

分布式大规模 MIMO 系统中迭代坐标下降互易性校准算法

魏浩, 王东明*, 尤肖虎

东南大学移动通信国家重点实验室, 南京 210096

* 通信作者. E-mail: wangdm@seu.edu.cn

收稿日期: 2015-08-15; 接受日期: 2015-11-20; 网络出版日期: 2015-12-29

国家重点基础研究发展计划 (973 计划) (批准号: 2013CB336600)、国家自然科学基金 (批准号: 61221002, 61271205)、国家高技术
研究发展计划 (863 计划) (批准号: 2014AA01A706) 和江苏省普通高校研究生科研创新计划 (批准号: KYLX15.0075) 资助项目

摘要 分布式大规模多输入多输出 (MIMO) 系统中, 利用时分双工模式的信道互易特性, 发送端的接入节点可以根据估计得到的上行信道状态信息来进行下行发送预编码的设计. 然而, 完整的通信信道还包含收发两端的射频电路. 而射频增益的失配, 破坏了通信信道的互易性, 降低了系统的性能. 本文研究分布式大规模 MIMO 系统中的互易性校准问题, 接入节点和用户均配置多根天线, 系统采用块对角化预编码. 分析了在射频增益失配时系统的可达速率, 推导了总体最小二乘算法的优化目标函数表达式. 同时为了避免总体最小二乘算法需要特征值分解所带来的较高复杂度, 提出了迭代坐标下降校准算法. 理论分析和仿真结果表明, 本文所提迭代坐标下降校准算法基本达到了总体最小二乘算法的性能, 收敛速度快, 大大降低了实现的复杂度.

关键词 互易性校准 大规模 MIMO 坐标下降 总体最小二乘 块对角化

1 引言

随着通信技术的发展, 大规模多输入多输出 (large-scale MIMO 或者称 massive MIMO) 已经成为下一代无线通信系统的关键技术^[1]. 在发送端配置数量非常大的天线, 可以显著增强空间分辨率, 极大提高系统的频谱效率和能量效率^[2,3]. 在集中式大规模 MIMO 系统中, 所有的天线都集中放置在小区中心的基站上. 而在分布式大规模 MIMO 系统中, 天线通常配置在多个接入节点 (access point, AP) 处, 而 AP 则分布式地放置在小区中并通过高速链路与中心处理器相连接^[4]. 在时分双工 (time division duplex, TDD) 模式下, 利用信道的互易特性, 发送端的 AP 可以根据估计得到的上行信道状态信息 (channel state information, CSI) 来进行下行联合预编码的设计, 在同一时频资源上服务多个用户 (user equipment, UE). 然而, 完整的通信信道还包含收发两端的射频 (radio frequency, RF) 电路. 由于温度、湿度等周围环境的影响, 收发两端 RF 电路的增益并不对称. 这种 RF 增益的失配破坏了通信信道的互易性, 降低了系统的性能^[5]. 因此, 为了保持通信信道的互易性, 就必须对这种 RF 的失配进行校准.

引用格式: 魏浩, 王东明, 尤肖虎. 分布式大规模 MIMO 系统中迭代坐标下降互易性校准算法. 中国科学: 信息科学, 2016, 46: 61-74, doi: 10.1360/N112015-00195

近来, TDD 系统中的互易性校准逐渐成为无线通信领域研究的热点. 文献 [6] 的研究表明, 当 UE 端配置单天线时, 如果 AP 端的 RF 失配已经完成校准, 那么 UE 端的 RF 失配对系统性能的影响是可以忽略的. 这样, 系统只需要对 AP 端的 RF 失配进行校准, 即部分校准 (partial calibration) 算法 [7]. 文献 [6, 8] 分别提出空中 (on-the-air) 算法和点除 (division) 算法来进行协作多点 (coordinated multi-point) 系统的互易性校准. 在系统中选取若干信道条件较好的 UE 发送导频并且将下行信道 CSI 反馈给基站, 再由基站根据获得的上下行信道 CSI 计算出校准系数. 为了使得 UE 无需参与校准过程, 文献 [9] 提出一种 Argos 校准算法. Argos 算法在发送端选择一根参考天线, 只需要其他天线和参考天线之间交换校准信号. 进一步地, 最小二乘法 [10] (least square, LS) 利用所有天线互相交换校准信号来计算校准系数, 而不是只依赖于单个参考天线的选择, 因此提高了系统的校准性能. 相对于部分校准算法, 对 AP 端和 UE 端的 RF 失配均进行校准的算法称为全端校准算法 (full calibration) [7]. 文献 [7] 对这两类算法进行了比较, 虽然全端校准算法的性能比部分校准算法略高一些, 但是前者需要通信中的接收方进行完整的信道 CSI 反馈, 因此需要更大的资源开销.

从以上研究来看, 似乎部分校准算法是比较好的选择. 然而, 大部分文献都是基于迫零 (zero forcing, ZF) 预编码的研究, 只考虑了 UE 端配置单天线的情况. 当 UE 端配置多根天线时, 系统通常选择块对角化 (block diagonalization, BD) 预编码. BD 预编码不仅可以消除用户间干扰 (inter-user interference, IUI), 而且不会放大噪声 [11]. 因此基于 BD 预编码对 RF 失配时系统性能进行分析是非常有必要的. 本文研究了分布式大规模 MIMO 系统中的互易性校准问题, AP 端和 UE 端均配置多根天线, 系统采用 BD 预编码. 研究表明, 即使在 AP 端通过完美的部分校准可以消除 IUI, 但是 UE 端的 RF 失配仍然会造成严重的流间干扰 (inter-stream interference, ISI), 所以进行全端校准还是非常有必要的. 文献 [12] 提出总体最小二乘 (total least square, TLS) 校准算法, 将校准问题定义为一个 TLS 优化问题进行求解得到收发两端的 RF 校准系数. 由于 TLS 问题的求解需要基于特征值分解, 在大规模 MIMO 的场景下复杂度会变得非常高. 因此, 为了降低 TLS 算法的复杂度, 本文提出了迭代坐标下降 (iterative coordinate descent, ICD) 校准算法. 理论分析和仿真结果表明, ICD 算法基本达到了 TLS 算法的性能, 收敛速度快, 大大降低了实现的复杂度.

本文的内容组织如下. 第 2 节给出系统的模型, 给出在 RF 失配时 UE 端接收信号的表达式; 第 3 节假设在 AP 端已经进行完美部分校准的情况下, 分析了 UE 端 RF 失配对系统可达速率的影响; 第 4 节推导了 TLS 算法的优化目标函数表达式, 同时提出了 ICD 算法并分析了算法的性能; 第 5 节给出了仿真实验结果并进行了分析讨论; 第 6 节是全文的总结.

本文所使用的符号定义如下. 矢量用粗体小写字母表示, \mathbf{x} . 矩阵用粗体大写字母表示, \mathbf{A} . $[\mathbf{A}]_{ij}$ 表示矩阵 \mathbf{A} 第 i 行第 j 列元素. $(\cdot)^*$, $(\cdot)^T$ 和 $(\cdot)^H$ 分别表示矩阵的共轭、转置和共轭转置. $\text{Tr}(\mathbf{A})$ 和 $\det(\mathbf{A})$ 分别表示矩阵的迹和行列式. $\text{diag}(\mathbf{x})$ 表示将向量 \mathbf{x} 转化为对角矩阵, $\text{diag}(\mathbf{A})$ 表示将矩阵 \mathbf{A} 的对角线元素转化为向量.

2 系统模型

本文考虑分布式大规模 MIMO 系统通信场景. 系统由 M_{AP} 个 AP 和 M_{UE} 个 UE 组成. 每个 AP 配置 N_{AP} 根天线, 每个 UE 配置 N_{UE} 根天线. 假设无线传输信道矩阵为 \mathbf{H} , 其中的元素为零均值单位方差的独立同分布复 Gauss 随机变量, 定义为

$$\mathbf{H} = [\mathbf{H}_1^T, \dots, \mathbf{H}_{m_{\text{UE}}}^T, \dots, \mathbf{H}_{M_{\text{UE}}}^T]^T, \quad (1)$$

其中,

$$\mathbf{H}_{m_{\text{UE}}} = [\mathbf{H}_{m_{\text{UE}},1}, \dots, \mathbf{H}_{m_{\text{UE}},m_{\text{AP}}}, \dots, \mathbf{H}_{m_{\text{UE}},M_{\text{AP}}}] \quad (2)$$

$\mathbf{H}_{m_{\text{UE}},m_{\text{AP}}}$ 是 \mathbf{H} 的第 $(m_{\text{UE}}, m_{\text{AP}})$ 个分块矩阵, 表示从第 m_{AP} 个 AP 到第 m_{UE} 个 UE 的下行无线信道 ($m_{\text{UE}} = 1, \dots, M_{\text{UE}}; m_{\text{AP}} = 1, \dots, M_{\text{AP}}$). 在实际通信中, 完整的通信信道不仅包含无线传输部分, 还包括收发两端的 RF 电路. 因此, 上行和下行完整的通信信道表示为

$$\mathbf{G}_{\text{UL}} = \mathbf{C}_{\text{AP},\text{r}} \mathbf{H}^{\text{T}} \mathbf{C}_{\text{UE},\text{t}}, \quad (3)$$

$$\mathbf{G}_{\text{DL}} = \mathbf{C}_{\text{UE},\text{r}} \mathbf{H} \mathbf{C}_{\text{AP},\text{t}}, \quad (4)$$

其中, $\mathbf{C}_{\text{AP},\text{t}}$, $\mathbf{C}_{\text{AP},\text{r}}$, $\mathbf{C}_{\text{UE},\text{t}}$ 和 $\mathbf{C}_{\text{UE},\text{r}}$ 均为对角矩阵, 表示为

$$\mathbf{C}_{\text{AP},\text{t}} = \text{diag}(\mathbf{C}_{\text{AP},\text{t},1}, \dots, \mathbf{C}_{\text{AP},\text{t},m_{\text{AP}}}, \dots, \mathbf{C}_{\text{AP},\text{t},M_{\text{AP}}}),$$

$$\mathbf{C}_{\text{AP},\text{r}} = \text{diag}(\mathbf{C}_{\text{AP},\text{r},1}, \dots, \mathbf{C}_{\text{AP},\text{r},m_{\text{AP}}}, \dots, \mathbf{C}_{\text{AP},\text{r},M_{\text{AP}}}),$$

$$\mathbf{C}_{\text{UE},\text{t}} = \text{diag}(\mathbf{C}_{\text{UE},\text{t},1}, \dots, \mathbf{C}_{\text{UE},\text{t},m_{\text{UE}}}, \dots, \mathbf{C}_{\text{UE},\text{t},M_{\text{UE}}}),$$

$$\mathbf{C}_{\text{UE},\text{r}} = \text{diag}(\mathbf{C}_{\text{UE},\text{r},1}, \dots, \mathbf{C}_{\text{UE},\text{r},m_{\text{UE}}}, \dots, \mathbf{C}_{\text{UE},\text{r},M_{\text{UE}}}),$$

以及

$$\mathbf{C}_{\text{AP},\text{t},m_{\text{AP}}} = \text{diag}(t_{\text{AP},m_{\text{AP}},1}, \dots, t_{\text{AP},m_{\text{AP}},n_{\text{AP}}}, \dots, t_{\text{AP},m_{\text{AP}},N_{\text{AP}}}),$$

$$\mathbf{C}_{\text{AP},\text{r},m_{\text{AP}}} = \text{diag}(r_{\text{AP},m_{\text{AP}},1}, \dots, r_{\text{AP},m_{\text{AP}},n_{\text{AP}}}, \dots, r_{\text{AP},m_{\text{AP}},N_{\text{AP}}}),$$

$$\mathbf{C}_{\text{UE},\text{t},m_{\text{UE}}} = \text{diag}(t_{\text{UE},m_{\text{UE}},1}, \dots, t_{\text{UE},m_{\text{UE}},n_{\text{UE}}}, \dots, t_{\text{UE},m_{\text{UE}},N_{\text{UE}}}),$$

$$\mathbf{C}_{\text{UE},\text{r},m_{\text{UE}}} = \text{diag}(r_{\text{UE},m_{\text{UE}},1}, \dots, r_{\text{UE},m_{\text{UE}},n_{\text{UE}}}, \dots, r_{\text{UE},m_{\text{UE}},N_{\text{UE}}}).$$

$\mathbf{C}_{\text{AP},\text{t},m_{\text{AP}}}$ 和 $\mathbf{C}_{\text{AP},\text{r},m_{\text{AP}}}$ 分别表示第 m_{AP} 个 AP 的发送和接收 RF 增益矩阵. $\mathbf{C}_{\text{UE},\text{t},m_{\text{UE}}}$ 和 $\mathbf{C}_{\text{UE},\text{r},m_{\text{UE}}}$ 分别表示第 m_{UE} 个 UE 的发送和接收 RF 增益矩阵. $t_{\text{AP},m_{\text{AP}},n_{\text{AP}}}$, $r_{\text{AP},m_{\text{AP}},n_{\text{AP}}}$ 和 $t_{\text{UE},m_{\text{UE}},n_{\text{UE}}}$, $r_{\text{UE},m_{\text{UE}},n_{\text{UE}}}$ 分别为 AP 端和 UE 端相应的 RF 增益 ($n_{\text{UE}} = 1, \dots, N_{\text{UE}}; n_{\text{AP}} = 1, \dots, N_{\text{AP}}$). 可见, 由于 RF 失配的存在, 完整的通信信道并不满足信道互易性, 即 $\mathbf{G}_{\text{DL}} \neq \mathbf{G}_{\text{UL}}^{\text{T}}$.

系统采用 TDD 模式, 设 AP 端已知上行信道 CSI, 通过预编码发送下行信号, 则 UE 端接收到的信号可以表示为

$$\mathbf{y} = \beta \mathbf{G}_{\text{DL}} \mathbf{W} \mathbf{x} + \mathbf{n}, \quad (5)$$

其中 $\beta = \sqrt{1/\text{Tr}(\mathbf{W}\mathbf{W}^{\text{H}})}$ 是 AP 端满足发送功率约束的归一化因子. 发送信号向量为

$$\mathbf{x} = [\mathbf{x}_1^{\text{T}}, \dots, \mathbf{x}_{m_{\text{UE}}}^{\text{T}}, \dots, \mathbf{x}_{M_{\text{UE}}}^{\text{T}}]^{\text{T}},$$

其中 $\mathbf{x}_{m_{\text{UE}}} = [x_{m_{\text{UE}},1}, \dots, x_{m_{\text{UE}},n_{\text{UE}}}, \dots, x_{m_{\text{UE}},N_{\text{UE}}}]^{\text{T}}$ 是发送给第 m_{UE} 个 UE 的信号向量, 满足功率约束 $\mathcal{E}[x_{m_{\text{UE}},n_{\text{UE}}} x_{m_{\text{UE}},n_{\text{UE}}}^*] = P$. 而加性 Gauss 白噪声向量为

$$\mathbf{n} = [\mathbf{n}_1^{\text{T}}, \dots, \mathbf{n}_{m_{\text{UE}}}^{\text{T}}, \dots, \mathbf{n}_{M_{\text{UE}}}^{\text{T}}]^{\text{T}},$$

其中每个元素都是零均值方差为 σ_n^2 的独立同分布复 Gauss 随机变量. 预编码矩阵为

$$\mathbf{W} = [\mathbf{W}_1, \dots, \mathbf{W}_{m_{\text{UE}}}, \dots, \mathbf{W}_{M_{\text{UE}}}],$$

其中 $\mathbf{W}_{m_{\text{UE}}}$ 表示与第 m_{UE} 个 UE 相应的预编码矩阵. 这样, 总的下行接收信号可以写成

$$\mathbf{y} = [\mathbf{y}_1^T, \dots, \mathbf{y}_{m_{\text{UE}}}^T, \dots, \mathbf{y}_{M_{\text{UE}}}^T]^T,$$

而第 m_{UE} 个 UE 的接收信号向量为

$$\mathbf{y}_{m_{\text{UE}}} = \beta \mathbf{G}_{\text{DL}, m_{\text{UE}}} \mathbf{W}_{m_{\text{UE}}} \mathbf{x}_{m_{\text{UE}}} + \beta \mathbf{G}_{\text{DL}, m_{\text{UE}}} \sum_{k=1, k \neq m_{\text{UE}}}^{M_{\text{UE}}} \mathbf{W}_k \mathbf{x}_k + \mathbf{n}_{m_{\text{UE}}}, \quad (6)$$

其中

$$\mathbf{G}_{\text{DL}, m_{\text{UE}}} = \mathbf{C}_{\text{UE}, \text{r}, m_{\text{UE}}} \mathbf{H}_{m_{\text{UE}}} \mathbf{C}_{\text{AP}, \text{t}} \quad (7)$$

是发送端所有 AP 与第 m_{UE} 个 UE 之间的下行信道. 同时, 相应的上行信道为

$$\mathbf{G}_{\text{UL}, m_{\text{UE}}} = \mathbf{C}_{\text{AP}, \text{r}} \mathbf{H}_{m_{\text{UE}}}^T \mathbf{C}_{\text{UE}, \text{t}, m_{\text{UE}}}. \quad (8)$$

3 基于 BD 预编码的性能分析

文献 [6] 的研究表明, 当 UE 端配置单天线时, 系统采用 ZF 预编码, UE 端的 RF 失配对系统的影响可以忽略. 然而, 当 UE 端配置多天线时, 系统采用 BD 预编码, 尽管在 AP 端通过完美的部分校准可以消除 IUI [13], 但是 UE 端的 RF 失配仍然会对系统造成较大影响, 这与 ZF 预编码是不同的.

3.1 完美部分校准时的信道模型

本文主要研究采用 BD 预编码时 UE 端的 RF 失配对系统性能的影响. 设 AP 端的 RF 失配已经通过部分校准进行了完美补偿. 定义

$$\mathbf{C}_{\text{PC}} = \alpha \mathbf{C}_{\text{AP}, \text{r}}^{-1} \mathbf{C}_{\text{AP}, \text{t}} \quad (9)$$

为部分校准矩阵, 其中, α 是不为零的复数标量. 在预编码时, α 对于校准性能没有影响, 且在功率归一化时可以消除. 因此, 为了讨论的简洁, 在下文的分析中我们不考虑 α . 在已知上行信道 CSI 的情况下, 与第 m_{UE} 个 UE 相关的校准后的信道矩阵为

$$\mathbf{G}_{\text{PC}, m_{\text{UE}}} = \mathbf{G}_{\text{UL}, m_{\text{UE}}}^T \mathbf{C}_{\text{PC}}. \quad (10)$$

由式 (7) 和 (8) 可知

$$\mathbf{G}_{\text{DL}, m_{\text{UE}}} = \mathbf{C}_{\text{UE}, m_{\text{UE}}} \mathbf{G}_{\text{PC}, m_{\text{UE}}}, \quad (11)$$

其中

$$\mathbf{C}_{\text{UE}, m_{\text{UE}}} = \mathbf{C}_{\text{UE}, \text{r}, m_{\text{UE}}} \mathbf{C}_{\text{UE}, \text{t}, m_{\text{UE}}}^{-1}. \quad (12)$$

3.2 用户间干扰分析

采用 BD 预编码时, 为了消除 IUI, 预编码矩阵需要满足以下约束

$$\mathbf{G}_{\text{PC}, k} \mathbf{W}_{m_{\text{UE}}} = \mathbf{0}, \quad (k \neq m_{\text{UE}}; k, m_{\text{UE}} = 1, \dots, M_{\text{UE}}). \quad (13)$$

因此, 预编码矩阵 $\mathbf{W}_{m_{\text{UE}}}$ 必须处于矩阵 $\tilde{\mathbf{G}}_{\text{PC},m_{\text{UE}}}$ 的零空间中. $\tilde{\mathbf{G}}_{\text{PC},m_{\text{UE}}}$ 定义为

$$\tilde{\mathbf{G}}_{\text{PC},m_{\text{UE}}} = [\mathbf{G}_{\text{PC},1}^{\text{T}}, \dots, \mathbf{G}_{\text{PC},m_{\text{UE}}-1}^{\text{T}}, \mathbf{G}_{\text{PC},m_{\text{UE}}+1}^{\text{T}}, \dots, \mathbf{G}_{\text{PC},M_{\text{UE}}}^{\text{T}}]^{\text{T}}. \quad (14)$$

对 $\tilde{\mathbf{G}}_{\text{PC},m_{\text{UE}}}$ 进行奇异值分解

$$\tilde{\mathbf{G}}_{\text{PC},m_{\text{UE}}} = \tilde{\mathbf{U}}_{m_{\text{UE}}} \tilde{\mathbf{\Lambda}}_{m_{\text{UE}}} [\tilde{\mathbf{V}}_{m_{\text{UE}}}^{(1)} \tilde{\mathbf{V}}_{m_{\text{UE}}}^{(0)}]^{\text{H}}. \quad (15)$$

令 $J_{m_{\text{UE}}} = \text{rank}(\tilde{\mathbf{G}}_{\text{PC},m_{\text{UE}}})$, 则矩阵 $\tilde{\mathbf{V}}_{m_{\text{UE}}}^{(1)}$ 由前 $J_{m_{\text{UE}}}$ 列右奇异向量组成, 而矩阵 $\tilde{\mathbf{V}}_{m_{\text{UE}}}^{(0)}$ 则包含后 $(M_{\text{AP}}N_{\text{AP}} - J_{m_{\text{UE}}})$ 列右奇异向量. 可知 $\tilde{\mathbf{V}}_{m_{\text{UE}}}^{(0)}$ 为 $\tilde{\mathbf{G}}_{\text{PC},m_{\text{UE}}}$ 零空间的一组正交基, 因此可以用来进行预编码. 这样, IUI 就被完全消除了, 即

$$\tilde{\mathbf{G}}_{\text{DL},m_{\text{UE}}} \tilde{\mathbf{V}}_{m_{\text{UE}}}^{(0)} = \mathbf{C}_{\text{UE},m_{\text{UE}}} \tilde{\mathbf{G}}_{\text{PC},m_{\text{UE}}} \tilde{\mathbf{V}}_{m_{\text{UE}}}^{(0)} = \mathbf{0}, \quad (16)$$

其中

$$\tilde{\mathbf{G}}_{\text{DL},m_{\text{UE}}} = [\mathbf{G}_{\text{DL},1}^{\text{T}}, \dots, \mathbf{G}_{\text{DL},m_{\text{UE}}-1}^{\text{T}}, \mathbf{G}_{\text{DL},m_{\text{UE}}+1}^{\text{T}}, \dots, \mathbf{G}_{\text{DL},M_{\text{UE}}}^{\text{T}}]^{\text{T}}. \quad (17)$$

3.3 流间干扰分析

从 AP 端的角度来看, 与第 m_{UE} 个 UE 相对应的等效下行信道为 $\mathbf{G}_{\text{PC},m_{\text{UE}}}$. 则对其无 IUI 的信道进行奇异值分解可得

$$\mathbf{G}_{\text{PC},m_{\text{UE}}} \tilde{\mathbf{V}}_{m_{\text{UE}}}^{(0)} = \mathbf{U}_{m_{\text{UE}}} \mathbf{\Lambda}_{m_{\text{UE}}} \mathbf{V}_{m_{\text{UE}}}^{\text{H}}. \quad (18)$$

因此, 与第 m_{UE} 个 UE 相对应的预编码设计为

$$\mathbf{W}_{m_{\text{UE}}} = \tilde{\mathbf{V}}_{m_{\text{UE}}}^{(0)} \mathbf{V}_{m_{\text{UE}}}.$$

然而, 由于 UE 端 RF 失配的存在, 从 UE 端的角度来看, 相应的下行信道为 $\mathbf{G}_{\text{DL},m_{\text{UE}}}$. 则根据式 (11) 和 (18), 可得

$$\mathbf{G}_{\text{DL},m_{\text{UE}}} \tilde{\mathbf{V}}_{m_{\text{UE}}}^{(0)} = \hat{\mathbf{U}}_{m_{\text{UE}}} \hat{\mathbf{\Lambda}}_{m_{\text{UE}}} \hat{\mathbf{V}}_{m_{\text{UE}}}^{\text{H}} = \check{\mathbf{U}}_{m_{\text{UE}}} \mathbf{\Lambda}_{m_{\text{UE}}} \mathbf{V}_{m_{\text{UE}}}^{\text{H}}, \quad (19)$$

其中

$$\check{\mathbf{U}}_{m_{\text{UE}}} = \mathbf{C}_{\text{UE},m_{\text{UE}}} \mathbf{U}_{m_{\text{UE}}}. \quad (20)$$

再对式 (6) 左乘矩阵 $\hat{\mathbf{U}}_{m_{\text{UE}}}^{\text{H}}$, 可以得到

$$\mathbf{y}_{m_{\text{UE}}} = \beta \hat{\mathbf{\Lambda}}_{m_{\text{UE}}} \mathbf{Q}_{m_{\text{UE}}} \mathbf{x}_{m_{\text{UE}}} + \hat{\mathbf{U}}_{m_{\text{UE}}}^{\text{H}} \mathbf{n}_{m_{\text{UE}}}, \quad (21)$$

其中

$$\mathbf{Q}_{m_{\text{UE}}} = \hat{\mathbf{V}}_{m_{\text{UE}}}^{\text{H}} \mathbf{V}_{m_{\text{UE}}}. \quad (22)$$

由式 (21) 和 (22) 可知, UE 端是否存在 ISI 取决于矩阵 $\mathbf{Q}_{m_{\text{UE}}}$ 的性质.

由于 UE 端的 RF 失配分别造成了幅度和相位的失真, 因此可以分为以下两个方面来讨论.

1) UE 端的 RF 增益只存在相位的失配. 则根据式 (20) 有

$$\check{\mathbf{U}}_{m_{\text{UE}}} \check{\mathbf{U}}_{m_{\text{UE}}}^{\text{H}} = \check{\mathbf{U}}_{m_{\text{UE}}}^{\text{H}} \check{\mathbf{U}}_{m_{\text{UE}}} = \mathbf{I}_{N_{\text{UE}}}, \quad (23)$$

可知 $\check{\mathbf{U}}_{m_{\text{UE}}}$ 为酉矩阵. 则

$$\check{\mathbf{U}}_{m_{\text{UE}}} = \hat{\mathbf{U}}_{m_{\text{UE}}}, \quad \mathbf{\Lambda}_{m_{\text{UE}}} = \hat{\mathbf{\Lambda}}_{m_{\text{UE}}}, \quad \mathbf{V}_{m_{\text{UE}}} = \hat{\mathbf{V}}_{m_{\text{UE}}}, \quad (24)$$

因此

$$\mathbf{Q}_{m_{\text{UE}}} = \mathbf{I}_{N_{\text{UE}}}. \quad (25)$$

又因为酉矩阵 $\check{\mathbf{U}}_{m_{\text{UE}}}^{\text{H}}$ 不改变噪声 $\mathbf{n}_{m_{\text{UE}}}$ 的分布, 则第 m_{UE} 个 UE 的第 n_{UE} 个子信道的信干噪比 (signal-to-interference-plus-noise-ratio, SINR) 为

$$\gamma_{m_{\text{UE}}, n_{\text{UE}}} = \rho \cdot \beta^2 \cdot \left| \left[\hat{\mathbf{\Lambda}}_{m_{\text{UE}}} \right]_{n_{\text{UE}}, n_{\text{UE}}} \right|^2, \quad (26)$$

其中 $\rho = P/\sigma_n^2$. 由式 (26) 可知, UE 端 RF 增益只存在相位失配时, 不会产生 ISI, 对系统性能没有影响. 则第 m_{UE} 个 UE 的可达速率为

$$R_{m_{\text{UE}}} = \sum_{n_{\text{UE}}=1}^{N_{\text{UE}}} \log(1 + \gamma_{m_{\text{UE}}, n_{\text{UE}}}), \quad (27)$$

以及系统的和速率为

$$R_{\text{sum}} = \sum_{m_{\text{UE}}=1}^{M_{\text{UE}}} R_{m_{\text{UE}}}. \quad (28)$$

2) UE 端的 RF 增益只存在幅度的失配. 在这种情况下, $\mathbf{C}_{\text{UE}, m_{\text{UE}}} \mathbf{C}_{\text{UE}, m_{\text{UE}}}^{\text{H}} \neq \mathbf{I}_{N_{\text{UE}}}$, $\check{\mathbf{U}}_{m_{\text{UE}}}$ 不再是酉矩阵. 因此,

$$\mathbf{V}_{m_{\text{UE}}} \neq \hat{\mathbf{V}}_{m_{\text{UE}}}, \quad \mathbf{Q}_{m_{\text{UE}}} \neq \mathbf{I}_{N_{\text{UE}}}. \quad (29)$$

则第 m_{UE} 个 UE 的第 n_{UE} 个子信道的 SINR 为

$$\gamma_{m_{\text{UE}}, n_{\text{UE}}} = \frac{\rho \cdot \beta^2 \cdot \left| \left[\hat{\mathbf{\Lambda}}_{m_{\text{UE}}} \mathbf{Q}_{m_{\text{UE}}} \right]_{n_{\text{UE}}, n_{\text{UE}}} \right|^2}{\rho \cdot \beta^2 \cdot \sum_{n=1, n \neq n_{\text{UE}}}^{N_{\text{UE}}} \left| \left[\hat{\mathbf{\Lambda}}_{m_{\text{UE}}} \mathbf{Q}_{m_{\text{UE}}} \right]_{n_{\text{UE}}, n} \right|^2 + 1}. \quad (30)$$

可知, 当 UE 端 RF 增益存在幅度失配时, 由于 $\mathbf{Q}_{m_{\text{UE}}}$ 非对角线元素的存在, 会产生严重的 ISI, 从而造成系统性能极大的损失.

4 基于迭代的坐标下降校准算法

由第 3 节的分析可知, 即使在 AP 端通过完美的部分校准可以消除 IUI, 但是 UE 端的 RF 失配仍然会造成严重的 ISI, 所以进行全端校准还是非常必要的.

4.1 总体最小二乘算法

通过将校准问题定义为一个 TLS 优化问题进行求解, TLS 校准算法可以得到收发两端的 RF 校准系数^[12]. 在校准过程中, AP 端根据 UE 端发送的导频信号估计出上行信道的 CSI. 然后, UE 端又将下行信道的 CSI 反馈给 AP 端. 为了讨论的方便, 设反馈的是模拟信号, 且没有反馈时延和干扰^[14].

根据式 (3) 和 (4), 上下行信道之间有如下的关系

$$\mathbf{G}_{\text{UL}}\mathbf{C}_{\text{UE}} = \mathbf{C}_{\text{AP}}\mathbf{G}_{\text{DL}}^{\text{T}}, \quad (31)$$

其中

$$\mathbf{C}_{\text{UE}} = \mathbf{C}_{\text{UE},\text{r}}\mathbf{C}_{\text{UE},\text{t}}^{-1}, \quad \mathbf{C}_{\text{AP}} = \mathbf{C}_{\text{AP},\text{r}}\mathbf{C}_{\text{AP},\text{t}}^{-1}. \quad (32)$$

则考虑观测噪声存在的情况, RF 增益矩阵可通过求解如下的优化问题得出

$$\arg \min_{\{\mathbf{C}_{\text{UE}}, \mathbf{C}_{\text{AP}}\}} \|\text{vec}(\mathbf{G}_{\text{UL}}\mathbf{C}_{\text{UE}}) - \text{vec}(\mathbf{C}_{\text{AP}}\mathbf{G}_{\text{DL}}^{\text{T}})\|^2. \quad (33)$$

根据矩阵的计算准则

$$\text{vec}(\mathbf{A}_{M \times N}\mathbf{B}_{N \times K}) = (\mathbf{I}_K \otimes \mathbf{A})\text{vec}(\mathbf{B}) = (\mathbf{B}^{\text{T}} \otimes \mathbf{I}_M)\text{vec}(\mathbf{A}), \quad (34)$$

可得

$$\text{vec}(\mathbf{G}_{\text{UL}}\mathbf{C}_{\text{UE}}) - \text{vec}(\mathbf{C}_{\text{AP}}\mathbf{G}_{\text{DL}}^{\text{T}}) = (\mathbf{I}_{M_{\text{UE}}N_{\text{UE}}} \otimes \mathbf{G}_{\text{UL}})\text{vec}(\mathbf{C}_{\text{UE}}) - (\mathbf{G}_{\text{DL}} \otimes \mathbf{I}_{M_{\text{AP}}N_{\text{AP}}})\text{vec}(\mathbf{C}_{\text{AP}}). \quad (35)$$

上式可以写为

$$\begin{bmatrix} \mathbf{I}_{M_{\text{UE}}N_{\text{UE}}} \otimes \mathbf{G}_{\text{UL}} & -\mathbf{G}_{\text{DL}} \otimes \mathbf{I}_{M_{\text{AP}}N_{\text{AP}}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \text{vec}(\mathbf{C}_{\text{UE}}) \\ \text{vec}(\mathbf{C}_{\text{AP}}) \end{bmatrix} = \mathbf{0}, \quad (36)$$

又可以进一步的化简为

$$\begin{bmatrix} \boldsymbol{\Phi}_{\text{UE}} & -\boldsymbol{\Phi}_{\text{AP}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{c}_{\text{UE}} \\ \mathbf{c}_{\text{AP}} \end{bmatrix} = \mathbf{0}, \quad (37)$$

其中

$$\mathbf{c}_{\text{UE}} = \text{diag}(\mathbf{C}_{\text{UE}}), \quad \mathbf{c}_{\text{AP}} = \text{diag}(\mathbf{C}_{\text{AP}}), \quad (38)$$

以及

$$\boldsymbol{\Phi}_{\text{UE}} = [\boldsymbol{\Xi}_{\text{UE},1}^{\text{T}}, \dots, \boldsymbol{\Xi}_{\text{UE},i}^{\text{T}}, \dots, \boldsymbol{\Xi}_{\text{UE},M_{\text{UE}}N_{\text{UE}}}^{\text{T}}]^{\text{T}}, \quad [\boldsymbol{\Xi}_{\text{UE},i}]_{u,v} = \begin{cases} [\mathbf{G}_{\text{UL}}]_{u,v}, & v = i, \\ 0, & v \neq i, \end{cases} \quad (39)$$

$$\boldsymbol{\Phi}_{\text{AP}} = [\boldsymbol{\Xi}_{\text{AP},1}^{\text{T}}, \dots, \boldsymbol{\Xi}_{\text{AP},i}^{\text{T}}, \dots, \boldsymbol{\Xi}_{\text{AP},M_{\text{AP}}N_{\text{AP}}}^{\text{T}}]^{\text{T}}, \quad [\boldsymbol{\Xi}_{\text{AP},i}]_{u,v} = \begin{cases} [\mathbf{G}_{\text{DL}}]_{i,v}, & u = v, \\ 0, & u \neq v. \end{cases} \quad (40)$$

因此, 定义矩阵

$$\boldsymbol{\Omega} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{\Phi}_{\text{UE}} & -\boldsymbol{\Phi}_{\text{AP}} \end{bmatrix}, \quad (41)$$

以及校准系数向量

$$\mathbf{c}_{\text{cal}} = \begin{bmatrix} \mathbf{c}_{\text{UE}}^{\text{T}} & \mathbf{c}_{\text{AP}}^{\text{T}} \end{bmatrix}^{\text{T}}, \quad (42)$$

可得

$$\boldsymbol{\Omega}\mathbf{c}_{\text{cal}} = \mathbf{0}. \quad (43)$$

上式没有考虑接收校准信号中的噪声. 而考虑由噪声带来的估计误差, 根据文献 [12], 引入扰动矩阵 $\Delta\Omega$, 可以通过求解如下的 TLS 问题来得到校准系数向量.

$$\min \|\Delta\Omega\|_F \quad \text{s.t.} \quad (\Omega + \Delta\Omega) \mathbf{c}_{\text{cal}} = \mathbf{0}. \quad (44)$$

进一步地, 根据文献 [15], 式 (44) 中带有约束的 TLS 问题可以等效为如下的无约束优化问题

$$\min f(\mathbf{c}_{\text{cal}}) = \frac{\mathbf{c}_{\text{cal}}^H \Psi \mathbf{c}_{\text{cal}}}{\mathbf{c}_{\text{cal}}^H \mathbf{c}_{\text{cal}}}, \quad (45)$$

其中

$$\Psi = \Omega^H \Omega = \begin{bmatrix} \Psi_{11} & \Psi_{12} \\ \Psi_{21} & \Psi_{22} \end{bmatrix}. \quad (46)$$

上式中 Ψ_{11} 是一个 $M_{\text{UE}}N_{\text{UE}} \times M_{\text{UE}}N_{\text{UE}}$ 的对角矩阵, 表示为

$$[\Psi_{11}]_{u,v} = \begin{cases} \sum_{j=1}^{M_{\text{AP}}N_{\text{AP}}} |[\mathbf{G}_{\text{UL}}]_{j,u}|^2, & u = v, \\ 0, & u \neq v. \end{cases} \quad (47)$$

Ψ_{22} 是一个 $M_{\text{AP}}N_{\text{AP}} \times M_{\text{AP}}N_{\text{AP}}$ 的对角矩阵, 表示为

$$[\Psi_{22}]_{u,v} = \begin{cases} \sum_{i=1}^{M_{\text{UE}}N_{\text{UE}}} |[\mathbf{G}_{\text{DL}}]_{i,u}|^2, & u = v, \\ 0, & u \neq v. \end{cases} \quad (48)$$

而 Ψ_{12} 是一个 $M_{\text{UE}}N_{\text{UE}} \times M_{\text{AP}}N_{\text{AP}}$ 的矩阵, Ψ_{21} 是一个 $M_{\text{AP}}N_{\text{AP}} \times M_{\text{UE}}N_{\text{UE}}$ 的矩阵, 满足

$$[\Psi_{12}]_{u,v} = -[\mathbf{G}_{\text{UL}}]_{v,u}^* [\mathbf{G}_{\text{DL}}]_{u,v}, \quad \Psi_{21} = \Psi_{12}^H. \quad (49)$$

由式 (46) 可知, Ψ 为 Hermite 矩阵, 根据其性质, 可知

$$\lambda_{\min} \leq \frac{\mathbf{c}_{\text{cal}}^H \Psi \mathbf{c}_{\text{cal}}}{\mathbf{c}_{\text{cal}}^H \mathbf{c}_{\text{cal}}} \leq \lambda_{\max}, \quad (50)$$

其中 λ_{\min} 和 λ_{\max} 分别表示矩阵 Ψ 的最小和最大特征值. 因此, 校准系数向量 \mathbf{c}_{cal} 的解即为矩阵 Ψ 最小特征值 λ_{\min} 对应的最小特征向量.

4.2 迭代坐标下降算法

根据式 (50), TLS 算法的最优解需要对矩阵 Ψ 进行特征值分解. 在大规模 MIMO 的通信系统中, 由于 AP 端的天线数非常大, 特征值分解的复杂度将会变得非常高. 尽管存在一些求解最小特征值和最小特征向量的迭代算法, 如反幂法和 Rayleigh-Ritz 法 [16], 然而由于需要进行矩阵的求逆预算, 其复杂度在 $\mathcal{O}[(M_{\text{UE}}N_{\text{UE}} + M_{\text{AP}}N_{\text{AP}})^3]$ 的量级, 仍然很高. 因此, 为了降低 TLS 算法的复杂度, 本文提出了迭代坐标下降 (iterative coordinate descent, ICD) 校准算法.

通过扩展 $\mathbf{c}_{\text{cal}}^H \Psi \mathbf{c}_{\text{cal}}$, 可以将式 (45) 转化为如下等效的有约束优化问题

$$\min g(\mathbf{c}_{\text{cal}}) = \mathbf{c}_{\text{cal}}^H \Psi \mathbf{c}_{\text{cal}} = \sum_{i=1}^{M_{\text{UE}}N_{\text{UE}}} \sum_{j=1}^{M_{\text{AP}}N_{\text{AP}}} \left| [\mathbf{c}_{\text{UE}}]_i [\mathbf{G}_{\text{UL}}]_{j,i} - [\mathbf{c}_{\text{AP}}]_j [\mathbf{G}_{\text{DL}}]_{i,j} \right|^2 \quad \text{s.t.} \quad \mathbf{c}_{\text{cal}}^H \mathbf{c}_{\text{cal}} = 1. \quad (51)$$

将 $[\mathbf{c}_{\text{UE}}]_i^*$ 与 $[\mathbf{c}_{\text{UE}}]_i$ 视为相互独立的随机变量, 令 $g(\mathbf{c}_{\text{cal}})$ 对 $[\mathbf{c}_{\text{UE}}]_i^*$ 求偏导, 可得

$$\frac{\partial g(\mathbf{c}_{\text{cal}})}{\partial [\mathbf{c}_{\text{UE}}]_i^*} = [\mathbf{c}_{\text{UE}}]_i \sum_{j=1}^{M_{\text{AP}}N_{\text{AP}}} |[\mathbf{G}_{\text{UL}}]_{j,i}|^2 - \sum_{j=1}^{M_{\text{AP}}N_{\text{AP}}} [\mathbf{c}_{\text{AP}}]_j [\mathbf{G}_{\text{UL}}]_{j,i}^* [\mathbf{G}_{\text{DL}}]_{i,j}. \quad (52)$$

再令上式的偏导等于零, 可得

$$[\mathbf{c}_{\text{UE}}]_i = \frac{\sum_{j=1}^{M_{\text{AP}}N_{\text{AP}}} [\mathbf{c}_{\text{AP}}]_j [\mathbf{G}_{\text{UL}}]_{j,i}^* [\mathbf{G}_{\text{DL}}]_{i,j}}{\sum_{j=1}^{M_{\text{AP}}N_{\text{AP}}} |[\mathbf{G}_{\text{UL}}]_{j,i}|^2}. \quad (53)$$

类似地, 令 $g(\mathbf{c}_{\text{cal}})$ 对 $[\mathbf{c}_{\text{AP}}]_j^*$ 求偏导, 可得

$$\frac{\partial g(\mathbf{c}_{\text{cal}})}{\partial [\mathbf{c}_{\text{AP}}]_j^*} = [\mathbf{c}_{\text{AP}}]_j \sum_{i=1}^{M_{\text{UE}}N_{\text{UE}}} |[\mathbf{G}_{\text{DL}}]_{i,j}|^2 - \sum_{i=1}^{M_{\text{UE}}N_{\text{UE}}} [\mathbf{c}_{\text{UE}}]_i [\mathbf{G}_{\text{DL}}]_{i,j}^* [\mathbf{G}_{\text{UL}}]_{j,i}. \quad (54)$$

再令上式的偏导等于零, 可得

$$[\mathbf{c}_{\text{AP}}]_j = \frac{\sum_{i=1}^{M_{\text{UE}}N_{\text{UE}}} [\mathbf{c}_{\text{UE}}]_i [\mathbf{G}_{\text{DL}}]_{i,j}^* [\mathbf{G}_{\text{UL}}]_{j,i}}{\sum_{i=1}^{M_{\text{UE}}N_{\text{UE}}} |[\mathbf{G}_{\text{DL}}]_{i,j}|^2}. \quad (55)$$

本文所提的 ICD 校准算法具体描述见算法 1. 根据文献 [17] 对坐标下降法性质的分析, 由式 (53) 可知, 固定向量 \mathbf{c}_{AP} 的 $M_{\text{AP}}N_{\text{AP}}$ 个元素, 可以获得给定 \mathbf{c}_{AP} 条件下令目标函数 $g(\mathbf{c}_{\text{cal}})$ 最小的校准系数 $[\mathbf{c}_{\text{UE}}]_i$. 类似地, 由式 (55) 可知, 给定向量 \mathbf{c}_{UE} 的 $M_{\text{UE}}N_{\text{UE}}$ 个元素, 最小化目标函数 $g(\mathbf{c}_{\text{cal}})$, 可以获得当前最优的校准系数 $[\mathbf{c}_{\text{AP}}]_j$. 易知目标函数 $g(\mathbf{c}_{\text{cal}})$ 为凸函数, 文献 [17, 18] 证明了 ICD 算法可以收敛到最优解. 同时, 为了避免算法中校准系数向量收敛到全零解, 采用式 (45) 中函数 $f(\mathbf{c}_{\text{cal}})$ 的值来作为 ICD 校准算法中结束迭代的判决条件. 因此, 尽管在迭代中函数 $g(\mathbf{c}_{\text{cal}})$ 的值不断趋向于零, 但是由仿真可知函数 $f(\mathbf{c}_{\text{cal}})$ 可以收敛到一个近似 λ_{\min} 的值, 由此可以获得校准系数向量 \mathbf{c}_{cal} 的近似解. 并且每一次迭代的复杂度在 $\mathcal{O}[M_{\text{UE}}N_{\text{UE}} \times M_{\text{AP}}N_{\text{AP}}]$ 量级, 与 TLS 相比大大降低.

5 仿真实验

本节通过系统仿真实验来验证前文分析以及所提算法的性能. 实验参数设置如下: 系统由 32 个 AP 和 4 个 UE 组成, 每个 AP 配置 8 根天线, 每个 UE 均配置 4 根天线. 设 AP 与 UE 之间传输信道和 AP 与 AP 之间的校准信道均为 Rayleigh 衰落信道, 服从零均值单位方差的复 Gauss 分布. 同时, 设 RF 增益的幅度服从对数正态分布, RF 增益的相位服从均匀分布^[13]. 幅度失配的方差和相位失配的范围分别表示为 δ^2 和 θ . 令 ρ 表示传输信号发送功率的平均信噪比, ρ_{cal} 表示校准信号发送功率的平均信噪比.

5.1 UE 端 RF 失配对系统性能的影响

本文主要研究采用 BD 预编码时 UE 端的 RF 失配对系统性能的影响. 设 AP 端的 RF 增益是理想的, 只考虑 UE 端 RF 失配的情况.

图 1 为 UE 端 RF 增益相位失配对系统和速率的影响. 设 UE 端发送和接收 RF 电路增益相位变化的范围相等, 即 $\theta_{\text{UE,t}} = \theta_{\text{UE,r}} = \theta_{\text{UE}}$, ρ 分别设为 10 dB, 20 dB 和 30 dB. 如图 1 所示, 当 θ_{UE} 变化

算法 1 迭代坐标下降算法 (ICD)**Require:**

1. \mathbf{G}_{UL} .
2. \mathbf{G}_{DL} .

Initialization:

1. $\mathbf{c}_{\text{curr}} = [\mathbf{c}_{\text{UE_curr}}^T, \mathbf{c}_{\text{AP_curr}}^T]^T$.
 $[\mathbf{c}_{\text{UE_curr}}]_i = 1, (i = 1, \dots, M_{\text{UE}}N_{\text{UE}})$
 $[\mathbf{c}_{\text{AP_curr}}]_j = 1, (j = 1, \dots, M_{\text{AP}}N_{\text{AP}})$
2. $\mathbf{c}_{\text{prev}} = \mathbf{c}_{\text{curr}}$.
3. $e = +\infty, e_{\text{thres}}$
4. $n_{\text{iter}} = 0, n_{\text{iter_max}}$.

Iteration:**while** $e > e_{\text{thres}}$ **and** $n_{\text{iter}} < n_{\text{itr_max}}$ **do**

1. $\lambda_{\text{prev}} = f(\mathbf{c}_{\text{prev}})$ according to (45). 2. **for** $i = 1 : M_{\text{UE}}N_{\text{UE}}$

$$[\mathbf{c}_{\text{UE_curr}}]_i = \frac{\sum_{j=1}^{M_{\text{AP}}N_{\text{AP}}} [\mathbf{c}_{\text{AP_curr}}]_j [\mathbf{G}_{\text{UL}}]_{j,i}^* [\mathbf{G}_{\text{DL}}]_{i,j}}{\sum_{j=1}^{M_{\text{AP}}N_{\text{AP}}} |[\mathbf{G}_{\text{UL}}]_{j,i}|^2}$$

end for**for** $j = 1 : M_{\text{AP}}N_{\text{AP}}$

$$[\mathbf{c}_{\text{AP_curr}}]_j = \frac{\sum_{i=1}^{M_{\text{UE}}N_{\text{UE}}} [\mathbf{c}_{\text{UE_curr}}]_i [\mathbf{G}_{\text{DL}}]_{i,j}^* [\mathbf{G}_{\text{UL}}]_{j,i}}{\sum_{i=1}^{M_{\text{UE}}N_{\text{UE}}} |[\mathbf{G}_{\text{DL}}]_{i,j}|^2}$$

end for

3. $\lambda_{\text{curr}} = f(\mathbf{c}_{\text{curr}})$ according to (45).
4. $e = |\lambda_{\text{prev}} - \lambda_{\text{curr}}|^2 / |\lambda_{\text{curr}}|^2$
5. $\mathbf{c}_{\text{prev}} = \mathbf{c}_{\text{curr}}$
6. $n_{\text{iter}} = n_{\text{iter}} + 1$

end while**Record:**

1. $\mathbf{c}_{\text{cal}} = \mathbf{c}_{\text{curr}}$.

时, 不同 ρ 下的系统和速率均保持不变. 由此可知, UE 端 RF 增益只存在相位失配时, 对系统性能没有影响.

图 2 给出了 UE 端 RF 增益幅度失配对系统和速率的影响. 设 UE 端发送和接收 RF 电路增益幅度变化的方差相等, 即 $\delta_{\text{UE,t}}^2 = \delta_{\text{UE,r}}^2 = \delta_{\text{UE}}^2$. 由图 2 可知, 系统的和速率对 δ_{UE}^2 非常敏感, 随着 δ_{UE}^2 的增大, 和速率迅速下降, 符合式 (30) 的理论分析. 值得注意的是, 文献 [13] 也研究了 BD 预编码时 UE 端 RF 失配的情况, 得出幅度失配对系统性能的影响很有限可以忽略的结论, 这与本文的结论不同. 原因在于, 文献 [13] 的系统参数设置中, 每个 UE 配置两根天线且传输信号时只采用单流传输, 因此只考虑了式 (30) 中 $\hat{\Lambda}_{m_{\text{UE}}}$ 的最大特征值. 而在本文中, 每个 UE 配置 4 根天线, 且采用 4 数据流的传输, 因此 UE 端 RF 增益的幅度失配会产生严重的 ISI, 造成系统性能的极大损失.

5.2 ICD 校准算法性能

图 3~6 对本文所提 ICD 算法的性能进行了验证. 设 AP 端与 UE 端均存在 RF 失配的情况, 且

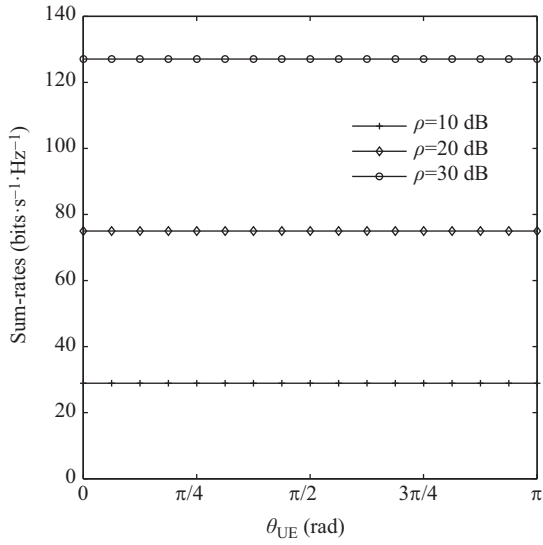


图 1 UE 端 RF 增益相位失配对系统和速率的影响
Figure 1 Sum-rates versus the phase range of RF mismatches θ_{UE} at the UEs

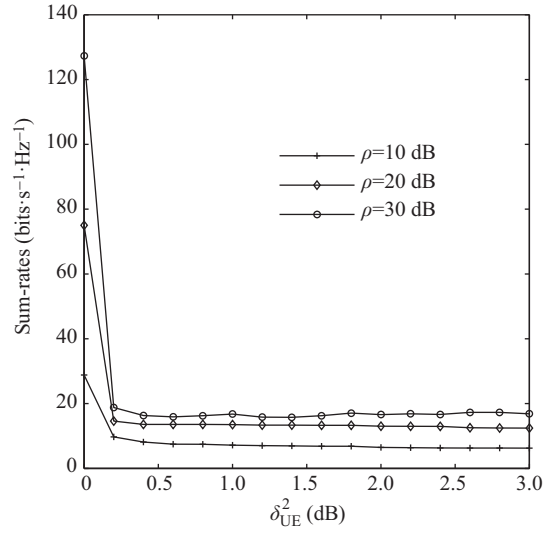


图 2 UE 端 RF 增益幅度失配对系统和速率的影响
Figure 2 Sum-rates versus the amplitude variance of RF mismatches δ_{UE}^2 at the UEs

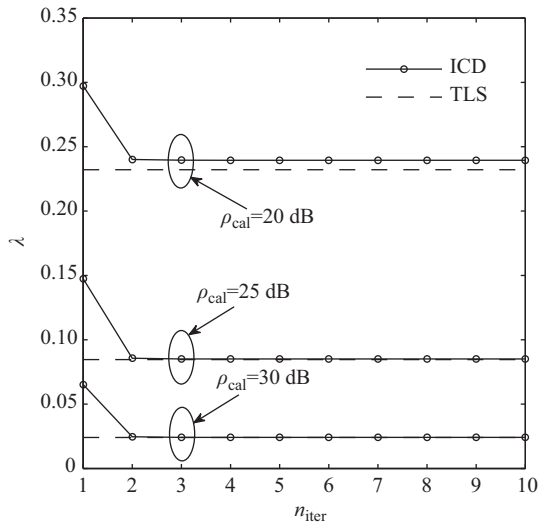


图 3 函数 $f(\mathbf{c}_{cal})$ 的值 λ 在迭代中的收敛情况
Figure 3 λ versus the number of the iteration times n_{iter}

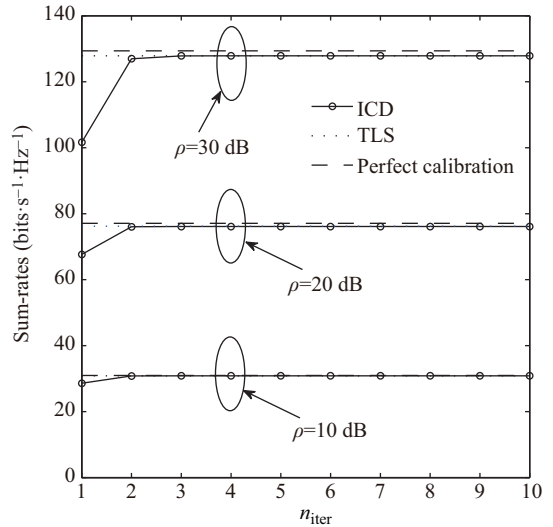


图 4 系统和速率在迭代中的收敛情况
Figure 4 Sum-rates versus the number of the iteration times n_{iter}

设 $\delta_{AP}^2 = \delta_{UE}^2 = 2$ dB, $\theta_{AP} = \theta_{UE} = \pi/4$.

图 3 和 4 为 ICD 校准算法的收敛性分析. 根据式 (45), 将函数 $f(\mathbf{c}_{cal})$ 的值定义为 λ , 算法的目标就是要最小化 λ . 图 3 比较了 TLS 和 ICD 两种算法得到的 λ 值, ρ_{cal} 分别设为 20 dB, 25 dB 和 30 dB. 如图 3 所示, ICD 算法收敛速度很快, 只经过小于 3 次的迭代后, λ 就收敛到几乎与 TLS 相同的值. 而在图 4 中, 给定 $\rho_{cal} = 30$ dB, 采用 ICD 算法进行校准, 系统的性能在小于 3 次的迭代后基本

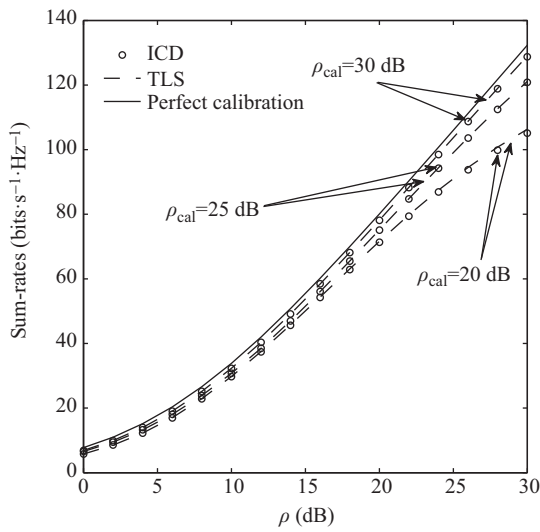


图 5 系统和速率随 ρ 的变化曲线

Figure 5 Sum-rates versus the average SNR of transmission signals ρ

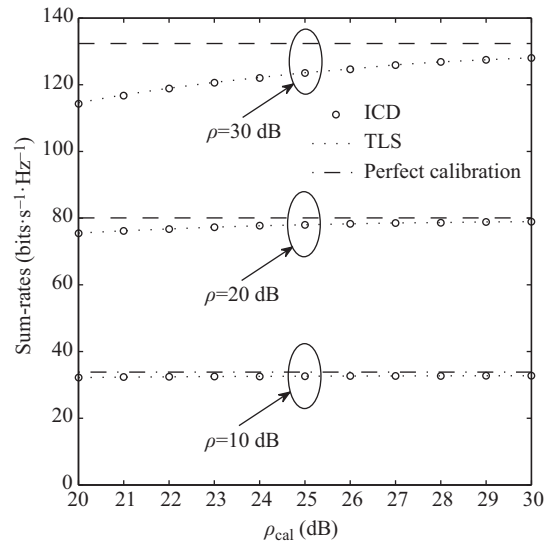


图 6 系统和速率随 ρ_{cal} 的变化曲线

Figure 6 Sum-rates versus the average SNR of calibration signals ρ_{cal}

与 TLS 相同. 由算法 1 可知, ICD 算法的总体复杂度为 $[n_{iter} \cdot \mathcal{O}(M_{UE}N_{UE} \times M_{AP}N_{AP})]$, 与 TLS 相比, 大大降低了实现的复杂度.

图 5 和 6 比较了 TLS 和 ICD 两种算法校准后的系统性能. 图 5 为系统和速率随 ρ 的变化曲线, ρ_{cal} 分别设为 20 dB, 25 dB 和 30 dB. 而图 6 为系统和速率随 ρ_{cal} 的变化曲线, ρ 分别设为 10 dB, 20 dB 和 30 dB. 可知, 随着 ρ 或 ρ_{cal} 的增加, 两种算法校准后的系统性能也都逐渐提高, 趋近于完美校准的性能. 同时, 收敛后的 ICD 算法性能也基本与 TLS 算法一致.

6 总结

本文主要研究了分布式大规模 MIMO 时分双工系统中的互易性校准问题. 当 AP 端和 UE 端均配置多根天线时, 系统采用 BD 预编码发送下行信号. 尽管在 AP 端通过完美的部分校准可以消除用户间干扰, 但是 UE 端的 RF 失配仍然会造成严重的流间干扰, 由此带来系统性能的极大损失, 所以进行全端校准还是非常有必要的. 因此, 针对基于 BD 预编码的全端校准问题, 推导了总体最小二乘算法的优化目标函数表达式. 同时, 为了避免总体最小二乘算法需要特征值分解所带来的较高复杂度, 提出了迭代坐标下降校准算法. 仿真表明, 迭代坐标下降算法具有收敛速度快、实现简单的特点, 与 TLS 相比, 在性能几乎相同的情况, 复杂度大大降低.

参考文献

- 1 Erik L, Edfors O, Tufvesson F, et al. Massive MIMO for next generation wireless systems. *IEEE Commun Mag*, 2014, 2: 186-195
- 2 You X H, Pan Z W, Gao X Q, et al. The 5G mobile communication: the development trends and its emerging key techniques. *Sci Sin Inform*, 2014, 44: 551-563 [尤肖虎, 潘志文, 高西奇, 等. 5G 移动通信发展趋势与若干关键技术. *中国科学: 信息科学*, 2014, 44: 551-563]

- 3 Ma Z, Zhang Z Q, Ding Z G, et al. Key techniques for 5G wireless communications: network architecture, physical layer, and MAC layer perspectives. *Sci China Inf Sci*, 2015, 58: 041301
- 4 Wang D M, Zhao Z L, Huang Y Q, et al. Large-scale multi-user distributed antenna system for 5G wireless communications. In: *IEEE 81st Vehicular Technology Conference (VTC Spring)*, Glasgow, 2015. 1–5
- 5 Bourdoux A, Come B, Khaled N. Non-reciprocal transceivers in OFDM/SDMA systems: impact and mitigation. In: *Proceedings of IEEE Radio and Wireless Conference (RAWCON 03)*, Boston, 2003. 183–186
- 6 Huang F, Geng J, Wang Y F, et al. Performance analysis of antenna calibration in coordinated multi-point transmission system. In: *Proceedings of IEEE Vehicular Technology Conference (VTC-Spring)*, Taipei, 2010. 1–5
- 7 Zhang W C, Ren H, Pan C H, et al. Large-scale antenna systems with UL/DL hardware mismatch: achievable rates analysis and calibration. *IEEE Trans Commun*, 2015, 4: 1216–1229
- 8 Shi J, Luo Q, Sun H. Channel reciprocity of compact antenna array and the calibration. In: *IEEE 22nd International Symposium on Personal Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC)*, Toronto, 2011. 1953–1957
- 9 Shepard C, Yu H, Anand N, et al. Argos: practical many-antenna base stations. In: *Proceedings of the 18th Annual International Conference on Mobile Computing and Networking*, Istanbul, 2012. 53–64
- 10 Rogalin R, Bursalioglu O Y, Papadopoulos H, et al. Scalable synchronization and reciprocity calibration for distributed multiuser MIMO. *IEEE Trans Wirel Commun*, 2014, 13: 1815–1831
- 11 Sung H, Lee S R, Lee I Y. Generalized channel inversion methods for multiuser MIMO systems. *IEEE Trans Commun*, 2009, 11: 3489–3499
- 12 Kalteneberger F, Jiang H, Guillaud M, et al. Relative channel reciprocity calibration in MIMO/TDD systems. In: *Proceedings of IEEE Future Network and Mobile Summit*, Florence, 2010. 1–10
- 13 Huang F, Wang Y F, Yang J, et al. Antenna mismatch and calibration problem in coordinated multi-point transmission system. *IET Commun*, 2012, 6: 289–299
- 14 Kouassi B, Ghauri I, Deneire L. Reciprocity-based cognitive transmissions using a MU massive MIMO approach. In: *Proceedings of IEEE International Conference on Communications (ICC)*, Budapest, 2013. 2738–2742
- 15 Golub G H. Some modified matrix eigenvalue problems. *Siam Rev*, 1973, 15: 318–334
- 16 Golub G H, Van C F. *Matrix Computations*. Baltimore: Johns Hopkins University Press, 2012
- 17 Bertsekas D P, Tsitsiklis J N. *Parallel and Distributed Computation: Numerical Methods*. Upper Saddle River: Prentice-Hall, 1989
- 18 Luo Z Q, Tseng P. On the convergence of the coordinate descent method for convex differentiable minimization. *J Optimiz Theory Appl*, 1992, 72: 7–35

Iterative coordinate descent reciprocity calibration for distributed large-scale MIMO systems with block diagonalization precoding

Hao WEI, Dongming WANG* & Xiaohu YOU

National Mobile Communications Research Laboratory, Southeast University, Nanjing 210096, China

*E-mail: wangdm@seu.edu.cn

Abstract Large-scale multiple-input multiple-output (MIMO) is a promising technique for next generation wireless communication systems. Thanks to channel reciprocity, the time-division duplexing operation is usually used for distributed large-scale MIMO systems to perform downlink precoding by uplink channel estimation. However, the entire channel is composed of not only the wireless propagation channel but also the transceiver radio frequency circuits at both sides of the link. The channel reciprocity is often jeopardized by nonsymmetric transceiver radio frequency circuits. This paper is focused on the reciprocity calibration for the distributed large-scale MIMO systems with block diagonalization precoding, where both access points (APs) and user equipment (UE) have multiple antennas. Theoretical analysis and simulation results show that radio frequency mismatches at the UEs still cause severe interstream interference and significant performance loss with perfect partial calibration at the

APs. Then, in order to avoid using an eigenvalue decomposition operation of the total least squares method to perform the full calibration, an iterative algorithm named the iterative coordinate descent method is proposed to significantly reduce the complexity and essentially achieve the performance of the total least squares method.

Keywords reciprocity calibration, large-scale MIMO, coordinate descent, total least squares, block diagonalization



Hao WEI was born in 1988. He received his B.S. in electronic information engineering and his M.S. in signal and information processing from Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing, China, in 2010 and 2013, respectively. He is currently working toward a Ph.D. in information and communication engineering at the National Mobile Communications Research Laboratory of Southeast University, Nanjing, China. His current

research interests include massive MIMO, reciprocity calibration, and physical layer security.



Dongming WANG was born in 1977. He received his B.S. from Chongqing University of Posts and Telecommunications in 1999, M.S. from Nanjing University of Posts and Telecommunications in 2002, and Ph.D. from Southeast University in 2006. He joined the National Mobile Communications Research Laboratory at Southeast University, China, in 2006, where he has been an associate professor since 2010. His current

research interests include turbo detection, channel estimation, distributed antenna systems, and large-scale MIMO systems.



Xiaohu YOU was born in 1962. He received his master's and Ph.D. degrees from Southeast University, Nanjing, China, in Electrical Engineering in 1985 and 1988, respectively. Since 1990 he has been working at the National Mobile Communications Research Laboratory of Southeast University, where he has held the rank of professor since

1992, Changjiang scholar program professor since 2000, and director since 2002. His research interests include wireless transmission, wireless networking, and signal processing and its applications.