

文章编号:1007-5321(2018)03-0056-07

DOI:10.13190/j.jbupt.2017-164

大规模 MIMO 时分双工系统信道互易性研究

陈颖¹, 尹良², 孙君¹, 李书芳²

(1. 南京邮电大学 通信与信息工程学院, 南京 210003; 2. 北京邮电大学 信息与通信工程学院, 北京 100876)

摘要: 时分双工的大规模多输入多输出(MIMO)系统中,信道估计和互易性校准决定了系统能否有效利用信道互易性. 为了分析信道估计对系统性能的影响,推导出信道估计的均方误差,并得出了单用户 MIMO 系统的上下行信道容量的闭合表达式. 此外,为了减小在线校准的误差,根据互耦的性质提出了新的互耦干扰模型,并借助基站具有的功率控制以及协调功能,设计出了一种能够减轻互耦干扰的校准方案. 仿真结果表明,该方案具有可行性.

关键词: 大规模多输入多输出; 互易性; 校准; 信道估计; 互耦

中图分类号: TN929.532

文献标志码: A

Research on Channel Reciprocity of Massive MIMO Time Division Duplex System

CHEN Ying¹, YIN Liang², SUN Jun¹, LI Shu-fang²

(1. School of Communication and Information Engineering, Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing 210003, China;

2. School of Information and Communication Engineering, Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing 100876, China)

Abstract: In time division duplex massive multiple-input multiple-output (MIMO) systems, the channel estimation and reciprocity calibration determine whether the system can effectively utilize channel reciprocity. In order to analyze the effect of channel estimation on the system performance, the mean square error of channel estimation is deduced and the closed-form expression of uplink and downlink channel capacity in single-user MIMO system is obtained. To reduce the error of on-line calibration, a new mutual coupling interference model was proposed by using the property of mutual coupling. With the help of base station power control and coordination functions, a calibration scheme was designed to reduce the mutual coupling interference. Simulations verify the feasibility of this scheme.

Key words: massive multiple-input multiple-output; reciprocity; calibration; channel estimation; mutual coupling

大规模多输入多输出(MIMO, multiple-input multiple-output)技术通过在基站(BS, base station)端配置更多的天线来获得更高的频谱利用率和能源效率^[1]. 时分双工(TDD, time division duplex)的大规模 MIMO 系统可以利用信道互易性,借助上行的导频便可估计出下行的信道状态信息^[2]. 实际中,

硬件缺陷、射频不匹配、天线间的互耦以及信道估计误差等因素,使得信道互易性不能被系统有效利用. Björnson 等^[3]将硬件缺陷建模为与功率有关的加性噪声,并提出了线性最小均方误差(LMMSE, linear minimum mean square error)的信道估计方法;Petermann 等^[4]和 Wei 等^[5]提出了基于电路理论的互耦

收稿日期: 2017-08-18

基金项目: 国家自然科学基金项目(61427801)

作者简介: 陈颖(1993—),男,硕士生;尹良(1983—),男,讲师, E-mail: YinL@bupt.edu.cn.

模型;Vieira 等^[6]经过实验提出了互耦的信道模型;Luo^[7]对存在信道估计误差的系统进行了分析. 笔者分析了 LMMSE 和最小二乘 (LS, least square) 信道估计在硬件缺陷和射频不匹配情况下的性能.

互易性校准可以对射频不匹配进行补偿. Petermann 等^[4]对比了基于硬件的自校准和基于 Argos 的相对校准的性能;Nishimori 等^[8]提出了能够在线校准的自校准方法;Liu 等^[9]为了减小校准周期而引入了大量参考天线;Wei 等^[10]则是利用相邻天线间的强互耦进行校准;Luo 等^[11]提出了使用有线信道作为校准反馈的方案. 为了克服传统互易性校准成本高、反馈量大以及占用天线数多等缺点,笔者对 BS 内的相对校准方案进行了改进. 为了降低和均匀校准中的互耦干扰,提出了通过天线位置预先估计互耦干扰统计特性再利用导频的功率调节来限制互耦干扰的方案. 通过对均匀线性阵列 (ULA, uniform linear array) 和均匀圆形阵列 (UCA, uniform circle array) 的仿真分析可知,所提方案与传统方案相比具有优越性.

1 系统模型

实际中 BS 端的射频电路有着良好的散热性能,其链路响应变化缓慢,随温湿度度的改变而呈分钟级变化^[12],若忽略相位噪声,相干时间内的射频链路响应可视为常数;而用户设备 (UE, user equipment) 端射频电路存在散热和电源等方面的缺陷,其链路响应变化较快,使用与发射功率成正比的加性噪声来代表硬件缺陷,则链路模型如图 1 所示.

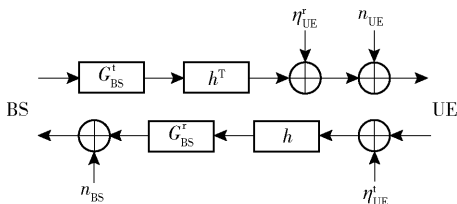


图 1 上下行链路模型

若 BS 处有 M 根天线,对应的单用户 MIMO 系统的上下行接收信号表示为

$$\mathbf{y}_{UL} = \mathbf{G}_{BS}^r \mathbf{h} (d + \eta_{UE}^t) + \mathbf{n}_{BS} \quad (1a)$$

$$\mathbf{y}_{DL} = \mathbf{h}^T \mathbf{G}_{BS}^t \mathbf{s} + \eta_{UE}^r + n_{UE} \quad (1b)$$

其中: $\mathbf{G}_{BS}^r = \text{diag}(g_{BS}^{r1}, g_{BS}^{r2}, \dots, g_{BS}^{rM})$ 和 $\mathbf{G}_{BS}^t = \text{diag}(g_{BS}^{t1}, g_{BS}^{t2}, \dots, g_{BS}^{tM})$ 分别为 BS 端射频链路的接收和发射增益,在理想情况下 $\mathbf{G}_{BS}^r = \mathbf{G}_{BS}^t = \mathbf{I}_M$,射频不匹配的情况下 $\mathbf{G}_{BS}^r \neq \mathbf{G}_{BS}^t$; $\mathbf{h} \sim \text{CN}(\mathbf{0}, \mathbf{I}_M)$ 为独立同分布的瑞利

信道; $d \sim \text{CN}(0, 1)$ 为 UE 发射的导频符号,其功率为 1; $\mathbf{s} = \mathbf{w}\mathbf{x}$ 为经过预编码后的下行信号, \mathbf{w} 为预编码向量, \mathbf{x} 为发射给单个用户的符号; $\eta_{UE}^t \sim \text{CN}(0, \text{tr}(\mathbf{Q})\delta_r^2)$ 及 $\eta_{UE}^r \sim \text{CN}(0, E[dd^H]\delta_t^2)$ 分别为 UE 端的硬件缺陷,3GPP 的 LTE 标准中 δ_t 和 δ_r 与 UE 的误差矢量幅度有关满足 $\delta \in [0.08, 0.175]$, \mathbf{Q} 为接收信号的协方差矩阵; \mathbf{n}_{BS} 和 \mathbf{n}_{UE} 分别为 BS 和 UE 处的等效热噪声,且有 $\mathbf{n}_{BS} \sim \text{CN}(\mathbf{0}, \rho^{-1} \mathbf{I}_M)$ 、 $\mathbf{n}_{UE} \sim \text{CN}(0, \rho^{-1})$, ρ 为信号的信噪比 (SNR, signal noise ratio). 为了方便,将 \mathbf{G}_{BS}^r 和 \mathbf{G}_{BS}^t 改写为 \mathbf{G}_r 和 \mathbf{G}_t , η_{UE}^r 和 η_{UE}^t 改写为 η_r 和 η_t 并与 \mathbf{h} 、 \mathbf{n}_{BS} 、 \mathbf{n}_{UE} 和 d 相互独立. 文中 $\text{diag}(\cdot)$ 表示对角阵, $(\cdot)^T$ 、 $(\cdot)^H$ 、 $(\cdot)^*$ 及 $\text{tr}(\cdot)$ 分别为矩阵的转置、共轭转置、共轭和迹, $E(\cdot)$ 和 $\|\cdot\|$ 分别表示期望和向量的范数.

2 信道估计误差

2.1 上行信道估计的误差

Björnson 等^[3]提出的 LMMSE 信道估计方法可以减轻硬件缺陷对信道估计的影响,对于图 1 所示的模型则有

$$\tilde{\mathbf{h}}_{LMMSE} = \underbrace{d^* \mathbf{R}_{G_h} \mathbf{R}_y^{-1}}_A \mathbf{y}_{UL} \quad (2)$$

其中: \mathbf{R}_{G_h} 和 \mathbf{R}_y 分别为 $\mathbf{G}_t \mathbf{h}$ 以及 \mathbf{y}_{UL} 的自协方差矩阵,不计相噪, \mathbf{G}_t 在相干时间内为常数阵,由于导频的功率为 1,则有

$$A = \frac{\mathbf{G}_r \mathbf{G}_r^H}{\mathbf{G}_r \mathbf{G}_r^H (1 + \delta_t^2) + \rho^{-1} \mathbf{I}_M} \quad (3)$$

令估计的信道为 $\tilde{\mathbf{h}} = \mathbf{G} \mathbf{h} + \Delta$, 其中 $\mathbf{G} \mathbf{h}$ 为真实信道, Δ 为误差矢量,得到 $\tilde{\mathbf{h}}_{LMMSE} = \mathbf{G}_r \mathbf{h} + \Delta_1$, 则有

$$\tilde{\mathbf{h}}_{LMMSE} \sim \text{CN}(\mathbf{0}, \mathbf{A} \mathbf{A}^H \mathbf{G}_r \mathbf{G}_r^H (1 + \delta_t^2) + \mathbf{A} \mathbf{A}^H \rho^{-1}) \quad (4)$$

并且 $\mathbf{G}_t \mathbf{h} \sim \text{CN}(\mathbf{0}, \mathbf{G}_t \mathbf{G}_t^H)$ 、 $\Delta_1 \sim \text{CN}(\mathbf{0}, \mathbf{C}_1)$ 以及 $\gamma_1 = \text{tr}(\mathbf{C}_1)$, 其中 $\mathbf{C}_1 = \mathbf{G}_r \mathbf{G}_r^H [\mathbf{A} \mathbf{A}^H (1 + \delta_t^2) - 2\mathbf{A} + \mathbf{I}_M] + \mathbf{A} \mathbf{A}^H \rho^{-1}$, γ_1 为 LMMSE 信道估计的均方误差. 对于 LS 信道估计,有 $\tilde{\mathbf{h}}_{LS} = \mathbf{G}_t \mathbf{h} + \Delta_2$, 各项满足 $\tilde{\mathbf{h}}_{LS} \sim \text{CN}(\mathbf{0}, \mathbf{G}_t \mathbf{G}_t^H (1 + \delta_t^2) + \rho^{-1} \mathbf{I}_M)$ 、 $\Delta_2 \sim \text{CN}(\mathbf{0}, \mathbf{C}_2)$ 及 $\mathbf{G}_t \mathbf{h} \sim \text{CN}(\mathbf{0}, \mathbf{G}_t \mathbf{G}_t^H)$, 且 $\gamma_2 = \text{tr}(\mathbf{C}_2)$, 其中 $\mathbf{C}_2 = \mathbf{G}_r \mathbf{G}_r^H \delta_t^2 + \rho^{-1} \mathbf{I}_M$, γ_2 为 LS 信道估计的均方误差.

2.2 相对于下行信道的误差

TDD 系统中,BS 的发射和接收链路的响应不完全相同,使得相干时间内估计的信道与实际信道存

在差异. 忽略相噪, 相干时间内 \mathbf{G}_r 和 \mathbf{G}_t 为常数阵, 将 \mathbf{G}_r 和 \mathbf{G}_t 描述为加法关系 $\mathbf{G}_r = \mathbf{G}_t + \mathbf{A}_a$, \mathbf{A}_a 为 $\text{diag}(\lambda_{a1}, \lambda_{a2}, \dots, \lambda_{aM})$, 各对角元素相互独立且 $\lambda_{ai} \sim \text{CN}(0, \sigma_a^2)$, σ_a 为不匹配程度. 此时 LMMSE 信道估计的线性变换矩阵改为

$$\mathbf{A}_1 = \frac{\mathbf{G}_t \mathbf{G}_t^H + \sigma_a^2 \mathbf{I}_M}{(\mathbf{G}_t \mathbf{G}_t^H + \sigma_a^2 \mathbf{I}_M)(1 + \delta_t^2) + \rho^{-1} \mathbf{I}_M} \quad (5)$$

$\tilde{\mathbf{h}}_{\text{LMMSE}} = \mathbf{A}_1 \mathbf{y}_{\text{UL}}$ 经处理后, 得到 $\tilde{\mathbf{h}}_{\text{LMMSE}} = \mathbf{G}_t \mathbf{h} + \mathbf{\Delta}_3$, 其中 $\mathbf{\Delta}_3 \sim \text{CN}(\mathbf{0}, \mathbf{C}_3)$, 并且 $\mathbf{C}_3 = \sigma_a^2 \mathbf{A}_1 \mathbf{A}_1^H (1 + \delta_t^2) + \rho^{-1} \mathbf{A}_1 \mathbf{A}_1^H + \mathbf{G}_t \mathbf{G}_t^H [\mathbf{A}_1 \mathbf{A}_1^H (1 + \delta_t^2) - 2\mathbf{A}_1 + \mathbf{I}_M]$.

LS 信道估计的上行信道为 $\tilde{\mathbf{h}}_{\text{LS}} = (\mathbf{G}_t + \mathbf{A}_a) \mathbf{h} + \mathbf{n}_{\text{BS}} + (\mathbf{G}_t + \mathbf{A}_a) \mathbf{h} \eta_t$, 改写为 $\tilde{\mathbf{h}}_{\text{LS}} = \mathbf{G}_t \mathbf{h} + \mathbf{\Delta}_4$, 其中 $\mathbf{\Delta}_4 \sim \text{CN}(\mathbf{0}, \mathbf{C}_4)$, 误差的协方差矩阵为 $\mathbf{C}_4 = \mathbf{G}_t \mathbf{G}_t^H \delta_t^2 + \sigma_a^2 \mathbf{I}_M (1 + \delta_t^2) + \rho^{-1} \mathbf{I}_M$.

3 信道容量

TDD 系统中, 系统将估计出的上行信道用于上行信号的检测, 此后又将其应用于下行的预编码, 因此信道估计直接影响着整个系统的性能, 下面将分析信道估计对上下行信道容量的影响.

3.1 上行信道容量

利用 2.1 节中的结论, 得到以下关系:

$$\text{var}(\tilde{\mathbf{h}}_{\text{LMMSE}}) \approx \text{var}(\mathbf{G}_t \mathbf{h}) + \text{var}(\mathbf{\Delta}_1) \quad (6a)$$

$$\text{var}(\tilde{\mathbf{h}}_{\text{LS}}) = \text{var}(\mathbf{G}_t \mathbf{h}) + \text{var}(\mathbf{\Delta}_2) \quad (6b)$$

设 $\mathbf{G}_r = \mathbf{I}_M$, 则 $\mathbf{A} = \mathbf{I}_M / (1 + \delta_t^2 + \rho^{-1})$, 由于存在 $\text{cov}(\mathbf{G}_t \mathbf{h}, \mathbf{\Delta}_1) = (\delta_t^2 + \rho^{-1}) / (1 + \delta_t^2 + \rho^{-1}) \mathbf{I}_M \neq \mathbf{0}$, 选择分析高 SNR 的情况, 则 $\mathbf{G}_t \mathbf{h}$ 和 $\mathbf{\Delta}_1$ 接近相互独立. 简化估计的信道为

$$\tilde{\mathbf{h}}_{\text{LMMSE}} = \sqrt{1/(1 + \tau_{\text{LM}})} \mathbf{h} + \sqrt{\tau_{\text{LM}}/(1 + \tau_{\text{LM}})} \mathbf{\Delta}_1 \quad (7)$$

其中 $\sqrt{1/(1 + \tau_{\text{LM}})}$ 及 $\sqrt{\tau_{\text{LM}}/(1 + \tau_{\text{LM}})}$ 分别表示实际信道和误差的加权系数, τ_{LM} 为误差与实际信道功率的比值:

$$\tau_{\text{LM}} = \frac{\text{tr}(\mathbf{C}_1)}{\text{tr}[E(\mathbf{h} \mathbf{h}^H)]} = \frac{\gamma_1}{M} = \frac{\delta_t^2 + \rho^{-1}}{1 + \delta_t^2 + \rho^{-1}} \quad (8)$$

对于 LS 信道估计, 有

$$\tilde{\mathbf{h}}_{\text{LS}} = \sqrt{1/(1 + \tau_{\text{LS}})} \mathbf{h} + \sqrt{\tau_{\text{LS}}/(1 + \tau_{\text{LS}})} \mathbf{\Delta}_2 \quad (9)$$

其中:

$$\tau_{\text{LS}} = \frac{\text{tr}(\mathbf{C}_2)}{\text{tr}[E(\mathbf{h} \mathbf{h}^H)]} = \frac{\gamma_2}{M} = \delta_t^2 + \rho^{-1} \quad (10)$$

接收的上行信号为 $\mathbf{y}_{\text{UL}} = \mathbf{h}(s + \eta_t) + \mathbf{n}_{\text{BS}}$, 其中 $s \sim \text{CN}(0, 1)$ 为 UE 发送的数据符号, 且与导频 d 具有相同的 SNR. 上行的信号检测为 $\hat{\mathbf{y}} = \boldsymbol{\omega} \mathbf{y}_{\text{UL}}$, 其中 $\boldsymbol{\omega}$ 为信号检测向量. 常见的线性信号检测有最大比合并 (MRC, maximum ratio combining)、迫零 (ZF, zero forcing) 和最小均方误差 (MMSE, minimum mean squared error), 信号检测向量分别如式 (11) 所示, 三者均含有 $\hat{\mathbf{h}}^H$, 唯独系数不同. 如 ZF 信号检测的系数为 $(\hat{\mathbf{h}}^H \hat{\mathbf{h}})^{-1}$, 这些系数使得有用与无用信号的功率同时被放大或缩小, 故在单用户情况下 3 种信号检测后的信号与干扰加噪声比 (SINR, signal to interference plus noise ratio) 相等.

$$\left. \begin{aligned} \tilde{\boldsymbol{\omega}}_{\text{MRC}} &= \hat{\mathbf{h}}^H \\ \tilde{\boldsymbol{\omega}}_{\text{ZF}} &= (\hat{\mathbf{h}}^H \hat{\mathbf{h}})^{-1} \hat{\mathbf{h}}^H \\ \tilde{\boldsymbol{\omega}}_{\text{MMSE}} &= (\hat{\mathbf{h}}^H \hat{\mathbf{h}} + \rho^{-1})^{-1} \hat{\mathbf{h}}^H \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

选择典型的 MRC 信号检测, 则有

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{y}} &= \hat{\mathbf{h}}^H \mathbf{h} s + \hat{\mathbf{h}}^H \mathbf{h} \eta_t + \hat{\mathbf{h}}^H \mathbf{n}_{\text{BS}} = \\ &= \sqrt{1/1 + \tau} (\mathbf{h}^H \mathbf{h} s + \mathbf{h}^H \mathbf{h} \eta_t + \mathbf{h}^H \mathbf{n}_{\text{BS}}) + \\ &= \sqrt{\tau/1 + \tau} (\mathbf{\Delta}^H \mathbf{h} s + \mathbf{\Delta}^H \mathbf{h} \eta_t + \mathbf{\Delta}^H \mathbf{n}_{\text{BS}}) \end{aligned} \quad (12)$$

得到

$$\begin{aligned} \text{tr}(E(\hat{\mathbf{y}} \hat{\mathbf{y}}^H)) &= \sqrt{1/1 + \tau} (M^2 + M^2 \delta_t^2 + M \rho^{-1}) + \\ &= \sqrt{\tau/1 + \tau} \gamma (1 + \delta_t^2 + \rho^{-1}) \end{aligned} \quad (13)$$

其中 γ 为 LMMSE 或 LS 信道估计的均方误差; τ 为 LMMSE 或 LS 信道估计误差与实际信道的比值. 将有用与无用信号分开, 得到式 (14) 和式 (15), 其中 \Re_{UL} 为上行导频的 SINR; C_{UL} 为上行信道容量. 可见 \Re_{UL} 与 ρ 、BS 端天线个数 M 、UE 处硬件缺陷程度 δ_t 以及使用的信道估计方式 τ 有关. 信道容量为 ρ 与 M 的增函数, 对 δ_t 表现为减函数的性质, 大规模 MIMO 天线数可达数百甚至更多, 极大地提高了上行的信道容量, 而严重的硬件缺陷则会降低信道容量.

$$\begin{aligned} \Re_{\text{UL}} &= \frac{M^2}{M^2 \delta_t^2 + M \rho^{-1} + \tau \gamma (1 + \delta_t^2 + \rho^{-1})} = \\ &= \left[\delta_t^2 + \frac{\rho^{-1}}{M} + \frac{\tau^2}{M} (1 + \delta_t^2 + \rho^{-1}) \right]^{-1} \end{aligned} \quad (14)$$

$$C_{\text{UL}} = \text{lb}(1 + \Re_{\text{UL}}) \quad (15)$$

令 ρ 与 M 为无穷大, 则信道容量上限为 $C_{\text{max}}^{\text{UL}} = \text{lb}(1 + \delta_t^{-2})$, 可见 UE 处存在的硬件缺陷使得信道容量难以达到理想状态.

3.2 下行信道容量

上文分析了估计误差与射频不匹配的关系,得到如下关系:

$$\text{var}(\tilde{\mathbf{h}}_{\text{LMMSE}}) \approx \text{var}(\mathbf{G}_t \mathbf{h}) + \text{var}(\mathbf{\Delta}_3) \quad (16a)$$

$$\text{var}(\tilde{\mathbf{h}}_{\text{LS}}) = \text{var}(\mathbf{G}_t \mathbf{h}) + \text{var}(\mathbf{\Delta}_4) \quad (16b)$$

设 $\mathbf{G}_t = \mathbf{I}_M$, 则 $\mathbf{A}_1 = (1 + \sigma_a^2) \mathbf{I}_M / ((1 + \delta_t^2)(1 + \sigma_a^2) + \rho^{-1})$, $\text{cov}(\mathbf{G}_t \mathbf{h}, \mathbf{\Delta}_3) = \mathbf{I}_M (1 - (1 + \sigma_a^2) / ((1 + \sigma_a^2)(1 + \delta_t^2) + \rho^{-1}))$ 使式(16a)不相等, 为了使 $\mathbf{G}_t \mathbf{h}$ 与 $\mathbf{\Delta}_3$ 接近相互独立, 选择分析 δ_t 较小和高 SNR 的情况. 同理, $\tilde{\mathbf{h}}_{\text{LMMSE}} = \sqrt{1/(1 + \kappa_{\text{LM}})} \mathbf{h} + \sqrt{\kappa_{\text{LM}}/(1 + \kappa_{\text{LM}})} \mathbf{\Delta}_3$,

$$\tilde{\mathbf{h}}_{\text{LS}} = \sqrt{1/(1 + \kappa_{\text{LS}})} \mathbf{h} + \sqrt{\kappa_{\text{LS}}/(1 + \kappa_{\text{LS}})} \mathbf{\Delta}_4$$

$$\kappa_{\text{LM}} = \frac{\sigma_a^4 - 1}{(1 + \sigma_a^2)(1 + \delta_t^2) + \rho^{-1}} + 1 \quad (17)$$

$$\kappa_{\text{LS}} = \delta_t^2 + \sigma_a^2(1 + \delta_t^2) + \rho^{-1} \quad (18)$$

假设上下行 SNR 相同, 接收的下行信号为 $\mathbf{y}_{\text{DL}} = \mathbf{h}^T \mathbf{w} \mathbf{x} + \eta_r + n_{\text{UE}}$, 其中, $\mathbf{w} = \alpha^{-1} \mathbf{w}_{\Delta}$ 为下行归一化的预编码向量, $\alpha = \|\mathbf{w}_{\Delta}\|_2$ 为功率约束系数, \mathbf{w}_{Δ} 为预编码向量. 常见的线性预编码有最大比发送 (MRT, maximum ratio transmission)、ZF 和 MMSE, 预编码向量分别如式(19)所示, 三者均含有 $\tilde{\mathbf{h}}^*$, 但系数不同. 根据范数的性质 $\|c\mathbf{a}\| = |c| \|\mathbf{a}\|$, 则单用户 MIMO 经过各预编码后的 SNR 相等, 故选取具代表性的 MRT 进行分析.

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{w}_{\text{MRT}} &= \tilde{\mathbf{h}}^* \\ \mathbf{w}_{\text{ZF}} &= \tilde{\mathbf{h}}^* (\tilde{\mathbf{h}}^T \tilde{\mathbf{h}}^*)^{-1} \\ \mathbf{w}_{\text{MMSE}} &= \tilde{\mathbf{h}}^* (\tilde{\mathbf{h}}^T \tilde{\mathbf{h}}^* + \rho^{-1})^{-1} \end{aligned} \right\} \quad (19)$$

利用估计与实际信道的功率关系

$$\|\tilde{\mathbf{h}}\|_2^2 = (1 + \kappa) \|\mathbf{h}\|_2^2$$

则有功率约束系数 $\alpha = \|\tilde{\mathbf{h}}\|_2 = \sqrt{(1 + \kappa)M}$, 接收的信号为

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_{\text{DL}} &= \|\tilde{\mathbf{h}}^*\|_2^{-1} \tilde{\mathbf{h}}^T \tilde{\mathbf{h}}^* \mathbf{x} + \eta_r + n_{\text{UE}} = \\ &= \sqrt{1/(1 + \kappa)M} \sqrt{1/(1 + \kappa)} \tilde{\mathbf{h}}^T \tilde{\mathbf{h}}^* \mathbf{x} + \eta_r + \\ &= \sqrt{1/(1 + \kappa)M} \sqrt{\kappa/(1 + \kappa)} \mathbf{h}^T \mathbf{\Delta}^* \mathbf{x} + n_{\text{UE}} \end{aligned} \quad (20)$$

同理, $\text{tr}[E(\mathbf{y}_{\text{DL}} \mathbf{y}_{\text{DL}}^H)] = \frac{M + \kappa^2}{(1 + \kappa)^2} + \frac{M + \kappa^2}{(1 + \kappa)^2} \delta_r^2 + \rho^{-1}$, 其中 κ 为 LMMSE 或 LS 信道估计误差与实际下行信道的比值. 提取有用与无用信号得出下行信号的 SINR (见式(21)) 和下行信道容量 (见式(22)), 下

行的信道容量与 ρ 、 M 、 δ_t 、 δ_r 、射频不匹配程度 σ_a 和估计方式 κ 有关, 为 ρ 与 M 的增函数, 对 δ_t 、 δ_r 和 σ_a 表现为减函数的性质.

$$\mathfrak{R}_{\text{DL}} = \frac{M}{\kappa^2 + (M + \kappa^2) \delta_r^2 + (1 + \kappa)^2 \rho^{-1}} \quad (21)$$

$$C_{\text{DL}} = \text{lb}(1 + \mathfrak{R}_{\text{DL}}) \quad (22)$$

令 ρ 与 M 为无穷大, 则 $C_{\text{max}}^{\text{DL}} = \text{lb}(1 + \delta_r^{-2})$, 可见 UE 处的硬件缺陷使得信道容量达不到理想状态.

4 互易性校准

互易性校准可以消除射频不匹配的影响. Wei 等^[10]将已校准天线作为参考天线对其余天线校准, 使得误差在传递过程中被扩大, 需要限制这种传递关系的延续. 文献[9]中过多的天线参与校准会影响 BS 吞吐量和覆盖范围. 针对上述问题, 利用大规模 MIMO 系统天线数庞大的特点, 选取少量天线参与校准对系统性能影响甚微. 如图2所示, 在 BS 内选取一根参数良好的参考天线, 分别对其余天线校准, 在校准时除了被校和参考天线, 其余天线正常工作, 以保证文献[8]中的在线校准要求. 若 BS 天线射频链路增益为各子载波的连续函数, 可以选取具代表性的子载波进行校准. 由于链路不同, 各天线选取的子载波也不同. 此外, 增益函数是时变的, 校准不是一劳永逸的. 在执行校准时, 校准子载波上的导频会对同频子载波上的用户数据造成干扰, 为此 BS 需要避免将用于校准的子载波分配给用户.

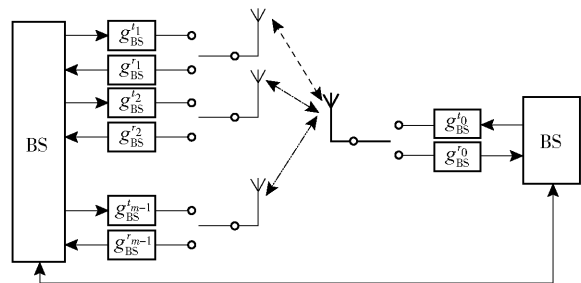


图2 空口校准

4.1 互耦干扰模型

校准时, 工作中的天线发射信号会对校准天线有互耦干扰, 根据天线间耦合强度随间距的增大递减, 以及阵列天线间的互耦信道模型^[6], 对互耦干扰作如下假设: ①工作中阵元功率放大器的噪声会耦合至其他阵元上^[13], 将互耦干扰建立为加性的噪声^[14], 使用零均值复高斯分布的加性噪声表示校准时的互耦干扰; ②互耦干扰强度与干扰信号源强度

有关,设加性噪声的方差与干扰天线发射功率成正比;③天线间距增加,互耦干扰降低,设互耦干扰与距离的 x 次幂成反比。

改写 g_{BS}^n 和 $g_{\text{BS}}^{r_n}$ 为 t_n 和 r_n , 设参考天线的编号为 0, 则对 n 号天线的校准有 $y_{0 \rightarrow n} = r_n(ht_0d + v_a) + n_n$ 和 $y_{n \rightarrow 0} = r_0(ht_nd + v_b) + n_0$. 其中, h 为校准天线间的信道, n_n 和 n_0 分别为 n 和 0 号天线处的等效热噪声, v_a 和 v_b 分别为其他天线对 n 号和 0 号天线的互耦干扰, $d \sim \text{CN}(0, 1)$ 为发送的校准导频. 由于 BS 处功率放大器和低噪声放大器倍率高, 存在最大接收功率的限制, 校准导频功率须远小于其他天线的功率. Vieira 等^[6]并未分析小功率发射情况下的互耦信道模型, 故不确定小功率情况下的互耦信道. 笔者假设小功率情况下校准天线间近似于视距信道, 衰减很小, 各对校准天线间的 h 近似相同. 令 BS 内工作中的各天线功率相等且参数相同, 则 v_a 和 v_b 分别满足

$$v_a \sim \text{CN}\left(0, \beta P \sum_{i \neq 0, n}^{M-1} l_i^{-x}\right) \quad (23a)$$

$$v_b \sim \text{CN}\left(0, \beta P \sum_{j \neq 0, n}^{M-1} l_j^{-x}\right) \quad (23b)$$

其中: x 为实际拟合的参数, 仿真中设置为 2; β 为与天线参数有关的系数; P 为工作中的天线发射功率, 仿真中假设 $\beta P = 1$; l_i 和 l_j 分别为其他天线与被校准天线的距离. 忽略热噪声的影响, 则有 $y_{0 \rightarrow n} = r_n(ht_0d + v_a)$ 以及 $y_{n \rightarrow 0} = r_0(ht_nd + v_b)$. 在校准中 LS 信道估计更具优势, 其估计的信道为 $\tilde{h}_{0 \rightarrow n} = r_n(ht_0 + v_a)$ 以及 $\tilde{h}_{n \rightarrow 0} = r_0(ht_n + v_b)$.

为了使参考与被校准天线受到互耦干扰的影响相同, BS 可以利用天线位置和互耦干扰模型估计出干扰的统计特性, 再通过导频的功率控制, 使参考与被校准天线接收信号的信号干扰比 (SIR, signal to interference ratio) 相等, 且足够大. 使用导频功率控制后的 LS 信道估计为 $\tilde{h}_{0 \rightarrow n} = r_n(ht_0 + v_a/\sqrt{p_1})$ 和 $\tilde{h}_{n \rightarrow 0} = r_0(ht_n + v_b/\sqrt{p_2})$, 其中 p_1, p_2 为参考与被校准天线间的导频功率, 为了使 SIR 相等, 需要满足 $\text{var}(v_a)/p_1 = \text{var}(v_b)/p_2$.

BS 将参考天线得出的估计值通过其内部电路发送给被校准天线, 以减轻反馈对无线资源的占用, 得到对应的 ZF 或 MMSE 预编码的校准系数, 如式 (24) 所示. 一般假设参考天线满足 $r_0/t_0 = 1$, 这里假设 $r_0 = t_0 = 1$, 无干扰情况下的校准系数为 $c_n = t_n/r_n$;

一般情况下校准系数如式 (25) 所示, 其中 $\xi_1 \sim \text{CN}(0, \sigma_a^2)$ 及 $\xi_2 \sim \text{CN}(0, \sigma_a^2)$ 相互独立, σ_a 为射频不匹配程度.

$$c_n = \frac{r_0 t_n + v_b/(h \sqrt{p_2})}{r_n t_0 + v_a/(h \sqrt{p_1})} \quad (24)$$

$$c_n = \frac{1}{1 + \xi_1} \frac{1 + \xi_2 + v_b/(h \sqrt{p_2})}{1 + v_a/(h \sqrt{p_1})} \quad (25)$$

4.2 UCA 的校准

UCA 各天线的间距表示为

$$l_{ij} = \frac{\Theta}{\lambda/2} \sin\left(\frac{\pi i}{M} - \frac{\pi j}{M}\right) \quad (26)$$

其中: λ 为波长, Θ 为 UCA 的直径, i 和 j 为天线编号. 根据圆的对称性, 每一对校准天线受到的互耦干扰相同, 各对之间受到的干扰不同. 为了使互耦干扰最小, 提出如下方案: ①BS 初始化, 设置各天线的位置并编号, 其中 0 号为参考天线; ②利用互耦干扰模型, 得出各天线互耦干扰的方差; ③查找最小的互耦干扰 v_{\min} , 最先校准, 并分配合适的导频功率 p_{ini} ; ④互耦干扰为 v_{other} 的情况下, 则分配导频功率为 $p_{\text{other}} = p_{\text{ini}} \text{var}(v_{\text{other}})/\text{var}(v_{\min})$.

4.3 ULA 的校准

对于 ULA, 参考天线可置于阵列中间 (位置 1) 或任意一端 (位置 2). 不同于 UCA, 每一对校准天线受到的互耦干扰不再相等, 但 4.2 节中的方案仍然适用.

由表 1 可知, 最大与最小导频功率的比值较小, 功率控制范围并不大, 这使上述方案可行.

表 1 天线间距为 $\lambda/2$ 时各阵列的功率控制对比

天线 个数	UCA 功率 最大比值	ULA (位置 1)	ULA (位置 2)	ULA (位置 1)	ULA (位置 2)
		功率	功率	校准	校准
		最大比值	最大比值	相对能耗	相对能耗
20	1.43	1.95	5.19	2.79	2.16
40	1.44	1.97	5.14	3.02	2.30
60	1.44	1.98	5.13	3.11	2.35
80	1.44	1.99	5.12	3.15	2.38
100	1.44	1.99	5.12	3.17	2.39

5 仿真分析

图 3 所示为上行信道容量与 SNR 的关系. 由图 3 可知, 当天线数 M 增加时, LS 和 LMMSE 2 种估计的信道容量均有所提升; 随着 SNR 和 M 的增加, UE 处的硬件缺陷 δ_l 使得信道容量最终趋于常数. 经过

微调 δ_i 的值,发现上行信道容量对 UE 处的硬件缺陷很敏感: δ_i 每增加 10^{-3} ,对应的信道容量下降 $0.03 \text{ bit} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1}$. 在 SNR 为 15 dB 的情况下, $\delta_i = 0.1$ 且 $M = 100$ 使用 LS 信道估计比 $\delta_i = 0.101$ 且 $M = 200$ 使用 LMMSE 信道估计的信道容量高 $0.05 \text{ bit} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1}$. SNR 在 10 ~ 20 dB 之间时,天线数小的系统上行信道容量增长反而更快,这意味着 UE 处的硬件缺陷制约了 MIMO 系统天线数量的优势.

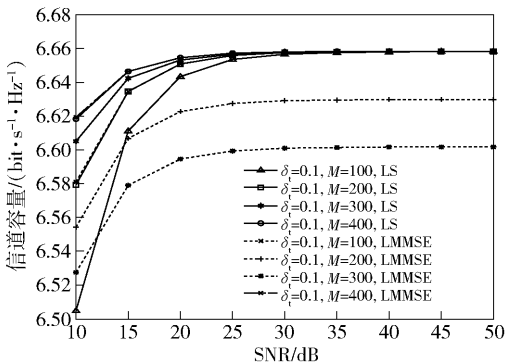


图 3 上行的信道容量

图 4 为 $\delta_i = \delta_r$ 时下行信道容量与射频链路不匹配的关系. 图中信道容量随着 σ_a 的增大而降低, $\sigma_a = 1$ 、 $M = 500$ 比 $\sigma_a = 0.6$ 、 $M = 200$ 情况下的信道容量少 $0.15 \text{ bit} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1}$,因而射频链路不匹配制约了天线数量的优势,进行互易性校准是必要的.

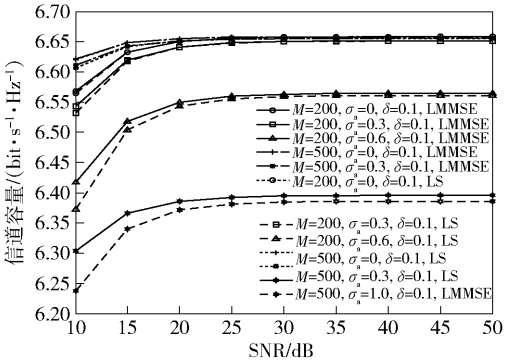


图 4 下行的信道容量

图 5 所示为在 $\Theta = 10\lambda$ 时各天线间距为 $\lambda/2$,UCA 固定 SIR 为 5 dB 时各校准方案的误差与射频不匹配的关系. 其中,普通校准为不使用导频功率控制的常规校准方案,方法 1 为使用多个参考天线的校准方法^[9],方法 2 为将已校准天线作为参考天线的校准方法^[10]. 图 6 所示为 ULA 固定 SIR 为 5 dB 时,各校准方案的误差与射频不匹配的关系. UCA 和 ULA 2 种阵列中,互耦减轻方案的误差最

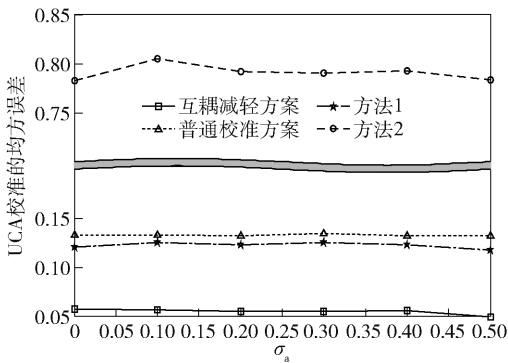


图 5 UCA 下各校准方案误差对比

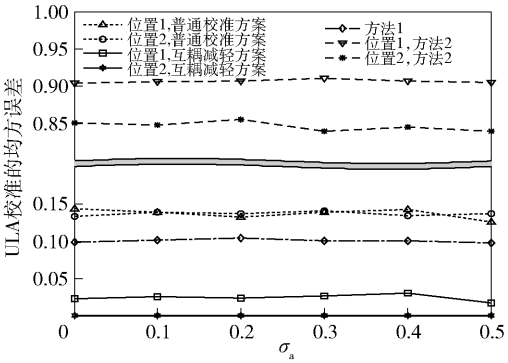


图 6 ULA 下各校准方案误差对比

小,始终低于 0.06;方法 2 的误差最大,介于 0.75 ~ 0.9 之间. 图 6 中,无论参考天线置于 ULA 的中间还是一端,普通校准的误差无明显差别;互耦减轻方案和方法 2 在参考天线置于中间时误差更大. 根据表 1,对于互耦减轻方案,参考天线置于位置 2 需要更大的功率调节范围;同时,当 ULA 天线数增加时,位置 1 和位置 2 的校准耗能都会增加,而位置 2 的耗能相对较小. 因此,对于 ULA,参考天线置于位置 2 处的校准误差和能耗更小但要求更大的功率控制范围. 对比图 5 和图 6,除了方法 2 外,其他 3 种方案的误差均低于 0.2,ULA 的校准误差始终低于 UCA;方法 1 的校准误差始终位于普通校准和互耦减轻方案之间;普通校准方案在 2 种阵列中校准误差均接近 0.15. 图 7 所示为 $\Theta = 10\lambda$ 的 UCA 中各校准方案误差与天线数目的关系. 随着 UCA 天线数的增加,校准的误差也增加,互耦减轻方案的性能始终优于其他校准方案. 从图 8 可见,随着 ULA 天线数的增加,其他校准方案的误差也增加,而互耦减轻方案的误差比较稳定.

综上,方法 2 适用于其他天线不工作的情况,并不适合在线校准;方法 1 使用多根参考天线,提高了校准的速度和精度,但降低了 BS 的吞吐量;普通校

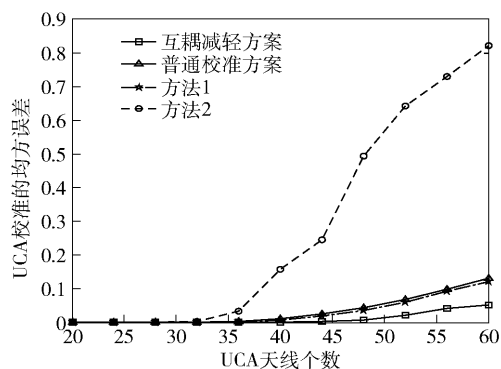


图7 UCA下校准误差与天线数的关系

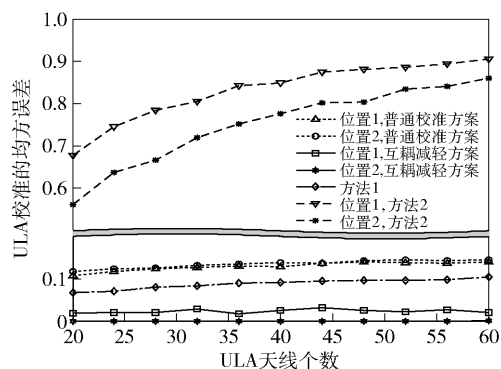


图8 ULA下校准误差与天线数的关系

准方案则牺牲了校准速度以保障 BS 的吞吐量,其校准精度低于方法 1;而互耦减轻方案通过在普通校准方案的基础上增加导频的功率控制,同时保障了在线校准的精度和 BS 的吞吐量。

6 结束语

笔者分析了 UE 处的硬件缺陷对信道估计的影响,发现上行信道容量对 UE 处硬件缺陷很敏感,并通过建立上下行射频链路响应间的关系,分析了射频不匹配对下行信道容量的影响。经过仿真发现,UE 处的硬件缺陷和 BS 处的射频不匹配都会制约大规模 MIMO 多天线的优势。集中式 MIMO 中互耦的影响是一直存在的,笔者仅考虑了其对互易性校准的影响。为了降低和均匀校准中的互耦干扰,提出了通过提前预知干扰的统计特性再通过导频的功率控制来减轻校准中互耦干扰的方案,对比各方案的均方误差,发现互耦减轻方案在精度上更具优势。

参考文献:

[1] Marzetta T L. Nocooperative cellular wireless with unlimited numbers of base station antennas [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2010, 9(11):

3590-3600.

- [2] Ran Jing, Li Lihua. An adaptive method utilizing channel reciprocity in TDD-LTE system[C]//ICCTA 2011. Beijing: IET, 2011: 896-900.
- [3] Björnson E, Hoydis J, Kountouris M, et al. Massive MIMO systems with non-ideal hardware: energy efficiency, estimation, and capacity limits [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2014, 60(11): 7112-7139.
- [4] Petermann M, Stefer M, Ludwig F, et al. Multiuser pre-processing in multi-antenna OFDM TDD systems with non-reciprocal transceivers [J]. IEEE Transactions on Communications, 2013, 61(9): 3781-3793.
- [5] Wei Hao, Wang Dongming, You Xiaohu. Reciprocity of mutual coupling for TDD massive MIMO systems[C]//WCSP. Nanjing: IEEE, 2015: 1-5.
- [6] Vieira J, Rusek F, Edfors O, et al. Reciprocity calibration for massive MIMO: proposal, modeling, and validation [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2017, 16(5): 3042-3056.
- [7] Luo Xiliang. Multiuser massive MIMO performance with calibration errors [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2016, 15(7): 4521-4534.
- [8] Nishimori K, Cho K, Takatori Y, et al. Automatic calibration method using transmitting signals of an adaptive array for TDD systems[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2001, 50(6): 1636-1640.
- [9] Liu Yulong, Li Xiaohui, Gong F, et al. TDD reciprocity compensation for massive MIMO system with iterative calibration[C]//WCSP. Yangzhou: IEEE, 2016: 1-4.
- [10] Wei Hao, Wang Dongming, Zhu Huiling, et al. Mutual coupling calibration for multiuser massive MIMO systems [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2016, 15(1): 606-619.
- [11] Luo H, Zhang Y, Huang L K, et al. A Closed-loop reciprocity calibration method for massive MIMO in terrestrial broadcasting systems [J]. IEEE Transactions on Broadcasting, 2017, 63(1): 11-19.
- [12] Jiang Zhiyuan, Cao Shan. A novel TLS-based antenna reciprocity calibration scheme in TDD MIMO systems [J]. IEEE Communication Letters, 2016, 20(9): 1741-1744.
- [13] Craeye C, González-Ovejero D. A review on array mutual coupling analysis[J]. Radio Science, 2011, 46(2): 1-25.
- [14] Niow C H, Hui H T. Improved noise modeling with mutual coupling in receiving antenna arrays for direction-of-arrival estimation [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2012, 11(4): 1616-1621.