

基于协作多点下行传输的 非线性鲁棒预编码

顾浙骐, 张忠培

(电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室, 四川成都 611731)

摘要: 对于协作多点系统, 下行信道信息误差会大幅降低联合传输的性能. 为了避免下行信道信息误差对联合传输的影响, 本文利用其二阶统计特性, 设计了非线性鲁棒预编码算法. 由于协作多点系统的特点和非线性鲁棒预编码的结构会导致用户间的性能差异, 本文通过优化非线性鲁棒预编码算法的连续干扰消除先后顺序, 从而改善性能最差用户的误码率, 降低非线性鲁棒预编码算法的平均误码率. 仿真结果表明当下行信道信息误差存在时, 本文所提出的非线性鲁棒预编码性能优于传统的线性和非线性预编码性能. 仿真结果还表明优化排序能提高非线性鲁棒预编码的性能增益.

关键词: 无线通信; 协作多点; 非线性鲁棒预编码

中图分类号: TN911. 6

文献标识码: A

文章编号: 0372-2112 (2016)12-2997-07

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn>

DOI: 10.3969/j.issn.0372-2112.2016.12.026

Nonlinear Robust Precoding for Coordinated Multipoint Downlink Transmission

GU Zhe-qi, ZHANG Zhong-pei

(National Key Laboratory of Science and Technology on Communication, University of
Electronic Science and Technology of China, Chengdu, Sichuan 611731, China)

Abstract: The performance of the joint transmission in a coordinated multi-point system is bottlenecked by the downlink channel state information errors. To avoid the performance degradation of the joint transmission, a nonlinear robust precoding algorithm is proposed, which utilizes the statistical characteristics of the downlink channel state information errors. Due to the feature of the coordinated multi-point system and the structure of the nonlinear robust precoding algorithm, performance differences exist among user equipments. To improve the bit error rate of the worst performance user and reduce the average bit error rate of the nonlinear robust precoding algorithm, the order of the successive interference cancellation of the nonlinear robust precoding algorithm is also optimized. Simulation results show that the nonlinear robust precoding algorithm proposed in this paper can achieve better performance than the traditional linear and nonlinear precoding algorithms when the downlink channel state information errors exist. Simulation results also show that the ordering optimization can help the nonlinear robust precoding algorithm to attain better performance advantage.

Key words: wireless communication; coordinated multipoint; non-linear robust precoding

1 引言

协作多点技术 (Coordinated MultiPoint, CoMP) 作为未来蜂窝网络备选技术, 能消除同频小区之间的干扰, 改善小区边缘用户吞吐量, 大幅提高系统频谱资源效率^[1-3]. 根据基站的协作方式, CoMP 下行传输可分为协

作波束成形 (Coordinated Beamforming, CB) 和联合传输 (Joint Transmission, JT)^[4,5]. 其中, 联合传输是指各同频小区的基站通过有线链路连接到中央控制单元 (Central Unit, CU), 与各小区用户构成一个虚拟多输入多输出系统 (Virtual Multiple Input Multiple Output, Virtual MIMO), 实现下行传输. 联合传输通过预编码, 可获得较

现有无线通信系统 1 倍以上的性能增益^[6].

由于预编码需要理想的下行信道信息 (Channel Side Information, CSI), 因此基站如何获得准确的下行 CSI 成为联合传输实现的关键. 时分双工 (Time Division Duplex, TDD) 模式利用信道互易特性, 使基站能通过上行导频估计获得下行 CSI, 从而避免了频分双工 (Frequency Division Duplex, FDD) 模式的反馈开销及量化误差^[7]. 因此, TDD 模式被认为更易于协作多点技术的实现. 若非特殊说明, 后文中的系统均采用 TDD 模式. 尽管 TDD 模式的信道互易特性保证了在相干时间内上行 CSI 与下行 CSI 相等, 但由于基站对上行 CSI 的估计存在误差, 基站无法获得准确的上行 CSI, 则基站获得的下行 CSI 也存在误差.

文献[5]分析了下行 CSI 误差对联合传输可达速率的影响. 其分析结果表明下行 CSI 误差导致预编码无法完全消除各用户间的干扰, 使 CoMP 的可达速率大幅下降, 造成系统性能损失. 文献[8]推导了当下行 CSI 误差存在时, 联合传输对应各用户的等效信干噪比 (Signal to Interference Noise Ratio, SINR), 通过对各用户的传输速率匹配和对各协作基站的发送功率分配, 优化了最差条件下 (worst case) 系统的加权和速率 (weighted sum rate). 文献[9]针对 TDD 模式的联合传输, 设计了迭代算法以获得最优的线性预编码矩阵和线性接收矩阵. 该算法对下行 CSI 误差具有鲁棒性, 但其迭代操作收敛慢, 复杂度高. 文献[8]以最小化均方误差 (MMSE) 为准则, 设计了线性鲁棒预编码. 与传统线性 MMSE 预编码相比, 该预编码能在下行 CSI 存在误差时获得性能增益.

现阶段联合传输的鲁棒预编码通常基于线性预编码的结构进行设计和优化. 然而线性预编码的性能与非线性预编码的性能仍存在较大差距^[9]. 同时, 现阶段联合传输的鲁棒预编码通常假设协作基站与不同用户之间的下行 CSI 误差为独立同分布. 然而由于实际联合传输的拓扑特点, 协作基站与不同用户之间的下行 CSI 误差通常具有不同的方差. 基于以上两点, 本文首先根据 TH 预编码 (Tomlinson-Harashima precoding) 的结构, 设计了针对下行 CSI 误差的非线性鲁棒预编码. 然后, 本文通过优化该预编码连续干扰消除的先后顺序, 从而改善性能最差用户的误码率, 降低联合传输的平均误码率. 最后, 本文通过仿真验证了本文所提出算法的性能. 仿真结果表明当协作传输存在下行 CSI 误差时, 本文所设计非线性鲁棒预编码的性能优于传统的线性预编码和线性鲁棒预编码^[8]. 同时, 仿真结果还表明优化排序能帮助非线性鲁棒预编码获得更大的性能增益.

文中斜黑体表示向量或矩阵, $(\cdot)^T$, $(\cdot)^H$, $(\cdot)^{-1}$ 和 $(\cdot)^{-H}$ 分别表示转置, 共轭转置, 矩阵的逆和

矩阵共轭转置的逆, $|\cdot|$ 与 $\|\cdot\|$ 分别表示模和 2-范数, $\text{vec}\{\cdot\}$ 表示矢量化算子, $\text{E}\{\cdot\}$ 表示取期望值, $\text{diag}\{\cdot\}$ 为对角矩阵, \mathbf{I} 表示单位矩阵, $\mathbf{A}(m, m)$ 表示矩阵 \mathbf{A} 对角线的第 m 个元素, \mathbb{C} 表示复数集.

2 系统模型

采用联合传输模式的协作多点系统有 N_b 个协作基站, 各基站均装配 n_b 根天线, 有 M 个用户, 各用户均装配单根天线. 各协作基站通过光纤连接到中央控制单元, 通过联合传输模式实现对各用户的下行传输. 各协作基站到用户 m 的上下行信道可表示为

$$\mathbf{H}_{m, \text{UL}} = [\mathbf{h}_{m1, \text{UL}} \cdots \mathbf{h}_{mb, \text{UL}} \cdots] \in \mathbb{C}^{1 \times N_{b,n_b}} \quad (1)$$

$$\mathbf{H}_{m, \text{DL}} = [\mathbf{h}_{m1, \text{DL}} \cdots \mathbf{h}_{mb, \text{DL}} \cdots] \in \mathbb{C}^{1 \times N_{b,n_b}}$$

其中 $\mathbf{h}_{mb, \text{UL}}, \mathbf{h}_{mb, \text{DL}} \in \mathbb{C}^{1 \times n_b}$ 分别表示协作基站 b 与用户 m 间的上行与下行信道, \mathbb{C} 为复数集.

联合传输需要下行 CSI, 即 $\mathbf{H}_{\text{DL}} = [\mathbf{H}_{1, \text{DL}} \mathbf{H}_{2, \text{DL}} \cdots \mathbf{H}_{M, \text{DL}}^T]^T \in \mathbb{C}^{M \times N_{b,n_b}}$, 用于预编码矩阵的计算. 若采用 TDD 模式, 则同频段的上行信道与下行信道在相干时间内具有信道互易特性, 即 $\mathbf{H}_{\text{DL}} = \mathbf{H}_{\text{UL}}$. 各协作基站可通过各用户发送的探测参考信号 (Sounding Reference Signal, SRS)^[10] 获得对上行信道 $\mathbf{H}_{\text{UL}} = [\mathbf{H}_{1, \text{UL}}^T \mathbf{H}_{2, \text{UL}}^T \cdots \mathbf{H}_{M, \text{UL}}^T]^T \in \mathbb{C}^{M \times N_{b,n_b}}$ 的信道估计 $\hat{\mathbf{H}}_{\text{UL}} = [\hat{\mathbf{H}}_{1, \text{UL}}^T \hat{\mathbf{H}}_{2, \text{UL}}^T \cdots \hat{\mathbf{H}}_{M, \text{UL}}^T]^T \in \mathbb{C}^{M \times N_{b,n_b}}$. 考虑估计误差, 下行信道 \mathbf{H}_{DL} 与上行信道估计 $\hat{\mathbf{H}}_{\text{UL}}$ 的关系可以表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{H}_{\text{DL}} &= \mathbf{H}_{\text{UL}} \\ &= \hat{\mathbf{H}}_{\text{UL}} + \Delta\mathbf{H} \end{aligned} \quad (2)$$

其中 $\Delta\mathbf{H} = [\Delta\mathbf{H}_1^T \Delta\mathbf{H}_2^T \cdots \Delta\mathbf{H}_M^T]^T \in \mathbb{C}^{M \times N_{b,n_b}}$ 表示上行信道估计误差. 假设上行信道估计与下行联合传输的时间间隔不超过信道相干时间, 则中央控制单元将上行信道估计 $\hat{\mathbf{H}}_{\text{UL}}$ 当做下行 CSI 计算预编码矩阵. 此时, 上行信道估计误差 $\Delta\mathbf{H}$ 即为下行 CSI 误差.

$\Delta\mathbf{H}$ 中各元素的大小与其对应用户的 SRS 到达基站的等效信噪比 (Signal Noise Ratio, SNR) 成反比^[11], 则假设 $\Delta\mathbf{H}$ 中的元素为相互独立的零均值复正态分布随机变量, $\Delta\mathbf{H} \sim \text{CN}(\mathbf{0}, \mathbf{C}_{\Delta\mathbf{H}})$. 其中 $\mathbf{C}_{\Delta\mathbf{H}}$ 为 $\Delta\mathbf{H}$ 的自相关矩阵, 如下所示:

$$\begin{aligned} \mathbf{C}_{\Delta\mathbf{H}} &= \text{E}\{\Delta\mathbf{H}\Delta\mathbf{H}^H\} \\ &= \text{diag}\{\text{E}(\Delta\mathbf{H}_1\Delta\mathbf{H}_1^H)\text{E}(\Delta\mathbf{H}_2\Delta\mathbf{H}_2^H)\cdots\text{E}(\Delta\mathbf{H}_M\Delta\mathbf{H}_M^H)\} \\ &= \text{diag}\{\sigma_{e1}^2 \sigma_{e2}^2 \cdots \sigma_{em}^2 \cdots \sigma_{eM}^2\} \end{aligned} \quad (3)$$

根据 $\Delta\mathbf{H}$ 中的元素为相互独立且均值为零, 式(3)中的等式可通过简单推导得到. 式(3)中 $\mathbf{C}_{\Delta\mathbf{H}}$ 的第 m 个对角元素 σ_{em}^2 可表示为

$$\begin{aligned} \sigma_{em}^2 &= \text{E}(\Delta\mathbf{H}_m\Delta\mathbf{H}_m^H) = \sum_{b=1}^{N_b} \text{E}(\Delta\mathbf{h}_{mb}\Delta\mathbf{h}_{mb}^H) \\ &= \sum_{b=1}^{N_b} n_b \rho_{mb}^{-1} \end{aligned} \quad (4)$$

其中 ρ_{mb} 表示用户 m 的 SRS 到达基站 b 的等效 SNR. 采用联合传输模式的协作多点系统由用户和协作基站共同形成了非中心式无规则的拓扑结构, 不同用户的 SRS 到不同基站会经历不同干扰和噪声. 假设 ρ_{na} 表示用户 n 的 SRS 到达基站 a 的等效 SNR. 当 $b \neq a$ 时, $\rho_{mb} \neq \rho_{na}$. 如式(4)所示, σ_{em}^2 表示用户 m 所对应的下行 CSI 误差的方差. 所以当 $m \neq n$, $\sigma_{em}^2 \neq \sigma_{en}^2$, 即不同用户对应的下行 CSI 误差具有不同的二阶矩.

3 非线性鲁棒预编码

假设 \mathbf{a} 中各元素 $a_m, m = 1, \dots, M$ 的星座点集 $A = \{a_l + ja_q | \{a_l, a_q \in \pm 1, \pm 3, \dots, \pm(\sqrt{K}-1)\}\}$, 则调制符号被限定在边长为 $2\sqrt{K}$ 的方形区域内. 此时, $\tau = 2\sqrt{K}$. 由于本文中所涉及的调制符号均为复数, 所以图 1 中 MOD 操作表示分别对符号的实部和虚部进行取模运算. 中央控制单元完成连续干扰消除和取模运算后得到数据向量 $\tilde{\mathbf{x}}$. 假设协作基站的总天线数等于用户数, 即 $N_b n_t = M$, 则连续干扰消除和取模运算可等效为

$$\tilde{\mathbf{x}} = \mathbf{B}^{-1} \mathbf{s} = \mathbf{B}^{-1} (\mathbf{a} + \mathbf{p}) \quad (5)$$

其中矢量 \mathbf{p} 可看作取模运算在调制符号向量 \mathbf{a} 上叠加的扰动矢量. 矢量 \mathbf{p} 可通过用户接收端的取模运算消除. 各协作基站将数据向量 $\tilde{\mathbf{x}}$ 乘以前馈矩阵 $\mathbf{F} = [\mathbf{F}_1^T \mathbf{F}_2^T \dots \mathbf{F}_{N_b}^T]^T$ 得到发射向量

$$\mathbf{x} = \mathbf{F} \tilde{\mathbf{x}} = [\mathbf{x}_1^T \mathbf{x}_2^T \dots \mathbf{x}_{N_b}^T]^T \in \mathbb{C}^{N_b \times 1} \quad (6)$$

其中前馈矩阵 \mathbf{F} 为酉阵. 发射向量 \mathbf{x} 经过下行信道 \mathbf{H}_{DL} , 并在各用户接收端叠加高斯白噪声 $n_m, m = 1, \dots, M$, 同时乘以各自所对应的缩放因子 $g_m, m = 1, \dots, M$, 得到接收信号矢量

$$\begin{aligned} \mathbf{r} &= \mathbf{G} \mathbf{y} \\ &= \mathbf{G} (\hat{\mathbf{H}}_{UL} + \Delta \mathbf{H}) \mathbf{F} \mathbf{B}^{-1} \mathbf{s} + \tilde{\mathbf{n}} \end{aligned} \quad (7)$$

其中 $\mathbf{y} = \mathbf{H}_{DL} \mathbf{x} + \mathbf{n}$, $\mathbf{G} = \text{diag}\{g_1, g_2, \dots, g_M\}$, $\tilde{\mathbf{n}} = \mathbf{G} \times [n_1, n_2, \dots, n_M]^T$. 将式(2), 式(5)和式(6)代入式(7)可得到其推导结果. 如图 1, 接收信号矢量 \mathbf{r} 经过用户取模运算后得到各用户的调制符号向量 $\hat{\mathbf{a}} = [\hat{a}_1, \hat{a}_2, \dots, \hat{a}_M]^T$.

在此, 我们通过对反馈矩阵 \mathbf{B} , 前馈矩阵 \mathbf{F} 以及对角缩放矩阵 \mathbf{G} 的优化设计, 实现非线性鲁棒预编码, 降

低下行误差对联合传输的影响. 定义接收误差矢量 \mathbf{e}

$$\mathbf{e} = \mathbf{r} - \mathbf{s} \quad (8)$$

通过求解下述最小化问题, 确定反馈矩阵 \mathbf{B} , 前馈矩阵 \mathbf{F} 以及对角缩放矩阵 \mathbf{G}

$$\arg \min_{\mathbf{B}, \mathbf{F}, \mathbf{G}} E\{\|\mathbf{e}\|^2\} \quad (9)$$

式(9)的本质为最小化接收信号矢量 \mathbf{r} 与等效信号矢量 \mathbf{s} 的均方误差 (Mean Square Error, MSE). 根据最小均方误差 (Minimum Mean Square Error, MMSE) 最优解的正交原理 (或者叫投影定理)^[12], 则接收误差矢量 \mathbf{e} 与矢量 \mathbf{y} 满足

$$E\{\mathbf{e} \mathbf{y}^H\} = \mathbf{0} \quad (10)$$

假设 $E\{\mathbf{a} \mathbf{a}^H\} = \sigma_a^2 \mathbf{I}$, $E\{\mathbf{n} \mathbf{n}^H\} = \sigma_n^2 \mathbf{I}$. 当调制符号的星座点集 A 较大时, 即 K 较大时, 可忽略非线性取模操作造成的功率损失 (power loss), 则 $E\{\tilde{\mathbf{x}} \tilde{\mathbf{x}}^H\} \approx \sigma_a^2 \mathbf{I}$ ^[12]. 在此, 将式(5) ~ 式(8)代入式(10), 并展开整理, 可将式(10)改写为

$$\mathbf{G} (\hat{\mathbf{H}}_{UL} \hat{\mathbf{H}}_{UL}^H + \eta \mathbf{I} + \mathbf{C}_{\Delta H}) = \mathbf{B} \mathbf{F}^H \hat{\mathbf{H}}_{UL}^H \quad (11)$$

其中 $\eta = \sigma_n^2 / \sigma_a^2$. 若归一化调制符号平均功率 (即 $\sigma_a^2 = 1$), 则 $\eta = \sigma_n^2$. 由式(11), 我们可以得到前馈矩阵 \mathbf{F} 的共轭转置

$$\mathbf{F}^H = \mathbf{B}^{-1} \mathbf{G} (\hat{\mathbf{H}}_{UL} \hat{\mathbf{H}}_{UL}^H + \eta \mathbf{I} + \mathbf{C}_{\Delta H}) \hat{\mathbf{H}}_{UL}^{-H} \quad (12)$$

由于前馈矩阵 \mathbf{F} 为酉阵, 由酉阵的性质 $\mathbf{F}^H \mathbf{F} = \mathbf{I}$, 我们可以得到

$$\mathbf{G}^{-1} \mathbf{B} (\mathbf{G}^{-1} \mathbf{B})^H = (\hat{\mathbf{H}}_{UL} \hat{\mathbf{H}}_{UL}^H + \eta \mathbf{I} + \mathbf{C}_{\Delta H}) \times \hat{\mathbf{H}}_{UL}^{-H} \hat{\mathbf{H}}_{UL}^{-1} (\hat{\mathbf{H}}_{UL} \hat{\mathbf{H}}_{UL}^H + \eta \mathbf{I} + \mathbf{C}_{\Delta H}) \quad (13)$$

η 和 $\mathbf{C}_{\Delta H}$ 已知, 同时式(13)的等式右边部分为正定 Hermitian 矩阵, 通过对式(13)的等式右边部分作乔里斯基分解 (Cholesky Factorization), 我们则可得到下三角矩阵 $\mathbf{L} = \mathbf{G}^{-1} \mathbf{B}$. 同时, 通过下三角矩阵 \mathbf{L} , 我们可以得到满足式(9)的反馈矩阵 \mathbf{B} , 前馈矩阵 \mathbf{F} 以及对角缩放矩阵 \mathbf{G} 的表达式

$$\begin{aligned} \mathbf{G} &= \text{diag}\{\mathbf{L}(1,1)^{-1}, \mathbf{L}(2,2)^{-1}, \dots, \mathbf{L}(M,M)^{-1}\} \\ \mathbf{B} &= \mathbf{G} \mathbf{L} \end{aligned} \quad (14)$$

$$\mathbf{F} = \hat{\mathbf{H}}_{UL}^{-1} (\hat{\mathbf{H}}_{UL} \hat{\mathbf{H}}_{UL}^H + \eta \mathbf{I} + \mathbf{C}_{\Delta H}) \mathbf{L}^{-H}$$

为了便于后续的优化排序, 我们将上述的非线性鲁棒预编码改写为等价形式, 在此定义

$$\mathbf{H}_{\text{MMSE}} = (\hat{\mathbf{H}}_{UL} \hat{\mathbf{H}}_{UL}^H + \eta \mathbf{I} + \mathbf{C}_{\Delta H}) \hat{\mathbf{H}}_{UL}^{-H} \quad (15)$$

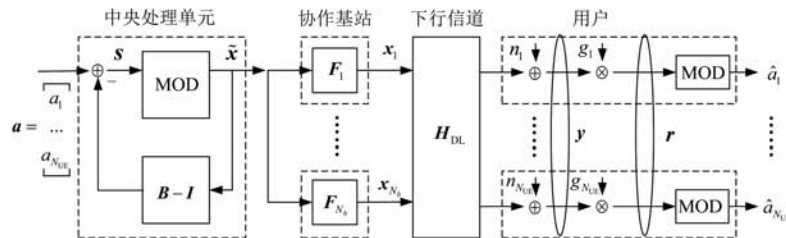


图1 非线性鲁棒预编码

根据式(13)和乔里斯基分解的性质,对 $\mathbf{H}_{\text{MMSE}}^{\text{H}}$ 进行 QR 分解

$$\begin{aligned}\mathbf{H}_{\text{MMSE}}^{\text{H}} &= \mathbf{Q}\mathbf{R} \\ &= \mathbf{F}\mathbf{L}^{\text{H}}\end{aligned}\quad (16)$$

根据式(16),式(14)中反馈矩阵 \mathbf{B} ,前馈矩阵 \mathbf{F} 以及对角缩放矩阵 \mathbf{G} 可重新表示为

$$\begin{aligned}\mathbf{G} &= \text{diag}\{\mathbf{R}(1,1)^{-1}\mathbf{R}(2,2)^{-1}\cdots\mathbf{R}(M,M)^{-1}\} \\ \mathbf{B} &= \mathbf{G}\mathbf{R}^{\text{H}} \\ \mathbf{F} &= \mathbf{Q}\end{aligned}\quad (17)$$

式(17)中的反馈矩阵 \mathbf{B} ,前馈矩阵 \mathbf{F} 以及对角缩放矩阵 \mathbf{G} 和式(14)中的等价。

4 非线性鲁棒预编码的优化排序

根据式(17)的反馈矩阵 \mathbf{B} ,前馈矩阵 \mathbf{F} 以及对角缩放矩阵 \mathbf{G} ,我们得到误差向量 \mathbf{e} 的协方差矩阵

$$\mathbf{C}_e = \mathbf{E}\{\mathbf{e}\mathbf{e}^{\text{H}}\} = \mathbf{G}\mathbf{\Sigma}\mathbf{G} \quad (18)$$

其中

$$\begin{aligned}\mathbf{\Sigma} &= \sigma_a^2(\mathbf{C}_{\Delta H} + \eta\mathbf{I} + \eta^2(\hat{\mathbf{H}}_{\text{UL}}\hat{\mathbf{H}}_{\text{UL}}^{\text{H}})^{-1} + \\ &\quad \eta(\hat{\mathbf{H}}_{\text{UL}}\hat{\mathbf{H}}_{\text{UL}}^{\text{H}})^{-1}\mathbf{C}_{\Delta H} + \eta\mathbf{C}_{\Delta H}(\hat{\mathbf{H}}_{\text{UL}}\hat{\mathbf{H}}_{\text{UL}}^{\text{H}})^{-1} + \\ &\quad \mathbf{C}_{\Delta H}(\hat{\mathbf{H}}_{\text{UL}}\hat{\mathbf{H}}_{\text{UL}}^{\text{H}})^{-1}\mathbf{C}_{\Delta H})\end{aligned}\quad (19)$$

由式(18)和式(19),我们可以发现各用户接收误差的方差为

$$\begin{aligned}\mathbf{E}\{|e_1|^2\}\mathbf{E}\{|e_2|^2\}\cdots\mathbf{E}\{|e_M|^2\} &= \\ \mathbf{C}_e(1,1)\mathbf{C}_e(2,2)\cdots\mathbf{C}_e(M,M)\end{aligned}\quad (20)$$

其中 $\mathbf{C}_e(m,m)$ 对应用户 m 接收误差的方差. 可见,由于各用户信道增益大小不同,下行 CSI 误差的方差不同以及 QR 分解的正交投影先后顺序不同,各用户接收性能也存在差异.(后续仿真结果表现为不同用户的有不同的误码率).根据式(17)和式(18),可得到

$$\mathbf{E}\{|e_m|^2\} = \mathbf{\Sigma}(m,m)\mathbf{R}(m,m)^{-2} \quad (21)$$

其中 $\mathbf{\Sigma}(m,m)$ 的大小由调制符号功率与接收噪声功率的比值 η ,用户 m 信道增益 $\hat{\mathbf{H}}_{1,\text{UL}}\hat{\mathbf{H}}_{1,\text{UL}}^{\text{H}}$ 和用户 m 下行 CSI 误差的方差 σ_{em}^2 决定,则 $\mathbf{\Sigma}(m,m)$ 被看作已知常数. 令 $\mathbf{H}_{\text{MMSE}} = [\mathbf{H}_{\text{MMSE},1}^{\text{T}}\mathbf{H}_{\text{MMSE},2}^{\text{T}}\cdots\mathbf{H}_{\text{MMSE},M}^{\text{T}}]^{\text{T}}$,则根据 QR 分解的性质, $|\mathbf{R}(m,m)|$ 为 $\mathbf{H}_{\text{MMSE},m}$ 向 $[\mathbf{H}_{\text{MMSE},1}^{\text{T}}\mathbf{H}_{\text{MMSE},2}^{\text{T}}\cdots\mathbf{H}_{\text{MMSE},(m-1)}^{\text{T}}]^{\text{T}}$ 行向量所张成子空间的直角补空间的投影长度.

根据上述分析,第3节所提出的非线性鲁棒预编码会造成各用户性能差异.性能最差的用户对整个系统性能的影响最大.为了进一步优化整个系统性能,本文通过改变矩阵 $\mathbf{H}_{\text{MMSE}}^{\text{H}}$ 的 QR 分解正交投影顺序,调整 $\mathbf{R}(m,m)^2$ 取值,从而改善性能最差用户表现,提高系统性能.而改变矩阵 $\mathbf{H}_{\text{MMSE}}^{\text{H}}$ 的 QR 分解正交投影顺序等价于通过置换矩阵(permutation matrix) \mathbf{P} 对矩阵 \mathbf{H}_{MMSE} 实现行向量的重新排列.本文通过求解式(22)所示的最

优化问题,得到最优的置换矩阵 \mathbf{P}_{opt} 用于矩阵 \mathbf{H}_{MMSE} 行向量的重新排列

$$\begin{aligned}\mathbf{P}_{\text{opt}} &= \arg \min_{\mathbf{P}} \max(\mathbf{E}\{|e_1|^2\}\mathbf{E}\{|e_2|^2\}\cdots\mathbf{E}\{|e_M|^2\}) \\ &= \arg \min_{\mathbf{P}} \max\left(\frac{\mathbf{\Sigma}(1,1)\mathbf{\Sigma}(2,2)\cdots\mathbf{\Sigma}(M,M)}{\mathbf{R}(1,1)^2\mathbf{R}(2,2)^2\cdots\mathbf{R}(M,M)^2}\right)\end{aligned}\quad (22)$$

式(22)所示的最优化问题为 NP-Hard 问题.若通过穷举法求最优解,则需要进行总共 $K!$ 次 QR 分解.根据逆矩阵性质,逆矩阵 $\mathbf{H}_{\text{MMSE}}^{-1}$ 的列向量长度 $1/\|\mathbf{H}_{\text{MMSE}}^{-1}(:,m)\|$ 等于 \mathbf{H}_{MMSE} 的行向量 $\mathbf{H}_{\text{MMSE},m}$ 向其他 $M-1$ 个行向量张成空间的直角补空间投影长度^[14].则式(21)中的 $\mathbf{R}(m,m)^{-2}$ 等于对应逆矩阵的列向量长度的平方.在此我们利用上述逆矩阵性质对式(22)进行求解.求解方法的具体步骤,如算法1所示

算法1 最优置换矩阵求解

输入 $\mathbf{H}_{\text{MMSE}}, \mathbf{\Sigma}, M$

步骤1 $\mathbf{P} = \mathbf{0}$

步骤2 $\mathbf{H}^{(1)} = \mathbf{H}_{\text{MMSE}}$

步骤3 for($i = 1, \dots, M$)

{

步骤4 $\mathbf{G}^{(i)} = (\mathbf{H}^{(i)})^{-1}$

步骤5 $k_i = \arg \min_{k \in \{k_1, \dots, k_{i-1}\}} \mathbf{\Sigma}(k,k) \times \|\mathbf{G}^{(i)}(:,k)\|^2$

步骤6 $\mathbf{P}(M-i+1, k_i) = 1$

步骤7 $\mathbf{H}^{(i+1)} = \hat{\mathbf{E}}^{(k_i)}\mathbf{H}^{(i)}$,

其中 $\hat{\mathbf{E}}^{(k_i)} = \begin{cases} \hat{\mathbf{E}}(i,i) = 1 & i \neq k_i \\ \hat{\mathbf{E}}(i,j) = 0 & \text{else} \end{cases}$

}

步骤8 $\mathbf{P}_{\text{opt}} = \mathbf{P}$, 输出 \mathbf{P}_{opt}

若下行信道矩阵 \mathbf{H}_{MMSE} 的阶数为 M ,则只需要进行 M 次矩阵求逆,降低了排序的复杂度.其中步骤5通过计算逆矩阵列向量长度的平方,从而获得式(23)所示的各用户接收误差的方差,并从中选择方差最小的用户所对应的逆矩阵的第 k_i 列,即矩阵 $\mathbf{H}^{(i)}$ 的第 k_i 行;步骤6将置换矩阵 \mathbf{P} 的第 $M-i+1$ 行和步骤5选取的第 k_i 列的元素置1,置换矩阵 \mathbf{P} 将该位置的元素置1表示选取原矩阵的第 k_i 行作为新矩阵的第 $M-i+1$ 行;步骤7中 $\hat{\mathbf{E}}^{(k_i)}$ 的作用是将 $\mathbf{H}^{(i)}$ 的第 k_i 行置0,即使本轮循环的已选的行向量不再进入下轮循环候选.

在通过上述算法获得最优置换矩阵 \mathbf{P}_{opt} 后,并对矩阵 \mathbf{H}_{MMSE} 实现行向量的重新排序,得到

$$\mathbf{H}_{\text{MMSE},\text{NEW}} = \mathbf{P}_{\text{opt}}\mathbf{H}_{\text{MMSE}} \quad (23)$$

再对 $\mathbf{H}_{\text{MMSE},\text{NEW}}^{\text{H}}$ 进行 QR 分解

$$\mathbf{H}_{\text{MMSE},\text{NEW}}^{\text{H}} = \mathbf{Q}_{\text{NEW}}\mathbf{R}_{\text{NEW}} = \mathbf{F}_{\text{NEW}}\mathbf{L}_{\text{NEW}}^{\text{H}} \quad (24)$$

与式(17)同理,则反馈矩阵 \mathbf{B} ,前馈矩阵 \mathbf{F} 以及对角缩放矩阵 \mathbf{G} 可重新改写为

$$\begin{aligned} \mathbf{G}_{\text{NEW}} &= \text{diag} \{ \mathbf{R}(1,1)_{\text{NEW}}^{-1} \mathbf{R}(2,2)_{\text{NEW}}^{-1} \cdots \mathbf{R}(M,M)_{\text{NEW}}^{-1} \} \\ \mathbf{B}_{\text{NEW}} &= \mathbf{G}_{\text{NEW}} \mathbf{R}_{\text{NEW}}^{-1} \\ \mathbf{F}_{\text{NEW}} &= \mathbf{Q}_{\text{NEW}} \end{aligned} \quad (25)$$

另外需要注意的是由于 \mathbf{H}_{MMSE} 的不同行向量对应不同用户,则在矩阵 \mathbf{H}_{MMSE} 实现行向量的重新排序后,同时需要对调制矢量 \mathbf{a} 进行调整 ($\mathbf{a}_{\text{NEW}} = \mathbf{P}_{\text{opt}} \mathbf{a}$),以匹配新的反馈矩阵 \mathbf{B}_{NEW} ,前馈矩阵 \mathbf{F}_{NEW} 以及对角缩放矩阵 \mathbf{G}_{NEW} .

5 仿真及结果分析

本章通过仿真验证本文所提出的非线性鲁棒预编码以及优化排序的性能.假设协作基站数 $N_b = 4$,协作基站均配置单天线 $n_i = 1$,用户数 $M = 4$.在现阶段的实际场景中,协作基站通常由拉远射频单元(Remote Radio Unit, RRU)扮演,所以可以忽略 RRU 间的天线相关性.仿真中,协作基站与用户间的上下行信道 \mathbf{H}_{UL} 和 \mathbf{H}_{DL} 均为 EPA (Extended Pedestrian A, EPA) 信道, EPA 信道的最大多普勒频移为 5Hz,且上下行信道理想互易 $\mathbf{H}_{\text{UL}} = \mathbf{H}_{\text{DL}}$.假设下行 CSI 误差矩阵 $\Delta\mathbf{H}$ 中的元素为相互独立的零均值复正态分布随机变量, $\Delta\mathbf{H} \sim \text{CN}(\mathbf{0}, \mathbf{C}_{\Delta\mathbf{H}})$.用户上行 SRS 信号周期为 1ms, SRS 带宽为 72RB,每个用户所支持的数据流数为单流.仿真采用 LTE 中 TDD 模式标准的帧结构^[12],仿真帧数为 2000 帧.假设协作基站和中央控制单元对 $\hat{\mathbf{H}}_{\text{UL}} = \mathbf{H}_{\text{UL}} + \Delta\mathbf{H}$, $\mathbf{C}_{\Delta\mathbf{H}}$ 以及 η 已知,则仿真根据第三节所提出的非线性鲁棒预编码算法得到反馈矩阵 \mathbf{B} ,前馈矩阵 \mathbf{F} 以及对角缩放矩阵 \mathbf{G} 进行联合传输.同时仿真根据第四节所提出的排序算法对该非线性鲁棒预编码算法进行优化.在仿真中,各用户均采用 QPSK 调制方式,并归一化调制符号功率 $\mathbb{E}\{\mathbf{a}\mathbf{a}^H\} = \mathbf{I}$.则调制符号的星座点集 $\mathbf{A} = \pm\sqrt{2}/2 \pm j\sqrt{2}/2$,取模运算 MOD 中的 $\tau = 2\sqrt{2}$.

当下行 CSI 误差 $\Delta\mathbf{H}$ 的自相关矩阵 $\mathbf{C}_{\Delta\mathbf{H}} = \text{diag}\{0.1 \ 0.001 \ 0.05 \ 0.01\}$ 时,图 2 比较了 ZF 预编码、MMSE 预编码、TH 预编码^[15]、线性鲁棒预编码^[8] 以及本文所提出的非线性鲁棒预编码与优化排序的性能.如图 2 所示,当存在下行 CSI 误差时,非线性预编码性能仍优于线性预编码性能.相对于传统的 TH 预编码,本文所提出的非线性鲁棒预编码利用下行 CSI 误差的二阶统计特性,获得了平均 3dB 的性能增益.同时,基于非线性鲁棒预编码的优化排序可以使非线性鲁棒预编码的误码率进一步降低,使其再获得平均 2dB 的性能增益.

如图 3 所示,若联合传输采用非线性鲁棒预编码,则用户的误码率各不相同.性能最差的用户 4 对联合

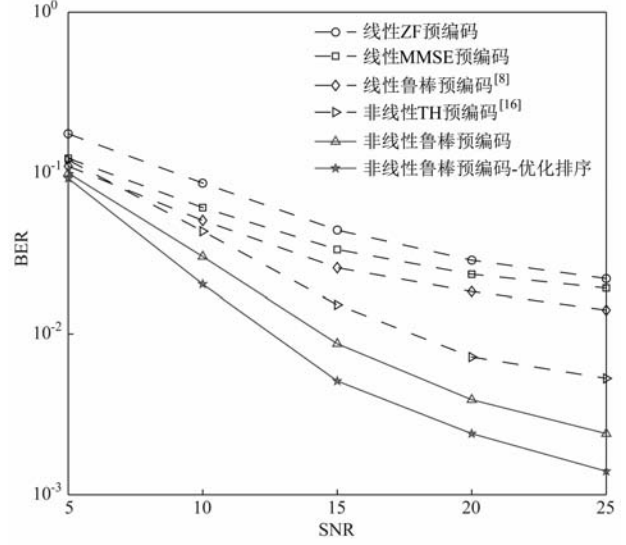


图2 $\mathbf{C}_{\Delta\mathbf{H}} = \text{diag}\{0.1 \ 0.001 \ 0.05 \ 0.01\}$ 时,各预编码性能比较

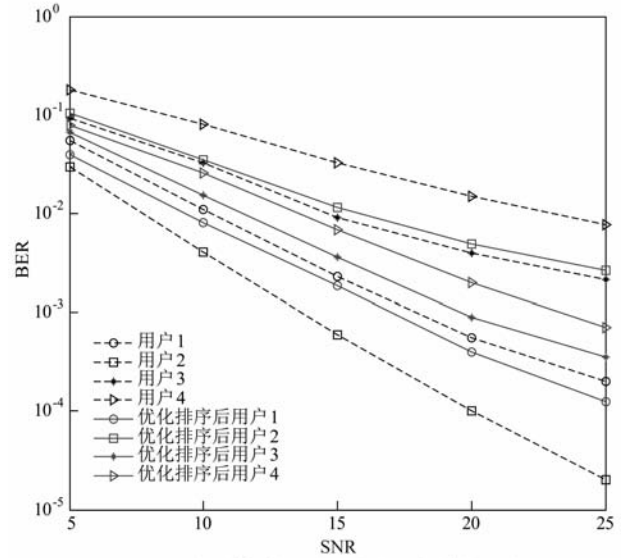


图3 非线性鲁棒预编码的各用户性能比较

传输的平均误码率影响最大.通过优化排序,性能最差用户的误码率得到大幅降低,各用户的性能差异也得到减小.尽管性能最好的用户会有性能损失,但优化排序仍能降低联合传输的平均误码率.在此需注意,优化排序后性能最差的用户变为用户 2.这是由于优化排序会调整矩阵 $\mathbf{H}_{\text{MMSE}}^H$ 的 QR 分解正交投影顺序,则不同用户性能会随优化排序而从新排列.

当 $\mathbf{C}_{\Delta\mathbf{H}} = \text{diag}\{0.06 \ 0.04 \ 0.08 \ 0.02\}$ 时,图 4 再次比较了 ZF 预编码、MMSE 预编码、TH 预编码、线性鲁棒预编码以及本文所提出的非线性鲁棒预编码与优化排序的性能.对比图 4 与图 2,首先我们发现随着下行 CSI 误差的增大,各预编码算法的误码率均有所提升.这说明无论是已有的线性鲁棒预编码还是本文提

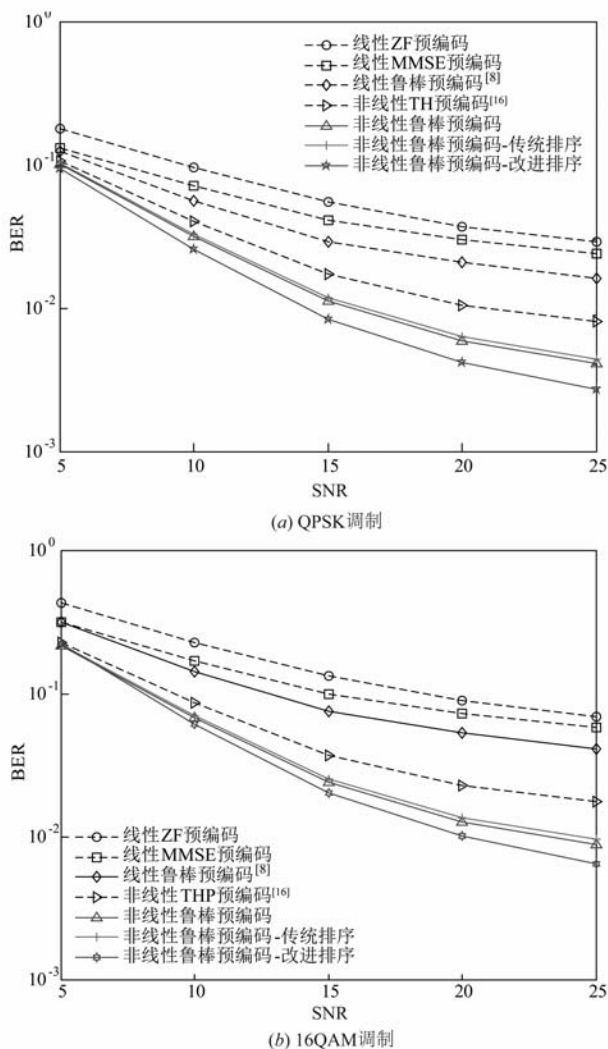


图4 信道误差 $C_{\Delta I} = \text{diag}(0.06 \ 0.04 \ 0.08 \ 0.02)$ 时, 各预编码性能

出的非线性鲁棒预编码,都无法完全消除下行 CSI 误差对联合传输的影响.同时,随着下行 CSI 误差的增大,非线性预编码对线性预编码的性能增益减小.这说明与线性预编码相比,非线性预编码对下行 CSI 误差更敏感.然后,我们发现随着下行 CSI 误差的增大,非线性鲁棒预编码针对传统的 TH 预编码的性能增益增加为 5dB 左右.这说明非线性鲁棒预编码对下行 CSI 误差具有一定鲁棒性,性能损失更小.最后,我们发现由于 $C_{\Delta I}$ 对角元素的差异变小,则各用户的性能差异也变小,则优化排序获得的增益降低到 1dB 左右.最后,仿真将调制星座由 QPSK 变为 16QAM.由于基站发射功率固定,则采用更高阶的调制,会造成调制符号中每比特能量的降低,从而导致误码率升高.如图 4(b) 所示,各预编码的性能损失在 3dB 左右,同时非线性鲁棒预编码和排序算法的增益收窄.然而对于非线性预编码而言,采用更高阶的调制在理论上能降低非线性操作所带来的

成形损失 (shaping loss) 和取模损失 (module loss)^[14], 提高非线性预编码的性能.因此,如何在下行 CSI 误差条件下为非线性预编码选取最优的调制星座是值得进一步研究的问题.由于篇幅有限,该问题留作后续工作,在本文中就不再深入讨论.

6 结束语

对于实际的协作多点系统,协作基站与中央控制单元难以获得理想的下行 CSI.而下行 CSI 误差会对预编码算法造成恶劣影响,大幅降低联合传输性能.为了避免下行 CSI 误差对联合传输带来的性能损失,本文利用下行 CSI 误差的二阶统计特性,设计了非线性鲁棒预编码算法.仿真结果表明当存在下行 CSI 误差时,本文所提出的非线性鲁棒预编码的性能优于 ZF 预编码和 MMSE 预编码的性能,优于 TH 预编码的性能,同时也优于文献[8]中线性鲁棒预编码的性能.通过理论分析和仿真,我们发现协作多点系统的特性和非线性鲁棒预编码的结构,会导致各用户间存在性能差异.所以本文通过优化非线性鲁棒预编码连续干扰消除的先后顺序,即对等效信道 H_{MMSE} 的行向量进行重新排列,降低性能最差用户的误码率,从而降低非线性鲁棒预编码平均误码率.仿真结果表明优化排序能帮助非线性鲁棒预编码获得更大的性能增益.

参考文献

- [1] Jungnickel V, Manolakis K, Zirwas W, et al. The role of small cells, coordinated multipoint, and massive MIMO in 5G[J]. IEEE Communications Magazine, 2014, 52(5): 44-51.
- [2] Lee D, Seo H, Clerckx B, et al. Coordinated multipoint transmission and reception in LTE-advanced: deployment scenarios and operational challenges[J]. IEEE Communications Magazine, 2012, 50(2): 148-155.
- [3] Sheu J S, Hsieh C H. Joint preprocessing techniques for downlink CoMP transmission in multipath fading channels [A] 2012 IEEE 75th Vehicular Technology Conference (VTC Spring) [C]. Yokohama, Japan: IEEE, 2012. 1-5.
- [4] Yang C, Han S, Hou X, et al. How do we design CoMP to achieve its promised potential? [J]. IEEE Wireless Communications, 2013, 20(1): 67-74.
- [5] Rui Y, Li M, Cheng P, et al. Achievable rates of coordinated multi-point transmission schemes under imperfect CSI [A] 2011 IEEE International Conference on Communications (ICC 2011) [C]. Kyoto, Japan: IEEE, 2011. 473-479.
- [6] Tajer A, Prasad N, Wang X. Robust linear precoder design for multi-cell downlink transmission[J]. IEEE Transactions

- on Signal Processing, 2011, 59(1): 235 – 251.
- [7] Lagen S, Agustin A, Vidal J. Distributed inter-cluster interference management for CoMP-based cellular networks [A]. 2013 IEEE Global Communications Conference (Globecom 2013) [C]. Atlanta, USA: IEEE, 2013. 4204 – 4205
- [8] Bogale T E, Vandendorpe L, Chalise B K. Robust transceiver optimization for downlink coordinated base station systems: distributed algorithm [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2012, 60(1): 337 – 350.
- [9] Castanheira D, Silva A, Gameiro A. Linear and nonlinear precoding schemes for centralized multicell MIMO-OFDM systems [J]. Wireless Personal Communications, 2013, 72(1): 759 – 777
- [10] 3GPP, TS 36. 211 Physical channels and modulation [S]. 2010.
- [11] Marsch P, Fettweis G P. Coordinated multi-point in Mobile Communications: from Theory to Practice [M]. UK: Cambridge University Press, 2011.
- [12] Windpassinger C, Fischer R F H, Vencel T, et al. Precoding in multiantenna and multiuser communications [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2004, 3(4): 1305 – 1316.
- [13] 斯蒂芬 凯伊, 等. 统计信号处理基础: 估计与检测理论 [M]. 北京: 电子工业出版社, 2003.
- [14] 张贤达. 矩阵分析与应用 [M]. 北京: 清华大学出版社, 2004.
Zhang Xian-da. Matrix Analysis and Applications [M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2004.
- [15] Liu J, Krzymien W A. A novel nonlinear joint transmitter-receiver processing algorithm for the downlink of multiuser MIMO systems [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2008, 57(4): 2189 – 2204

作者简介



顾浙骐 男, 1984 年生于重庆, 电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室博士研究生, 研究方向为协作通信、预编码、信道互易性。
E-mail: guzheqi@163.com



张忠培 男, 1967 年生于重庆, 电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室教授, 博士生导师, 博士, 研究方向为无线通信、信道编码。
E-mail: Zhangzp@UESTC.edu.cn