

无蜂窝大规模MIMO的接入点间同步与空口校准技术



Inter-Access Point Synchronization and Over-The-Air Reciprocal Calibration for Cell-Free Massive MIMO Systems

梁祥虎/LIANG Xianghu¹, 王晓妮/WANG Xiaoni²,
李原/LI Yuan², 郑康/ZHENG Kang¹,
王东明/WANG Dongming¹

(1. 东南大学移动通信国家重点实验室, 中国 南京 210096;

2. 中兴通讯股份有限公司, 中国 深圳 518057)

(1. National Mobile Communications Research Laboratory, Southeast University, Nanjing 210096, China;

2. ZTE Corporation, Shenzhen 518057, China)

DOI: 10.12142/ZTETJ.202403013

网络出版地址: <http://kns.cnki.net/kcms/detail/34.1228.TN.20240618.1819.004.html>

网络出版日期: 2024-06-19

收稿日期: 2024-04-10

摘要: 无线通信系统中多个天线单元相干协作发送 (CJT) 技术的性能严重依赖于发送端已知信道状态信息 (CSI)。为了避免 CSI 反馈, 通常假设系统工作在时分双工 (TDD) 模式。利用 TDD 空口上下行信道的互易性, 根据上行探测信道获得下行 CSI。但是, 实际系统中由于节点 (AP) 间存在同步误差及通道的非理想因素, 上下行整体信道并不互易。研究了面向无蜂窝大规模 MIMO 的网络侧时频同步以及空口 (OTA) 校准技术。基于现网商用远端天线单元 (RRU) 以及同步技术, 给出了大规模组网的同步和空口校准方案。结合试验系统, 探讨了 CJT 对同步和校准的性能的要求以及无蜂窝大规模 MIMO 实现方式和节点天线配置, 给出了校准相位的预测性能。

关键词: 无蜂窝大规模 MIMO; 相干协作发送; 空口校准; 节点间同步

Abstract: The performance of coherent joint transmission (CJT) techniques with multiple access points in wireless communication systems is highly dependent on known channel state information (CSI) at the transmitter. To avoid CSI feedback, it is generally assumed that systems operate in time division duplex (TDD) mode, and then the downlink CSI is obtained according to the uplink sounding signals by using the reciprocity of the uplink and downlink channels. However, due to the synchronization error between access points (AP) and the non-ideal hardware factors, the uplink and downlink channels are not reciprocal. In this paper, the time-frequency synchronization of the wireless network and over-the-air (OTA) calibration technologies for cell-free massive MIMO are studied. Based on the commercial remote radio unit (RRU) and synchronization technology, synchronization and calibration schemes for large-scale network are discussed. Finally, based on the experimental system, the performance requirements of CJT for synchronization and calibration are discussed, as well as the implementation of cell-free massive MIMO and the antenna configuration of the AP, and the prediction of the phase of the calibration coefficient is studied.

Keywords: cell-free massive MIMO; coherent joint transmission; OTA calibration; inter-AP synchronization

引用格式: 梁祥虎, 王晓妮, 李原, 等. 无蜂窝大规模 MIMO 的接入点间同步与空口校准技术 [J]. 中兴通讯技术, 2024, 30(3): 81-90. DOI: 10.12142/ZTETJ.202403013

Citation: LIANG X H, WANG X N, LI Y, et al. Inter-access point synchronization and over-the-air reciprocal calibration for cell-free massive MIMO systems [J]. ZTE technology journal, 2024, 30(3): 81-90. DOI: 10.12142/ZTETJ.202403013

多 天线技术是提升无线通信系统性能的关键技术, 被广泛应用于无线通信系统。从 4G 到 5G, 多天线技术经历了从点到点多输入多输出 (MIMO) 到点到多点的大规模多用户 MIMO, 频谱效率得到了大幅度提高。分布式多天线 (Distributed MIMO) 是多天线技术的另外一种实现形

式, 它将分散部署的节点通过协作为多个用户服务, 形成了多点到多点的多用户协作多点传输 (CoMP), 可以进一步提高无线通信系统性能^[1]。当前, CoMP 技术历经 4G 阶段的研究和验证到 5G 阶段的标准化并逐渐走向商用。为了进一步持续提升无线通信系统性能, 将多节点协作技术拓展, 研究者近期提出了无蜂窝大规模 MIMO (CF-mMIMO) 系统^[2]。采用可扩展的分布式信号处理技术, CF-mMIMO 的大规模天线基带信号处理可以云化实现^[3-4]。因此, CF-

基金项目: 国家科技重点研发项目 (2020YFB1807200); 东南大学-中兴通讯联合实验室项目

mMIMO具备了打破传统蜂窝结构的可能。另外，可扩展的CF-mMIMO的系统容量随着接入点（AP）数量的增加而持续增加，但是每个AP的复杂度不会随AP数量的持续增加而增加，这为持续提升系统性能提供了基础理论和技术支撑^[4]。

CF-mMIMO的下行相干联合传输（CJT）的性能严重依赖于发送端已知信道状态信息。对于采用时分双工（TDD）模式的系统，利用上下行空口信道的互易性，可以根据上行信道得到下行信道。但是在实际系统中，上下行信道的互易性还受到如下两个因素的影响：一方面，收发通道电路的不同使得信道不互易；另一方面，多个节点之间时间和频率不同步引起信道不互易。前者可以通过互易性校准进行补偿，后者可以采用节点间的时频同步机制实现。由于分布式部署，两个方面因素耦合在一起，使得利用CJT的实现极具挑战。

AP间时频同步可以采用空口同步的方式，但是这种方式的主要缺点是精度受制于AP间链路的信噪比且开销较大^[5-7]。采用1588 PTPv2和SyncE可以做到AP间的时频同步，这种有线的以太同步方法已广泛应用于现网^[8]。但是为了获得更好的协作传输增益，时频同步的精度仍有待进一步提升^[9]。在具备较好的时频同步的情况下，采用空口校准可以获得多个AP的互易性校准系数。但是，如前所述，受到当前以太同步精度的影响，当采用空口校准后信道状态信息实现预编码时，CJT的性能与理论相比有较大的差距^[10]。

为了实现无蜂窝大规模MIMO的大规模组网，需要更深入地从同步和校准的机理出发，研究同步和校准系数估计方法以及估计误差的特性，并研究估计误差对预编码性能的影响。

1 节点间同步对无蜂窝大规模MIMO性能的影响

在CF-mMIMO中，基站侧将AP分布式部署，相比于传统蜂窝组网，无蜂窝大规模MIMO消除了蜂窝的概念，而是以用户为中心，大量的AP在覆盖区域内，在相同时间或频率资源上为用户提供服务。相比于小蜂窝情形，CF-mMIMO可以提供给每用户95%的吞吐量^[2]。文献[11]证明了CF-mMIMO的AP密集度高而用户设备（UE）数相对较少时，即使在非理想的信道状态信息（CSI）下，上行频谱效率仍能显著提升。文献[12]推导出了CF-mMIMO的下行覆盖概率的封闭表达式，并证明了当UE数量一定时，覆盖概率随着AP个数增加而增加，当AP个数远大于UE数量时，覆盖概率将接近100%。

1.1 可扩展无蜂窝大规模MIMO架构

文献[2]提出的基于动态协作聚类（DCC）的CF-mMIMO架构，是一种全分布式架构。该架构以用户为中心，多个AP可以对同一个用户服务，AP将接收到的信号传至CPU，由CPU完成信号检测和预编码功能。可以看到在这种架构中，服务于用户的AP将接收到的信号传至CPU，导致前传开销较大，同时要求CPU有较高的算力。而文献[3]提出的一种可扩展的无蜂窝大规模MIMO架构，如图1所示，由射频单元完成射频信号的收发，边缘分布式单元（EDU）完成分布式预编码及接收功能，用户中心分布式单元（UCDU）完成数据分配和联合处理功能。一个EDU配置多个AP，提高了协作处理能力，同时这种结构也是可扩展的。一个用户可以由多个EDU服务，但是只能由一个UCDU服务。在上行接收时，UCDU对来自同一用户不同EDU的数据流联合处理；下行传输时，用户数据可通过UCDU分发给相关EDU，在EDU处完成分布式多用户预编码。可以看到，该架构相比于全分布式架构，有更高的联合处理能力，同时也是可扩展的。

1.2 CF-mMIMO射频通道系数失配问题

对于CF-mMIMO系统，下行的多用户预编码依赖发送端已知信道状态信息。但是在无蜂窝大规模MIMO系统中，由于AP数量大，下行信道矩阵的维度较大，采用反馈的方式，开销较大。

在TDD模式下，由于上下行空口信道的互易性，大规模MIMO中的下行信道信息可以根据上行信道信息获取，进而可以避免反馈，降低开销。根据空口信道互易性：

$$\mathbf{H}_{\text{DL}} = \mathbf{H}_{\text{UL}}^T \quad (1)$$

若基站侧天线总数为 N ，用户侧天线总数为 K ，则 $\mathbf{H}_{\text{DL}} \in \mathbb{C}^{K \times N}, \mathbf{H}_{\text{UL}} \in \mathbb{C}^{N \times K}$ 。

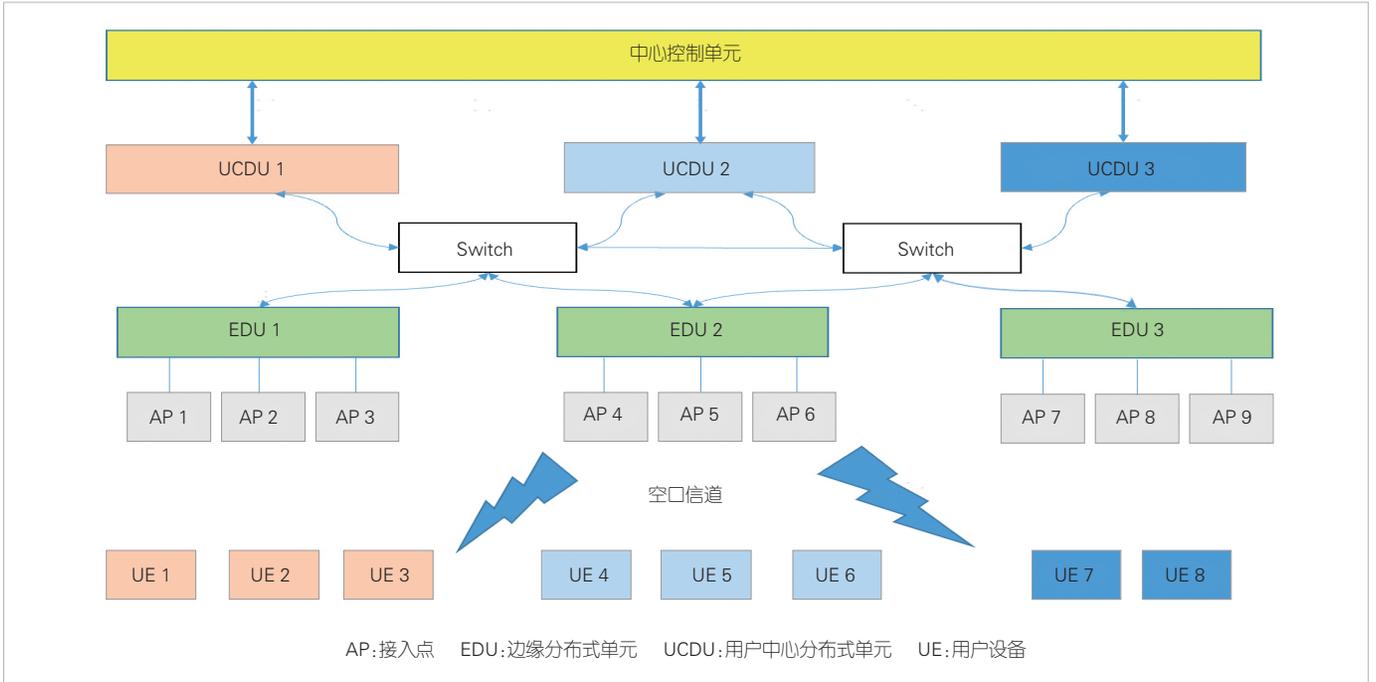
但实际上信号经过的信道还包含射频发送通道系数与接收通道系数，包含收发通道系数的总体信道为：

$$\begin{aligned} \mathbf{G}_{\text{UL}} &= \mathbf{B}_r \mathbf{H}^T \mathbf{U}_t \\ \mathbf{G}_{\text{DL}} &= \mathbf{U}_r \mathbf{H} \mathbf{B}_t \end{aligned} \quad (2)$$

其中，

$$\begin{aligned} \mathbf{B}_t &= \text{diag}(b_{1,t}, b_{2,t}, \dots, b_{N,t}) \\ \mathbf{B}_r &= \text{diag}(b_{1,r}, b_{2,r}, \dots, b_{N,r}) \\ \mathbf{U}_t &= \text{diag}(u_{1,t}, u_{2,t}, \dots, u_{K,t}) \\ \mathbf{U}_r &= \text{diag}(u_{1,r}, u_{2,r}, \dots, u_{K,r}) \end{aligned} \quad (3)$$

其中， $b_{n,t}$ 、 $b_{n,r}$ 分别为基站侧第 n 根天线的发送和接收通道



▲图1 可扩展的CF-mMIMO架构

系数， $u_{k,t}$ 、 $u_{k,r}$ 为用户侧第 k 根天线的发送和接收通道系数。

射频收发通道系数的存在导致了整体信道不互易，即：

$$\mathbf{G}_{DL} \neq \mathbf{G}_{UL}^T \quad (4)$$

因此在下行预编码时，若仍使用信道互易性，用 \mathbf{G}_{UL}^T 代替 \mathbf{G}_{DL} 进行下行预编码，势必带来严重的性能损失，以迫零预编码（ZF）为例：

$$\mathbf{y} = \beta \mathbf{G}_{DL} \mathbf{G}_{UL}^* (\mathbf{G}_{UL}^T \mathbf{G}_{UL}^*)^{-1} \mathbf{x} + \mathbf{n}, \quad (5)$$

其中， \mathbf{x} 是已编码的信号向量，满足功率约束 $\mathcal{E}[x_k x_k^*] = P$ 。

用户侧需要的数据为：

$$\mathbf{x} = [x_1, \dots, x_K]^T, \quad (6)$$

\mathbf{n} 是噪声，是0均值复高斯随机变量。 β 是功率归一化因子，令预编码矩阵为 $\mathbf{W} = \mathbf{G}_{UL}^* (\mathbf{G}_{UL}^T \mathbf{G}_{UL}^*)^{-1}$ ，则：

$$\beta = \sqrt{\frac{1}{\text{Tr}(\mathbf{W}\mathbf{W}^H)}} \quad (7)$$

将公式（2）带入公式（5）可以得到：

$$\mathbf{y} = \beta \mathbf{U}_r \mathbf{H} \mathbf{B}_r \mathbf{B}_r^{-1} \mathbf{H}^{-1} \mathbf{U}_l^{-1} \mathbf{x} + \mathbf{n}. \quad (8)$$

由于射频收发通道系数的存在，矩阵 $\mathbf{A} = \mathbf{U}_r \mathbf{H} \mathbf{B}_r \mathbf{B}_r^{-1} \mathbf{H}^{-1} \mathbf{U}_l^{-1}$ 不是对角阵，导致无法实现迫零功能，将会产生严重的用户间干扰。因此需要进行互易性校准，对射频收发通道系数进行补偿。

由于CF-mMIMO基站侧天线分布式部署，因此一般使用空口校准。通过天线之间互相收发校准导频信号，估计出校准信道，来估计校准系数。而空口校准又包括终端反馈校准和基站侧自校准，基站侧自校准对用户透明，无需用户反馈下行信道信息，易于实现。当使用基站侧天线自校准时，最优的理想校准矩阵为：

$$\mathbf{C} = \mathbf{B}_r \mathbf{B}_r^{-1}. \quad (9)$$

在下行预编码矩阵前乘以该矩阵，可以对基站侧收发通道系数进行补偿。

当使用ZF预编码时，经过下行预编码发射出去的信号为：

$$\mathbf{y} = \beta \mathbf{G}_{DL} \mathbf{C} \mathbf{G}_{UL}^* (\mathbf{G}_{UL}^T \mathbf{G}_{UL}^*)^{-1} \mathbf{x} + \mathbf{n} = \beta \mathbf{U}_r (\mathbf{U}_l)^{-1} \mathbf{x} + \mathbf{n}. \quad (10)$$

此时的功率归一化因子变为：

$$\beta = \sqrt{\frac{1}{\text{Tr}(\mathbf{C}\mathbf{W}\mathbf{W}^H \mathbf{C}^H)}}. \quad (11)$$

从公式（10）中可以看到，经过理想校准后的下行预编码恢复了迫零效果。

1.3 CF-mMIMO架构下的时频同步问题

CF-mMIMO基站侧节点分布式部署引起的另外一个难题是节点间的时频同步。若节点间有频偏或者相位差，同

样会引起整体信道不互易。特别是，当节点间存在频偏，或者相位差随时间变化时，由于上行探测到下行传输之间有一定时间间隔，用于下行传输的校准矩阵很有可能失效，加大了CJT的难度。

假设上行探测经信道估计得到上行信道为 \mathbf{G}_{UL} ，且此时的下行信道为 \mathbf{G}_{DL} 。若计算了校准矩阵 \mathbf{C} 后，经上行探测再到下行传输之间的时间间隔为 τ ，在这段时间内由于本振存在相位漂移或者频偏，则此时的上下行信道变为：

$$\begin{aligned}\mathbf{G}_{DL}(\tau) &= \mathbf{U}_r[\Phi_{UE}(\tau)\mathbf{H}\Psi_{BS}(\tau)]\mathbf{B}_t \\ \mathbf{G}_{UL}(\tau) &= \mathbf{B}_r[\Psi_{BS}^{-1}(\tau)\mathbf{H}^T\Phi_{UE}^{-1}(\tau)]\mathbf{U}_t.\end{aligned}\quad (12)$$

其中， $\Phi_{UE}(\tau)$ 为各UE本振相位偏移量形成的对角阵：

$$\Phi_{UE}(\tau) = \text{diag}[e^{-j\phi_1(\tau)}, \dots, e^{-j\phi_K(\tau)}].\quad (13)$$

$\Psi_{BS}(\tau)$ 为各AP本振相位偏移量形成的对角阵：

$$\Psi_{BS}(\tau) = \text{diag}[e^{j\psi_1(\tau)}, \dots, e^{j\psi_L(\tau)}].\quad (14)$$

若此时将 $\mathbf{G}_{DL}(\tau)$ 和 $\mathbf{G}_{UL}(\tau)$ 带入(10)式，则可以得到：

$$\mathbf{y} = \beta\mathbf{U}_r[\Phi_{UE}(\tau)\mathbf{H}\Psi_{BS}(\tau)]\Psi_{BS}(\tau)\mathbf{H}^{-1}\Phi_{UE}^{-1}(\tau)\mathbf{U}_t^{-1}\mathbf{x} + \mathbf{n}\quad (15)$$

可以看到，由于相位偏移的存在，即使使用迫零预编码以及理想的校准矩阵 \mathbf{C} 也无法消除用户之间的干扰。

从上述讨论我们可以看到，由于射频收发通道系数失配，实现下行CJT需要对上下行信道进行互易性校准。而由于网络侧节点分布式部署，可能会产生节点间频偏或相位差，需要对其进行时频同步。

2 网络侧AP之间的时频同步

节点之间的时频同步是实现下行CJT的前提。在无线通信系统中，网络侧节点之间的同步包括时间同步和时钟频率同步。下面我们分别介绍当前4G/5G通常采用的网络侧时频同步。

2.1 时间同步

当前无线通信系统常采用加循环前缀(CP)的分块传输，如正交频分复用(OFDM)。时间同步可以保证系统能较准确地恢复出符号/数据块。受到OFDM循环前缀(CP)的约束，各AP到服务用户的时延差不能超出CP的保护范围，否则将被视为异步干扰。因此，无蜂窝大规模MIMO系统中，为一个用户服务的AP数一方面受到大尺度衰落的影响，另一方面受到循环前缀长度的约束。

为了实现协作传输，高精度的时间同步是基本的要求。

假设系统中存在统一的时间基准，例如采用GPS/Beidou获取精确的时间(TOD)和秒脉冲(PPS)，并通过有线的方式发送给各个AP，则可以实现AP时间的同步。IEEE 1588 PTPv2是一种高精度的时间同步以太协议，精度可以达到纳秒级别。当各个AP之间没有统一的时间基准时，必须采用时间同步^[6-7]。

2.2 时钟频率同步

高精度的载波频率同步是实现下行CJT的另一个基本要求。在当前的AP实现中，基带信号通常经过数模转换之后上变频到载波频段。当各个AP上变频采用的本振信号由同一个时钟源生成并分发到各个AP时，可以实现高精度的载波同步。对于集中式的Massive MIMO，由于各收发通道集成在一个无线单元，因此可以采用这种方法。但是对于无蜂窝大规模MIMO，AP分布式部署，对于覆盖范围较小的专网应用场景是可行的，对于大范围覆盖，这种高频本振信号的分发意味着较高的部署成本。

当各个AP独立锁定GPS时钟时，由于上变频采用的本振信号由本地晶振生成，各个AP仍存在一定的频偏，并且频偏不是一个固定的值。因此，为了实现相干传输，即使各个AP配置GPS，必须对各个AP之间的频偏进行补偿^[9]。

另一种常用的方式是各个AP的参考时钟由同一个时钟源提供，每个AP根据参考时钟生成本振信号。SyncE协议是以太的方式传输参考时钟的常用方法，被广泛应用于电信网络。在这种情况下，虽然AP之间整体上不存在频偏，但是由于各个AP的本振信号仍是独立通过锁相环生成，各个AP的相位仍不同步，即各AP的相位存在漂移。这种相位漂移仍会对相干传输产生较大的性能恶化。文献[9]提出了高精度的时频同步方法，可以大幅降低相位漂移的范围。文献[10]基于5G NR的帧结构，给出了一种相位同步方法。

当AP没有配置GPS且没有共同的参考时钟时，例如Wi-Fi的AP，需要设计空口同步信号实现频率同步。文献[5]针对Wi-Fi系统设计了空口同步信号，可以实现频率同步。

2.3 时频同步方法对比

时频同步是相干传输的基本要求，通常是联合设计和实现的。表1中对比了当前常采用的时频同步方法。

3 空口互易性校准

对于集中式Massive MIMO，通常采用硬件校准获得发送通道的校准系数和接收通道的校准系数，进而可以根据上行信道信息获得下行信道状态信息。对于无蜂窝大规模

MIMO, 由于AP分布式部署, 采用硬件耦合的方式估计校准系数的部署成本较高。因此, 空口校准是一种低成本的实现方法。空口校准通过天线之间互相收发校准导频信号, 估计出校准信道, 来估计校准系数。

3.1 空口校准的基本原理

如公式(9)所示, 最优的空口校准系数为发送通道系数与接收通道系数的比值。校准系数的估计通常采用参考天线的方法。参考天线可以是终端, 也可以是AP的天线。基于此, 空口校准通常分为两种方式, 一种是终端辅助的校准, 另一种是基站侧天线自校准。

一种简单的校准方法是文献[14]给出的Argos校准, 该方法以一个天线为参考, 校准系统中所有AP。方法如下: 参考天线0发送校准导频, AP接收, 并估计出两者之间的信道增益 $g_{n,0}$; AP发送校准导频, 参考天线0接收, 估计出两者之间的信道增益为 $g_{0,n}$, 可以分别表示为:

$$g_{n,0} = b_{r,n} h_n b_{t,0} + \varepsilon_{n,0}, \quad (16)$$

$$g_{0,n} = b_{r,0} h_n b_{t,n} + \varepsilon_{0,n}, \quad (17)$$

其中, 第 n 个AP与参考天线0之间的空口信道为 h_n , $b_{r,0}$ 、 $b_{r,n}$ 表示参考天线和AP n 的接收通道系数, $b_{t,0}$ 、 $b_{t,n}$ 表示参考天线和AP n 的发送通道系数, $\varepsilon_{n,0}$ 和 $\varepsilon_{0,n}$ 表示相应的噪声, 服从复高斯分布。校准系数的估计可以表示为:

$$\hat{c}_n = \frac{g_{n,0}}{g_{0,n}} = c_n \cdot \tilde{c}_n, \quad (18)$$

其中, 理想的校准系数可以表示为:

$$c_n = \left(b_{t,0}/b_{r,0} \right) \frac{b_{r,n}}{b_{t,n}}, \quad (19)$$

标准误差为:

$$\tilde{c}_n = \frac{1 + \frac{\varepsilon_{0,n}}{b_{t,0} r_{n,0} b_{r,n}}}{1 + \frac{\varepsilon_{n,0}}{b_{t,n} r_{n,0} b_{r,0}}}. \quad (20)$$

基于上述理想的校准系数, 可以利用上行信道获得下行信道。从公式(18)可以看出, 这种校准方法的校准系数的误差是一个乘性噪声, 其均值可以表示为^[15]:

$$E(\tilde{c}_n) = 1 - \exp(-\gamma_n), \quad (21)$$

其中, γ_n 为AP n 与参考天线之间的信噪比。可以看到, 参考天线与AP之间的信噪比越高, 校准误差越趋于1, 结果越趋于理想校准。

当采用多个终端对多个AP进行校准, 或者多个AP之间互相校准时, 可以采用总体最小二乘(TLS)校准方法获得更好的校准性能。下面, 我们以文献[13]给出的两组AP之间互相发送校准信号的方法为例, 介绍AP之间的自校准。

以OFDM系统为例, 假设两组AP之间互相发送正交的校准信号, 每个接收机先进行信道估计, 得到两个AP组之间的频域信道矩阵。如图1所示, 假设两组AP之间互发校准信号后, 某个子载波上的信道矩阵分别为 \mathbf{G}_1 和 \mathbf{G}_2 。基于公式(16)和公式(17)的包含收发通道增益的信道建模, 校准系数是如下总体最小二乘的最优解^[10,16]:

$$\arg \min_{\mathbf{c}_{cal}} \left\| \mathbf{G}_1 \mathbf{C}_{cal,1} - \mathbf{C}_{cal,2} \mathbf{G}_2^T \right\|^2, \quad (22)$$

$$\text{s.t. } |\mathbf{c}_{cal}|^2 = 1, \quad (23)$$

其中, $\mathbf{C}_{cal,1}$ 和 $\mathbf{C}_{cal,2}$ 为校准系数组成的对角阵, $\mathbf{c}_{cal,1} = \text{diag}(\mathbf{C}_{cal,1})$ 和 $\mathbf{c}_{cal,2} = \text{diag}(\mathbf{C}_{cal,2})$ 。因此, 所有AP的校准向量可以表示为 $\mathbf{c}_{cal} = [\mathbf{c}_{cal,1}^T, \mathbf{c}_{cal,2}^T]^T$ 。可以看到, 当校准系数为该天线单元接收通道系数与发射通道系数的比值时, 公式(22)的最小值为0。文献[13,16]给出了最优校准向量的求解。

上述方法同样适用于多个终端对多个AP的校准。但是, 终端辅助的校准方法需要终端把下行信道反馈给基站, 或者文献[17]指出的, 需要定制化的虚拟终端, 专门完成进行下行信道信息的反馈, 实现校准。因此, 这种方法的实现成本较高。采用AP之间的自校准可以避免终端反馈或定制化的虚拟终端, 并且可以利用5G的帧结构实现对射频单元以及

▼表1 时频同步实现方法对比

方案	优点	缺点
共参考时间, 共本振 ^[13]	相位同步精度高	部署成本高
共参考时间, 共参考时钟 ^[10]	易于实现时频同步, 不需要跟踪AP之间的频偏	需要跟踪相位漂移, 部署成本较高
AP独立配置GPS/Beidou	易于实现时频同步	需要跟踪AP之间的频偏或相位
AP间无公共参考时间和参考时钟 ^[5-7]	部署和硬件实现成本低	需要AP之间的空口时频同步

AP: 接入点 GPS: 全球定位系统

终端均透明的校准^[13]。如图2所示，为了兼容AP的提前接收，校准参考信号（CARS）在特殊时隙采用两个OFDM符号实现。

这种AP分组校准的方法有如下优点^[10]：不考虑通道之间的时间偏差，校准系数的相位在较大的子带带宽内变化较小，因此，利用多天线正交导频，即使利用1个OFDM符号，仍可估计出较多天线的之间的校准系数。这种并发的方式，可以实现多个天线的空口校准，时间开销较少；采用双符号的校准信号，两个符号互为循环前缀，可以支持较大的范围的覆盖。

3.2 大规模节点的校准

为了实现大规模节点的相干协作传输，所有节点需要共相位参考，因此要求全网节点的校准。当节点规模较大时，需要研究如何以较低的实现复杂度，快速实现全网校准。为了快速校准，可以将分组校准和中继校准相结合，实现快速的大规模节点校准。

1) 分簇

为了实现快速校准，我们可以将参与校准的节点分簇。分簇以邻近为原则，例如可以采用K-means聚类的方法，将邻近的远程射频单元（RRU）视为一簇。分簇中RRU的个数，需要根据RRU的分布、校准信噪比、距离远近等合理地选取。假设共有M个RRU，将RRU分为 $\mathcal{G}_1, \mathcal{G}_2, \dots, \mathcal{G}_L$ 共L簇，即

$$\sum_{l=1}^L |\mathcal{G}_l| = M \quad (24)$$

2) 簇内分组校准

每一个簇内的多个RRU可以再次分为两组，在簇内两组RRU之间，设计正交导频，估计两组之间互相发送时的空口信道。为了获得更好的校准信噪比，簇内RRU的分组，

需要进一步优化。直观上，两组RRU以交织的方式进行分组，可以获得更好的校准性能。这种交织的方式，应尽可能地将邻近的RRU分别划分在不同的组中。文献[10]采用遗传算法获得了一种优化的分组方法。

设各簇内的参考天线为 $(o,1), (o,2), \dots, (o,L)$ ，簇内按上述方法进行分组，并使用3.1节的校准算法求得校准系数之后得到各RRU天线相对于所在簇内参考天线的校准系数：

$$\hat{c}_{i,l} = \left(b_{i,o,l} / b_{r,o,l} \right) \frac{b_{r,i,l}}{b_{i,i,l}}, \quad \forall (i,l) \in \mathcal{G}_l, l = 1, \dots, L \quad (25)$$

其中， (o,l) 代表簇 \mathcal{G}_l 内的参考天线， (i,l) 为簇 \mathcal{G}_l 内第*i*根天线。

3) 簇间间接校准

为了获得全网校准，我们还需要进行簇间的相对校准。每个簇进行簇内校准时，簇间可以采用正交的校准参考信号，例如在时间上错开。簇间的相对校准可以在相邻簇内选择两个距离最近的节点，通过它们使得两个簇的所有天线形成公共的参考。

例如，对于簇 \mathcal{G}_u 和 \mathcal{G}_v ，选取这两个簇间距离最近的两个节点天线 (m,u) 和 (n,v) ，以 (m,u) 为参考天线，计算出 (n,v) 的校准系数：

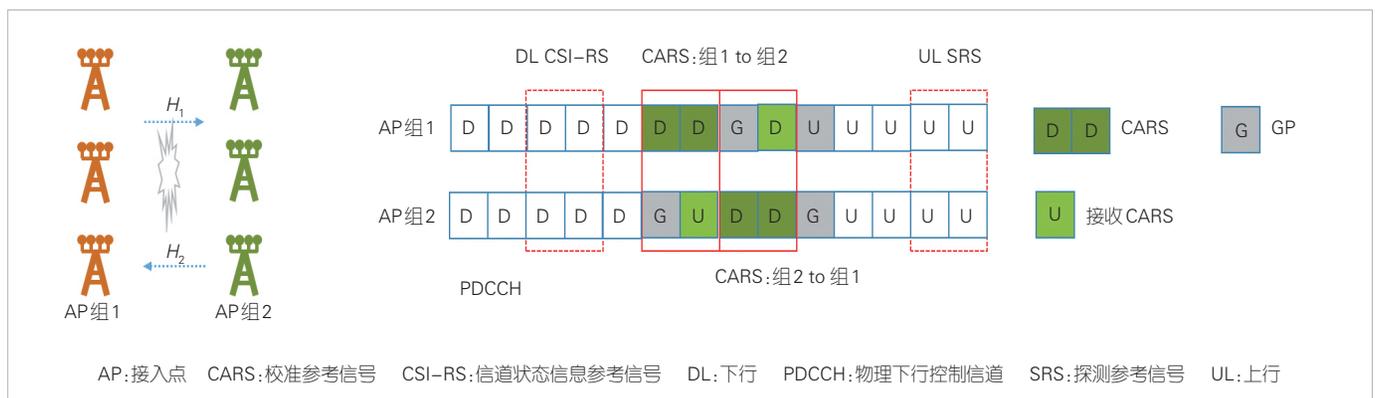
$$\bar{c}_{n,v} = \left(b_{i,m,u} / b_{r,m,u} \right) \frac{b_{r,n,v}}{b_{i,n,v}} \quad (26)$$

此时，簇 \mathcal{G}_u 和 \mathcal{G}_v 内所有天线按以下步骤可形成公共的参考天线 (m,u) ：

将 \mathcal{G}_u 簇内校准时得到的校准系数除以天线 (m,u) 在 \mathcal{G}_u 簇内校准时求得的校准系数 $\hat{c}_{m,u}$ ：

$$c_{i,u} = \frac{\hat{c}_{i,u}}{\hat{c}_{m,u}} = \left(b_{i,m,u} / b_{r,m,u} \right) \frac{b_{r,i,u}}{b_{i,i,u}}, \quad \forall (i,u) \in \mathcal{G}_u \quad (27)$$

将 \mathcal{G}_v 簇内校准时得到的校准系数除以天线 (n,v) 在 \mathcal{G}_v 簇



▲图2 AP分组校准及校准信号

内校准时求得的校准系数 $\hat{c}_{n,v}$ ，再乘以组间校准系数 $\bar{c}_{n,v}$ ：

$$c_{j,v} = \frac{\hat{c}_{j,v}}{\hat{c}_{n,v}} \bar{c}_{n,v} = \left(b_{t,m,u} / b_{r,m,u} \right) \frac{b_{r,j,v}}{b_{t,j,v}}, \forall (j,v) \in \mathcal{G}_v. \quad (28)$$

可以看到，此时簇 \mathcal{G}_u 和 \mathcal{G}_v 内所有天线形成了公共的参考天线 (m,u) 。按照如上步骤，可以使得各簇节点天线共参考，实现全网校准。

除上述的分簇和分组校准方法外，还可以采用文献[18]提出的基于生成树的方式进行校准。这种方法源自于中继校准的思路，根据节点之间的拓扑，选择最优的校准路径，对大规模节点完成校准。但是这种方法校准的时间开销较大。

4 节点间相位同步与跟踪技术

实际系统中，通常校准系数的幅度误差对预编码的性能影响较小。节点间的时频同步问题使得其互易性校准系数相位随时间和频率变化。为此，需要跟踪多个节点的校准系数的相位，以获得较好的预编码性能。下面，我们首先分析校准系数相位的特性，然后给出一种相位跟踪方法。

4.1 校准系数相位的特性

文献[10]基于5G NR商用AP构建了分布式MIMO试验系统。AP的射频收发机芯片采用ADRV9026^[9]，工作在4.9 GHz频段。如图3所示，每个基站/终端的射频单元采用4T4R，系统带宽为100 MHz。AP与前传加速卡之间采用增强型通用公共无线电接口（eCPRI）。在基站侧，BBU通过1588PTP和SyncE为多个AP提供时间同步和参考时钟，每个AP内部的4个通道采用共本振，但是每个AP采用独立的本振。模拟终端与基站采用相同的硬件平台。

文献[10]对校准系数的时域、频域特性进行了测试和分析。可以看到，当前的多通道射频集成芯片通道间的一致性较好。同一AP的多个通道相同子载波上的校准系数的相位差随时间变化很小。因此，如果不考虑本振相位漂移，校准系数的相位（实际中存在本振相位漂移，但校准系数相位的均值随时间变化较小）、幅度等随时间变化较小。不考虑通道间的时间偏差，在一定带宽内（例如，30 kHz子载波间隔，2~4个资源块内），幅度和相位的变化较小，这意味着我们可以采用频域正交导频，在短时间内，同时估计出尽可能多的节点的校准系数。当多个AP采用IEEE 1588 PTP同步时，AP之间的采样时间偏差较小，且相对稳定。这进一步支撑了分组的多AP并发校准的可行性。

在文献[10]的试验系统中，由于多个AP之间不共本振，校准系数的相位存在漂移。对于上行数据传输，由于每个时

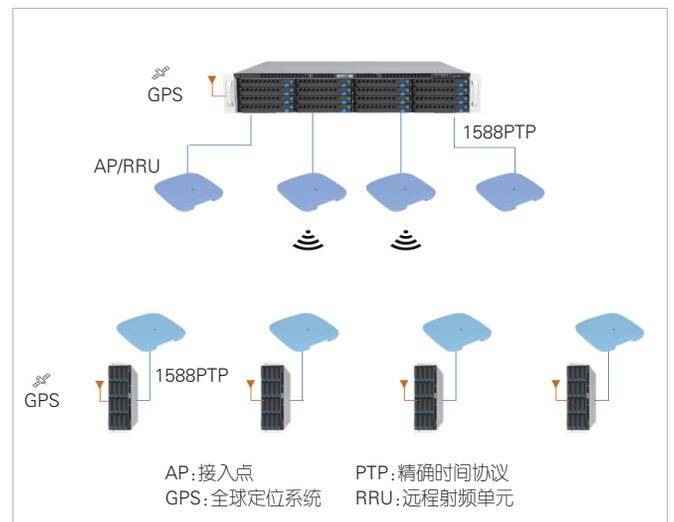
隙均有解调参考信号，本振相位漂移对上行联合接收性能影响较小。但是，对于下行则需要考虑上行探测的时间间隔以及预编码的计算时间等因素。因此，校准系数的相位漂移对系统的下行CJT性能有较为严重的影响。

CF-mMIMO中常采用AP本地实现的全分布式预编码，即每个AP仅根据所有用户到该AP的信道矩阵进行独立的预编码计算。由于AP内部通道间的一致性较好，当系统中总数据流个数小于等于每个AP的天线数时，AP本地预编码的方法对本振相位漂移不敏感（实际相位漂移的范围是 $\pm 30^\circ$ ）。此时，相干协作传输仅获得波束赋形增益。这对CF-mMIMO的部署和实现有重要的启发。例如，对于一个多天线AP，我们可以采用多个共本振的射频收发机芯片，形成多通道系统，然后采用电缆将天线分散部署。我们也可以密集部署低功率的全数字通道的Massive MIMO的AP，对于未来6G采用Sub-10 GHz频段，这是有可能的。在这种情况下，AP使用本地预编码，通过多AP协作，系统仍可以实现等于Massive MIMO天线数的空间数据流。大范围部署AP时，通过用户与节点关联，CF-mMIMO系统总的的数据流个数可以超过每个AP的天线数。

当AP天线数较少时，为了获得更好的多AP协作传输的性能，一方面可以通过研究鲁棒的CJT预编码方法，另一方面也可以通过跟踪校准系数的相位，获得较为精确的校准系数。

4.2 校准系数相位的跟踪和预测方法

采用共参考时钟或仅采用独立GPS恢复时钟和时间是一种较低成本的实现方式。但是这种情况下，需要跟踪校准系



▲图3 试验平台架构

数。文献[17]提出了采用虚拟终端的方式实现AP间相位跟踪。这种方法，一方面需要部署虚拟终端，另一方面仍需要占用时频资源发送参考信号。文献[10]提出了在特殊时隙发送空口相位同步参考信号，可以较为精确地估计出AP之间校准系数的相位。

考虑到上行探测到下行传输之间存在一定的时间间隔 τ ，在这个时间间隔里，由于本振相位漂移，校准系数的相位已经发生变化，因此我们需要对校准系数的相位进行预测，以获得较好的校准性能。如1.3节所述，只有对校准系数的相位进行如公式(29)的更新预测，也就是说，需要预测 τ 时间后的校准系数，来适应 τ 时间后信道相位的变化，才能实现迫零功能。

$$\mathbf{C}(\tau) = \mathbf{C}[\Psi_{\text{bs}}(\tau)]^{-2}. \quad (29)$$

利用文献[10]的试验平台，我们采用维纳预测和反向传播(BP)神经网络对校准系数进行了预测。

对于维纳预测器，有如下求解方式：

$$\begin{bmatrix} r_x(0) & r_x(1) & \cdots & r_x(N-1) \\ r_x(1) & r_x(0) & \cdots & r_x(N-2) \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ r_x(N-1) & r_x(N-2) & \cdots & r_x(0) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_{\text{opt}}(0) \\ h_{\text{opt}}(1) \\ \vdots \\ h_{\text{opt}}(N-1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_x(M) \\ r_x(M+1) \\ \vdots \\ r_x(M+N-1) \end{bmatrix}. \quad (30)$$

公式(30)写成矩阵形式：

$$\mathbf{R}_x \mathbf{h}_{\text{opt}} = \mathbf{r}_x(m+M), \quad (31)$$

其中 \mathbf{R}_x 是待预测随机过程 $x(t)$ ，也即校准系数相位的自相关矩阵。在利用历史校准系数的相位数据求自相关函数之后，可以通过解该方程组得到 $h_{\text{opt}}(n)$ 。

通过前 N 个时隙相位值预测之后第 M 个时隙相位值：

$$x(n+M) = \sum_{k=0}^{N-1} h(k)x(n-k). \quad (32)$$

采用BP神经网络的优势在于可以方便调节预测步长、输入数据维度，同时可以尝试不同网络结构以进行横向对比分析。

原始数据为 N 个时隙的校准系数相位数据。首先需要将时间序列数据进行处理，将格式处理为适合BP神经网络训练的数据格式。设用前 m 个数据点预测第 $m+n$ 个数据点的值， n 为预测步长，即对应神经网络输入维度为 m ，输出维

度为1。此时需要将数据处理为 $(N-m-n+1) \times (m+1)$ 维度的数据， $(N-m-n+1)$ 表示处理后的数据条数，每行表示一条数据， $(m+1)$ 表示特征数，前 m 列为输入特征，最后1列为输出特征，即预测值。

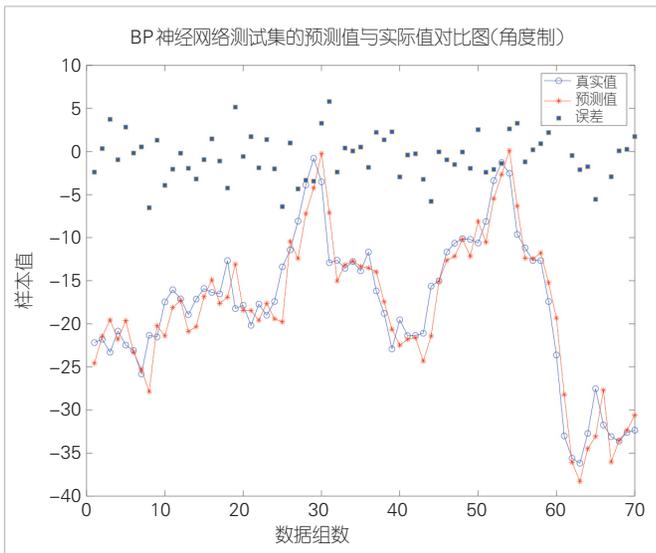
随后，对处理好的数据进行训练集测试集划分，划分的测试集占总数据集的10%，预留足够的数据训练模型，并保证模型的泛化能力。接着采用z-score方法进行数据标准化，缓解数据量纲的影响。z-score标准化会将数据标准化为均值为0、标准差为1的数据分布。然后，初始化模型结构，输入层结点数为 m ，输出层结点数为1，表示用前 m 个数据对之后的某一个数据进行预测，具体预测的步长取决于处理数据过程中 n 的取值。进而指定隐藏层结构、训练轮数，学习率、训练目标最小误差等训练配置参数，然后进行训练。训练完成后，用训练好的模型对标准化后的测试数据进行预测，将预测结果反归一化即得到真实预测结果。并用平均绝对误差MAE指标反映预测性能。

基于文献[10]的实测数据，总的数据集有1000个时隙的上行信道以及下行信道，系统中共有2个分布式的AP，2个用户终端，每个设备配有4根天线。校准使用终端反馈的空口分组TLS校准方法。

经过尝试不同长度的输入数据维度、隐藏层配置，我们选择了输入层为30、隐藏层为 2×4 、输出层为1的BP网络。在文献[10]的数据集中，每2.5 ms可以实现一次校准。图4展示了采用训练结果的预测2.5 ms后校准系数的相位误差。可以看到，预测的平均绝对误差(MAE)为 2.1984° 。由图可见，预测的绝对误差大致控制在 5° 以内，部分数据预测值与真实值非常接近，可以实现较好的预测。我们进一步分别测试了5 ms、7.5 ms、10 ms的预测性能，对比了不预测(采用当前时隙的校准系数，用于一定时间后的预编码)的误差和采用预测的误差，如表2所示。可以看到，7.5 ms的预测结果比直接使用当前校准系数误差减小了 0.55° 。基于文献[10]的实测数据，我们对比了预测(“TLS: 2.5 ms, BP”，“TLS: 2.5 ms, Wiener”等)和不预测(“TLS: 2.5 ms, NP”等)预编码的性能，如图5所示。可以看到，对于5 ms的预测，频谱效率性能提升约 $0.5 \text{ bit} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1}$ ，同时维纳预测和BP网络预测的性能相当。当数据集足够大时，维纳预测和BP网络预测性能都应有更大的提升。

5 总结与展望

网络侧的时频同步和空口校准对提高CF-mMIMO的性能极为重要，对CF-mMIMO的AP实现及网络部署均有重要的影响。本文对比了无蜂窝大规模MIMO组网时的时频同步

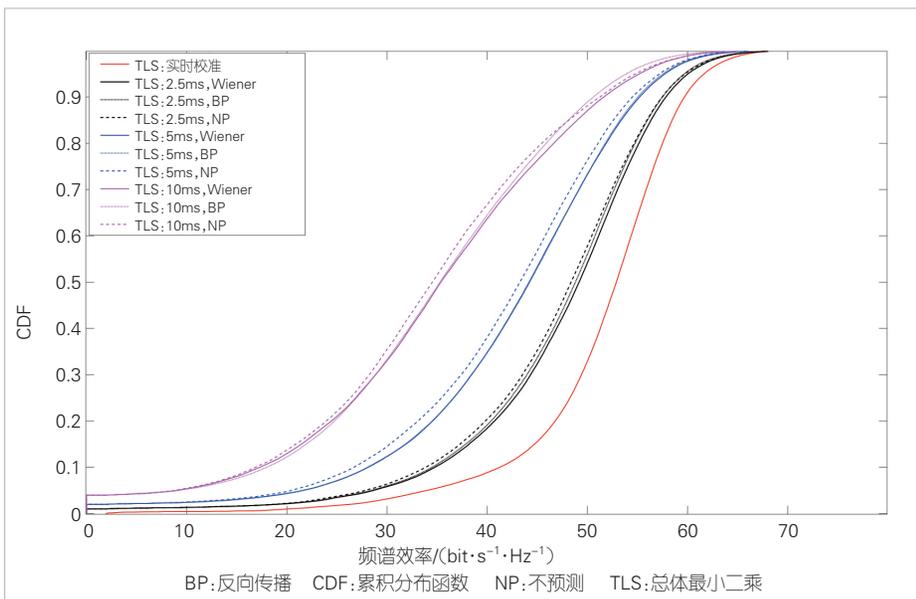


▲图4 预测2.5 ms后校准系数与真实值对比曲线

方法，并研究了空口校准和相位跟踪/预测技术。随着5G多传输节点 (Multi-TRP) 相干传输的标准化，CJT将逐渐走向商用。现网成熟的IEEE 1588 PTP和SyncE的同步精度仍有待提高，相应地，空口校准、相位同步以及鲁棒的多节点联合CJT方法仍需要进一步研究。但是，采用CF-mMIMO的

▼表2 预测和不预测误差对比

预测时间间隔/ms	原始误差	预测误差	降低值
5	4.242 9°	3.783 3°	0.459 6°
7.5	5.806 2°	5.254 8°	0.551 4°
10	6.954 4°	6.502 5°	0.451 9°



▲图5 预测后相比不预测的预编码性能对比

本地全分布式预编码，获得协作波束赋形的功率增益是一种比较鲁棒且简单有效的方案。

致谢

感谢紫金山实验室普通通信研究中心曹阳工程师、东南大学信息科学与工程学院辛朋哲同学对本研究的贡献！

参考文献

- [1] YOU X H, WANG D M, WANG J Z. Distributed MIMO and cell-free mobile communication [M]. Beijing: Science Press, 2021
- [2] NGO H Q, ASHIKHMIN A, YANG H, LARSSON E G, et al. Cell-free massive MIMO versus small cells [J]. IEEE transactions on wireless communications, 2017, 16(3): 1834 - 1850
- [3] WANG D M, YOU X H, D. HUANG Y M, et al. Full-spectrum cell-free RAN for 6G systems: system design, and experimental results [J]. Science China information sciences, 2023, 66(3): 130305. DOI:10.1007/s11432-022-3664-x
- [4] BJÖRNSON E, SANGUINETTI L. Scalable cell-free massive MIMO systems [EB/OL]. [2024-05-06]. <http://arxiv.org/abs/1908.03119>
- [5] RAHUL H, KUMAR S, KATABI D. MegaMIMO: scaling wireless capacity with user demands [EB/OL]. [2024-05-10]. <https://people.csail.mit.edu/rahul/papers/megamimo-sigcomm2012.pdf>
- [6] BALAN H V, ROGALIN R, MICHALOLIAKOS A, et al. AirSync: enabling distributed multiuser MIMO with full spatial multiplexing [J]. IEEE/ACM transactions on networking, 2013, 21(6): 1681-1695. DOI: 10.1109/TNET.2012.2230449
- [7] HAMED E, RAHUL H, ABDELGHANY M A, et al. Real-time distributed MIMO systems [C]//Proceedings of the 2016 ACM SIGCOMM Conference. ACM, 2016: 412 - 425. DOI: 10.1145/2934872.2934905
- [8] O-RAN. Control, user and synchronization plane specification [EB/OL]. [2024-05-06]. <https://www.o-ran.org/specifications>
- [9] BIGLER T, TREYTL A, LÖSCHENBRAND D, et al. High accuracy synchronization for distributed massive mimo using white rabbit [C]//Proceedings of IEEE International Symposium on Precision Clock Synchronization for Measurement, Control, and Communication (ISPCS). IEEE, 2018: 1-6. DOI: 10.1109/ISPCS.2018.8543079
- [10] CAO Y, WANG P, ZHENG K, et al. Experimental performance evaluation of cell-free massive MIMO systems using COTS RRU with OTA reciprocity calibration and phase synchronization [J]. IEEE journal on selected areas in communications, 2023, 41(6): 1620-1634. DOI: 10.1109/JSAC.2023.3276057
- [11] ZBAIRI M, EZ-ZAZI I, ARIQUA M. Uplink spectral efficiency of cell free massive MIMO based on stochastic geometry approach [C]//Proceedings of 4th International Conference on Advanced Communication Technologies and Networking (CommNet). IEEE, 2021: 1-6. DOI: 10.1109/CommNet52204.2021.9641923

- [12] MISHRA A K, PONNUSAMY V. Analytical outage and coverage performance analysis of cell-free massive MIMO system based on radio stripe [J]. International journal of communication systems, 2021, 34(13): 1–12. DOI: 10.1002/dac.4914
- [13] WANG D M, ZHANG C, DU Y Q, et al. Implementation of a cloud-based cell-free distributed massive MIMO system [J]. IEEE communications magazine, 2020, 58(8): 61–67. DOI: 10.1109/MCOM.001.2000106
- [14] SHENARD C, YU H, ANAND N, et al. Argos: practical many-antenna base stations [EB/OL]. [2024-05-10]. <https://pages.cs.wisc.edu/~suman/courses/707/papers/argos.pdf>
- [15] CAO Y, LIANG X H, WANG X N, et al. Performance of cell-free massive MIMO under imperfect channel state information and reciprocity calibration [J]. IEEE system journal, 2023, 17(3): 4383–4394. DOI: 10.1109/JSYST.2023.3269145
- [16] KALTENBERGER H, JIANG H, GUILLAUD M, et al. Relative channel reciprocity calibration in MIMO/TDD systems [EB/OL]. [2024-05-10]. <https://arxiv.org/pdf/1708.07811>
- [17] HANED E, RAHUL H, PARTOV B. Chorus: truly distributed distributed MIMO [C]//Proceedings of the 2018 Conference of the ACM Special Interest Group on Data Communication. ACM, 2018: 461–475
- [18] XU S, CAO Y, LI C G, et al. Spanning tree method for over-the-air channel calibration in 6G cell-free massive MIMO [J]. IEEE transactions on wireless communications, 2023, 22(8): 5567–5582. DOI: 10.1109/TWC.2023.3235355
- [19] ADI. Integrated, quad RF transceiver with observation path [EB/OL]. [2024-05-06]. <https://www.analog.com/media/radioverse-adv9026/adv9026.pdf>

作者简介



梁祥虎，东南大学在读硕士研究生；主要研究方向包括5G空口互易性校准、时频同步等。



王晓妮，中兴通讯股份有限公司算法部无线资深专家；主要研究方向包括5G无线通信基带算法、中射频、天线校准及空口校准算法等。



李原，中兴通讯股份有限公司算法部无线资深专家、移动网络和移动多媒体技术国家重点实验室研究员；主要研究方向包括5G无线通信算法、信道编译码算法、无边界网络架构等。



郑康，东南大学在读博士研究生；主要研究方向包括5G/6G移动通信、毫米波通信、Cloud RAN、分布式MIMO系统等。



王东明，东南大学移动通信国家重点实验室教授；主要研究方向包括无线通信信号处理、大规模分布式MIMO系统（无蜂窝大规模MIMO）等。