 算法的误码率与稀疏度 $d = 3$ 时相差不大, OMP 算法和 CoSaMP 算法的误码率明显上升, 且 OMP 算法误码率上升幅度明显大于 CoSaMP 算法, 但两种算法误码率均小于 LS 算法。

这说明, 在协同无线通信系统稀疏信道中基于压缩感知理论的算法性能优于传统线性估计算法。OMP 算法和 CoSaMP 算法的误差与信道的稀疏度有关, 且 CoSaMP 算法稳定性优于 OMP 算法。因此, CoSaMP 算法鲁棒性优于 OMP 算法。

基金项目

深圳市科技计划项资助项目(JSGG20170414090428464), 国家自然科学基金: 61671394。

参考文献

- [1] Adachi, F. and Kudoh, E. (2007) New Direction of Broadband Wireless Technology. *Wireless Communications and Mobile Computing*, 7, 969-983. <https://doi.org/10.1002/wcm.507>
- [2] Sendonaris, A., Erkip, E. and Aazhang, B. (2003) User Cooperation Diversity. Part I System Description. *IEEE Transactions on Communications*, 51, 1927-1938. <https://doi.org/10.1109/TCOMM.2003.818096>
- [3] Sendonaris, A., Erkip, E. and Aazhang, B. (2003) User Cooperation Diversity. Part II. Implementation Aspects and Performance. *IEEE Transactions on Communications*, 51, 1939-1958. <https://doi.org/10.1109/TCOMM.2003.819238>
- [4] Laneman, J.N. and Womell, G.W. (2003) Distributed Space-Time-Coded Protocols for Exploiting Cooperative Diversity in Wireless Networks. *IEEE Transactions and Information Theory*, 49, 2415-2425. <https://doi.org/10.1109/TIT.2003.817829>
- [5] Laneman, J.N., Tse, D.N.C. and Womell, G.W. (2004) Cooperative Diversity in Wireless Networks: Efficient Protocols and Outage Behavior. *IEEE Transactions and Information Theory*, 50, 3062-3080. <https://doi.org/10.1109/TIT.2004.838089>
- [6] Tellambura, C. (2009) Cooperative OFDM Channel Estimation in the Presence of Frequency Offsets. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 58, 3447-3459. <https://doi.org/10.1109/TVT.2009.2016345>
- [7] 李博. 基于 LS 的 MIMO-OFDM 系统信道估计算法的研究[D]: [硕士学位论文]. 长春: 吉林大学, 2009.
- [8] 张忠培, 魏宁, 史治平. 协同无线通信导论[M]. 北京: 电子工业出版社, 2010: 13-32.

知网检索的两种方式:

1. 打开知网页面 <http://kns.cnki.net/kns/brief/result.aspx?dbPrefix=WWJD>
下拉列表框选择: [ISSN], 输入期刊 ISSN: 2163-3983, 即可查询
2. 打开知网首页 <http://cnki.net/>
左侧“国际文献总库”进入, 输入文章标题, 即可查询

投稿请点击: <http://www.hanspub.org/Submission.aspx>

期刊邮箱: hjwc@hanspub.org