

针对非理想定时同步的多模协作多点传输

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: 针对非理想定时同步对协作多点传输的负面影响, 提出了多模协作多点传输算法。通过推导协作波束成形模式和联合处理模式在非理想定时同步条件下的平均可达速率, 得到模式选择变量和模式选择门限。在多模协作多点传输算法中, 用户首先对定时同步误差进行估计, 并计算其模式选择变量和模式选择门限。然后用户选择协作多点传输的下行传输模式, 并将其选择结果反馈给协作基站。最后, 根据各用户的反馈, 协作基站以最大化平均可达传输速率为准则, 自适应地在协作波束成形模式和联合处理模式之间切换。仿真结果表明多模协作多点传输算法在定时同步误差较小时, 采用联合处理模式, 以保持空间复用增益, 在定时同步误差较大时, 采用协作波束成形模式, 以避免用户间的额外干扰。因此, 在非理想定时同步误差条件下, 多模协作多点传输算法比仅采用协作波束成形模式或联合处理模式的传统协作多点传输算法具有更好的性能。

关键词: 协作多点传输; 定时同步; 预编码; 多模传输

中图分类号: TN911.6

文献标识码: A

Multimode coordinated multipoint transmission with nonideal timing synchronization

GU Zhe-qi, ZHANG Zhong-pei

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

Abstract: Against the negative impact of non-ideal timing synchronization on the coordinated multipoint (CoMP) transmission, a multimode algorithm was proposed. According to the average achievable rates of the different CoMP transmission modes under non-ideal timing synchronization condition, such as coordinated beamforming (CB) and joint processing (JP), the mode selection variable and the mode selection threshold were acquired. In the multimode algorithm for CoMP transmission, user equipments (UE) estimate the timing synchronization errors, calculate the mode election variables and the mode selection thresholds firstly. Afterwards, UEs select the CoMP transmission mode, feedback the selection results to coordinated base stations (BS). Finally, According to the feedback from UEs, coordinated BSs switch the CoMP transmission mode between CB and JP adaptively to maximize the average achievable rate. Simulation results show that the multimode algorithm adopt JP to maintain spatial multiplexing gain when timing synchronization errors are small, adopt CB to avoid extra interference between UEs when timing synchronization errors are large. Therefore, under non-ideal timing synchronization condition, the proposed multimode algorithm outperforms the traditional algorithms which only adopt CB or JP for CoMP transmission.

Key words: CoMP, timing synchronization, precoding, multimode transmission

收稿日期: 2014-11-25; 修回日期: 2015-02-02

基金项目: 国家科技重大专项基金资助项目 (No.2012ZX03001027-001); 国家自然科学基金资助项目 (No.61101092); 国家高技术研究发展计划 (“863” 计划) 基金资助项目 (No.2014AA01A704)

Foundation Items: The National Science and Technology Major Project (No.2012ZX03001027-001), The National Natural Science Foundation of China (No.61101092), The National High Technology Research and Development Program of China (863 Program) (No.2014AA01A704)

1 引言

1.1 研究背景

由于无线设备的爆炸性增长，无线通信技术对频谱效率提出了更高的要求。现阶段，协作多点传输（CoMP, coordinated multipoint）可以消除同频小区之间的干扰，改善小区边缘用户的传输性能，所以 CoMP 被认为是未来无线通信的热点技术之一^[1]。根据协作基站的协作方式，CoMP 的下行传输模式可以分为协作波束成形（CB, coordinated beamforming）模式和联合处理（JP, joint processing）模式^[2,3]。尽管理论上 CoMP 具有优异的性能，但在实际应用中仍存在许多障碍。

现阶段，绝大部分针对 CoMP 的理论研究均假设协作基站和用户之间存在理想定时同步^[4,5]。然而通过对 CoMP 实验平台的测试，发现若系统同时采用了正交频分复用（OFDM, orthogonal frequency division multiplexing）技术，微小的定时同步偏差会造成 JP 模式性能的大幅下降^[6]。由于 OFDM 技术被现有的无线通信标准广泛采用（例如 IEEE 802.11a/g/n 和 LTE），因此本文所针对的系统默认已采用 OFDM 技术。由于在 CoMP 中，协作基站和用户构成网状的拓扑结构，所以现有的同步技术难以保证协作基站和用户间的理想定时同步。尽管如此，研究人员在文献[7]中率先实现了协作基站和用户之间“准定时同步”（quasi timing synchronization）。“准定时同步”在文献[8]中被称为时隙对齐（slot alignment）。时隙对齐保证了来自不同协作基站的 OFDM 符号到达每个用户的最大时间间隔不超过循环前缀（CP, cyclic prefix）的长度。尽管时隙对齐避免了 OFDM 符号之间的符号间干扰（ISI, inter symbol interferences），但其残余的定时同步误差仍然会导致相位旋转（phase rotation）^[8]，则不同协作基站拥有不同的相位旋转，会破坏 JP 模式对用户间干扰的消除。因此在文献[8]中，研究人员提出了主从式的协作基站校准算法用于消除该相位旋转。在文献[9]中，研究人员提出了分级式的协作基站校准算法，对文献[8]中的算法进行了改进。

为了在“准定时同步”条件下获得 JP 模式的空间复用增益，最为直接的方法就是在协作基站处消除其带来的相位旋转。然而，文献[8, 9]中的算法不仅需要协作基站间复杂的交互操作，还会造成大量的额外开销，例如协作基站间的同步导频以及量

化反馈等。更令人无奈的是，由于估计误差和相位噪声的存在，上述算法并无法保证对相位旋转的理想消除。

1.2 相关工作

本文并不是直接消除“准定时同步”导致的各协作基站的相位旋转，而是通过 CoMP 下行传输模式自适应切换来降低其对 CoMP 的影响。首先，推导了在“准定时同步”条件下，CB 模式以及 JP 模式的平均可达传输速率的近似表达式。然后，发现该相位旋转仅降低 JP 模式性能，而并不影响 CB 模式的性能。由于上述发现，推导了模式选择变量和模式选择门限，设计了多模 CoMP 算法。在多模 CoMP 算法中，首先用户对定时同步误差进行估计，并计算其模式选择变量和模式选择门限。然后用户根据计算得到的模式选择变量和模式选择门限，对 CoMP 的下行传输模式进行选择，并将其选择结果反馈给协作基站。最后，根据各用户的模式选择反馈，协作基站以最大化平均可达传输速率为准则，自适应地在 CB 模式和 JP 模式之间切换。仿真结果表明多模 CoMP 算法在定时同步误差较小时，采用 JP 模式，以保持空间维度的复用增益，在定时同步误差较大时，采用 CB 模式，以避免额外的用户干扰。仿真结果还表明多模 CoMP 算法中的模式选择准则能较准确地得到模式切换的临界点。因此，多模 CoMP 算法比仅采用协作波束成型模式或者联合处理模式的传统 CoMP 算法具有更好的性能。

本文中黑体大写字母和黑体小写字母分别代表矩阵和向量。 $(\cdot)^{-1}$ 表示矩阵逆， $(\cdot)^H$ 表示矩阵共轭转置， $\text{diag}(\cdot)$ 表示将向量转化为对角阵， $E\{\cdot\}$ 表示数学期望， \otimes 表示克罗内克积（Kronecker product）， I_N 表示 $N \times N$ 单位矩阵。

2 系统模型

如图 1 所示，CoMP 包括 $b(b=1, \dots, N_{BS})$ 个装配有 n_b 根天线的协作基站和 $i(i=1, \dots, N_{UE})$ 个仅装配单天线的用户。假设协作基站和用户均工作在相同的时频资源粒子。由于采用了 OFDM 技术，协作基站 b 到用户 i 的下行信道被划分为一系列的下行子信道集合 $\mathbf{h}_{DL}^{ib}(n, c) \in \mathcal{C}^{1 \times n}$ ，其中， n 表示第 n 个 OFDM 符号， c 表示第 c 个子信道。为了后续公式的简洁，在后文中若无特殊说明， \mathbf{h}_{DL}^{ib} 等价于 $\mathbf{h}_{DL}^{ib}(n, c)$ 。

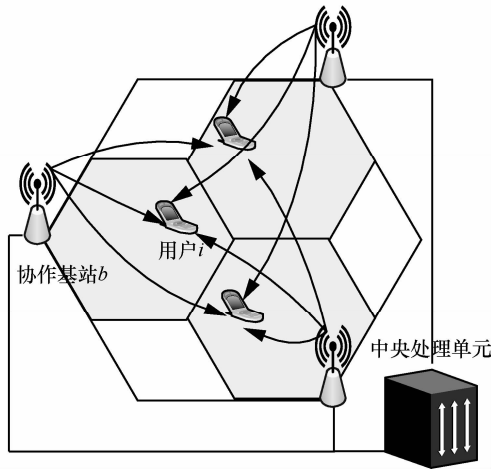


图 1 协作多点传输场景

2.1 协作多点传输的下行传输模式

在 CoMP 中，协作基站可通过信道互易特性或用户对信道的量化反馈获得各自的下行信道状态信息 (CSI, channel state information) [10]。同时各协作基站将各自的下行 CSI 通过相互之间的有线链路进行共享并传输给中央处理单元 (CU, central union)。然后，由中央处理单元根据不同下行传输模式计算出波束成形向量或者预编码矩阵用于下行传输。CoMP 的协作条件为协作基站在相同的时频资源进行下行传输，同时协作基站之间存在理想的有线链接用于协作基站之间共享信息。在 LTE-Advanced 标准中，协作基站通过 X2 接口或光纤进行连接 [11]。CoMP 的协作策略体现在协作基站间信息的共享方式和预编码向量的设计。根据协作基站的协作策略不同，CoMP 的下行传输可以分为 CB 模式和 JP 模式。

在 CoMP 中，若协作基站之间存在理想有线链接，协作基站可以相互共享下行 CSI，并通过预编码对发送信号进行波束成形，改变各自发送信号方向，从而增强对所服务用户的信号，降低对其他用户的干扰。这种 CoMP 下行传输模式被称为 CB 模式 [2,12]。以图 2 为例，在协作区域内，用户 1 由协作基站 1 服务，用户 2 由协作基站 2 服务。协作基站 1 和协作基站 2 通过有线链接向中央处理单元共享各自到用户 1 和用户 2 的下行 CSI。中央处理单元分别计算出协作基站 1 向用户 1 发送信号所需的预编码矩阵，以及协作基站 2 向用户 2 发送信号所需的预编码矩阵。协作基站 1 通过相应的预编码向量对发送信号进行波束成形，增强对用户 1 的信号，降低对用户 2 的干扰。同理，协作基站 2 通过相应

的预编码向量对向发送信号进行波束成形，增强对用户 2 的信号，降低对用户 1 的干扰。

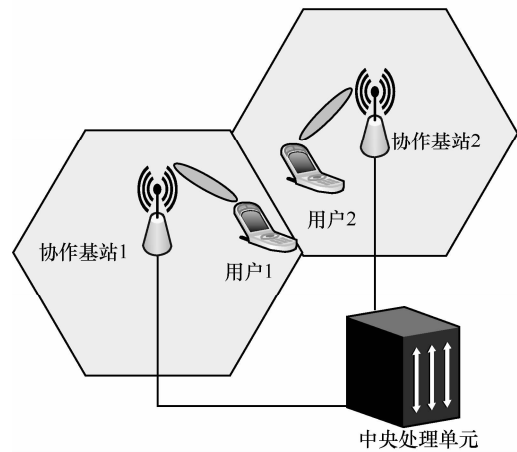


图 2 协作波束成形

对于 CB 模式，假设各协作基站在某时频资源仅服务单个用户，同时协作基站的天线维度 n_i 能供足够的自由度 ($n_i \geq N_{UE}$)，则用户 i 接收到的信号为

$$y_i = \sqrt{p} \mathbf{h}_{DL}^{ii} \mathbf{v}_i^{CB} \mathbf{x}_i + \sum_{b=1, b \neq i}^{N_{BS}} \sqrt{p} \mathbf{h}_{DL}^{ib} \mathbf{v}_b^{CB} \mathbf{x}_b + z_i \quad (1)$$

其中， $\mathbf{h}_{DL}^{ii}, \mathbf{h}_{DL}^{ib} \in \mathcal{C}^{1 \times n_i}$ 分别表示协作基站 i 和协作基站 b 到用户 i 的下行信道， $\mathbf{v}_i^{CB}, \mathbf{v}_b^{CB}$ 表示波束成形向量， z_i 表示均值为零方差为 σ^2 的加性高斯白噪声 (AWGN, additive white gaussian noise)，发送调制符号 $\mathbf{x}_i, \mathbf{x}_b$ 满足 $E\{\mathbf{x}_i^H \mathbf{x}_i\} = E\{\mathbf{x}_b^H \mathbf{x}_b\} = 1$ ， p 表示对每个用户的发射功率。根据迫零 (ZF, zero forcing) 算法，CB 模式中用户 i 的预编码向量为 [2,12]

$$\mathbf{v}_i^{CB} = \frac{\mathbf{P}_i (\mathbf{h}_{DL}^{ii})^H}{\left\| \mathbf{P}_i (\mathbf{h}_{DL}^{ii})^H \right\|} \quad (2)$$

其中， $\mathbf{P}_i = \mathbf{I} - \bar{\mathbf{G}}_i^H (\bar{\mathbf{G}}_i \bar{\mathbf{G}}_i^H)^{-1} \bar{\mathbf{G}}_i$ ， $\bar{\mathbf{G}}_i = [(\mathbf{h}_{DL}^{i1})^H, \dots, (\mathbf{h}_{DL}^{(i-1)i})^H, (\mathbf{h}_{DL}^{(i+1)i})^H, \dots, (\mathbf{h}_{DL}^{N_{UE}i})^H]^H$ 。 $\bar{\mathbf{G}}_i$ 表示协作基站 i 到除了用户 i 外的其他用户的下行信道。 \mathbf{P}_i 本质上是一个投影矩阵，用于将矢量投影到 $\bar{\mathbf{G}}_i$ 行向量的零空间。

在 CoMP 中，若协作基站之间存在理想有线链接，协作基站不仅可以共享下行 CSI，还可以共享发送信号，并通过预编码向量对用户进行协作传输，完全消除用户间的干扰。这种 CoMP 下

行传输模式被称为 JP 模式^[3,13]。以图 3 为例，在协作区域内，用户 1 和用户 2 同时由协作基站 1 和协作基站 2 共同服务。协作基站 1 和协作基站 2 通过有线链接向中央处理单元共享各自到用户 1 和用户 2 的下行 CSI，以及各自向用户 1 和用户 2 的发送信号。中央处理单元分别计算出协作基站 1 向用户 1 和用户 2 发送信号所需的预编码向量，以及协作基站 2 向用户 1 和用户 2 发送信号所需的预编码向量。协作基站 1 和协作基站 2 通过相应的预编码向量，同时向用户 1 和用户 2 进行协作传输，完全消除了用户 1 和用户 2 之间的干扰。

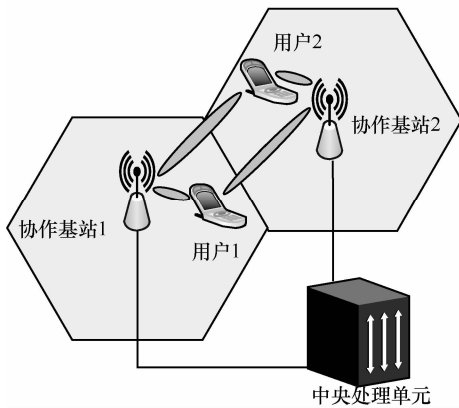


图 3 联合处理

对于 JP 模式，则用户 i 接收到的信号为

$$y_i = \sqrt{p} \mathbf{H}_{DL_i} \mathbf{v}_i^{JP} x_i + \sum_{j=1, j \neq i}^{N_{UE}} \sqrt{p} \mathbf{H}_{DL_i} \mathbf{v}_j^{JP} x_j + z_i \quad (3)$$

其中， $\mathbf{H}_{DL_i} = [\mathbf{h}_{DL}^{i1}, \dots, \mathbf{h}_{DL}^{ib}, \dots, \mathbf{h}_{DL}^{iN_{BS}}] \in \mathbb{C}^{1 \times N_{BS} n_t}$ 表示所有协作基站到用户 i 的下行信道， $\mathbf{v}_i^{JP}, \mathbf{v}_j^{JP}$ 表示预编码向量。根据 ZF 算法，JP 模式中用户 i 的预编码向量为^[3,13]

$$\mathbf{v}_i^{JP} = \frac{\mathbf{Q}_i \mathbf{H}_{DL_i}^H}{\|\mathbf{Q}_i \mathbf{H}_{DL_i}^H\|} \quad (4)$$

其中， $\mathbf{Q}_i = \mathbf{I} - \bar{\mathbf{G}}_i^H (\bar{\mathbf{G}}_i \bar{\mathbf{G}}_i^H)^{-1} \bar{\mathbf{G}}_i$ ， $\bar{\mathbf{G}}_i = [\mathbf{H}_{DL_1}^H, \dots, \mathbf{H}_{DL_i}^H, \mathbf{H}_{DL_i}^H, \mathbf{H}_{DL_i}^H, \dots, \mathbf{H}_{DL_N_{UE}}^H]^H$ 。 \mathbf{Q}_i 同样为投影矩阵，用于将矢量投影到 $\bar{\mathbf{G}}_i$ 行向量的零空间。

2.2 非理想定时同步

无论是 JP 模式还是 CB 模式，协作基站和用户之间的定时同步是必不可少的。由于 OFDM 技术的采用，定时同步不仅要保证协作基站和用户在对应的时隙完成信号的发射和接收，同时还要保证用户接收到的 OFDM 符号没有 ISI。

在 CoMP 中，多个处于不同地理位置的协作基站会同时向多个用户提供服务。协作基站和用户之间不同的传播时延导致来自于不同协作基站的 OFDM 符号无法在所有的用户处理理想对齐。如图 4 所示，OFDM 符号长度为 N ，CP 长度为 L ，最大多径时延为 l 。图 4 中的横坐标单位为抽样时间间隔 T_s 。如果能够保证不同协作基站发射的 OFDM 符号对于各用户均对齐在 CP 的无 ISI 区域内，则称之为 CoMP 的“准定时同步”^[7]。如图 5 所示，以 2 个协作基站的 CoMP 场景为例，进行说明。图 5 (a) 表示协作基站 1 和协作基站 2 对于用户 i 理想定时同步，图 5 (b) 表示协作基站 1 和协作基站 2 对于用户 i “准定时同步”，图 5 (c) 表示协作基站 1 和协作基站 2 对于用户 i 定时同步无效。

尽管协作基站 1 和协作基站 2 对于用户 i 理想定时同步在实际系统中难以实现，但协作基站 1 和协作基站 2 对于用户 i 的“准定时同步”可通过文献[7]所提出时隙对齐达到。如图 5 (b) 所示，虽然准定时同步不会造成 ISI，但协作基站 1 和协作基站 2 对于用户 i 的不同剩余定时同步误差 τ_{i1} 和 τ_{i2} 是

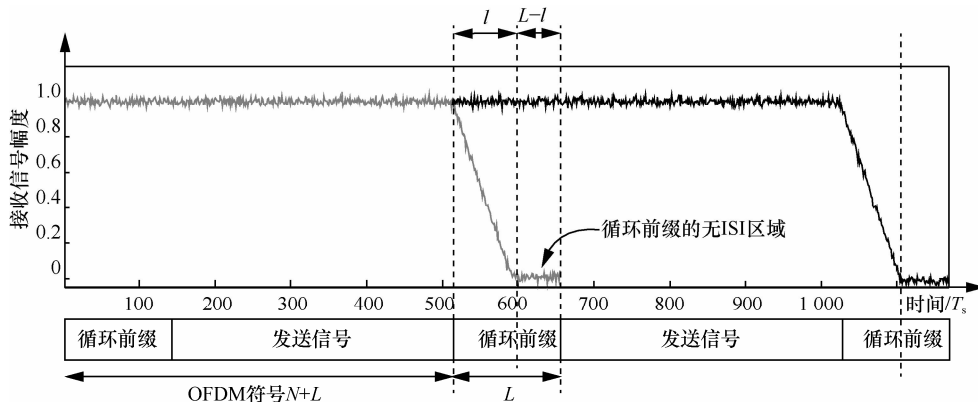


图 4 用户 i 接收到的 OFDM 符号

无法避免的。因此, 协作基站 1 和协作基站 2 到用户 i 的下行信道的冲击响应为 $h_{i1}(t-\tau_{i1})$ 和 $h_{i2}(t-\tau_{i2})$ 。基于傅里叶变换性质, 时域的偏差对应于频域的相旋。若考虑“准定时同步”的剩余定时同步误差, 则协作基站 1 和协作基站 2 到用户 i 的下行等效信道可表示为

$$\begin{aligned} h^{i1} &= h_{DL}^{i1} \exp\left(\frac{j2\pi c\tau_{i1}}{NT_s}\right) \\ h^{i2} &= h_{DL}^{i2} \exp\left(\frac{j2\pi c\tau_{i2}}{NT_s}\right) \end{aligned} \quad (5)$$

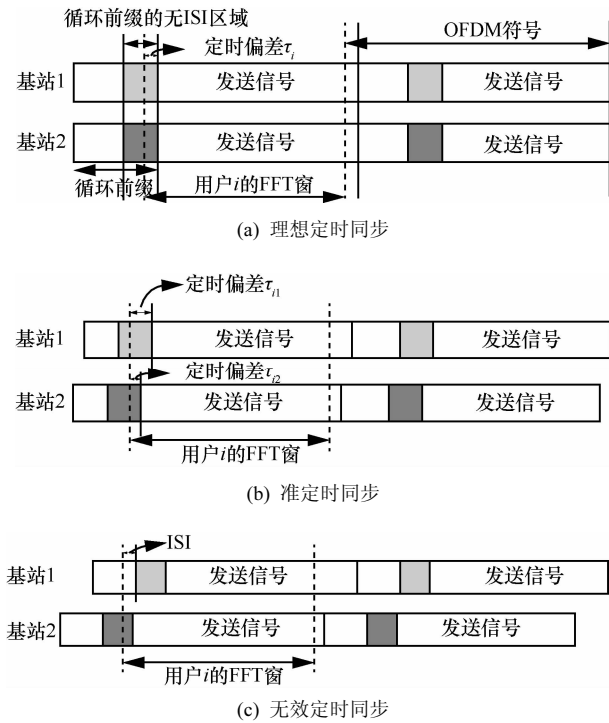


图 5 协作基站与用户 i 之间的定时同步

其中, $f_s = \frac{1}{T_s}$ 表示抽样频率, N 为子信道总数, c 表示子信道 ($c=1,2,\dots,N$), h_{DL}^{i1} 和 h_{DL}^{i2} 为协作基站 1 和协作基站 2 到用户 i 的下行信道。根据上述表达式, 所有协作基站到用户 i 的下行等效信道可表示为

$$\mathbf{H}_i = \mathbf{H}_{DL_i} \Phi_i \quad (6)$$

其中, $\mathbf{H}_i = [h^{i1}, \dots, h^{ib}, \dots, h^{iN_{BS}}]$, $\Phi_i = \text{diag}\{\phi_{i1}, \dots, \phi_{ib}, \dots, \phi_{iN_{BS}}\} \otimes \mathbf{I}_{n_i}$, $\phi_{ib} = \exp\left(\frac{j2\pi c\tau_{ib}}{NT_s}\right)$ 。对角矩阵 Φ_i 表示由“准定时同步”的剩余定时同步误差在用户

i 处造成的相旋。根据 CoMP 中用户 i 接收信号表达式 (式 (1) 和式 (3)), 可以发现如果对角矩阵 Φ_i 位于 \mathbf{H}_{DL_i} 的左侧, 则对角矩阵 Φ_i 对 CoMP 无影响, 且可通过协议标准中的信道均衡在用户 i 处实现消除^[14]。然而, 对角矩阵 Φ_i 实际位于 \mathbf{H}_{DL_i} 的右侧, 则对角矩阵 Φ_i 无法通过用户 i 的接收技术消除, 同时还会改变 CoMP 的预编码向量的方向, 造成用户间的干扰, 导致 CoMP 下行传输的性能损失。这也是研究人员在文献[8, 9]中设计协作基站校准算法的原因。

3 用户平均可达速率分析

本节在“准定时同步”条件下推导了 CB 模式和 JP 模式的平均可达速率的近似表达式。根据理论推导结果, 发现“准定时同步”仅降低 JP 模式的性能, 而并不影响 CB 模式的性能。同时在本节末, 通过仿真对理论推导结果进行了验证。

3.1 CB 模式的平均可达速率

在“准定时同步”条件下, 需考虑剩余定时同步误差造成的相旋, 则式 (1) 被改写为

$$y_i = \sqrt{p} \mathbf{h}^{ii} \mathbf{v}_i^{\text{CB}} x_i + \sum_{b=1, b \neq i}^{N_{BS}} \sqrt{p} \mathbf{h}^{ib} \mathbf{v}_b^{\text{CB}} x_b + z_i \quad (7)$$

其中, $\mathbf{h}^{ii} = \mathbf{h}_{DL}^{ii} \phi_{ii}$, $\mathbf{h}^{ib} = \mathbf{h}_{DL}^{ib} \phi_{ib}$ 。在 CB 模式下, 用户 i 的平均可达速率为

$$\begin{aligned} R_i^{\text{CB}} &= \mathbb{E}\{\text{lb}(1 + \text{SINR}_i^{\text{CB}})\} \\ &\stackrel{(a)}{\leq} \text{lb}(1 + \mathbb{E}\{\text{SINR}_i^{\text{CB}}\}) \end{aligned} \quad (8)$$

其中, 步骤(a)为用户 i 的平均可达速率的上界, 可通过詹森不等式 (Jensen's inequality) 获得。根据式 (7), 则用户 i 的信干噪比 (SINR, signal to interference and noise ratio) 为

$$\begin{aligned} \text{SINR}_i^{\text{CB}} &= \frac{\gamma |\mathbf{h}^{ii} \mathbf{v}_i^{\text{CB}}|^2}{1 + \gamma \sum_{b=1, b \neq i}^{N_{BS}} |\mathbf{h}^{ib} \mathbf{v}_b^{\text{CB}}|^2} \stackrel{(a)}{=} \frac{\gamma |\phi_{ii} \mathbf{h}_{DL}^{ii} \mathbf{v}_i^{\text{CB}}|^2}{1 + \gamma \sum_{b=1, b \neq i}^{N_{BS}} |\phi_{ib} \mathbf{h}_{DL}^{ib} \mathbf{v}_b^{\text{CB}}|^2} \\ &\stackrel{(b)}{=} \gamma \|\mathbf{h}_{DL}^{ii}\|^2 |\tilde{\mathbf{h}}_{DL}^{ii} \mathbf{v}_i^{\text{CB}}|^2 \end{aligned} \quad (9)$$

其中, $\gamma = \frac{p}{\sigma^2}$ 表示用户 i 的信噪比 (SNR, signal to noise ratio), 步骤 (a) 根据 $\mathbf{H}_i = \mathbf{H}_{DL_i} \Phi_i$ 推导获得, 步骤 (b) 根据 $\mathbf{h}_{DL}^{ib} \mathbf{v}_b^{\text{CB}} = 0$ 和 $|\phi_{ib} \mathbf{h}_{DL}^{ib} \mathbf{v}_b^{\text{CB}}|^2 = |\mathbf{h}_{DL}^{ib} \mathbf{v}_b^{\text{CB}}|^2$ 推导获得, 其中, $\|\mathbf{h}_{DL}^{ii}\|$ 和 $\tilde{\mathbf{h}}_{DL}^{ii}$ 表示 \mathbf{h}_{DL}^{ii} 的模和方向。

在此忽略路径衰落 (path loss) 和阴影衰落 (shadow fading), 仅考虑小尺度信道衰落, 则下行信道 \mathbf{h}_{DL}^i 中的元素为独立同分布 (IID, independent and identically distributed), 且 \mathbf{h}_{DL}^i 中的元素均服从零均值的标准复高斯分布。因此 $\|\mathbf{h}_{DL}^i\|^2$ 和 $|\tilde{\mathbf{h}}_{DL}^i \mathbf{v}_b^{CB}|^2$ 相互独立, 用户 i 的平均 SINR 可该改写为 $E\{SINR_i^{CB}\} = \gamma E\{\|\mathbf{h}_{DL}^i\|^2\} E\{|\tilde{\mathbf{h}}_{DL}^i \mathbf{v}_b^{CB}|^2\}$ 。又由于 $\|\mathbf{h}_{DL}^i\|^2$ 服从均值为 n_i 的卡方分布, $|\tilde{\mathbf{h}}_{DL}^i \mathbf{v}_b^{CB}|^2$ 服从均值为 $\frac{n_i - N_{UE} + 1}{n_i}$ 的贝塔分布^[15], 用户 i 的平均 SINR 等于

$$E\{SINR_i^{CB}\} = \gamma(n_i - N_{UE} + 1) \quad (10)$$

根据式 (8) 和式(10), 发现对角矩阵 Φ_i 对用户 i 的平均可达速率无影响。如式 (10) 所示, 尽管“准定时同步”对 CB 模式的性能无影响, 但 CB 模式无法获得空间维度的满复用增益, 并不是 CoMP 最优的下行传输模式。

3.2 JP 模式的平均可达速率

同理, 在“准定时同步”条件下, 式(3)被改写为

$$y_i = \sqrt{p} \mathbf{H}_i \mathbf{v}_i^{JP} x_i + \sum_{j=1, j \neq i}^{N_{UE}} \sqrt{p} \mathbf{H}_j \mathbf{v}_j^{JP} x_j + z_i \quad (11)$$

其中, $\mathbf{H}_i = \mathbf{H}_{DL_i} \Phi_i$ 。在 JP 模式下, 用户 i 的平均可达速率的上界为

$$R_i^{JP} \leq \text{lb}(1 + E\{SINR_i^{JP}\}) \quad (12)$$

根据式 (11), 则用户 i 的 SINR 为

$$\begin{aligned} SINR_i^{JP} &= \frac{\gamma |\mathbf{H}_i \mathbf{v}_i^{JP}|^2}{1 + \sum_{j=1, j \neq i}^{N_{UE}} \gamma |\mathbf{H}_j \mathbf{v}_j^{JP}|^2} \stackrel{(a)}{=} \frac{\gamma |\mathbf{H}_{DL_i} \Phi_i \mathbf{v}_i^{JP}|^2}{1 + \gamma \sum_{j=1, j \neq i}^{N_{UE}} |\mathbf{H}_{DL_j} \Phi_j \mathbf{v}_j^{JP}|^2} \\ &\stackrel{(b)}{=} \frac{\gamma |(\mathbf{H}_{DL_i} + \mathbf{e}_i) \mathbf{v}_i^{JP}|^2}{1 + \gamma \sum_{j=1, j \neq i}^{N_{UE}} |\mathbf{e}_j \mathbf{v}_j^{JP}|^2} \end{aligned} \quad (13)$$

其中, 步骤 (a) 根据 $\mathbf{H}_i = \mathbf{H}_{DL_i} \Phi_i$ 推导获得, 步骤 (b) 令 $\mathbf{H}_{DL_i} \Phi_i = \mathbf{H}_{DL_i} + \mathbf{e}_i$, $\mathbf{e}_i = \mathbf{H}_{DL_i} (\Phi_i - \mathbf{I})$, 同时如果 $i \neq j$, 则 $\mathbf{H}_{DL_i} \mathbf{v}_j^{JP} = 0$ 。

为了推导 $E\{SINR_i^{JP}\}$ 的近似表达式, 令协作基

站的的天线数趋向无穷 ($n_i \rightarrow \infty$), 并先给出 2 个引理。

引理 1

$$\lim_{n_i \rightarrow \infty} \frac{\mathbf{H}_{DL_i} \mathbf{H}_{DL_j}^H}{n_i} = \begin{cases} 0, & i \neq j \\ N_{BS}, & i = j \end{cases} \quad (14)$$

$$\lim_{n_i \rightarrow \infty} \frac{\mathbf{e}_i \mathbf{H}_{DL_j}^H}{n_i} = \begin{cases} 0, & i \neq j \\ \sum_{b=1}^{N_{BS}} (\phi_{ib} - 1), & i = j \end{cases} \quad (15)$$

$$\lim_{n_i \rightarrow \infty} \frac{\mathbf{H}_{DL_j} \mathbf{e}_i^H}{n_i} = \begin{cases} 0, & i \neq j \\ \sum_{b=1}^{N_{BS}} (\phi_{ib}^H - 1), & i = j \end{cases} \quad (16)$$

证明 根据 \mathbf{e}_i 和 \mathbf{H}_{DL_i} 的定义, 推出 $\mathbf{e}_i \mathbf{H}_{DL_j}^H =$

$\sum_{b=1}^{N_{BS}} (\phi_{ib} - 1) \mathbf{h}_{DL}^{ib} (\mathbf{h}_{DL}^{jb})^H$ 。根据大数定理, 可以推出

$$\lim_{n_i \rightarrow \infty} \frac{\mathbf{e}_i \mathbf{H}_{DL_j}^H}{n_i} = \sum_{b=1}^{N_{BS}} (\phi_{ib} - 1) E\{\mathbf{h}_{DL}^{ib}(k) \mathbf{h}_{DL}^{jb}(k)^H\} \quad (17)$$

其中, $\mathbf{h}_{DL}^{ib}(k)$ 和 $\mathbf{h}_{DL}^{jb}(k)$ 分别表示 \mathbf{h}_{DL}^{ib} 和 \mathbf{h}_{DL}^{jb} 的第 k 个元素。显然, 如果 $i \neq j$, 则 $E\{\mathbf{h}_{DL}^{ib}(k) \mathbf{h}_{DL}^{jb}(k)^H\} = E\{\mathbf{h}_{UL}^{ib}(k)\} E\{\mathbf{h}_{UL}^{jb}(k)^H\} = 0$ 。否则 $i = j$, $E\{\mathbf{h}_{DL}^{ib}(k) \mathbf{h}_{DL}^{ib}(k)^H\} = E\{\|\mathbf{h}_{DL}^{ib}(k)\|^2\} = 1$ 。因此, 式(15)得证。

式(14)和式(16)的证明与式(15)的证明类似。由于篇幅有限, 在此不再详述。

引理 2

$$\lim_{n_i \rightarrow \infty} \mathbf{Q}_i = \mathbf{I} - \frac{1}{n_i} \sum_{j \neq i} \frac{\mathbf{H}_{DL_j}^H \mathbf{H}_{DL_j}}{N_{BS}} \quad (18)$$

证明 根据 \mathbf{Q}_i 的定义, 可将其改写为 $\mathbf{Q}_i = \mathbf{I} -$

$\frac{1}{n_i} \bar{\mathbf{G}}_i^H \left(\frac{1}{n_i} \bar{\mathbf{G}}_i \bar{\mathbf{G}}_i^H \right)^{-1} \bar{\mathbf{G}}_i$ 。与引理 1 的证明类似, 根据大

数定理可以得到 $\lim_{n_i \rightarrow \infty} \frac{\bar{\mathbf{G}}_i \bar{\mathbf{G}}_i^H}{n_i} = \text{diag}\{N_{BS}, \dots, N_{BS}\}$ 。又

根据 $\bar{\mathbf{G}}_i$ 的定义, 可以得到 $\bar{\mathbf{G}}_i^H \bar{\mathbf{G}}_i = \sum_{j \neq i} \mathbf{H}_{DL_j}^H \mathbf{H}_{DL_j}$ 。

则引理 2 得证。

根据引理 1 和引理 2, 推导出定理 1, 如下所示。

定理 1 在“准定时同步”条件下, 若 $n_i \rightarrow \infty$, CoMP 采用 JP 模式, 则用户 i 的平均 SINR 近似表达为

$$E\{SINR_i^{JP}\} \approx \frac{\frac{n_i}{N_{BS}} M_i}{\gamma^{-1} + \frac{n_i(N_{UE}-1)}{N_{BS}n_i-1} \left(N_{BS} - \frac{1}{N_{BS}} M_i \right)} \quad (19)$$

其中, $M_i = \sum_{b=1}^{N_{BS}} \phi_{ib} \sum_{b=1}^{N_{BS}} \phi_{ib}^H$ 。

证明 见附录。

仍然以 2 个协作基站的 CoMP 场景为例, 根据欧拉公式 (Euler formula), 式(19) 可化简为

$$E\{SINR_i^{JP}\} \approx \frac{n_i \left(1 + \cos \left(\frac{2\pi c (\tau_{i1} - \tau_{i2})}{NT_s} \right) \right)}{\frac{1}{\gamma} + \frac{n_i(N_{UE}-1)}{2n_i-1} \left(1 - \cos \left(\frac{2\pi c (\tau_{i1} - \tau_{i2})}{NT_s} \right) \right)} \quad (20)$$

如式 (20) 所示, 用户 i 接收到的信号和干扰均受 $\tau_{i1} - \tau_{i2}$ 的影响。如果 $\tau_{i1} - \tau_{i2} = 0$, 则 $E\{SINR_i^{JP}\} \approx 2\gamma n_i$ 。这表明若协作基站 1 和协作基站 2 与用户 i 之间实现理想定时同步(如图 5(a)所示), 则 JP 模式能完全消除其他用户对用户 i 的干扰, 并获得空间维度的满复用增益。所以, 相对于 CB 模式, JP 模式为 CoMP 最优的下行传输模式。如果若协作基站 1 和协作基站 2 与用户 i 之间仅实现“准定时同步”, 即 $\tau_{i1} - \tau_{i2} \neq 0$, JP 模式将无法消除其他用户对用户 i 的干扰, 其性能大幅受限。

如图 6 所示, 仿真结果验证了本章的理论推导和分析结果。仿真参数 $N_{BS} = 2$, $n_i = 8$, $N_{UE} = 8$, $N = 2048$, $L = 144$, $L - l = 72$ 。整个传输频带被 OFDM 技术划分为 N 个子信道, 各下行子信道相互独立且均为瑞利衰落信道。综合式 (8)、式(10)、式 (12)和式(19), 可得到 CB 模式和 JP 模式的用户的平均可达速率的上界。如图 6 所示, 非理想定时同步大幅降低 JP 模式下用户 1 的平均可达速率, 而对 CB 模式下用户 1 的平均可达速率几乎没影响。同时, 发现本节推导的平均可达速率上界与蒙特卡罗 (Monte Carlo) 仿真结果相吻合。同时, 仿真结果还表明定理 1 在协作基站的天线数有限时仍然有效。

如图 7 所示, 尽管 CB 模式下和 JP 模式下的用户平均可达速率上界较松, 但其变化趋势与实际的用户平均可达速率保持一致。所以该上界, 仍能反映 CoMP 的下行传输性能和 $\Delta\tau$ 之间的关系。通过图 7 还发现 JP 模式在子信道 15 上的速

率损失要大于其在子信道 10 上的速率损失。这表明非理想定时同步对各子信道的 JP 模式性能影响存在差异。在下一节, 会对此进行分析, 并设计多模 CoMP 算法。

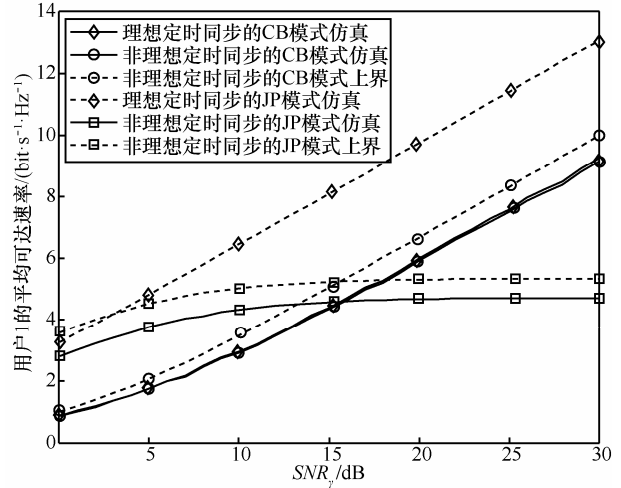


图 6 当 $\frac{\tau_{i1} - \tau_{i2}}{T_s} = 15$ 时, 在 CB 模式和 JP 模式下, 用户 1 在子信道 $c = 10$ 上的平均可达速率

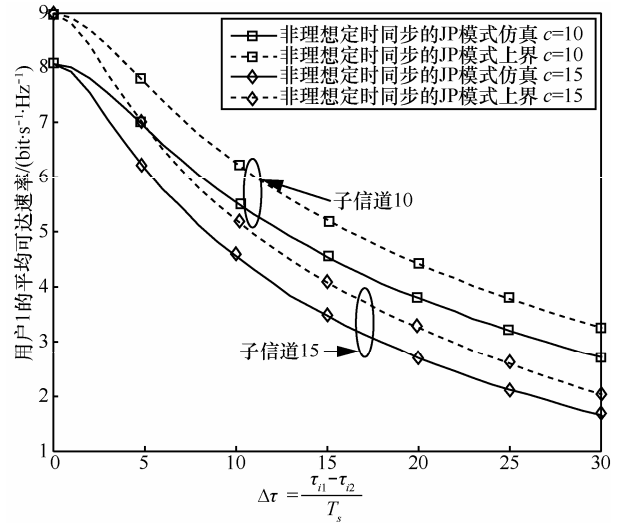


图 7 当 $\gamma = 15$ dB 时, 在 JP 模式下, 用户 1 在子信道 $c = 10$ 和子信道 $c = 15$ 上的平均可达速率

4 多模协作多点传输算法

在理想定时同步条件下, 由于 JP 模式能充分利用协作基站和用户之间的空间维度, 理论上能取得比 CB 模式更高的频谱效率。但如上一节所分析, 在非理想定时同步条件下, 由于 JP 模式对定时同步误差敏感, 其性能并不总是优于 CB 模式。所以本文设计多模 CoMP 算法, 让协作基站在不同的子

信道自适应地切换下行传输模式，最大化下行传输可达速率。

首先，由用户对下行传输模式进行选择。若用户 i 在 JP 模式的平均可达速率大于用户在 CB 模式的平均可达速率 ($R_i^{JP} > R_i^{CB}$)，用户 i 会选择 JP 模式。反之 ($R_i^{JP} < R_i^{CB}$)，则用户 i 会选择 CB 模式。根据式 (8) 和式 (12) 中 R_i^{JP} 和 R_i^{CB} 的上界，得到用户 i 对

$$\begin{cases} \text{用户 } i \text{ 选择 JP 模式, } \underbrace{M_i}_{\text{模式选择变量}} > \underbrace{\frac{N_{BS}(n_i - N_{UE} + 1)(N_{BS}n_i - 1) + \gamma N_{BS}^2 n_i (n_i - N_{UE} + 1)(N_{UE} - 1)}{n_i (N_{BS}n_i - 1) + \gamma n_i (n_i - N_{UE} + 1)(N_{UE} - 1)}}_{\text{模式选择门限}} \\ \text{用户 } i \text{ 选择 CB 模式, 其他} \end{cases} \quad (22)$$

其中，模式选择变量 $M_i = \sum_{b=1}^{N_{BS}} \phi_{ib} \sum_{b=1}^{N_{BS}} \phi_{ib}^H$ 。而模式选择门限的取值与系统参数紧密相关。如果 $n_i = N_{UE}$ ，模式选择门限被简化为

$$\text{模式选择门限} = \frac{N_{BS}(N_{BS}n_i - 1) + \gamma N_{BS}^2 n_i (n_i - 1)}{n_i (N_{BS}n_i - 1) + \gamma n_i (n_i - 1)} \quad (23)$$

对于模式选择门限，模式选择门限的取值随 N_{BS} 和 γ 的增大而增大。这表明当协作基站数越多时，JP 模式对协作基站间的定时同步要求越严格。同时这还表明 CoMP 的发射功率越大，非理想定时同步造成的速率损失越大。对于模式选择变量，由 2.2 节的定义， $\phi_{ib} = \exp\left(\frac{j2\pi c \tau_{ib}}{NT_s}\right)$ 表示用户 i 和协作基站 b 之间由残余定时同步误差导致的相位

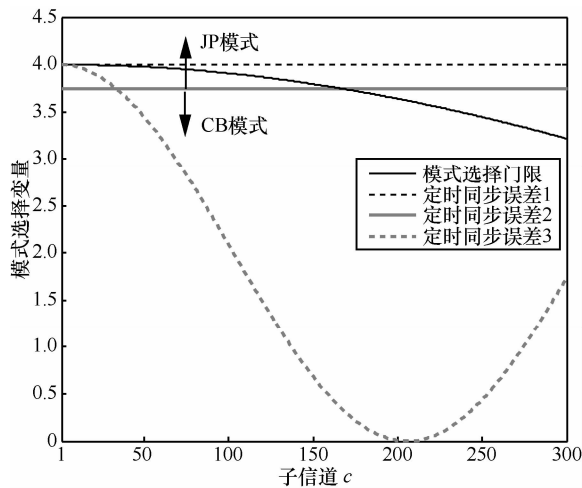
CoMP 下行传输的模式选择准则

$$\begin{cases} \text{用户 } i \text{ 选择 JP 模式, } E\{SINR_i^{JP}\} > E\{SINR_i^{CB}\} \\ \text{用户 } i \text{ 选择 CB 模式, 其他} \end{cases} \quad (21)$$

将式 (10) 和式 (19) 中的 $E\{SINR_i^{CB}\}$ 和 $E\{SINR_i^{JP}\}$ 的表达式代入式 (21)，则用户 i 的模式选择准则可改写为

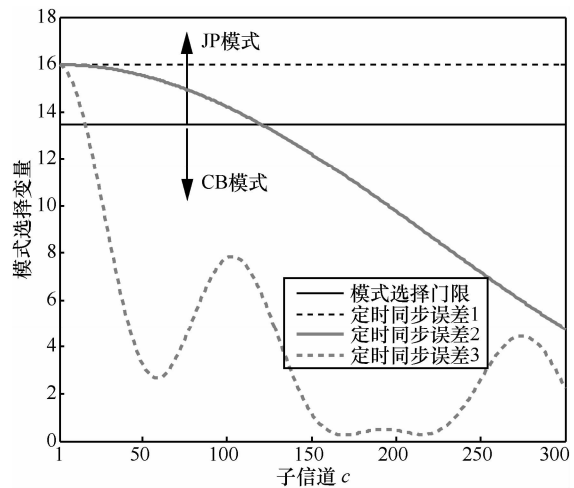
旋转。当定时同步误差 τ_{ib} 保持不变时， ϕ_{ib} 的取值随子信道 c 变化。在实际 OFDM 系统中，不同的子信道对应不同的子载波频率。例如，若子载波频率从 0 Hz 开始，相邻子载波间隔为 15 kHz，则子信道 10 的子载波频率为 150 kHz。如图 8 所示，在不同系统参数下，模式选择变量 M_i 的取值也随子信道 c 变化。

首先，用户 i 通过信道估计可获得包含相旋 $\phi_{ib} = \exp\left(\frac{j2\pi c \tau_{ib}}{NT_s}\right)$ 的等效信道 \mathbf{h}^{ib} 。根据式 (5)，等效信道 $\mathbf{h}^{ib} = \mathbf{h}_{DL}^{ib} \exp\left(\frac{j2\pi c \tau_{ib}}{NT_s}\right)$ ，其中，信道 \mathbf{h}_{DL}^{ib} 在信道相干带宽内保持不变。则等效信道 \mathbf{h}^{ib} 在信道相干带宽内的相位旋转仅由 ϕ_{ib} 引起。所以根据 \mathbf{h}^{ib} 的在相干信道带宽内的相旋，可以通过最小二乘估计获



(a) $N_{BS} = 2$, $\gamma = 15$ dB, 定时同步误差 1、2 和 3 分别代表

$$\begin{bmatrix} \tau_{i1} & \tau_{i2} \\ T_s & T_s \end{bmatrix} = [5 \ 5], [6 \ 5] \text{ 和 } [10 \ 5]$$



(b) $N_{BS} = 4$, $\gamma = 15$ dB, 定时同步误差 1、2 和 3 分别代表

$$\begin{bmatrix} \tau_{i1} & \tau_{i2} & \tau_{i3} & \tau_{i4} \\ T_s & T_s & T_s & T_s \end{bmatrix} = [5 \ 5 \ 5 \ 5], [8 \ 7 \ 6 \ 5] \text{ 和 } [12 \ 27 \ 9 \ 5]$$

图 8 不同系统参数条件下用户 i 的模式选择变量和模式选择门限

得定时同步误差 τ_{ib} ，并计算相旋 ϕ_{ib} 在每个子信道的取值。

例如，假设子信道 $c=c_1$ 和 $c=c_2$ 之间的频域间隔不超过相干带宽。对于子信道 $c=c_1$ ，等效信道

$$\mathbf{h}_{c_1}^{ib} = \mathbf{h}_{DL}^{ib} \exp\left(\frac{j2\pi c_1 \tau_{ib}}{NT_s}\right)$$

对于子信道 $c=c_2$ ，等效信道 $\mathbf{h}_{c_2}^{ib} = \mathbf{h}_{DL}^{ib} \exp\left(\frac{j2\pi c_2 \tau_{ib}}{NT_s}\right)$ 。可以推导出

$$\frac{2\pi}{NT_s} \Delta c_{12} \tau_{ib} = \angle(\mathbf{h}_{c_1}^{ib} ./ \mathbf{h}_{c_2}^{ib})^T \quad (24)$$

其中， N 和 T_s 为已知系统参数，“./”表示 2 个矩阵或向量的对应元素相除， $\angle(\cdot)$ 表示取复数向量每个元素的相位， $(\cdot)^T$ 表示矩阵转置。则 $\angle(\mathbf{h}_{c_1}^{ib} ./ \mathbf{h}_{c_2}^{ib})^T \in \mathbb{R}^{n_i \times 1}$ ，且 $\Delta c_{12} = (c_1 - c_2)[1 \ 1 \ \dots \ 1]^T \in \mathbb{R}^{n_i \times 1}$ 。用户 i 和协作基站 b 之间定时同步误差 τ_{ib} 的最小二乘估计为

$$\tau_{ib} = \frac{NT_s}{2\pi} (\Delta c_{12}^T \Delta c_{12})^{-1} \Delta c_{12}^T \angle(\mathbf{h}_{c_1}^{ib} ./ \mathbf{h}_{c_2}^{ib})^T \quad (25)$$

用户 i 得到 τ_{ib} 后，根据 $\phi_{ib} = \exp\left(\frac{j2\pi c \tau_{ib}}{NT_s}\right)$ ，便可计算相旋 ϕ_{ib} 在每个子信道的取值。同理，根据以上方法，用户 i 可获得相旋 $[\phi_{i1}, \dots, \phi_{ib}, \dots, \phi_{iN_{BS}}]$ 在每个子信道的大小，从而计算模式选择变量 M_i 在每个子信道的取值。由式 (20)，用户 i 根据已知系统参数计算模式选择门限，并选择各子信道的 CoMP 下行模式。对于每个子信道，若模式选择变量 M_i 大于模式选择门限，用户 i 选择 JP 模式。否则，用户 i 选择 CB 模式。最后，用户 i 将每个子信道的模式选择结果反馈给协作基站。在多模 CoMP 算法中，其他用户的操作与用户 i 的操作相同。

多模 CoMP 算法的复杂度主要来自于模式选择变量和模式选择门限的计算。在此以浮点运算 (flops) 为基本操作单位，通过时间复杂度对模式选择变量和模式选择门限的计算复杂度进行评估。为了便于计算时间复杂度，首先给出矩阵基本运算的时间复杂度，假设实数矩阵和实数向量 $\mathbf{A} \in \mathbb{R}^{n \times n}$ ， $\mathbf{B} \in \mathbb{R}^{n \times m}$ ， $\mathbf{c} \in \mathbb{R}^{n \times 1}$ ，则 $\mathbf{A} \times \mathbf{B}$ 的浮点运算次数为 $2n^2m$ ，时间复杂度为 $O(n^2m)$ ； \mathbf{A}^{-1} 的浮点运算次数为 $\frac{4n^3}{3}$ ，时间复杂度为 $O(n^3)$ ； \mathbf{c}^T 的浮点运算次数为 $\frac{n}{2}$ ，时间复杂度为 $O(n)$ ^[16]。在此， $\angle(\cdot)$ 的

对象为复数向量，则需将复数向量转化为对应的实数向量进行复杂度评估。假设复数向量 $\mathbf{a} \in \mathbb{C}^{n \times 1}$ 对应的实数向量为 $\bar{\mathbf{a}} = [\text{real}(\mathbf{a})^T \ \text{imag}(\mathbf{a})^T]^T \in \mathbb{R}^{2n \times 1}$ 。其中， $\text{real}(\mathbf{a})$ 表示取复数向量 \mathbf{a} 的实部， $\text{imag}(\mathbf{a})$ 表示取复数向量 \mathbf{a} 的虚部。在此，将 $\angle(\mathbf{a})$ 的浮点运算次数近似为 $2n$ ，时间复杂度为 $O(n)$ 。根据式(23)，定时同步误差 τ_{ib} 最小二乘估计的浮点运算次数为 $10n_i + 5$ ，时间复杂度为 $O(n_i)$ 。由于用户 i 需要进行 N_{BS} 次定时同步误差估计，则用户 i 对定时同步误差估计的浮点运算次数为 $10N_{BS}n_i + 5N_{BS}$ ，时间复杂度为 $O(N_{BS}n_i)$ 。若将计算相旋 ϕ_{ib} 算作 1 次浮点运算，则用户 i 计算模式选择变量 M_i 的浮点运算次数为 $6N_{BS} + 2$ ，时间复杂度为 $O(N_{BS})$ 。由于存在 N 个子信道，则用户 i 计算模式选择变量 M_i 取值的浮点运算次数为 $6NN_{BS} + 2N$ ，时间复杂度为 $O(MN_{BS})$ 。由于，共有 N_{UE} 个用户，所以用户计算模式选择变量的总浮点运算次数为 $10N_{BS}N_{UE}n_i + 5N_{BS}N_{UE} + 6N_{UE}N_{BS}N + 2N_{UE}N$ 。通常，子信道数 N 大于协作基站天线数 n_i ，则用户计算模式选择变量的时间复杂度为 $O(MN_{UE}N_{BS})$ 。根据式(20)，模式选择门限的计算只需要 11 次标量乘法和 12 次标量加法。将式 (20) 化简为式 (21) 后，模式选择门限的计算只需要 10 次标量乘法和 6 次标量加法。对于所有子信道，每个用户只需计算一次模式选择门限，则用户计算模式选择门限的时间复杂度为 $O(N_{UE})$ 。显然，计算模式选择变量的复杂度远远高于计算模式选择门限的复杂度，且其复杂度为子信道数 N ，用户数 N_{UE} 和协作基站数 N_{BS} 的函数。

协作基站接收用户反馈的模式选择结果，并通过有线链路将其进行共享。中央处理单元根据每个子信道各用户的模式选择结果，切换每个子信道的 CoMP 下行传输模式。若多数用户选择 JP 模式，则协作基站切换到 JP 模式进行下行传输。反之，则协作基站切换到 CB 模式进行下行传输。由于本文所提出的多模 CoMP 算法并不需要用户对其下行等效信道进行量化反馈，而只需要反馈模式选择结果。所以与文献[8, 9]的定时同步误差校准算法相比，多模 CoMP 算法具有更小的反馈开销，更易于系统实现。通过伪代码对多模 CoMP 算法的下行传输模式切换过程进行说明。

算法 1 多模协作多点传输算法

CoMP 下行传输模式切换

For 子信道 $c=1: N$

用户端的操作

For 用户 $i=1: N_{UE}$

步骤 1: For 协作基站 $b=1: N_{BS}$
 用户 i 计算相旋 ϕ_{ib} 在子信道 c 上的取值
 End

步骤 2: 用户 i 计算模式选择变量

$$M_i = \sum_{b=1}^{N_{BS}} \phi_{ib} \sum_{b=1}^{N_{BS}} \phi_{ib}^H$$
 在子信道 c 上的取值

步骤 3: 用户 i 根据式 (20) 的模式选择准则, 选择子信道 c 的下行传输模式

步骤 4: 用户 i 根据模式选择结果设置标识比特 u_i ($u_i = 1$ 表示选择 JP 模式, $u_i = 0$ 表示选择 CB 模式)

步骤 5: 用户 i 将标识位 u_i 反馈给协作基站

End

协作基站端的操作

步骤 1: 协作基站接收用户反馈, 并通过有线链路将收到的标识比特 ($u_1, \dots, u_i, \dots, u_{N_{UE}}$) 分享给中央处理单元

步骤 2: 如果 $\sum_{i=1}^{N_{UE}} u_i > \frac{N_{UE}}{2}$, 中央处理单元令协作基站在子信道 c 上采用 JP 模式进行下行传输。否则, 中央处理单元令协作基站在子信道 c 上采用 CB 模式进行下行传输

End

5 仿真

本节通过仿真对多模 CoMP 算法的性能进行验证和分析。本节的仿真条件与第 3 节和第 4 节中的仿真条件基本保持一致。本节对仿真条件唯一的改变是令用户与协作基站间的定时同步误差 ($\frac{\tau_{ib}}{T_s}$) 为独立同分布的随机变量, 且服从在区间 $[0, 72]$ 的离散均匀分布。

为了分析系统配置参数对多模 CoMP 算法的影响, 图 9 显示了多模 CoMP 算法在不同系统配置参数条件下采用 JP 模式的子信道数和采用 CB 模式的子信道数。由图 9 可知采用 JP 模式的子信道数随协作基站数的增加而大幅减少, 也随 CoMP 的发射功率的增大而减少。该仿真结果也进一步证明了第 4 节对模式选择门限的分析。为了验证多模 CoMP 算法的性能, 对用户 1 和用户 3 在子信道 10 和子信道 15 上的平均可达速率进行了仿真。如图 10(a) 所示, 当 $SNR < 14$ dB 时, 用户 1 在 JP 模式下的平均可达速率大于在 CB 模式下的平均可达速率。当 $SNR > 14$ dB 时, 用户 1 在 JP 模式下的平均可达速率小于在 CB 模式下的平均可达速率。由于多模 CoMP 算法能自适应地在 JP 模式和 CB 模式间切换, 则多模 CoMP 算法使协作基站在 $SNR < 14$ dB 时通过 JP 模式对用户 1 进行下行传输, 在 $SNR > 14$ dB 时通过 CB 模式对用户 1 进行下行传输, 保证了用户 1 获得最大的平均可达速率。同理, 如图 10(b) 所示, 对于子信道 $c=15$, 用户 3 的 CB 模式与 JP 模式切换点在 $SNR=10$ dB 处。可见基于本文所推导的模式选择变量和模式选择门限, 多模 CoMP 算法能较为准确地获得 CoMP 下行传输模式的切换点, 从而通过模式切换提高了用户 3 在非理想定时同步条件下的平均可达速率。如图 10 所示, 在非理想定时同步条件下低信噪比时, 多模 CoMP 算法的平均可达速率优于仅采用 CB 模式的传统 CoMP 算法, 在高信噪比时, 多模 CoMP 算法的平均可达速率性能优于仅采用 JP 模式的传统 CoMP 算法。如图 10 所示, 与在理想定时同步条件下的 JP 模式的平均可达速率相比, 定时同步误差仍然造成了

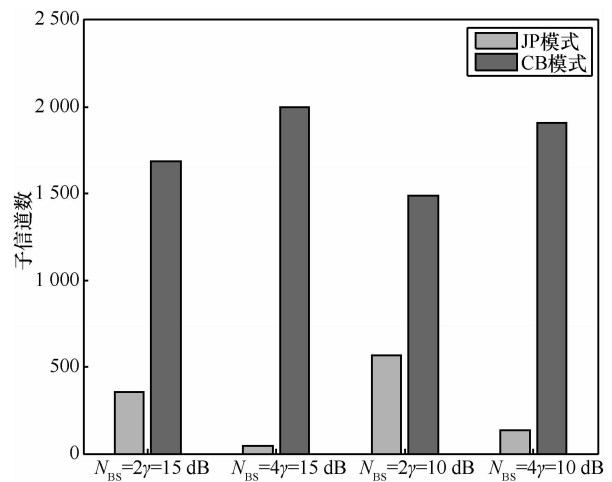
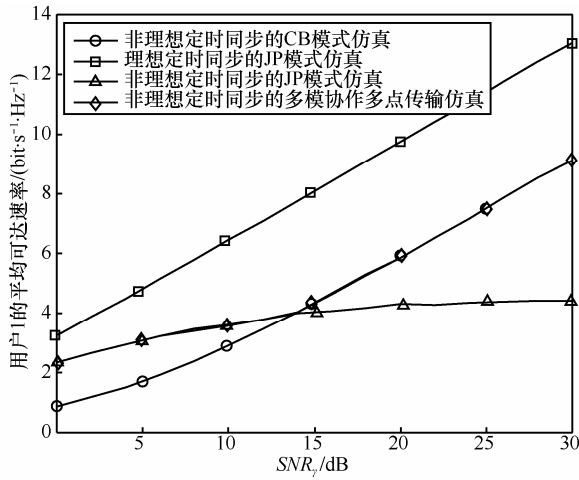
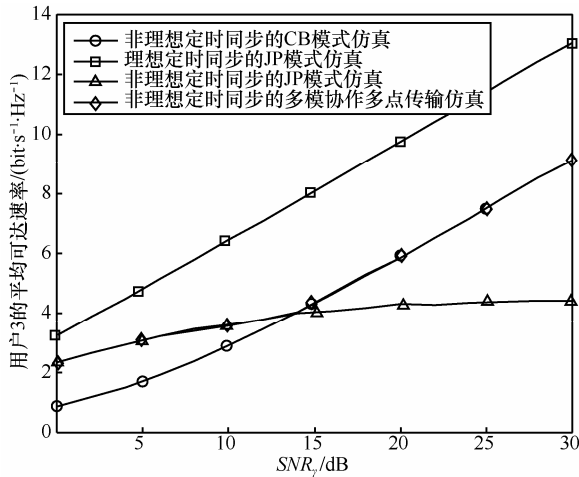


图 9 多模协作多点传输算法中采用 JP 模式和采用 CB 模式的子信道数

多模 CoMP 算法的平均可达速率大幅下降。如何进一步降低 CoMP 在非理想定时同步条件下的性能损失，留作后续工作的深入研究。



(a) 子信道 $c=10$ 上，用户 1 平均可达速率



(b) 子信道 $c=15$ 上，用户 3 平均可达速率

图 10 多模协作多点传输算法中用户平均可达速率

6 结束语

对于采用 CoMP 技术的系统，用户和协作基站均在空间上离散分布，所以难以实现协作基站与用户间的理想定时同步。实际上，系统通常能实现协作基站与用户之间的“准定时同步”。然而“准定时同步”所残余的定时同步误差会造成协作基站与用户间的相位旋转，从而大幅降低 CoMP 下行传输的 JP 模式的性能，而对其 CB 模式的性能无影响。因此推导了 JP 模式和 CB 模式在“准定时同步”条件下的平均可达速率的近似表达式。基于所推导的近似表达式，获得了模式选择变量与模式选择门

限，从而设计了多模 CoMP 算法，使 CoMP 下行传输能在 JP 模式和 CB 模式间自适应切换，以降低定时同步误差对 CoMP 性能的不利影响。仿真结果验证了本文理论分析以及公式推导的有效性，并表明在“准定时同步”条件下多模 CoMP 算法性能优于仅采用 CB 模式或 JP 模式的传统 CoMP 算法性能。

附录 定理 1 的证明

将式(4)代入式(13)，利用投影矩阵性质(例如 $\mathbf{Q}_i = \mathbf{Q}_i^H$ ， $\mathbf{Q}_i = \mathbf{Q}_i^H \mathbf{Q}_i$)，可以将用户 i 的信号功率改写为

$$S_i^{JP} = \gamma \left(\mathbf{H}_{DL-i} \mathbf{Q}_i \mathbf{H}_{DL-i}^H + \mathbf{e}_i \mathbf{Q}_i \mathbf{H}_{DL-i}^H + \mathbf{H}_{DL-i} \mathbf{Q}_i \mathbf{e}_i^H + \frac{|\mathbf{e}_i \mathbf{Q}_i \mathbf{H}_{DL-i}^H|^2}{\mathbf{H}_{DL-i} \mathbf{Q}_i \mathbf{H}_{DL-i}^H} \right) \quad (26)$$

当 $n_i \rightarrow \infty$ ， $E\{S_i^{JP}\}$ 可以表示为

$$E\{S_i^{JP}\} = n_i \lim_{n_i \rightarrow \infty} \frac{S_i^{JP(a)}}{n_i} = \frac{n_i}{N_{BS}} \sum_{b=1}^{N_{BS}} \phi_{ib} \sum_{b=1}^{N_{BS}} \phi_{ib}^H \quad (27)$$

其中，步骤(a)可由引理(1)和引理(2)推出。同理，可以将用户 i 的干扰功率改写为

$$\begin{aligned} I_i^{JP} &= \gamma \sum_{j=1, j \neq i}^{N_{UE}} |\mathbf{e}_j \mathbf{v}_j^{JP}|^2 = \gamma \sum_{j=1, j \neq i}^{N_{UE}} |(\mathbf{e}_j^{\parallel} + \mathbf{e}_j^{\perp}) \mathbf{v}_j^{JP}|^2 \\ &\stackrel{(b)}{=} \gamma \sum_{j=1, j \neq i}^{N_{UE}} \|\mathbf{e}_j^{\perp}\|^2 |\tilde{\mathbf{e}}_j^{\perp} \mathbf{v}_j^{JP}|^2 \\ &\stackrel{(c)}{=} \gamma \sum_{j=1, j \neq i}^{N_{UE}} \left(\frac{\|\mathbf{e}_j\|^2 - |\mathbf{e}_j \mathbf{H}_{DL-i}^H|^2}{\|\mathbf{H}_{DL-i}\|^2} \right) |\tilde{\mathbf{e}}_j^{\perp} \mathbf{v}_j^{JP}|^2 \end{aligned} \quad (28)$$

其中，步骤(a)将 \mathbf{e}_j 分解为 \mathbf{e}_j^{\parallel} 和 \mathbf{e}_j^{\perp} ， \mathbf{e}_j^{\parallel} 平行于 \mathbf{H}_{DL-i} ， \mathbf{e}_j^{\perp} 垂直于 \mathbf{H}_{DL-i} 。步骤(b)根据 $\mathbf{e}_j^{\parallel} \mathbf{v}_j^{JP} = 0$ 得到，其中 $\|\mathbf{e}_j^{\perp}\|$ 和 $\tilde{\mathbf{e}}_j^{\perp}$ 相互独立，分别代表 \mathbf{e}_j^{\perp} 的模和方向；步骤(c)根据 $\|\mathbf{e}_j^{\perp}\|^2 = \|\mathbf{e}_j\|^2 (1 - \cos^2 \theta)$ 得到，其中 $\theta = \angle(\mathbf{e}_j, \mathbf{G}_i)$ ，

$$\cos^2 \theta = \frac{|\mathbf{e}_j \mathbf{H}_{DL-i}^H|^2}{\|\mathbf{e}_j\|^2 \|\mathbf{H}_{DL-i}\|^2}。$$

由于在 \mathbf{H}_{DL-i} 的 $N_{BS}n_i - 1$ 维零空间中， $\tilde{\mathbf{e}}_j^{\perp}$ 和 \mathbf{v}_j^{JP} 分别为相互独立且同分布的各向同性向量 (isotropic vector)，则 $|\tilde{\mathbf{e}}_j^{\perp} \mathbf{v}_j^{JP}|^2$ 服从均值为 $\frac{1}{N_{BS}n_i - 1}$ 的贝塔分布 (Beta(1, $N_{BS}n_i - 1$)) [15]。若 $n_i \rightarrow \infty$ ，

利用引理(1)，可以得到 $E\{\|\mathbf{e}_j^{\perp}\|^2\} = n_i \sum_{b=1}^{N_{BS}} (\phi_{ib} - 1)(\phi_{ib}^H - 1)$ 和

$$E\left\{ \frac{|\mathbf{e}_j \mathbf{H}_{DL-i}^H|^2}{\|\mathbf{H}_{DL-i}\|^2} \right\} = \frac{n_i}{N_{BS}} \sum_{b=1}^{N_{BS}} (\phi_{ib} - 1) \sum_{b=1}^{N_{BS}} (\phi_{ib}^H - 1)。因此，E\{I_i^{JP}\}$$

可以表示为

$$E\{I_i^{JP}\} = \gamma \frac{(N_{UE} - 1)n_r}{N_{BS}n_t - 1} \left(N_{BS} - \frac{1}{N_{BS}} \sum_{b=1}^{N_{BS}} \phi_{ib} \sum_{b=1}^{N_{BS}} \phi_{ib}^H \right) \quad (29)$$

若 $n_t \rightarrow \infty$, 可以认为 N_{UE} 的取值大到能够保证 S_i^{JP} 和 I_i^{JP} 近似独立。此时, 用户 i 的平均 $SINR$ 可以近似表示为^[17]

$$E\{SINR_i^{JP}\} \approx \frac{E\{S_i^{JP}\}}{1 + E\{I_i^{JP}\}} \quad (30)$$

将式(27)和式(29)代入式(30), 可以得到定理 1 的证明。

参考文献:

- [1] GESBERT D, HANLY S, HUANG H, et al. Multi-cell MIMO cooperative networks: a new look at interference[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2010, 28(9): 1380-1408.
- [2] LEE J, KIM Y, LEE H, et al. Coordinated multipoint transmission and reception in LTE-advanced systems[J]. IEEE Communications Magazine, 2012, 50(11): 44-50.
- [3] SHEU J S, HSIEH C H. Joint preprocessing techniques for downlink CoMP transmission in multipath fading channels[C]//2012 IEEE 75th Vehicular Technology Conference (VTC Spring). Yokohama, Japan, c2012: 1-5.
- [4] WANG K, WANG X, XU W, et al. Coordinated linear precoding in downlink multicell MIMO-OFDMA networks[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2012, 60(8): 4264-4277.
- [5] LAGEN S, AGUSTIN A, VIDAL J. Distributed inter-cluster interference management for CoMP-based cellular networks[C]//IEEE Global Communications Conference. c2013: 4204-4209.
- [6] GU Z, WEI N, ZHANG Z. Analysis and modeling of channel reciprocity errors based on a experimental OFDM/TDD coordinated multi-point transmission system[C]//IEEE/CIC International Conference on Communications in China (ICCC). c2013: 292-296.
- [7] RAHUL H, HASSANIEH H, KATABI D. SourceSync: a distributed wireless architecture for exploiting sender diversity[J]. ACM SIGCOMM Computer Communication Review, 2011, 41(4): 171-182.
- [8] BALAN H V, ROGALIN R, MICHALOLIAKOS A, et al. AirSync: Enabling distributed multiuser MIMO with full spatial multiplexing[J]. IEEE/ACM Transactions on Networking (TON), 2013, 21(6): 1681-1695.
- [9] ROGALIN R, BURSALIOGLU O, PAPADOPOULOS H, et al. Scalable synchronization and reciprocity calibration for distributed multi-

user MIMO[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2014, 13(4):1815-1831.

- [10] YANG C, HAN S, HOU X, et al. How do we design CoMP to achieve its promised potential[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2013, 20(1): 67-74.
- [11] IRMER R, DROSTE H, MARSCH P, et al. Coordinated multipoint: Concepts, performance, and field trial results[J]. Communications Magazine, IEEE, 2011, 49(2): 102-111.
- [12] ZAKHOUR R, HO Z K M, GESBERT D. Distributed beamforming coordination in multicell MIMO channels[C]//Vehicular Technology Conference. c2009: 1-5.
- [13] WANG B, LI B, LIU M. A novel precoding method for joint processing in CoMP[C]//Network Computing and Information Security (NCIS), 2011 International Conference. IEEE, c2011: 126-129.
- [14] 3GPP, TS 36.211 Physical channels and modulation[S]. 2010.
- [15] JINDAL N. MIMO broadcast channels with finite-rate feedback[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2006, 52(11): 5045-5060.
- [16] 张贤达. 矩阵分析与应用 [M]. 北京:清华大学出版社, 2004.
ZHANG X D. Matrix Analysis and Applications [M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2004.
- [17] ZHANG Q, YANG C. Semi-dynamic mode selection in base station cooperative transmission system[C]//IEEE Vehicular Technology Conference (VTC Fall). c2011: 1-5.

作者简介:



顾浙骐 (1984-), 男, 浙江绍兴人, 电子科技大学博士生, 主要研究方向为协作通信、预编码、信道互易性。



张忠培 (1967-), 男, 重庆人, 电子科技大学教授、博士生导师, 主要研究方向为无线通信、信道编码。