

一种格约减辅助的协作多址接入方案

张学一, 付晓梅, 周化锰

(天津大学电子信息工程学院, 300072, 天津)

摘要: 针对传统协作多址接入(CMA)系统可靠性不高的问题,提出了一种格约减(LR)辅助的协作多址接入方案(LR-CMA). 首先将传统 CMA 系统中源端到目的端的信道等效成虚拟多输入多输出(MIMO)模型,然后在接收端用 LR 算法改善虚拟 MIMO 信道矩阵的正交性,减少信号之间的干扰,最后检测并恢复信号. 通过计算机仿真将 LR-CMA 方案与传统 CMA 方案相比较,结果表明,2 种方案的复杂度均随维度呈指数增长,但 LR-CMA 方案的误码率性能要优于传统 CMA 方案,接近复杂度很高的最大似然检测的误码率性能,在信噪比为 30 dB 时,其误码率差距超过 14 dB,并且 LR-CMA 方案在衰落信道下可以获得最优的分集增益和复用增益的均衡.

关键词: 格约减理论;协作多址接入;误码率;均衡

中图分类号: TN911.22 **文献标志码:** A **文章编号:** 0253-987X(2012)04-0100-06

A Lattice Reduction-Based Cooperative Multiple Access Scheme

ZHANG Xueyi, FU Xiaomei, ZHOU Huameng

(School of Electronic Information Engineering, Tianjin University, Tianjin 300072, China)

Abstract: A new cooperative multiple access scheme is proposed to improve the reliability of traditional cooperative multiple access (CMA) system. The new scheme applies lattice reduction to cooperative multiple access (CMA) system. Firstly, the channel between source and destination is equated into a virtual model with multiple inputs and multiple outputs (MIMO). The signal is processed using the LR algorithm at the destination to improve the orthogonality of channel matrix, to reduce interference, and then to be detected. Comparisons with the traditional CMA system show that the complexity of both the algorithms increases as the index is increased, but the bit error rate of LR-CMA system is better than that of the traditional CMA, and that the LR-CMA system achieves the bit error rate (BER) of maximum likelihood detection, and the BER gap outstrips 14 dB at the SNR of 30 dB. It also can get optimal diversity-multiplexing tradeoff.

Keywords: lattice reduction theory; cooperative multiple access; bit error rate; tradeoff

传统的协作多址接入(CMA)技术^[1]将协作通信的优势引入到多址接入系统中,通过用户间的协作来构建虚拟 MIMO 系统,利用空间多通道发送接收数据,可以有效地提高系统的分集增益和复用增益.然而,无线信道传输环境的时变性导致协作多址子信道间具有相互干扰,从而造成系统误码率降低,可靠性不高.近年来,人们提出了很多种方案来提高

CMA 系统的可靠性.文献[2]针对 CMA 系统源端的叠加调制方案,提出一种低复杂度的最适合检测方式来降低系统误码率;文献[3]提出了一种自适应分布式网络信道编码的方法来提高系统有效性及可靠性.然而,这些方法都是针对系统发送接收端的数据进行处理的,系统信号仍然会受到信道噪声的干扰.本文提出用格约减(LR)理论处理多址接入信道

矩阵,直接针对子信道进行改善,以减低子信道间的干扰,提高系统可靠性。

格约减理论^[4]基于著名的 lattice 理论,其目标是为实数矩阵寻找相近的几近正交的矢量,常见的实现算法为 LLL (Lenstra, Lenstra, Lovasz) 算法^[5]。由于 LR 理论对信道矩阵有很好的改善作用,所以近年来被应用于各种通信系统中,如传统的 MIMO 系统^[6-7]、放大转发 (AF) 系统和解码转发 (DF) 系统^[8]等。

本文将 LR 理论应用于协作多址接入系统,将源节点到目的节点的传输等效为一个虚拟 MIMO 过程,通过算法改善信道条件,得到了一种新的多址接入方案,并以系统误码率为主要衡量指标,研究了该方案的性能优势,从算法复杂度的角度分析了其可行性,证明该方案可以获得最优的 DMT,最后通过计算机仿真进行了验证。

1 LR 理论和 LLL 算法

对于一个 MIMO 系统,假设它有 n_T 个发射天线和 n_R 个接收天线,用 $\mathbf{x}$ 表示发射端要发送的 $n_T \times 1$ 维复符号, $\mathbf{y}$ 表示接收端接收到的 $n_R \times 1$ 维复符号,则系统的传输方程可以表示为

$$\mathbf{y} = \mathbf{h}\mathbf{x} + \mathbf{n} \quad (1)$$

式中: $\mathbf{n}$ 为高斯白噪声,其方差为 σ_n^2 ; $\mathbf{h}$ 为 $n_R \times n_T$ 维满秩信道增益矩阵, $\mathbf{h}$ 的所有元素 $h_{i,j}$ 独立同分布,且服从复高斯分布 $\text{CN}(0, 1)$ 。

将式(1)中复符号的实部和虚部分开,得到改写的系统模型

$$\mathbf{Y} = \mathbf{H}\mathbf{X} + \mathbf{N} \quad (2)$$

式中: $\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \text{Re}(\mathbf{h}) & -\text{Im}(\mathbf{h}) \\ \text{Im}(\mathbf{h}) & \text{Re}(\mathbf{h}) \end{bmatrix}$; $\mathbf{X} = \begin{bmatrix} \text{Re}(\mathbf{x}) \\ \text{Im}(\mathbf{x}) \end{bmatrix}$; $\mathbf{Y} = \begin{bmatrix} \text{Re}(\mathbf{y}) \\ \text{Im}(\mathbf{y}) \end{bmatrix}$; $\mathbf{N} = \begin{bmatrix} \text{Re}(\mathbf{n}) \\ \text{Im}(\mathbf{n}) \end{bmatrix}$ 。

这样,就将一个 $n_R \times n_T$ 的复数模型变成了一个 $2n_R \times 2n_T$ 的实数模型,接下来将对这个实数模型进行讨论。

Lattice 理论将 $\mathbf{H}\mathbf{X}$ 看做格子的一点,通过 LLL 算法,把已知矩阵 $\mathbf{H}$ 转化成一个新的矩阵 $\mathbf{H}'$,使它的每一列所构成的矢量长度最短且相互之间的正交性更好,这样可以减少在检测时由符号之间相互干扰所引起的噪声,达到 LR 的目标。

LR 理论可以有多种算法实现,最著名的是由 Lenstra 等人提出的 LLL 算法^[5],它是基于对矩阵进行正交三角 (QR) 分解的基础上实现的,定义如

下:一个基矩阵 $\mathbf{H}' = \mathbf{Q}'\mathbf{R}'$,其中 $\mathbf{Q}'$ 是一个正交矩阵, $\mathbf{R}'$ 是上三角矩阵,如果满足式(3)、式(4)条件,则 $\mathbf{H}'$ 叫做经过 LLL 约减的矩阵。

$$|r'_{l,k}| \leq \frac{1}{2} |r'_{l,l}|, \quad 1 \leq l < k \leq m \quad (3)$$

$$\delta r'^2_{k-1,k-1} \leq r'^2_{k,k} + r'^2_{k-1,k}, \quad k=2, \dots, m \quad (4)$$

式中: $r'_{i,j}$ 为 $\mathbf{R}'$ 的第 i 行第 j 列元素; δ 为制约参数,会影响约减的结果,通常 $\delta=3/4$ ^[6]。LLL 的具体算法可参见文献[5],在此不作赘述。

2 系统模型

2.1 CMA 模型

本文以多址接入-非正交放大转发 (CMA-NAF) 协议^[1]为基础,多个源节点 (S_i) 通过相互之间的协作,最终将符号信息传入到目的节点 (D)。以 2 个源节点为例,每 2 个符号间的间隔定义为一个帧,2 个源节点在每个帧间隔内分别传输一次,每次传输自己所要发送的符号和从另外一个源节点接收到的符号以及信道噪声。用 $\mathbf{x}_{j,k}$ 和 $\mathbf{t}_{j,k}$ 分别表示源节点 j 在第 k 个帧内所发送和传输的符号, a_j 和 b_j 分别表示放大系数,系统模型如图 1 所示,其传输过程可表示为

$$\mathbf{t}_{1,1} = a_1 \mathbf{x}_{1,1} \quad (5)$$

$$\mathbf{t}_{2,1} = a_2 \mathbf{x}_{2,1} + b_2 (g \mathbf{t}_{1,1} + \mathbf{w}_{2,1}) \quad (6)$$

$$\mathbf{t}_{1,2} = a_1 \mathbf{x}_{1,2} + b_1 (g \mathbf{t}_{2,1} + \mathbf{w}_{1,1}) \quad (7)$$

$$\mathbf{t}_{2,2} = a_2 \mathbf{x}_{2,2} + b_2 (g \mathbf{t}_{1,2} + \mathbf{w}_{2,2}) \quad (8)$$

式中: g 为源节点之间的信道增益; $\mathbf{w}_{j,k}$ 为源节点之间的噪声,服从 $\text{CN}(0, \sigma_w^2)$ 分布。相应地,源节点和目的节点之间的关系可表示为

$$\mathbf{y}_{1,1} = g_1 \mathbf{t}_{1,1} + \mathbf{v}_{2,1} \quad (9)$$

$$\mathbf{y}_{2,1} = g_2 \mathbf{t}_{2,1} + \mathbf{v}_{2,1} \quad (10)$$

$$\mathbf{y}_{1,2} = g_1 \mathbf{t}_{1,2} + \mathbf{v}_{1,2} \quad (11)$$

$$\mathbf{y}_{2,2} = g_2 \mathbf{t}_{2,2} + \mathbf{v}_{2,2} \quad (12)$$

式中: g_j 为源节点和目的节点之间的信道增益; $\mathbf{v}_{i,j}$ 为源节点到目的节点之间的噪声,服从 $\text{CN}(0, \sigma_v^2)$ 分布。

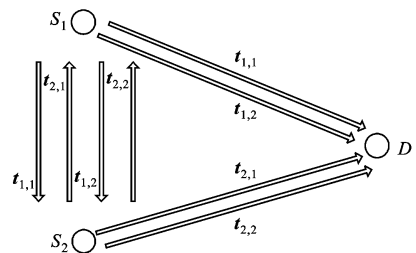


图1 CMA 协议模型

2.2 LR 辅助的 CMA 系统

本文将 CMA 协议看做是一种虚拟的 MIMO 模型,则式(5)~式(12)可以写成如下形式

$$\mathbf{Y}^T = \mathbf{H}'\mathbf{X}^T + \mathbf{B}\mathbf{w} + \mathbf{v} \quad (13)$$

式中: $\mathbf{Y}^T = [y_{1,1}, y_{2,1}, y_{1,2}, y_{2,2}]^T$; $\mathbf{X}^T = [x_{1,1}, x_{2,1}, x_{1,2}, x_{2,2}]^T$; $\mathbf{w} \sim \text{CN}(0, \sigma_w^2 \mathbf{I}_3)$; $\mathbf{v} \sim \text{CN}(0, \sigma_v^2 \mathbf{I}_4)$;

$$\mathbf{H}' = a\mathbf{G} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ bh & 1 & 0 & 0 \\ (bh)^2 & bh & 1 & 0 \\ (bh)^3 & (bh)^2 & bh & 1 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{B} = b\mathbf{G} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ bh & 1 & 0 & 0 \\ (bh)^2 & bh & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad \mathbf{G} = \mathbf{I}_2 \otimes \text{diag}(g_1, g_2).$$

为了使噪声归一化,令 $\mathbf{c} = \mathbf{B}\mathbf{w} + \mathbf{v}$, $\mathbf{c}$ 的协方差 $\sigma = \sigma_w^2 \mathbf{B}\mathbf{B}^H + \sigma_v^2 \mathbf{I}$, 这样可以把式(13)转化为

$$\mathbf{Y} = \mathbf{H}\mathbf{X} + \mathbf{N} \quad (14)$$

式中: $\mathbf{Y} = \sigma^{-1/2} \mathbf{Y}'$; $\mathbf{H} = \sigma^{-1/2} \mathbf{H}'$; $\mathbf{N} = \sigma^{-1/2} \mathbf{c}$, 且 $\mathbf{N} \sim \text{CN}(0, \mathbf{I})$.

通过上述过程, CMA 模型成功转化成了典型的 MIMO 系统模型, 然后利用 LR 算法改善 MIMO 信道的正交性, 从而得到一种性能更优的多址接入方案, 即 LR 辅助的 CMA 系统. 其系统框图如图 2 所示.

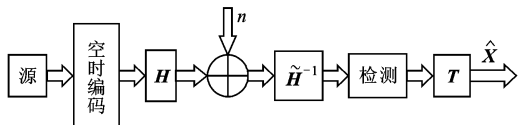


图2 LR 辅助的 CMA 系统框图

LR-CMA 方案在源端进行编码后发送信号, 在目的端先进行 LR 处理, 再利用 MMSE-SIC 检测, 最后经酉矩阵 $T^{[5]}$ 处理恢复成初始信号.

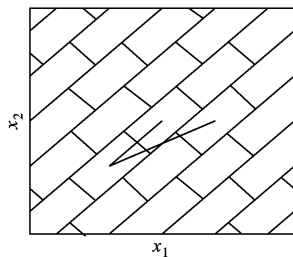
对于有 N 个节点的系统, 将每 N 个时隙看做一个帧, 在每个帧间隔内, 每个源节点只帮助一个节点转发并只被另一个节点帮助转发, 其过程与 2 个节点系统类似.

3 性能分析

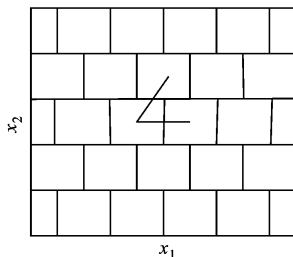
3.1 误码率

为了形象地分析判决区域, 这里以二维 lattice 为例, 将 SIC 检测和经过 LR 处理后的 SIC 检测的判决区域用图 3 直观地表示出来.

在 SIC 检测中, 令 $d_{\min}$ 表示判决区域中点与区



(a) SIC



(b) LR-SIC

图3 SIC 和 LR-SIC 判决区域

域边界的最小距离, 则有

$$d_{\min} = \frac{1}{2} \min_{1 \leq i \leq n} \|r_{i,i}\| \quad (15)$$

在高斯信道中, 有

$$P_r = 2 \int_{d_{\min}/\sigma_n}^{\infty} [1/(2\pi)^{1/2}] \exp[-(d_{\min}/\sigma_n)^2/2] \quad (16)$$

式中: P_r 表示错误符号概率. 由式(16)可知, $d_{\min}$ 决定了错误判决的概率, 并且最小距离越大, 误码率就越低.

因此, 从图 3 中可以看出, 经过 LR-SIC 检测的 2 个矢量, 彼此之间的正交性更好, 抗干扰性增强, 其判决区域的最小距离变大, 从而判决更加准确.

3.2 复杂度

简单 CMA 系统只在目的端进行 MMSE-SIC 检测, 而 LR 辅助的 CMA 系统先通过 LLL 算法对信号进行处理后再检测, 因此较之简单的 CMA 系统, 其复杂度主要体现在 LLL 算法上和对信号进行相关的处理上.

下面给出复值 LLL 算法的复杂度分析.

对于一个 n 维矩阵 $\mathbf{B} = [b_1, \dots, b_n] \in \mathbf{C}^{n \times n}$, Gram-Schmidt 正交化(GSO)定义为

$$\hat{b}_i = b_i - \sum_{j=1}^{i-1} \mu_{i,j} \hat{b}_j, \quad i = 1, \dots, n \quad (17)$$

式中: $\mu_{i,j} = \langle b_i, \hat{b}_j \rangle / \|\hat{b}_j\|^2$. 在矩阵符号中, 式(17)可以写为 $\mathbf{B} = \hat{\mathbf{B}}\boldsymbol{\mu}^T$, 其中 $\hat{\mathbf{B}} = [\hat{b}_1, \dots, \hat{b}_n]$, $\boldsymbol{\mu} = [\mu_{i,j}]$.

由文献[9]可知,对复值 LLL 算法复杂度的计算由平均反复数 K 和浮点运算数 F 这 2 部分构成。

首先,计算平均反复数,定义参数

$$D = \prod_{i=1}^{n-1} \|\hat{b}_i\|^{2(n-i)} \quad (18)$$

用 K^+ 和 K^- 表示反复数的边界值,则 $K = K^+ + K^-$, $K^+ \leq K^- + (n-1)$ 。

用 D_0 表示 D 的原始值, D_{lower} 表示 D 的下限, D_0 、 D_{lower} 用来限制平均反复数,则

$$D_{\text{lower}} = \frac{n(n-1)}{2} \lg a \leq D \quad (19)$$

其中 $a = \min \|\hat{b}_i\|^2$, 则有

$$E[K^-] \leq E\left[\lg \frac{D_0}{D_{\text{lower}}}\right] = E[\lg D_0] -$$

$$E[\lg D_{\text{lower}}] = E[\lg D_0] - \frac{n(n-1)}{2} \lg a \quad (20)$$

经计算可得

$$E[K^-] \leq \frac{n(n-1)}{2} (\lg 2n + 1) \quad (21)$$

$$E[K] \leq n(n-1) (\lg 2n + 1) + n \approx n^2 \lg n \quad (22)$$

其次,对于浮点运算数 F ,有

$$F \leq (6n-5)K^- + (4n-2+3)(K^- + K^+) + 2n^3 + 3n^2K \quad (23)$$

式中: $(6n-5)K^-$ 表示在交换过程中更新 GSO 参数; $(4n-2+3)(K^- + K^+)$ 表示减少成对数; $2n^3$ 表示检测 Lovasz 状态; $3n^2K$ 表示初始化 GSO 的浮点运算代价。

根据式(21)~式(23),可得出复值 LLL 算法的复杂度上限 $C \leq O(n^4 \lg n)$ 。

3.3 DMT

对于一个系统或方案,如果源端发送的符号以 ρ 为能量上限, R 为传输速率,则它的分集增益 d 和复用增益 r 分别表示为^[10]

$$\lim_{\rho \rightarrow \infty} \frac{R}{\lg \rho} = r \quad (24)$$

$$\lim_{\rho \rightarrow \infty} \frac{\lg P(\hat{\mathbf{x}} \neq \mathbf{x})}{\lg \rho} = -d \quad (25)$$

DMT 是分集增益和复用增益之间的一种均衡关系,是衡量一种方案的重要指标, N 个源节点的最优 CMA 协议的最优 DMT 为^[11]

$$d(r) = N(1-r) \quad (26)$$

根据文献[12]可知,通过使用准确的编码器和有效的译码器,可以在平坦衰落信道下获得最优 DMT,而本文所提出的 LR 辅助的 CMA 系统,由于

源端采用空时编码,并且接收端使用基于有效 LLL 算法的 MMSE 译码器,因此对所有的衰落信道数据,都能达到最优 DMT。下面进行具体分析。

令 $\mathbf{z} = (\mathbf{H}^T \mathbf{H} + \sigma_n^2 \mathbf{I})^{-1} \mathbf{H}^T \mathbf{y} = \underline{\mathbf{H}}^+ \mathbf{y}$ ^[10] 表示 MMSE 解码符号,其中 $\mathbf{H}$ 为 CMA 的信道传输函数矩阵, $\underline{\mathbf{H}}$ 为 MMSE 检测中进行 LR 处理的矩阵。

要论证 LR-CMA 方案可以获得最优 DMT,只需证明 $P(\hat{\mathbf{x}} \neq \mathbf{x} | \mathbf{H} \in \bar{O}_\epsilon) \triangleq \rho^{-\infty}$ ^[12],其中 $\bar{O}_\epsilon$ 为 ϵ 的非中断集。论证步骤如下。

(1) 存在独立的常数 K_κ , 满足

$$\sigma_{\max}(\tilde{\underline{\mathbf{H}}}^{-1}) \leq \frac{K_\kappa}{f(\underline{\mathbf{H}})} \quad (27)$$

式中: $\sigma_{\max}(\tilde{\underline{\mathbf{H}}}^{-1})$ 为 $\tilde{\underline{\mathbf{H}}}^{-1}$ 的最大奇异值;

$$f(\underline{\mathbf{H}}) = \min \|\underline{\mathbf{H}}\mathbf{c}\|, \mathbf{c} = \mathbf{x} - \hat{\mathbf{x}} \quad (28)$$

表示由 $\underline{\mathbf{H}}$ 产生的最短矢量。

假设 $\mathbf{H} \in \bar{O}_\epsilon$, $\|\mathbf{n}\| \leq \rho^\delta$, 若有 $\hat{\mathbf{x}} \neq \mathbf{x}$, 则有

$$\|\mathbf{z} - \underline{\mathbf{H}}\hat{\mathbf{x}}\| = \|(\mathbf{z} - \underline{\mathbf{H}}\mathbf{x}) + \underline{\mathbf{H}}(\mathbf{x} - \hat{\mathbf{x}})\| \leq \|\underline{\mathbf{H}}(\mathbf{x} - \hat{\mathbf{x}})\| + \|\mathbf{z} - \underline{\mathbf{H}}\mathbf{x}\| \quad (29)$$

$$\|\underline{\mathbf{H}}(\mathbf{x} - \hat{\mathbf{x}})\| \geq \|\mathbf{z} - \underline{\mathbf{H}}\hat{\mathbf{x}}\| - \|\mathbf{z} - \underline{\mathbf{H}}\mathbf{x}\| \geq (\rho^\xi - c)^{1/2} - \|\mathbf{z} - \underline{\mathbf{H}}\mathbf{x}\| \quad (30)$$

式中: $c = \mathbf{y}^+ [\mathbf{I} - \mathbf{H}^+ (\mathbf{H}^+ \mathbf{H} + \sigma_n^2 \mathbf{I})^{-1} \mathbf{H}] \mathbf{y} \geq 0$; $\dot{\geq}$ 表示大于近似于。

又已知 $c \leq \rho^\delta$, $\|\mathbf{z} - \underline{\mathbf{H}}\mathbf{x}\|^2 \leq \rho^\delta$, $\xi > \delta$, 因此,由式(30)可得 $\|\underline{\mathbf{H}}(\mathbf{x} - \hat{\mathbf{x}})\| \dot{\geq} \rho^\xi$, 由式(28)可得 $\lambda^2(\underline{\mathbf{H}}) \dot{\geq} \rho^\xi$, 由式(27)可得

$$\sigma_{\max}^2(\tilde{\underline{\mathbf{H}}}^{-1}) \leq \rho^{-\xi} \quad (31)$$

(2) 若要 $\hat{\mathbf{x}} \neq \mathbf{x}$, 只需 $\tilde{\mathbf{x}} \neq \bar{\mathbf{x}}$, 其中 $\tilde{\mathbf{x}} = \argmin \|\tilde{\underline{\mathbf{H}}}^{-1} \mathbf{z} - \tilde{\mathbf{x}}\|$ 且有 $\hat{\mathbf{x}} = \mathbf{T}\tilde{\mathbf{x}}$ 。对于 $\tilde{\mathbf{x}} = \bar{\mathbf{x}}$, 满足

$$\|\tilde{\underline{\mathbf{H}}}^{-1} \mathbf{z} - \bar{\mathbf{x}}\|^2 = \|\tilde{\underline{\mathbf{H}}}^{-1} (\mathbf{z} - \underline{\mathbf{H}}\bar{\mathbf{x}})\|^2 \leq \sigma_{\max}^2(\tilde{\underline{\mathbf{H}}}^{-1}) \|\mathbf{z} - \underline{\mathbf{H}}\bar{\mathbf{x}}\|^2 \leq \rho^{\delta-\xi} \quad (32)$$

由 $\|\mathbf{z} - \underline{\mathbf{H}}\mathbf{x}\|^2 \leq \rho^\delta$, $\underline{\mathbf{H}}\mathbf{x} = \underline{\mathbf{H}}\bar{\mathbf{x}}$, $\tilde{\mathbf{x}} \neq \bar{\mathbf{x}}$, 有

$$\|\tilde{\underline{\mathbf{H}}}^{-1} \mathbf{z} - \tilde{\mathbf{x}}\| = \|\tilde{\underline{\mathbf{H}}}^{-1} \mathbf{z} - \bar{\mathbf{x}} + (\bar{\mathbf{x}} - \tilde{\mathbf{x}})\| \geq \|\bar{\mathbf{x}} - \tilde{\mathbf{x}}\| - \|\tilde{\underline{\mathbf{H}}}^{-1} \mathbf{z} - \bar{\mathbf{x}}\| \quad (33)$$

由于 $\tilde{\mathbf{x}} \neq \bar{\mathbf{x}}$, 有 $\|\bar{\mathbf{x}} - \tilde{\mathbf{x}}\|^2 \geq 1$, $\|\tilde{\underline{\mathbf{H}}}^{-1} \mathbf{z} - \bar{\mathbf{x}}\|^2 \leq \rho^{\delta-\xi}$, 且 $\delta - \xi < 0$, 有下式成立

$$\|\tilde{\underline{\mathbf{H}}}^{-1} \mathbf{z} - \tilde{\mathbf{x}}\|^2 \dot{\geq} \rho^0 \quad (34)$$

(3) 联合式(32)和式(34),对于所有 $\tilde{\mathbf{x}} \neq \bar{\mathbf{x}}$, 有

$\|\tilde{\mathbf{H}}^{-1}\mathbf{z}-\bar{\mathbf{x}}\|^2<\|\tilde{\mathbf{H}}^{-1}\mathbf{z}-\hat{\mathbf{x}}\|^2$,且存在足够大的 ρ 使得检测结果正确. 因此,满足 $P(\hat{\mathbf{x}}\neq\mathbf{x}|\mathbf{H}\in\bar{O}_\epsilon)\triangleq\rho^{-\infty}$,即该方案可以获得最优 DMT.

4 仿真结果

4.1 误码率

下面利用计算机仿真比较系统的误码率性能. 这里讨论了拥有 2 个或者 3 个源节点的 CMA 系统,源端采用 Golden Code 编码,M-QAM 调制方式,接收端采用 MMSE-SIC 检测. E_b 表示到达接收端的每个信息比特的平均能量, N_0 表示噪声的平均功率谱密度. 为了方便比较 LR 辅助的 CMA 系统的性能优势,加入了复杂度很高的最大似然 (ML) 解码的效果曲线.

图 4 给出了 2 个源节点的简单 CMA 系统和 LR 辅助的 CMA 系统的误码率比较,源端采用 4QAM 调制. 从图中可以看出,与简单 CMA 系统相比,随着信噪比的增大,LR-CMA 系统的误码率性能优势越来越明显,在 25 dB 之后,其误码率低于 10^{-5} ,而且 LR-CMA 的性能十分接近 ML-CMA 的解码效果.

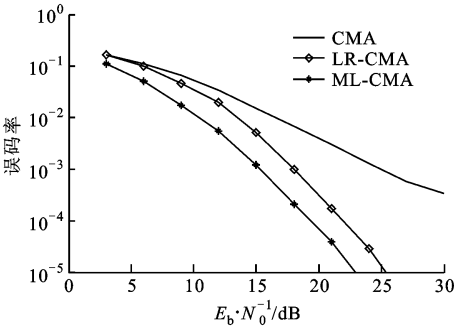


图 4 2 个源节点 4QAM 调制的简单 CMA 系统和 LR 辅助的 CMA 系统误码率比较

图 5 给出的是 2 个源节点的简单 CMA 系统和 LR 辅助的 CMA 系统的误码率比较,源端采用 16QAM 调制. 可以看出,16QAM 调制系统的误码率高于 4QAM 调制,但是在相同信噪比情况下,LR-CMA 系统的性能改善要优于简单 CMA 系统.

图 6 给出的是 3 个源节点的简单 CMA 系统和 LR 辅助的 CMA 系统的误码率比较,源端没有编码,4QAM 调制. 可以看出,LR-CMA 系统的解码效果和最大似然检测十分相近,随着信噪比的增大,其性能远远优于简单的 CMA 系统.

通过计算机仿真可以明显地看出,LR 辅助的

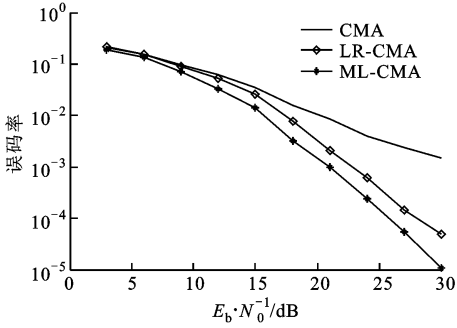


图 5 2 个源节点 16QAM 调制的简单 CMA 系统和 LR 辅助的 CMA 系统误码率比较

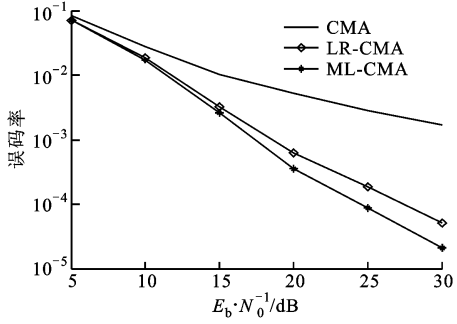


图 6 3 个源节点 4QAM 调制的简单 CMA 系统和 LR 辅助的 CMA 系统误码率比较

CMA 系统显著改善了误码率性能,从而在很大程度上提高了系统的可靠性.

4.2 复杂度

对传统的 CMA 方案和 LR 辅助的 CMA 系统复杂度进行对比. 图 7 给出了不同维数简单 CMA 系统和 LR 辅助的 CMA 系统在接收端解码过程所进行的浮点运算数. 从图中曲线可以看出,随着维数的增加,两者的浮点运算数均呈指数增长. 综合考虑误码率性能,LR 辅助的 CMA 系统较之传统的 CMA 方案在低维数、高信噪比下的综合性能有相当大的优势.

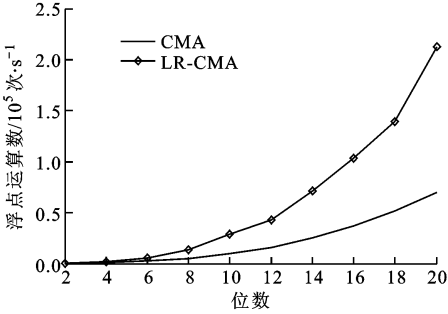


图 7 简单 CMA 系统和 LR 辅助的 CMA 系统解码过程的浮点运算数

5 结束语

本文提出了一种格约减辅助的协作多址接入方案,并在误码性能和复杂度上与简单协作多址接入系统进行了对比,分析了本文方案的优势与可行性,证明了本文方案在平坦衰落信道下可以获得最优 DMT. 仿真结果表明,本文方案可以有效地改善系统的可靠性.

参考文献:

[1] TIAN Penghui, CHIN K H, SUN Sumei. Joint network-channel code design for block fading cooperative multiple access channel [C]//Proceedings of IEEE Information Theory Workshop (ITW). Piscataway, NJ, USA; IEEE, 2010;1-5.

[2] HU Yongxu, LI Kwok-Hung, THE K C. Performance analysis of two-user cooperative multiple access systems with DF relaying and superposition modulation [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2011, 60(7): 3118-3126.

[3] REBELATTO J L, UCHOA-FILHO B F, LI Yonghui, et al. Adaptive distributed network-channel coding for cooperative multiple access channel [C]//IEEE International Conference on Communications. Piscataway, NJ, USA; IEEE, 2011;1-5.

[4] 孙宇,何大可. 格基约减算法及其应用[J]. 信息安全与通信保密, 2005(3):154-156.

SUN Yu, HE Dake. LR algorithm and its applications [J]. Information Security and Communications Privacy, 2005(3):154-156.

[5] VETTER H, PONAMPALAM V, SANDELL M, et al. Fixed complexity LLL algorithm [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2009, 57 (4): 1634-1637.

[6] WUBBEN S D, JALDEN J, MATZ G. Lattice reduction [J]. Signal Processing Magazine, 2011, 28(3):70-91.

[7] 赵晓群,章惜珍,屈非. MIMO 系统 LLL 格基约减检测技术研究[J]. 大连民族学院学报,2011,13(1): 19-23.

ZHAO Xiaoqun, ZHANG Xizhen, QU Fei. Research on LLL lattice reduction algorithm for MIMO detection [J]. Journal of Dalian Nationalities University, 2011,13(1):19-23.

[8] MURUGAN A, AZARIAN K, GAMAL H E. Coop-

erative lattice coding and decoding in half-duplex channels [J]. IEEE Journal on Communication, 2007, 25 (2):286-279.

[9] CONG Ling, MOW Waiho, NICK H G. Variants of the LLL algorithm in digital communications: complexity analysis and fixed-complexity implementation [EB/OL]. (2010-06-12)[2011-07-15]. <http://arxiv.org/abs/1006.1661>.

[10] ELIA P, JALDEN J. General DMT optimality of LR-aided linear MIMO-MAC transceivers with worst-case complexity at most linear in sum-rate[C]//Proceedings of IEEE Information Theory Workshop (ITW). Piscataway, NJ, USA;IEEE, 2010;1-5.

[11] DING Zhiguo, LEUNG K K, GOECKEL D L, et al. On the study of network coding with diversity [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2009, 8(3):1247-1259.

[12] JALDEN J, ELIA P. LR-aided MMSE lattice decoding is DMT optimal for all approximately universal codes [C]//Proceedings of IEEE International Symposium on Information Theory. Piscataway, NJ, USA; IEEE, 2009: 1263-1267.

[本刊相关文献链接]

宽带认知无线网络分布式协作压缩频谱感知算法. 2011, 45(4):67-71.

线性检测中的最优空时编码设计与分析. 2011,45(2):59-63.

一种增强型选择放大转发机会协作分集协议. 2010,44(8): 53-57.

无线协作网络中存在干扰时的中继选择协议. 2010,44(2): 72-76.

改进的集中式协作用户选择方法. 2009,43(8):64-67.

频率选择性衰落信道中的时间反驻正交空时分组码设计. 2009,43(8):53-58.

一种迭代处理单元外部信息转移函数的精确计算方法. 2009,43(8):68-71.

放大转发异步协作通信系统中的差分空时频传输方案. 2009,43(6):62-66.

一种正交调制协作系统的功率分配方法. 2009,43(2):81-85.

正交频分复用分组传输系统中载波频偏和信道的联合估计. 2008,42(6):739-742.

(编辑 刘杨)