

双向中继系统用户联合预编码与检测算法研究

王 林* 芮国胜 张海波
(海军航空工程学院电子信息工程系 烟台 264001)

摘 要: 双向中继协同通信系统的两用户节点通过中继节点相互交换信息, 显示了其在频谱效率上的优势。在系统装备多天线的情况下, 为进一步改善误比特率性能, 论文提出一种基于格规约算法的用户联合预编码与检测算法。该算法通过一次复数域格规约处理来提高信道增益矩阵的正交性, 预编码和检测算法联合应用处理后的矩阵, 中继节点仅需要对接收信号进行求模运算和放大转发, 算法的复杂度主要集中在两用户节点上。仿真结果显示: 相比于传统的预编码和检测算法, 用户联合预编码与检测算法在计算复杂度仅增加了对信道增益矩阵一次格规约计算的前提下, 可显著降低系统的误比特率, 提高分集增益, 具有工程实用价值。

关键词: 协同通信; 双向中继; 格规约; 预编码; 检测

中图分类号: TN92

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2015)07-1550-06

DOI: 10.11999/JEIT141455

Research on Users Joint Precoding and Detection in Two-way Relay Systems

Wang Lin Rui Guo-sheng Zhang Hai-bo

(Department of Electronic and Information Engineering Naval Aeronautical and Astronautical University,
Yantai 264001, China)

Abstract: Two-way relay cooperative communication system demonstrates significant gain in spectral efficiency when two user nodes exchange information via a relay node. For improving the Bit Error Rate (BER) performance, a joint precoding and detection algorithm is proposed based on Lattice Reduction (LR) when all the nodes equipped with multiple antennas. The proposed algorithm modifies the channel gain matrix into more orthogonal matrix by the complex lattice reduction. Precoding and detection algorithms are combined to apply the modified matrix. The relay node processes the receiving signal by simple modulo operation and amplification. The main complexity of the algorithm is in the two user nodes. The simulation evaluations show that, the computational complexity of the algorithm is increasing just because the channel gain matrix is modified by lattice reduction. The proposed joint precoding and detection algorithm can significantly improve the performance of BER and achieve full diversity, hence it is applicable to engineering.

Key words: Cooperative communication; Two-way relaying; Lattice Reduction (LR); Precoding; Detection

1 引言

中继协同通信技术由于其潜在的高速率、大容量、抗衰落、覆盖范围广等优势受到广泛关注, 目前已成为重要的研究热点^[1-3]。为了弥补单向中继在半双工通信模式下, 提高边缘用户性能的同时, 浪费时隙资源造成频谱效率的损失, Rankov 等人^[4]提出了放大转发(Amplify-and-Forward, AF)和解码转发(Decode-and-Forward, DF)协议下的双向中继机制, 双向中继的两个用户节点可以同时向中继节

点发射信号, 两个时隙资源之内即可完成一次信息交互, 有效地提高了系统的频谱效率^[5], 并且用户总速率也比单向中继系统更高。

当双向中继协同通信系统中的节点安装了多根天线时, 中继协同技术就可以和 MIMO 系统常用的预编码及检测技术结合起来^[6]。中继协同系统中的空间自由度就可以用来提高链路可靠性, 并且在已知信道状态信息(CSI)的情况下, 能够通过预编码操作提升系统的整体性能。文献[7]针对单向中继系统总结了放大转发模式下系统的优化算法和预编码设计方法。文献[8]针对存在直连链路的单向中继系统, 给出了基于最小均方误差的预编码矩阵的闭式解, 并对中断性能进行了研究。而对于多天线双向中继

2014-11-20 收到, 2015-03-13 改回, 2015-06-01 网络优先出版
国家自然科学基金(61179018, 41476089)和“泰山学者”建设工程专项经费资助课题

*通信作者: 王林 wl307073874@126.com

系统来说, 信号处理比较复杂, 现有针对双向中继协同通信的预编码设计大都基于线性预编码方式, 如文献[9]针对双向系统在延时和有限反馈的信道信息情况下的中继预编码矩阵进行分析, 文献[10]利用迭代方式将用户预编码与中继预编码相结合, 得到联合预编码矩阵。然而在无线通信系统中, 上述方案采用的线性预编码方法原理简单、复杂度低, 但也存在着容量较低, 很难实现系统大容量高速率。而非线性预编码在容量及误码率方面则具有较大优势, 特别是其中被广泛应用的模代数预编码 (Tomlinson-Harashima Precoding, THP) 相比原始的脏纸编码复杂度大大降低, 易于工程实现^[11]。但是 THP 算法在处理实际的信道矩阵时, 由于信道正交性不好, 性能会受到较大的影响。针对此问题, 根据双向多天线中继协同通信系统特点, 本文提出了一种基于部分信道信息的用户联合预编码与检测算法, 利用在 MIMO 信号检测上常用的格规约技术^[12] (Lattice Reduction, LR) 对实际信道矩阵进行正交处理, 将预编码算法应用于用户节点发射信号的多址阶段, 并利用 LR 预处理后的矩阵, 将检测算法应用于用户节点接收信号的广播阶段, 在系统复杂度增加不大、中继节点复杂度较低的情况下, 使系统误比特率得到大幅降低。

2 系统模型

2.1 双向中继协同通信系统

考虑如图 1 所示的多天线双向中继协同通信系统传输模型, 3 个节点单元均配置多天线且工作在半双工模式。两个用户节点 A 与 B 通过中继节点 R 互相交换信息, 并假设两用户节点间没有直达链路, 中继节点转发为 AF 模式。两个用户节点 A 与 B 装备天线数为 N , 中继节点 R 的天线数为 M , 并且为保证用户间可以传输 N 条数据流信息^[10], 则可得 ($M \geq N \geq 2$)。根据信道的互易性, 从节点 A 到中继节点 R 的信道增益矩阵为 $\mathbf{H}$, 而从中继节点 R 到节点 A 的信道增益矩阵为 $\mathbf{H}^T$; 从节点 B 到中继节点 R 的信道增益矩阵为 $\mathbf{G}$, 而从中继节点 R 到节点 B 的信道增益矩阵为 $\mathbf{G}^T$; 所有信道均为独立同分布的慢衰落的 Rayleigh 信道。所有节点仅已知其相邻信道的增益矩阵, 即节点 A 已知 $\mathbf{H}$, 节点 B 已知 $\mathbf{G}$, 中继节点 R 已知其前后信道的信道增益 $\mathbf{H}$ 与 $\mathbf{G}$ 。

整个传输过程分两个时隙完成, 在第 1 个时隙内 (多址阶段), 两用户节点 A 与 B 同时将各自信息 $\mathbf{x}_A$ 与 $\mathbf{x}_B$ 发往中继节点 R , 此时中继节点 R 接收到的信号为

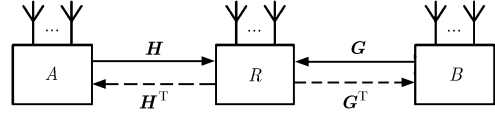


图 1 多天线双向中继系统传输模型

$$\mathbf{y}_R = \mathbf{H}\mathbf{F}_A\mathbf{x}_A + \mathbf{G}\mathbf{F}_B\mathbf{x}_B + \mathbf{z}_R \quad (1)$$

其中, $\mathbf{H}, \mathbf{G} \in \mathbb{C}^{M \times N}$ 为信道矩阵, $\mathbf{F}_m$ 代表用户节点 m 的预编码矩阵, $\mathbf{x}_m = [x_1, x_2, \dots, x_N]^T$ 为用户节点 m 的发射信号, 上述表达式中 $m \in \{A, B\}$ 。 $\mathbf{z}_R$ 表示零均值方差为 σ_R^2 的加性复高斯白噪声。用户 m 的最大发射功率限定为 P_m , 将每个数据流信息进行归一化, 即矩阵协方差满足:

$$\mathbf{E}(\mathbf{F}_m\mathbf{F}_m^H) \leq \mathbf{I}, \quad m \in \{A, B\} \quad (2)$$

因此, 两用户节点的功率限制可写为

$$\text{tr}(\mathbf{F}_m\mathbf{F}_m^H) \leq P_m, \quad m \in \{A, B\} \quad (3)$$

中继节点接收到信号 $\mathbf{y}_R$ 后, 通过求模运算和放大后, 可以得到新的信号:

$$\mathbf{x}_R = \alpha \cdot \text{mod}(\mathbf{y}_R) \quad (4)$$

式中, α 为放大因子, 由于中继节点 R 的最大发送功率限制为 P_R , 所以 α 的值有如下限制:

$$\alpha \leq \sqrt{\frac{P_R}{\text{tr}(\mathbf{H}\mathbf{F}_A\mathbf{F}_A^H\mathbf{H}^H + \mathbf{G}\mathbf{F}_B\mathbf{F}_B^H\mathbf{G}^H + \sigma_R^2\mathbf{I}_M)}} \quad (5)$$

在第 2 个时隙内 (广播阶段), 中继节点将 $\mathbf{x}_R$ 广播到两个用户节点, 两用户节点接收到的信号分别为

$$\begin{cases} \mathbf{y}_A = \mathbf{H}^T\mathbf{x}_R + \mathbf{z}_A \\ \mathbf{y}_B = \mathbf{G}^T\mathbf{x}_R + \mathbf{z}_B \end{cases} \quad (6)$$

式(6)的信号传输可以看做点到点的 MIMO 信道, 所以可以用现有的检测算法对其进行检测。在用户节点 A 和 B 处, 可分别应用复杂度较低的迫零 (Zero Forcing, ZF) 检测算法, 则可得均衡滤波器矩阵为 $\mathbf{W}_A, \mathbf{W}_B \in \mathbb{C}^{n \times m}$, 进一步可以得到

$$\begin{cases} \hat{\mathbf{x}}_{RA} = \mathbf{W}_A\mathbf{y}_A \\ \hat{\mathbf{x}}_{RB} = \mathbf{W}_B\mathbf{y}_B \end{cases} \quad (7)$$

由于用户节点 A 和 B 已知各自的发送的信息, 可以根据自干扰消除的原理, 得到对方发送的有用信息为

$$\begin{cases} \hat{\mathbf{x}}_A = \hat{\mathbf{x}}_{RA} - \mathbf{x}_B \\ \hat{\mathbf{x}}_B = \hat{\mathbf{x}}_{RB} - \mathbf{x}_A \end{cases} \quad (8)$$

2.2 复数域格归约

格规约算法的实质就是通过变换得到新的信道增益矩阵, 相对于原始信道增益矩阵 $\mathbf{H}$ 和 $\mathbf{G}$, 新矩阵的正交性更好, 向量长度更短^[13]。在 n 维复空间 $\mathbb{C}^n$ 中定义秩为 m 的复数值的格^[12]。

$$L \triangleq \left\{ \mathbf{a} \mid \mathbf{a} = \sum_{i=1}^m z_i \mathbf{b}_i, \quad z_i \in \mathbb{Z}_j \right\} \quad (9)$$

其中, 复数基向量 $\mathbf{b}_i \in \mathbb{C}^n$, $z_i \in \mathbb{Z}_j = \mathbb{Z} + j\mathbb{Z}$ 代表复整数, 也称作高斯整数(Gaussian integers)。比较式(1)和式(9)可知, 式(9)中的 $\mathbf{b}_i$ 相当于式(1)中 $\mathbf{H}$ 和 $\mathbf{G}$ 的列向量。式(9)中的 z_i 相当于式(1)中 $\mathbf{x}_m$ 的发送符号 $x_1, x_2, \dots, x_N$ 。

目前, LLL 规约算法与其他的格规约算法相比, 在相同性能下, 以加法和乘法次数为参考标准的算法复杂度最低, 因此在 MIMO 系统中得到了广泛的应用^[14]。复数域的 LLL 算法简称 CLLL 算法, 相比于实数域的 LLL 算法, 其算法的计算复杂度可以降低 50% 以上^[15]。所以, 本文采用文献[12]给出的基于 QR 分解的 CLLL 算法对双向的信道增益矩阵进行预处理。

3 预编码和检测设计

3.1 LR-THP 预编码

本节对两用户节点 A 与 B 的相邻信道增益矩阵设计预编码矩阵 $\mathbf{F}_A$ 和 $\mathbf{F}_B$ 。如前文所述, THP 预编码在 MIMO 系统中得到了广泛应用, 传统的 THP 预编码结构如图 2 所示。

图 2 中, $\mathbf{F}$ 为发送端的前向反馈预编码矩阵, 由于 $\mathbf{F}$ 是酉矩阵, 因此不会改变 $\tilde{a}$ 的功率。 $\mathbf{B}-\mathbf{I}$ 是一个对角元素为 1 的下三角矩阵, 用来消除因果干扰。在发射端, 调制信号 a 经过 $\mathbf{B}-\mathbf{I}$ 以及求模运算, 产生编码后的符号 $\tilde{a}$, 然后经过加权矩阵 $\mathbf{U}$ 和预编码矩阵 $\mathbf{F}$, 以消除信道影响。接收端只需再经过一次的求模运算就可以恢复出原始的信号。

对于 THP 预编码矩阵的求解有多种方法, 以常用的 QR 分解为例, 结合 ZF 准则对信道增益矩阵 $\mathbf{H}$ 进行处理。

$$\mathbf{H} = \mathbf{S}\mathbf{F}^H \quad (10)$$

式(10)中 $\mathbf{S}$ 为下三角矩阵, 图 2 中的加权矩阵 $\mathbf{U}$ 可表示为

$$\mathbf{U} = \text{diag}\{1/s_{11}, 1/s_{22}, \dots, 1/s_{KK}\} \quad (11)$$

这里 s_{kk} 是 $\mathbf{S}$ 对角线中的元素, $k = 1, 2, \dots, K$, 并且 $K = \min(N_t, N_r)$ 。基于 QR 分解和 ZF 准则下的 THP 预编码算法可总结为

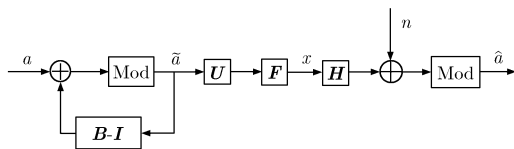


图 2 传统 THP 算法结构图

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{H}^H &= \mathbf{Q}\mathbf{R} \\ \mathbf{F} &= \mathbf{Q}^H \\ \mathbf{B} &= \mathbf{R}^H \mathbf{U} \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

式中 $\mathbf{Q}$ 为 $N_t \times K$ 阶矩阵, 并且有 $\mathbf{Q}\mathbf{Q}^H = \mathbf{I}$, $\mathbf{R}$ 为具有对角线元素为 $\{r_{ii}\}$ 的 $K \times K$ 阶上三角矩阵。

根据格规约理论, LR 算法对信道增益矩阵进行预处理, 使其正交性更好, 向量长度更短。对双向中继协同通信系统的信道增益矩阵进行转置, 并应用 CLLL 算法, 可以得到处理后的新矩阵:

$$\left. \begin{aligned} \hat{\mathbf{H}} &= \mathbf{H}^T \mathbf{T}_A \\ \hat{\mathbf{G}} &= \mathbf{G}^T \mathbf{T}_B \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

式中 $\mathbf{T}_m, m \in \{A, B\}$ 为复数单模矩阵, 且 $\mathbf{T}_m$ 的行列式的值为 1 或 $\pm j$ 。对式(13)左右两边同时转置则可进一步写为

$$\left. \begin{aligned} \hat{\mathbf{H}}^T &= \mathbf{T}_A^T \mathbf{H} \\ \hat{\mathbf{G}}^T &= \mathbf{T}_B^T \mathbf{G} \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

对式(14)中经过处理后的矩阵 $\hat{\mathbf{H}}^T$ 和 $\hat{\mathbf{G}}^T$, 应用 QR 分解可以得到

$$\left. \begin{aligned} \hat{\mathbf{H}}^T &= \mathbf{Q}_A \mathbf{R}_A \\ \hat{\mathbf{G}}^T &= \mathbf{Q}_B \mathbf{R}_B \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

式中, $\mathbf{Q}_m$ 是一个 $N \times M$ 阶的列正交矩阵, $\mathbf{R}_m$ 为 $M \times M$ 阶的上三角矩阵, 其对角线上元素为复数 $\{r'_{ii}\}$ 。根据 THP 预编码算法的结构, 可以得到双向中继系统的预编码矩阵。

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{B}_m &= \mathbf{R}_m^H \mathbf{U}_m \\ \mathbf{F}_m &= \mathbf{Q}_m \mathbf{U}_m \end{aligned} \right\}, \quad m \in \{A, B\} \quad (16)$$

式中 $\mathbf{B}_m$ 为后置滤波器反馈矩阵, 相当于图 2 中的 $\mathbf{B}-\mathbf{I}$, $\mathbf{F}_m$ 为预编码矩阵, 相当于图 2 中的 $\mathbf{F}$ 。 $\mathbf{U}_m$ 为对角阵, 其值为 $\mathbf{R}_m$ 对角线元素的倒数, 即

$$\mathbf{U}_m = \text{diag}\{1/r'_{11}, 1/r'_{22}, \dots, 1/r'_{mm}\} \quad (17)$$

在中继节点 R 处, 接收到两个用户的混合信号, 只需要一步求模运算, 便可以得到接收信号。

3.2 LR-ZF 检测

由式(4)可知, 中继节点 R 接收到信号 $\mathbf{y}_R$ 后, 通过求模和放大后, 可以得到新的信号 $\mathbf{x}_R$ 。中继节点 R 广播 $\mathbf{x}_R$ 到两用户节点, 这相当于一个多用户的 MIMO 信道。用户节点的检测算法较多, 基于最大似然准则(Maximum Likelihood, ML)的检测算法是误比特率意义上的最优算法, 但是其复杂度很高, 并随着调制阶数和发射天线的增加, 呈指数形式增长, 在实际通信中很难实现^[16]。ZF 检测器的算法复杂度较低, 但是引入了其他层噪声干扰, 无法获得

全分集增益最终影响了检测性能。所以实用的检测算法需要在算法复杂度和检测性能间找到合理的平衡。所以双向中继系统的用户节点需采用 LR-ZF 检测算法。该检测算法由于经过 LR 算法对矩阵进行预处理, 增强了矩阵列向量的正交性, 减小了其它层的干扰, 检测性能大大提高。并且由于在预编码中已经对矩阵进行了 LR 处理, 所以其复杂度相比传统 ZF 算法增加很小。

由式(13)可知, 信道增益矩阵的转置 $\mathbf{H}^T$ 和 $\mathbf{G}^T$ 经过 CLLL 算法预处理后的矩阵分别为 $\hat{\mathbf{H}}$ 和 $\hat{\mathbf{G}}$, 式(7)中的指零矩阵 $\mathbf{W}_A$ 和 $\mathbf{W}_B$ 可以表示为

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{W}_A &= \hat{\mathbf{H}}^\dagger = \left(\hat{\mathbf{H}}^H \hat{\mathbf{H}} \right)^{-1} \hat{\mathbf{H}}^H \\ \mathbf{W}_B &= \hat{\mathbf{G}}^\dagger = \left(\hat{\mathbf{G}}^H \hat{\mathbf{G}} \right)^{-1} \hat{\mathbf{G}}^H \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

然后通过式(19)可以得到信号矩阵 $\mathbf{S}_{RA}$ 和 $\mathbf{S}_{RB}$, 这里的信号矩阵是中继发送的信号通过处理后的信道增益矩阵得到的。

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{S}_{RA} &= \mathbf{W}_A \mathbf{y}_A \\ \mathbf{S}_{RB} &= \mathbf{W}_B \mathbf{y}_B \end{aligned} \right\} \quad (19)$$

此时信号矩阵 $\mathbf{S}_{RA}$ 和 $\mathbf{S}_{RB}$ 相对于式(7)中的 $\hat{\mathbf{x}}_{RA}$ 和 $\hat{\mathbf{x}}_{RB}$ 发生了变换, 所以需要式(20)的变换关系, 得到原始的信号。

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{S}_{RA} &= \mathbf{T}_A^{-1} \hat{\mathbf{x}}_{RA} \\ \mathbf{S}_{RB} &= \mathbf{T}_B^{-1} \hat{\mathbf{x}}_{RB} \end{aligned} \right\} \quad (20)$$

从式(20)得出 $\hat{\mathbf{x}}_{RA}$ 和 $\hat{\mathbf{x}}_{RB}$ 后, 用户节点 A 和 B 可以根据已知信息, 通过式(8)中的自干扰消除得到对方发送的信息。

3.3 算法总结

综上所述, 双向中继协同通信系统的用户联合预编码与检测算法的原理, 可以表示为图 3 所示结构框图。

在图 3 中, z_R 为加性噪声, Mod 模块代表求模运算, 用来降低峰值或者平均功率, 这是一个非线性的过程。结合框图及以上两节对预编码与检测算法的描述, 现将算法步骤归纳如下:

步骤 1 首先通过 CLLL 算法对信道增益矩阵进行预处理, 如式(13)所示, 得到处理后的信道增益矩阵 $\hat{\mathbf{H}}$ 和 $\hat{\mathbf{G}}$ 。

步骤 2 对 $\hat{\mathbf{H}}^T$ 和 $\hat{\mathbf{G}}^T$ 进行 QR 分解, 如式(15)所示, 并通过式(16)求得后置滤波器反馈矩阵 $\mathbf{B}_m$, 以及预编码矩阵 $\mathbf{F}_m$ 。

步骤 3 两节点用户的发送信息 $\mathbf{x}_A$ 与 $\mathbf{x}_B$, 通过图 3 所示流程图发往中继节点 R, 中继节点接收到信号 $\mathbf{y}_R$ 后, 如式(4)所示通过求模运算和放大后, 可以得到新的信号 $\mathbf{x}_R$ 。

步骤 4 通过式(18)计算得到 LR-ZF 检测算法的指零矩阵 $\mathbf{W}_A$ 和 $\mathbf{W}_B$ 。

步骤 5 根据式(19), 式(20), 两用户节点可进一步得到 $\hat{\mathbf{x}}_{RA}$ 和 $\hat{\mathbf{x}}_{RB}$, 通过式(8)中自干扰消除的方法, 就可得到对方发送的信息。

4 复杂度分析

第 3 节中提出的算法是在复数域下进行讨论的, 因此计算复杂度以所需的复数加法和复数乘法次数之和为依据。

3.3 节中步骤 1 中式(13)的计算复杂度取决于用 CLLL 算法所需复数运算次数。CLLL 算法运算次数并不是一个定值, 文献[15]给出了 CLLL 算法的复杂度只是所需复数加乘运算次数的一个“上界”。则式(13)的计算复杂度可表示为

$$C_1 \leq 2N^3 M \log_2 N \quad (21)$$

需要指出式(21)给出的理论值远大于实际所需的复数计算次数。只有当信道矩阵的条件数很大时, 理论计算值才与算法实际复数计算次数相近。

步骤 2 中 QR 分解所需要的复杂度^[17]为

$$C_2 = 4M^2 N \quad (22)$$

步骤 3 中的求模和放大运算需要的计算复杂度很小, 并且传统的 THP 预编码算法都存在, 本文不对其进行讨论。

步骤 4 中计算式(18)中的指零矩阵 $\mathbf{W}_A$ 和 $\mathbf{W}_B$ 需要的复数加法次数为

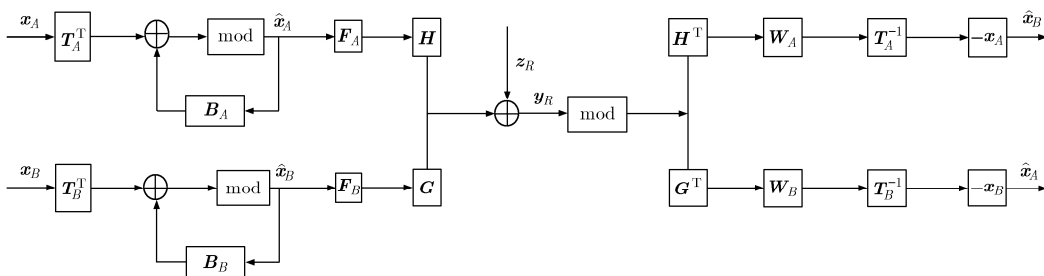


图3 双向中继协同通信系统的 LR-THP 结构图

$$C_{4,\text{add}} = 3M^2N - MN \quad (23)$$

需要的复数乘法次数为

$$C_{4,\text{mul}} = 3M^2N - M^2 - 3MN \quad (24)$$

所以, 步骤 4 所需要的复数加乘和为

$$C_4 = 6M^2N - M^2 - 4MN \quad (25)$$

步骤 5 中对式(19)的计算, 需要 $2MN$ 次复数乘法运算以及 $2M(N-1)$ 次复数加法运算。式(20)需要 $2N^2$ 次复数乘法运算以及 $2N(N-1)$ 次复数加法运算。式(8)需要 $2MN$ 复数加法运算。所以步骤 5 需要复杂度为

$$C_5 = 6MN - 4N^2 - 2M - 2N \quad (26)$$

综合以上部分的复杂度相加, 就是本文所提联合预编码和检测算法的计算复杂度。可得算法复杂度

$$C_t \leq 2N^3M \log_2 N + 10M^2N + 2MN - M^2 - 4N^2 - 2M - 2N \quad (27)$$

从式(27)中可以看出, 本文的算法复杂度为 N^3 数量级, 对比传统的 THP 预编码算法, 以及 ZF 检测算法可知, 本文算法复杂度并没有数量级上的增加, 主要是中继节点两侧信道各一次的 CLLL 算法部分的增加了复杂度, 对于当前的硬件计算能力, 是可以接受的。

5 仿真结果与性能分析

为了说明本文算法的优越性, 采用 Matlab 数值仿真的方式, 对其的误比特率(Bit Error Rate, BER)性能进行验证。首先给出了本文 LR-THP 预编码算法与以下 3 种情况的误比特率性能曲线对比: 传统的 MMSE 准则下的 THP 预编码算法, 以 THP 表示; 格规约辅助的 ZF 预编码算法, 即 LR-ZF 预编码算法; 未进行预编码操作的 AF 双向中继协同通信, 以 AF 表示。然后给出了本文检测算法与传统的 ZF 准则和 MMSE 准则下检测算法误比特率性能的对比。

设置仿真实验场景为典型的多天线双向中继系统传输模型, 假设所有节点都有 4 根天线, 即 $M = N = 4$, 并且 3 个节点的发射功率相同。所有信道是独立同分布平坦衰落的复高斯随机信道, 并且在各节点可以获得相邻信道的完整信道状态信息。调制方式采用正交幅度调制, 分别以 4QAM 和 16QAM 为例。

为了便于公平比较所有的预编码算法, 在两用户节点都采用了本文提出的检测算法在接收端计算误码率。在 4QAM 调制方式的双向中继系统下, 各预编码算法的性能曲线如图 4 所示, 从图 4 中可以

看出, LR-THP 算法的误码率性能明显优于其他 3 种算法, 当误码率为 10^{-3} 时, 相比于传统的 THP 算法, LR-THP 算法所需的信噪比降低了 9 dB; 当误码率为 10^{-4} 时, 相比于 LR-ZF 算法, LR-THP 算法所需的信噪比降低了 2 dB。并且从图 4 中还可以看出, 传统的 THP 预编码算法的误码率性能比 LR-ZF 算法还要差, 这说明了格规约算法使信道增益矩阵列向量更短, 正交性更好, 能够大幅度提高系统的误码率性能。

图 5 给出了 16QAM 调制方式下各预编码算法的性能曲线, 从图 5 中依然可以得出, 本文的 ZF-THP 算法在图中所有 4 种方案中误码率性能最好。对于 16QAM 调制方式的双向中继系统, 当误码率为 10^{-3} 时, 相比于传统的 THP 算法, LR-THP 算法所需的信噪比降低了 8 dB; 当误码率为 10^{-4} 时, 相比于 LR-ZF 预编码算法, LR-THP 算法所需的信噪比降低了 1.5 dB。除此以外, 从图 4 和图 5 中还可以看出, AF 方案与其他预编码方案相比, 误比特率性能最差, 这是由于没有使用预编码方案使得在中继节点 R 处接收信噪比较低, 并且在中继节点处对噪声进行了放大。LR-THP 算法的性能最好是由于结合了 THP 算法与格规约算法的优点。

为检验本文中 LR-ZF 检测算法的误比特率性能, 给出了 4QAM 和 16QAM 调制方式下的双向中继协同通信系统下传统线性 ZF、线性 MMSE 检测算法性能。并且为方便比较, 3 种检测算法均以 AF 方式转发, 并采用了 LR-THP 预编码算法。仿真结果如图 6 所示, LR-ZF 检测算法的误比特率性能在图中 3 种检测算法中性能最优。在 E_b/N_0 为 15 dB 时, 4QAM 和 16QAM 调制方式下, 相比于 ZF 检测算法和 MMSE 检测算法, LR-ZF 检测算法的误码率降低了两个数量级。并且在双向中继系统中本文的 LR-ZF 检测算法仿真时间低于 MMSE 检测算法, 与 ZF 检测算法的仿真时间相当, 这是由于在 THP 预编码算法中, 已经完成了对矩阵的预处理, 降低了 LR-ZF 检测算法的复杂度。

6 结论

本文针对多天线双向中继协同通信系统, 提出了一种用户联合预编码与检测算法。算法利用格规约理论改善信道增益矩阵的正交性, 在两用户节点上利用 LR-THP 算法对发送信号进行预编码处理, 中继节点仅需要对接收到的信号进行求模运算和放大转发, 两用户节点接收到中继转发的信号后, 利用 LR-ZF 算法对接收信号进行检测。相比于传统的预编码和检测算法, 能够大幅提高误比特率性能。

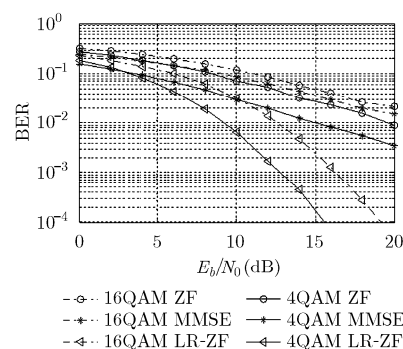
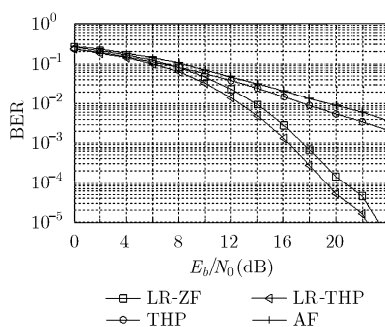
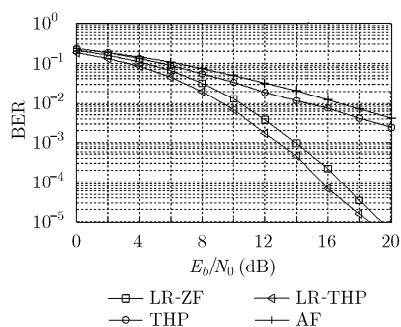


图4 4QAM下预编码的误比特率性能比较

图5 16QAM下预编码的误比特率性能比较

图6 检测算法的误比特率性能比较

并且计算复杂度仅增加了对信道增益矩阵一次复数域格规约计算的过程, 复杂度增加较小, 具有一定的工程实用价值。

参考文献

- [1] Jianhua M, Meixia T, and Yuan L. Secure beamforming for MIMO two-way communications with an untrusted relay[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2014, 62(9): 2185–2199.
- [2] 吉晓东, 郑宝玉, 崔景伍. 不对称双向中继信道中的再生双向中继选择及功率分配[J]. *电子与信息学报*, 2013, 35(7): 1707–1712.
Ji Xiao-dong, Zheng Bao-yu, and Cui Jing-wu. Opportunistic relaying and power allocation for bidirectional regenerative relaying in asymmetric two-way relay channels[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2013, 35(7): 1707–1712.
- [3] 芮国胜, 王林, 张洋, 等. 分布式双向中继选择算法及用户功率分配[J]. *通信学报*, 2014, 35(5): 1–7.
Rui G S, Wang L, Zhang Y, et al. Distributed two-way relay selection scheme and users power allocation[J]. *Journal on Communications*, 2014, 35(5): 1–7.
- [4] Rankov B and Wittneben A. Spectral efficient protocols for halfduplex fading relay channels[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2007, 25(2): 379–389.
- [5] Wooseok N, Chung Sae-young, and Lee Y H. Capacity bounds for two-way relay channels[C]. *IEEE International Zurich Seminar on Digital Object Identifier*. Zurich, Switzerland, 2008: 144–147.
- [6] 赵睿, 傅友华, 李春国, 等. 多天线双向中继系统中的中继处理与资源分配策略[J]. *电子与信息学报*, 2010, 32(4): 763–769.
Zhao Rui, Fu You-hua, Li Chun-guo, et al. Relay processing and resource allocation strategies for multi-antenna two-way relay system[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2010, 32(4): 763–769.
- [7] Sanguinetti L, D'Amico A A, and Rong Y. A tutorial on the optimization of amplify-and-forward MIMO relay systems[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2012, 30(8): 1331–1346.
- [8] Song C, Lee K-J, and Lee I. MMSE-based MIMO cooperative relaying systems: closed-form designs and outage behavior[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2012, 30(8): 1390–1401.
- [9] Wang J, Wang Y, Gui X, et al. Robust relay precoding design for two way relay systems with delayed and limited feedback[J]. *IEEE Communications Letters*, 2013, 17(3): 689–692.
- [10] Wang R and Tao M. Joint source and relay precoding designs for MIMO two-way relaying based on MSE criterion[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2012, 6(3): 1352–1365.
- [11] Kossel M, Toifl T, and Francese P A. A 10 Gb/s 8-Tap 6b 2-PAM/4-PAM Tomlinson-Harashima precoding transmitter for future memory-link applications in 22-nm SOI CMOS[J]. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 2013, 48(12): 3268–3284.
- [12] Wübben D, Seethaler D, and Jaldén J. Lattice reduction[J]. *IEEE Signal Processing Magazine*, 2011, 50(5): 70–91.
- [13] Agrell E, Eriksson T, Vardy A, et al. Closest point search in lattices[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2002, 48(8): 2201–2214.
- [14] Senning C, Bruderer L, and Hunziker J. A lattice reduction-aided MIMO channel equalizer in 90 nm CMOS achieving 720 Mb/s[J]. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, 2014, 61(6): 1860–1871.
- [15] Hung Ganying, Ling Cong, and Ho Mowwai. Complex lattice reduction algorithm for low-complexity full-diversity MIMO detection[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2009, 57(7): 2701–2710.
- [16] Yang Shao-hua and Qin Da-hua. Improved maximum likelihood sync mark detection for magnetic recording channels[J]. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2013, 49(7): 3691–3694.
- [17] Liu F, Jiang L, and He C. Advanced joint transceiver design for block diagonal geometric mean decomposition based multiuser MIMO systems[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2010, 59(2): 692–703.

王 林: 男, 1985年生, 博士生, 研究方向为协同通信、弱信号检测技术等。

芮国胜: 男, 1968年生, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为信号分析与处理、小波分析与应用等。

张海波: 男, 1983年生, 博士, 讲师, 主要研究方向为多天线检测与预编码技术。