

基于干扰容忍的多小区系统的高效传输协议研究

冀保峰^{1,2}, 李春国¹, 宋康¹, 王毅¹, 宋梁^{2,3}

(1. 东南大学毫米波国家重点实验室, 江苏 南京 210096;

2. 河南科技大学信息工程学院, 河南 洛阳 471023; 3. 多伦多大学, 安大略 多伦多, M5S 2E8)

摘 要: 针对多小区边缘用户的干扰问题, 设计了两时隙的传输协议, 通过采用基于信漏噪比的预编码方案, 推导获得所提传输协议下的预编码闭合表达式, 并设计了基于非线性最小均方误差的自适应接收机。仿真结果表明所设计的传输协议与传统协议相比具有较大的和速率增益。

关键词: 干扰容忍; 协议设计; 预编码; 自适应接收机

中图分类号: TN925

文献标识码: A

Researches on efficient transmission protocol for multi-cell system based on interference toleration

Ji Bao-feng^{1,2}, Li Chun-guo¹, Song Kang¹, Wang Yi¹, Song Liang^{2,3}

(1. State Key Laboratory of Millimeter Waves, Southeast University, Nanjing 210096, China;

2. College of Information Engineering, Henan University of Science and Technology, Luoyang 471023, China;

3. University of Toronto, Ontario M5S 2E8, Canada)

Abstract: A two-time-slot transmission protocol was designed according to the cell-edge users' interference problem. The precoder closed expressions under the proposed transmission protocol were derived based on the well-known precoder scheme of the signal-to-leakage-plus-noise ratio (SLNR). Furthermore, an adaptive receiver was designed based on the non-linear minimum mean square error criterion. Simulation results demonstrated that the proposed transmission protocol has significant sum-rate gains compared with traditional system.

Key words: interference tolerating, protocol design, precoder, adaptive receiver

1 引言

近年来, 随着小区覆盖密度的增加, 多小区系统的干扰问题成为无线通信领域中最为重要的研究热点之一^[1-6]。根据小区边缘用户的不同分布位置可分为 3 类场景。第 1 类是单小区传输(single

cell transmission)模式, 即用户与本小区关联基站距离很近, 而与其他基站距离很远。第 2 类是多点协作(CoMP, coordinated multi-points transmission)传输模式, 即该用户位于多个基站交叉覆盖的重叠区, 因此, 该用户会收到来自多个基站的干扰。近年来的科学研究主要致力于处理来自多

收稿日期: 2015-08-26; 修回日期: 2015-11-29

通信作者: 冀保峰, baofengji@seu.edu.cn

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No.U1404615, No.61201172, No.61201176, No.61372101); 毫米波国家重点实验室开放课题基金资助项目 (No.K201504); 中国博士后基金资助项目 (No.2015M571637); 国家科技重大专项基金资助项目 (No.2013ZX03003006-002, No.2012ZX03004005-003); 河南省自然科学基金基础与前沿基金资助项目 (No.142300410343); 河南科技大学青年基金资助项目 (No.2014QN030); 河南科技大学教育教学改革基金资助项目 (No.2015YB-033)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China(No.U1404615, No.61201172, No.61201176, No.61372101), Open Funds of State Key Laboratory of Millimeter Waves(No.K201504), China Postdoctoral Science Foundation(No.2015M571637), The National Science and Technology Major Project of China (No.2013ZX03003006-002, No.2012ZX03004005-003), Foundation and Frontier Project of Natural Science Foundation of Henan Province (No.142300410343), Youth Foundation of Henan University of Science and Technology(No.2014QN030), Education and Teaching Reform Project(No.2015YB-033)

个基站的干扰问题。第 3 类是本文提出的新协议设计传输模式, 即该用户位于 2 个基站交叉覆盖的重叠区域, 而与第 3 个小区的基站覆盖区域距离很远。事实上, 第 3 类场景即为众所周知的线性 Wyner 干扰模型, Wyner 干扰模型表明用户位于 2 个基站交叉覆盖区域的概率要远大于位于 3 个基站交叉覆盖区, 并且由于路径损耗和大尺度衰落的影响, 用户受到来自第 3 个基站的干扰可以忽略, 近年来, 关于这种场景下的协议设计传输方案尚未有文献系统性地涉及。

近年来, 关于多点协作场景的方案设计和分析主要关注于小区间干扰的处理, 并且大多数研究场景属于本文分类的第 2 种场景, 文献[7,8]详细阐述了多点协作传输方案的处理方法, 包括基站间的有限回程反馈、干扰管理以及 3GPP LTE(long term evolution) R11 版本中的相关信号设计, 其中, 3GPP LTE 的传输方案主要分为 4 类。第 1 类是动态节点选择方案; 第 2 类是联合收发机设计方案; 第 3 类是协作波束形成或调度方案; 第 4 类是动态节点回程方案^[8]。

Liu 等^[9]对基站和移动终端均配置多天线的场景, 推导获得了采用干扰配准技术消除小区间和小区内干扰的充分和必要条件, 多天线配置的 MIMO (multiple input and multiple output) 技术由于它能带来显著的阵列增益和分集增益, 已经作为 4G 和未来 5G 的关键技术受到了广泛的应用研究^[10-12]。Liu 等^[13]在文献[9]研究的基础上从信息论的角度出发进一步分析了该系统的自由度。Wu 和 Yang 等^[14,15]研究了机会干扰配准方法以及干扰中和条件, 这些研究主要分析了干扰配准或干扰中和处理方案的应用。Annareddy 等^[16]从信息论的角度对多点协作 CoMP 的增益进行了详细的理论分析。Huq 等^[17-19]根据不完全信道状态信息的场景, 设计了迫零预编码发送和块对角化预编码方案, 获得系统和速率的有效提升。Choi 等^[20]设计了多用户 MIMO-OFDMA (orthogonal frequency multiple access) 系统下多点协作传输模式的最优资源分配方案。所有这些多点协作传输方案工作的研究都未考虑小区边缘用户仅接收到一个基站或一些基站的干扰情况, 而不是所有基站的干扰。

已有多点协作方案的工作中关于小区边缘用户受到来自所有其他基站的干扰, 可看作是一种极限情况, 其他一些极限情况是采用 TDMA

(time division multiple access) 协议通过多个时隙的发送来消除干扰^[21-23]。尽管多天线技术可以通过基站之间的协作和 TDMA 协议获得正交时隙, 然而, 基站的预编码矩阵需要对角阵 (单天线) 或块对角阵 (多天线), 这与方阵 (收发端同天线配置) 相比会有一些的性能损耗。尽管 TDMA 协议利用 3 个时隙保障所有发送信号的正交性, 但严重降低了系统的频谱效率以及会出现时间延迟等问题。本文需要强调的是, 用户所接收到的混合信号并非不能高效利用, 接收端可以利用译码并进行连续干扰消除获得接近最优的接收机。本文与已有多点协作研究的不同之处在于每个基站的的天线配置和时隙数, 本文的系统模型中基站配置为单天线, 通过 2 个时隙以完成信号的传输。

由于严重的路径损耗和阴影衰落影响, 本文假定每个小区边缘用户仅接收到相邻小区基站的干扰, 暂不考虑来自其他基站的干扰。例如本文所研究的三小区系统模型, 假定小区半径为 L , 若用户位于两小区相交中心处, 则用户与有用基站、相邻基站以及第 3 个基站的距离分别为 L 、 L 和 $\sqrt{3}L$, 从而相应的路径损耗分别为 $L^{-\alpha}$ 、 $L^{-\alpha}$ 和 $(\sqrt{3}L)^{-\alpha}$ 。该用户的信干噪比为 $SINR = \frac{pL^{-\alpha}}{pL^{-\alpha} + (\sqrt{3}L)^{-\alpha} + \sigma^2}$, 其中, σ^2 是噪声方差, p 是基站的发送功率。一般而言, 假定自由空间路径损耗因子 $\alpha=5$, 则 $(\sqrt{3})^{-\alpha} = \frac{1}{9\sqrt{3}} \approx \frac{1}{16}$, 从而可知来自第 3 个基站的干扰较小, 同 Jafar 等^[24]的方案分析, 本文忽略该干扰。

本文考虑设计 2 个时隙 (或 OFDM 2 个子载波) 的新传输协议以完成所有传输且不使用多天线技术, 每个时隙内, 所有基站同时给相应用户传输信号, 2 个时隙后, 每个用户收到混合有干扰和噪声的信号, 本文所提的新协议节省了一个时隙, 但是引入的干扰会降低接收信号的信干噪比, 因此, 本文通过预编码和自适应接收机的设计, 有效克服引入干扰带来的影响, 从仿真结果可以看到本文所提协议的显著增益。

本文的主要贡献如下: 设计了两时隙传输协议, 可应用于 OFDMA (orthogonal frequency division multiple access) 等系统, 其中, 发送端采用基于信

漏噪比 SLNR(signal to leakage and noise ratio)的预编码方法, 通过仿真和分析表明所提基于 SLNR 的两时隙传输协议可获得显著性能增益, 之所以采用 SLNR 预编码是由于其可以和本文所提协议有效结合, 而该 SLNR 预编码是由 Sadek 等^[25,26]提出的, 主要用于多用户 MIMO 系统, 之后由 Qiang 等^[27]用于多点协作系统的信号传输; 设计了自适应的接收机, 可有效提升系统的吞吐量。

2 两时隙传输协议

本文考虑的小区的系统模型如图 1 所示, 其中, 交叉重叠区域的用户由于大尺度衰落和阴影衰落, 假定其仅收到来自 2 个基站的信号, 如图 1 所示的用户 3(UE₃)仅接受到来自 BS₁ 的干扰, 若 UE₃ 移动到 3 个小区的交叉重叠区, 则 UE₃ 可以参考已有的多点协作传输方案进行解决^[28]。而通常情况下, 由于 2 个基站交叉的范围较大, UE₃ 处于 2 个基站交叉重叠区的概率要远大于处于 3 个基站的交叉重叠区。

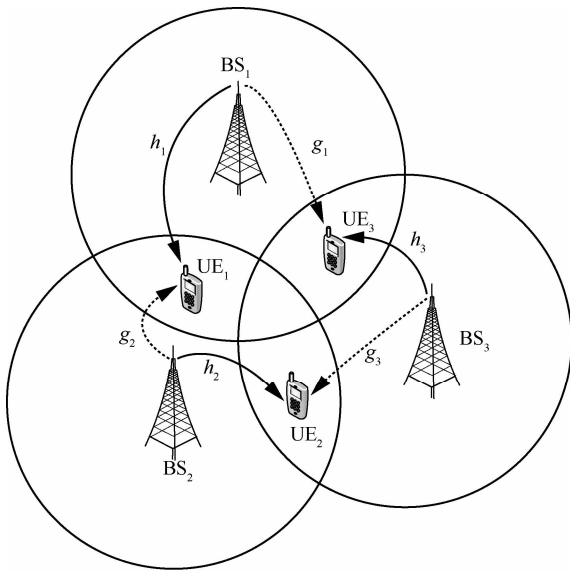


图 1 系统模型

本文提出三小区系统下的两时隙传输协议。第 1 个时隙内, BS₁ 采用预编码系数 ω_1 向 UE₁ 发送信号 x_1 , BS₂ 采用预编码系数 ω_2 向 UE₂ 发送信号 x_2 , BS₃ 采用预编码系数 ω_3 向 UE₂ 发送信号 x_3 ; 第 2 个时隙内, BS₁ 采用预编码系数 ω_2 向 UE₁ 发送信号 x_1 , BS₃ 采用预编码系数 ω_2 向 UE₁ 发送信号 x_2 , BS₃ 采用预编码系数 ω_3 向 UE₁ 发送信号 x_3 。需要注意的是, 2 个时隙基站发送的信号相同而预编码系数不同, 且基站 BS_k ($k=1,2,3$) 之间

不共享发送信号。第 2 个时隙内, 每个基站向 UE_k 发送信号 $\omega_{k2}x_k$, 其中, ω_{k2} 是第 2 个时隙内基站 BS_k 的预编码系数, 所提出的两时隙传输协议的示意如表 1 所示。

表 1 本文所提传输协议的预编码方案

基站	时隙 1	时隙 2
BS ₁	$\omega_{11}x_1$	$\omega_{21}x_1$
BS ₂	$\omega_{21}x_2$	$\omega_{22}x_2$
BS ₃	$\omega_{31}x_3$	$\omega_{32}x_3$

2 个时隙内每个用户的接收信号为

$$\begin{aligned}
 y_{1j} &= \overbrace{h_{1j}\omega_{1j}x_1}^{\text{有用信号}} + \overbrace{g_{2j}\omega_{2j}x_2}^{\text{干扰}} + n_{1j} \\
 y_{2j} &= \overbrace{h_{2j}\omega_{2j}x_2}^{\text{有用信号}} + \overbrace{g_{3j}\omega_{3j}x_3}^{\text{干扰}} + n_{2j} \\
 y_{3j} &= \overbrace{h_{3j}\omega_{3j}x_3}^{\text{有用信号}} + \overbrace{g_{1j}\omega_{1j}x_1}^{\text{干扰}} + n_{3j}
 \end{aligned} \quad (1)$$

其中, h_{kj} ($k=1,2,3, j=1,2$) 是基站 BS_k 到用户 UE_k 在第 1 个 ($j=1$) 和第 2 个 ($j=2$) 时隙的有用信道, g_{kj} ($k=1,2,3, j=1,2$) 是用户 UE_k 在第 1 个 ($j=1$) 和第 2 个 ($j=2$) 时隙受到的来自基站 BS_k 的干扰, n_{kj} 用户 UE_k 在 2 个时隙内受到的白噪声, 其服从均值为零、方差为 σ^2 的循环对称复高斯 $\mathcal{CN}(0, \sigma^2)$ 分布。

式(1)可用矩阵的形式表达为

$$y_1 \triangleq \begin{bmatrix} y_{11} \\ y_{12} \end{bmatrix} = H_1 \odot [\omega_1 \ \omega_2] \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + n_1 \quad (2)$$

$$y_2 \triangleq \begin{bmatrix} y_{21} \\ y_{22} \end{bmatrix} = H_2 \odot [\omega_2 \ \omega_3] \begin{bmatrix} x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} + n_2 \quad (3)$$

$$y_3 \triangleq \begin{bmatrix} y_{31} \\ y_{32} \end{bmatrix} = H_3 \odot [\omega_3 \ \omega_1] \begin{bmatrix} x_3 \\ x_1 \end{bmatrix} + n_3 \quad (4)$$

其中, \odot 表示按元素相乘, 且 H_1 、 H_2 、 H_3 、 ω_k 和 n_k 分别为

$$H_1 \triangleq \begin{bmatrix} h_{11} & g_{21} \\ h_{12} & g_{22} \end{bmatrix}$$

$$H_2 \triangleq \begin{bmatrix} h_{21} & g_{31} \\ h_{22} & g_{32} \end{bmatrix}$$

$$H_3 \triangleq \begin{bmatrix} h_{31} & g_{11} \\ h_{32} & g_{12} \end{bmatrix}$$

$$\omega_k \triangleq [\omega_{k1} \ \omega_{k2}]^T$$

$$n_k \triangleq [n_{k1} \ n_{k2}]^T, k=1,2,3 \quad (5)$$

本文所提的传输模式仅需要 2 个时隙即可完成 3 个用户的信号传输(标记为 $BS_k - UE_k (k=1,2,3)$), 与传统 TDMA 的 3 个时隙传输模式相比有着较大的吞吐量增益。然而, 本文所设计的传输协议模式引入了小区间的干扰, 这与用户端的信噪比增加是相悖的, 因此, 本文将对 2 个时隙内所有基站的预编码系数进行优化以克服小区间的干扰, 并设计最优的自适应接收机。本文所设计的两时隙传输协议是以三小区单用户为系统模型, 而应用于多用户系统的 OFDMA 传输也可直接扩展。

3 预编码优化和自适应接收机设计

本节主要针对 2 个时隙传输的多小区系统模型, 通过预编码的优化设计获得系统容量的最大化, 并基于非线性的 MMSE-SIC (minimum mean square error successive interference cancellation)连续干扰消除准则设计最优的自适应接收机。

3.1 预编码优化设计

如式(2)~式(4), 每个预编码矢量 ω_k 包含了 2 个方程将导致信干噪比很复杂的表达式, 若采用能效^[29]或速率最大化^[30,31]作为目标函数, 那么所提的两时隙传输协议的最优预编码设计的求解将十分困难, 而基于信漏噪比的预编码应用于多小区多用户的传输展现了优越的性能^[32], 因此本文采用基于信漏噪比的预编码设计两时隙的传输方案。

本文的传输方案主要涉及 3 个预编码矢量 ω_1 、 ω_2 、 ω_3 , 从式(2)~式(4)可以看到基站 BS_1 采用预编码矢量 ω_1 给用户 UE_1 发送有用信号 x_1 , 但会对用户 UE_3 的信号 x_3 产生干扰, 预编码矢量 ω_2 和 ω_3 也会发生同样的情况。因此预编码矢量 ω_1 对于整个系统的影响为

$$\begin{bmatrix} x_1^p \\ x_1^n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ g_{11} & g_{12} \end{bmatrix} \omega_1 x_1 \quad (6)$$

其中, x_1^p 和 x_1^n 表示基站 BS_1 对整个系统信号贡献的有用部分和干扰部分, 基于式(6), 有用部分 x_1^p 的功率可表达为 $p_1^p = \omega_1^H h_1^* h_1^T \omega_1$, 其中, $h_1 \triangleq [h_{11}, h_{12}]^T$; 干扰部分 x_1^n 的功率为 $p_1^n = \omega_1^H g_1^* g_1^T \omega_1$, 其中, $g_1 \triangleq [g_{11}, g_{12}]^T$ 。对于用户 UE_1 而言, 预编码矢量 ω_1 的设计准则是 p_1^p 越大越好, 且 p_1^n 越小越好。因此, 对于基站 BS_k 而言, 预编码矢量 ω_k 的设计准则即为最大化 p_k^p 和 p_k^n 与噪声的比率, 即

$$f(\omega_k) \triangleq \frac{p_k^p}{p_k^n + 2\sigma^2} \quad (7)$$

其中,

$$\begin{aligned} p_k^p &= \omega_k^H h_k^* h_k^T \omega_k \\ p_k^n &= \omega_k^H g_k^* g_k^T \omega_k \\ h_k &\triangleq [h_{k1}, h_{k2}]^T \\ g_k &\triangleq [g_{k1}, g_{k2}]^T \end{aligned} \quad (8)$$

因此, 预编码矢量 ω_k 设计的优化问题可以表示为

$$\begin{aligned} \max_{\omega_k} f(\omega_k) &= \frac{\omega_k^H (h_k^* h_k^T) \omega_k}{\omega_k^H (g_k^* g_k^T) \omega_k + 2\sigma^2} \\ \text{s.t. } \omega_k^H \omega_k &= p \end{aligned} \quad (9)$$

其中, p 是每个基站 2 个时隙内的总功率, 式(9)除去噪声项后可看作为 Rayleigh 熵, 而噪声项可用预编码矢量 ω_k 可由式(10)计算

$$\sigma^2 = \frac{\sigma^2}{p} \omega_k^H \omega_k \quad (10)$$

将式(10)代入 $f(\omega_k)$ 可得

$$f(\omega_k) = \frac{\omega_k^H (h_k^* h_k^T) \omega_k}{\omega_k^H \left(g_k^* g_k^T + \frac{2\sigma^2}{p} I_2 \right) \omega_k} \quad (11)$$

其中, I_2 是单位阵, 式(11)是 Rayleigh 熵的通用形式, 下面将推导预编码矢量 ω_k 的表达式。

由于式(11)的矩阵向量是正定且为 Hermitian 矩阵, 因此, 式(11)中的 $g_k^* g_k^T + \frac{2\sigma^2}{p} I_2$ 可分解为 $g_k^* g_k^T + \frac{2\sigma^2}{p} I_2 \triangleq A_k^H A_k$, 其中, A_k 是满秩矩阵, 通过定义 $\hat{\omega}_k \triangleq A_k \omega_k$, 式(11)可表示为

$$f(\hat{\omega}_k) = \frac{\hat{\omega}_k^H \overbrace{\left\{ (A_k^H)^{-1} h_k^* h_k^T A_k^{-1} \right\}}^{B_k} \hat{\omega}_k}{\hat{\omega}_k^H \hat{\omega}_k} \quad (12)$$

从而, 最优的预编码矢量 $\hat{\omega}_k^*$ 可通过求 $\hat{\omega}_k^* = v_{\max} \{B_k\}$ 获得, 最终预编码矢量 ω_k^* 可为

$$\omega_k^* = \frac{\sqrt{p}}{\|A_k^{-1} v_{\max} \{B_k\}\|_F} A_k^{-1} v_{\max} \{B_k\} \quad (13)$$

其中, $\mathbf{v}_{\max}\{\cdot\}$ 表示矩阵 $\{\cdot\}$ 相应于最大特征值的归一化特征矢量, 且 $\|\cdot\|_F$ 表示 Frobenius 范数。

3.2 自适应接收机设计

由本文所提的两时隙传输协议可知, 每个用户需求解 2 个方程, 且 2 个方程包含 2 个未知数分别是有用信号和干扰, 从而有用信号和干扰的求解可通过提出基于门限的自适应接收机设计获得。首先, 采用线性 MMSE 接收机用于每个用户方程的求解, 然后计算各自有用信号和干扰的信干噪比。检测是否满足 $SINR_{\text{useful}} \geq SINR_{\text{interference}}$, 如果满足, 则进行译码且有用信号的当前值即为最终结果; 如果不满足, 则先译码干扰信号再进行干扰消除, 从而得到有用信号的信噪比。

本文将推导采用线性 MMSE 接收机后有用信号和干扰的信干噪比表达式, 每个用户的 MMSE 接收机为

$$\begin{aligned} Receiver_1 &= \mathbf{Q}_1 (\mathbf{H}_1 \odot [\boldsymbol{\omega}_1, \boldsymbol{\omega}_2])^H \\ Receiver_2 &= \mathbf{Q}_2 (\mathbf{H}_2 \odot [\boldsymbol{\omega}_2, \boldsymbol{\omega}_3])^H \\ Receiver_3 &= \mathbf{Q}_3 (\mathbf{H}_3 \odot [\boldsymbol{\omega}_3, \boldsymbol{\omega}_1])^H \end{aligned} \quad (14)$$

其中, \mathbf{Q}_k 定义为

$$\mathbf{Q}_1 \triangleq \left\{ (\mathbf{H}_1 \odot [\boldsymbol{\omega}_1, \boldsymbol{\omega}_2])^H (\mathbf{H}_1 \odot [\boldsymbol{\omega}_1, \boldsymbol{\omega}_2]) + \sigma^2 \mathbf{I}_2 \right\}^{-1} \quad (15)$$

$$\mathbf{Q}_2 \triangleq \left\{ (\mathbf{H}_2 \odot [\boldsymbol{\omega}_2, \boldsymbol{\omega}_3])^H (\mathbf{H}_2 \odot [\boldsymbol{\omega}_2, \boldsymbol{\omega}_3]) + \sigma^2 \mathbf{I}_2 \right\}^{-1} \quad (16)$$

$$\mathbf{Q}_3 \triangleq \left\{ (\mathbf{H}_3 \odot [\boldsymbol{\omega}_3, \boldsymbol{\omega}_1])^H (\mathbf{H}_3 \odot [\boldsymbol{\omega}_3, \boldsymbol{\omega}_1]) + \sigma^2 \mathbf{I}_2 \right\}^{-1} \quad (17)$$

每个用户采用线性 MMSE 接收机后, 用户 UE_1 的信干噪比 $SINR_1$ 为

$$SINR_1 = \frac{1}{\sigma^2 [\mathbf{Q}_1]_{11}} - 1 = \frac{\boldsymbol{\omega}_1^H \mathbf{D}_1 \boldsymbol{\omega}_1 + \frac{1}{\sigma^4} \boldsymbol{\omega}_2^H \mathbf{D}_3^H \boldsymbol{\omega}_1^* \boldsymbol{\omega}_1^T \mathbf{D}_3 \boldsymbol{\omega}_2}{1 + \boldsymbol{\omega}_2^H \mathbf{D}_2 \boldsymbol{\omega}_2} \quad (18)$$

其中,

$$\begin{aligned} \mathbf{D}_1 &\triangleq \text{diag} \left\{ \left[|h_{11}|^2, |h_{12}|^2 \right] \right\} \\ \mathbf{D}_2 &\triangleq \text{diag} \left\{ \left[|g_{21}|^2, |g_{22}|^2 \right] \right\} \\ \mathbf{D}_3 &\triangleq \begin{bmatrix} 0 & h_{11} g_{22} \\ -h_{12} g_{21} & 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (19)$$

MMSE 接收机处理后, 用户 UE_1 的干扰信号 x_2 的信干噪比 $SINR_1'$ 为

$$SINR_1' = \frac{1}{\sigma^2 [\mathbf{Q}_1]_{22}} - 1 = \frac{\boldsymbol{\omega}_2^H \mathbf{D}_2 \boldsymbol{\omega}_2 + \frac{1}{\sigma^4} \boldsymbol{\omega}_2^H \mathbf{D}_3^H \boldsymbol{\omega}_1^* \boldsymbol{\omega}_1^T \mathbf{D}_3 \boldsymbol{\omega}_2}{1 + \boldsymbol{\omega}_1^H \mathbf{D}_1 \boldsymbol{\omega}_1} \quad (20)$$

同样的方法, 用户 UE_2 的 $SINR_2$ 为

$$SINR_2 = \frac{1}{\sigma^2 [\mathbf{Q}_2]_{11}} - 1 = \frac{\boldsymbol{\omega}_2^H \mathbf{J}_1 \boldsymbol{\omega}_2 + \frac{1}{\sigma^4} \boldsymbol{\omega}_3^H \mathbf{J}_3^H \boldsymbol{\omega}_2^* \boldsymbol{\omega}_2^T \mathbf{J}_3 \boldsymbol{\omega}_3}{1 + \boldsymbol{\omega}_3^H \mathbf{J}_2 \boldsymbol{\omega}_3} \quad (21)$$

其中,

$$\begin{aligned} \mathbf{J}_1 &\triangleq \text{diag} \left\{ \left[|h_{21}|^2, |h_{22}|^2 \right] \right\} \\ \mathbf{J}_2 &\triangleq \text{diag} \left\{ \left[|g_{31}|^2, |g_{32}|^2 \right] \right\} \\ \mathbf{J}_3 &\triangleq \begin{bmatrix} 0 & h_{21} g_{32} \\ -h_{22} g_{31} & 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (22)$$

用户 UE_2 的干扰信号 x_3 的信干噪比 $SINR_2'$ 为

$$\begin{aligned} SINR_2' &= \frac{1}{\sigma^2 [\mathbf{Q}_2]_{22}} - 1 \\ &= \frac{\boldsymbol{\omega}_3^H \mathbf{J}_2 \boldsymbol{\omega}_3 + \frac{1}{\sigma^4} \boldsymbol{\omega}_3^H \mathbf{J}_3^H \boldsymbol{\omega}_2^* \boldsymbol{\omega}_2^T \mathbf{J}_3 \boldsymbol{\omega}_3}{1 + \boldsymbol{\omega}_2^H \mathbf{J}_1 \boldsymbol{\omega}_2} \end{aligned} \quad (23)$$

用户 UE_3 的信干噪比 $SINR_3$ 为

$$\begin{aligned} SINR_3 &= \frac{1}{\sigma^2 [\mathbf{Q}_3]_{11}} - 1 \\ &= \frac{\boldsymbol{\omega}_3^H \mathbf{T}_1 \boldsymbol{\omega}_3 + \frac{1}{\sigma^4} \boldsymbol{\omega}_1^H \mathbf{T}_3^H \boldsymbol{\omega}_3^* \boldsymbol{\omega}_3^T \mathbf{T}_3 \boldsymbol{\omega}_1}{1 + \boldsymbol{\omega}_1^H \mathbf{T}_2 \boldsymbol{\omega}_1} \end{aligned} \quad (24)$$

其中,

$$\begin{aligned} \mathbf{T}_1 &\triangleq \text{diag} \left\{ \left[|h_{31}|^2, |h_{32}|^2 \right] \right\} \\ \mathbf{T}_2 &\triangleq \text{diag} \left\{ \left[|g_{11}|^2, |g_{12}|^2 \right] \right\} \\ \mathbf{T}_3 &\triangleq \begin{bmatrix} 0 & h_{31} g_{12} \\ -h_{32} g_{11} & 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (25)$$

用户 UE_3 的干扰信号 x_1 的信干噪比 $SINR_3'$ 为

$$\begin{aligned}
 SINR_3' &= \frac{1}{\sigma^2 [\mathbf{Q}_3]_{22}} - 1 \\
 &= \frac{\boldsymbol{\omega}_1^H \mathbf{T}_2 \boldsymbol{\omega}_1 + \frac{1}{\sigma^4} \boldsymbol{\omega}_1^H \mathbf{T}_3^* \boldsymbol{\omega}_3^* \boldsymbol{\omega}_3^T \mathbf{T}_3^T \boldsymbol{\omega}_1}{1 + \boldsymbol{\omega}_3^H \mathbf{T}_1 \boldsymbol{\omega}_3} \quad (26)
 \end{aligned}$$

线性 MMSE 处理且无干扰消除(SIC)的和速率为

$$R_{MMSE} = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^3 \text{lb}(1 + SINR_k) \quad (27)$$

而采用线性 MMSE 且干扰消除的通用表达式为

$$\hat{y}_k = \text{diag}\{\mathbf{h}_k\} \boldsymbol{\omega}_k + \mathbf{n}_k, k = 1, 2, 3 \quad (28)$$

基于式(28), $SINR_k$ 为

$$SINR_k = \frac{1}{\sigma^2} \boldsymbol{\omega}_k^H \text{diag}\left\{\left[|h_{k1}|^2, |h_{k2}|^2\right]\right\} \boldsymbol{\omega}_k \quad (29)$$

从而, 基于 MMSE-SIC 后的和速率为

$$R_{MMSE-SIC} = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^3 \text{lb}(1 + SINR_k) \quad (30)$$

本文所设计的接收机也可应用于等功率分配方案。

4 所提出协议向多小区多用户系统的扩展讨论

本文所述的系统模型仅包含了 3 个基站, 且每个基站服务一个用户, 然而, 所提的两时隙传输协议可广泛应用于其他系统中, 下面分别说明不同的应用选择场景。

第 1 种场景只要干扰模型是众所周知的 Wyner 干扰模型即可采用本文所提的两时隙传输协议, 需要说明的是本文所述的两时隙也可以是 2 个正交资源, 如 OFDM 的 2 个子载波。例如只要所有的基站线性部署^[34], 则本文所提协议可直接扩展至 M 个基站和 M 个用户。同样, 本文所提协议可扩展至所有基站是环形部署的场景^[35-37], 如果多个基站按六边形部署且采用频率重用^[38], 则用户仅接收到来自多个基站的 3 个干扰, 因为频率重用方案使来自其他基站的干扰为零。

第 2 种场景是 OFDMA 的多小区系统, 对于每个子载波, 来自每个基站的 3 条链路, 本文所提传输协议可应用于来自每个基站至用户的 3 条链路上, 从而, 每 3 个基站可应用于每个子载波上, 所

有的子载波可同时服务所有的 M 个小区。

第 3 种场景是只要每个用户 UE 所受的干扰数 K 小于小区数 M , 即 $K < M - 1$ 时, 所提传输协议可扩展为 M 个基站在 $K+1$ 个时隙内完成所有传输。如一个包含 37 个小区的系统, 每个小区边缘的用户 UE 会接收至多来自 4 个相邻小区的干扰, 因为大尺度衰落的影响, 其余 33 个小区的干扰是可忽略的, 在该场景下, 所提传输协议利用 5 个时隙即可完成传输。

5 仿真和分析

本节对所提小区的两时隙传输协议及自适应接收机进行了仿真和分析, 预编码的优化和接收机设计的仿真评估了所提传输方案带来的性能增益, 并将其与传统的 TDMA 协议进行了对比。其中, 仿真和分析中的噪声均服从单位方差零均值的循环对称复高斯分布, 即 $\mathcal{CN}(0,1)$, 信道系数服从独立同分布的 Ricean 分布, 即 $\sqrt{\frac{m}{1+m}} + \sqrt{\frac{1}{1+m}} h_\omega$, 其中, h_ω 服从 $\mathcal{CN}(0,1)$ 分布, 且参数 m 是 Ricean 因子, 当 $m=0$ 时, Ricean 信道即为 Rayleigh 信道。需要说明的是, 本文采用 Liu 等^[9]设计的多点协作的 Zero-forcing(ZF)预编码作为基准。

图 2 对比了 3 个时隙的传统 TDMA 系统与本文所提的传输协议, 其中主要包括联合自适应接收机和预编码设计、无自适应接收机或预编码的线性 MMSE 接收机等情况。从图中可以看到, 无任何预编码的线性 MMSE 接收机相对于传统的 TDMA 协议具有 $0.5 \text{ bit}/(\text{s}\cdot\text{Hz})^{-1}$ 的增益, 这是由于本文所提的传输协议可节省一个时隙的缘故。无任何预编码的自适应接收机也有 $0.5 \text{ bit}/(\text{s}\cdot\text{Hz})^{-1}$ 的增益。联合预编码优化和自适应接收机设计相对于传统 TDMA 系统而言可获得 $1.3 \text{ bit}/(\text{s}\cdot\text{Hz})^{-1}$ 的增益, 而且, 该增益随着发送功率的增加逐渐增大。

图 3 对比了图 2 提到的 4 种方案的和速率大小, 其中, $m=1$ 。从图中可以看到, 无预编码的传统 MMSE 接收机当 m 从 0 变为 1 时逐渐恶化, 对比最优的 2 条曲线可以看到预编码设计对和速率增益的重要性。从图 2 和图 3 可以看到, 联合预编码和自适应接收机设计的方案在任意发送功率下均优于迫零预编码方案, 且有 $1 \text{ bit}/(\text{s}\cdot\text{Hz})^{-1}$ 的增益。需要说明的是, 该结果出现的原因是由

于基于迫零预编码的干扰消除方案需要消耗更多的传输资源，本文所提的传输协议允许每个用户存在这些干扰，通过预编码的优化和自适应接收机的设计可将这些干扰消除，从而获得系统的性能提升。

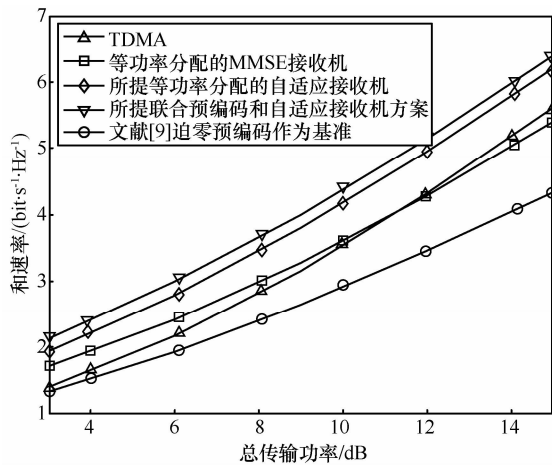


图 2 当 $m=0$ 时，所提传输协议及自适应接收机方案与传统 TDMA 的和速率对比

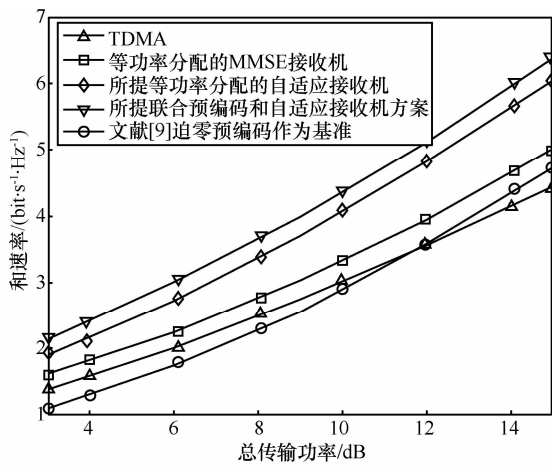


图 3 当 $m=1$ 时，所提传输协议及自适应接收机方案与传统 TDMA 的和速率对比

图 4 对比了本文所提传输协议在不同 m 时的情况，从图中可以看到， m 等于 0、1 和 10 时的 3 条曲线几乎重合，而当 m 等于 100、500 和 1 000 时，3 条曲线的差距逐渐变大。这是由于当 m 较小时，即信道质量较差时，有用信号和干扰信号的分离十分困难，而当 m 较大时，则信道质量较好，噪声方差几乎忽略，且有用信号和干扰信号的比值接近于 1，采用本文提出的 MMSE 连续干扰消除方案后，干扰信号将被消除，从而信噪比值将远远大于信干噪比值。

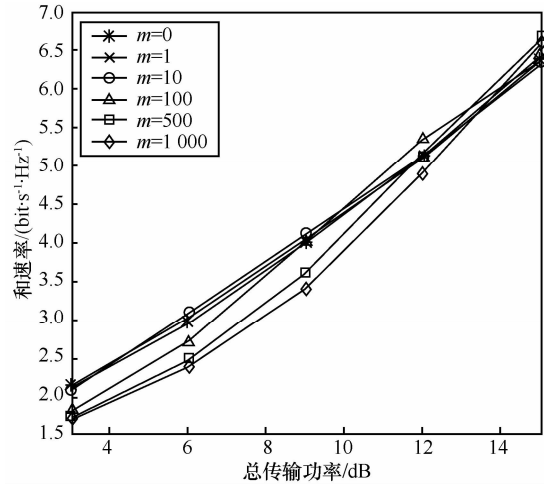


图 4 不同 Ricean 因子下所提的预编码方案及自适应接收机设计的和速率对比

关于不同场景下本文所提预编码方案及自适应接收机设计的和速率性能对比，本文给出了场景 2 的仿真结果，如图 5 所示，由于在 OFDMA 技术下，每个子载波上都有 3 个小区在 2 个时隙内服务 3 个用户，不同子载波上的用户可以不同，所以每个子载波上的系统模型即为本文的场景 1，通过子载波之间的信道正交性特点可把场景 1 的系统模型扩展到多用户场景，并且由于每个子载波上的信道统计特性都是相同的，所以新增的场景 2 的仿真曲线和场景 1 的仿真曲线是完全重合的。

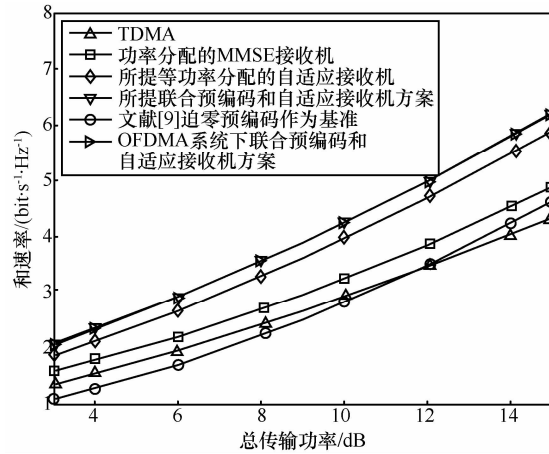


图 5 不同场景下所提的预编码方案及自适应接收机设计的和速率对比

另外本文所述的第 3 种场景，可以利用第 1 场景中的 3 个小区在 2 个时隙传输的协议原理，设计 M 个小区以及 K 个用户的一般场景，此时的时隙数由场景 1 中的 2 变为场景 3 中的 $K+1$ ，然后基于该传输协议，即可设计每个基站在 $K+1$ 个时隙中的预编码。需要说明的是，尽管场景 1 的原理可以直接

应用到场景 3, 但是具体的优化设计工作需要重新进行详细的推导和设计, 这将是本文的后续研究工作。

6 结束语

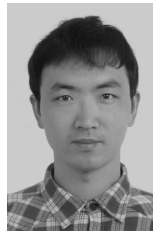
本文提出了三小区系统下的两时隙传输协议, 该协议可应用和扩展至 OFDMA 系统的多小区多用户系统中。通过推导获得了基于信漏噪比的预编码闭环表达式, 而且本文设计了基于门限和非线性干扰消除的自适应接收机。通过仿真和分析, 验证了本文所提传输协议相对于其他传输方案的优越性, 需要说明的是, 针对所提的两时隙传输协议的最优收发机联合设计将作为本文的后续研究工作。

参考文献:

- [1] DAI M, WANG P, ZHANG S, et al. Survey on cooperative strategies for wireless relay channels[J]. *European Transactions on Emerging Telecommunication Technologies*, 2014: 1-17. DOI:10.1002/ett.2789.
- [2] THOMAS B, SEM B, ALEXANDRE P. Inter-cell coordination in wireless data networks[J]. *European Transactions on Telecommunication Technologies*, 2006, 17(3): 303-312.
- [3] LEE S H, KIM H S, LEE Y H. Complexity reduced space ML detection for other-cell interference mitigation in SIMO cellular systems[J]. *European Transactions on Telecommunication Technologies*, 2011, 22(1): 51-60.
- [4] WANG P, PING L. On the capacity of MIMO cellular systems with base station cooperation[J]. *IEEE Tran Wireless Comm*, 2011, 10(11): 3720-3731.
- [5] ZHANG K, WANG Y, WANG W, et al. Energy efficient wireless in-home: the need for interference controlled femtocells[J]. *IEEE Wireless Comm*, 2011, 18(6): 36-44.
- [6] WANG Z, JI M, SADJADPOUR H R, et al. Opportunistic interference management increses the capacity of ad hoc networks[C]//*IEEE Communications Society Conference on Sensor Mesh and Ad Hoc Communications and Networks (SECON)*. c2010: 1-9.
- [7] YANG C, HAN S, HOU X, et al. How do we design CoMP to achieve its promised potential[J]. *IEEE Wireless Comm*, 2013, 20(1): 67-74.
- [8] SUN S, GAO Q, PENG Y, et al. Interference management through CoMP in 3GPP LTE-advanced networks[J]. *IEEE Wirelss Comm*, 2013, 20(1): 59-66.
- [9] LIU T, YANG C. On the feasibility of interference alignment for MIMO interference broadcast channels with constant coefficients[J]. *IEEE Trans Signal Processing*, 2013, 61(9): 2178-2191.
- [10] ZENG W, XIAO C, WANG M, et al. Linear precoding for finite-alphabet inputs over MIMO fading channels with statistical CSI[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2012, 60(6): 3134-3148.
- [11] WU Y, WANG M, XIAO C, et al. Linear precoding for MIMO broadcast channelswith finite- alphabet constraints[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2012, 11(8): 2906-2920.
- [12] WANG M, ZENG W, XIAO C. Linear precoding for MIMO multiple access channels with finite discrete inputs[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2011, 10(11): 3934-3942.
- [13] LIU T, YANG C. Genie chain and degrees of freedom of symmetric MIMO interference broadcast channels[J]. *IEEE Trans Signal Processing*, 2013, arXiv: 1309.6727[cs.IT]: 1-13.
- [14] WU D, YANG C, LIU T, et al. Feasibility conditons for interference neutralization in relay aided interference channel[J]. *IEEE Trans Signal Processing*, 2014, 62(6): 1408-1423.
- [15] YANG H J, SHIN W Y, JUNG B C, et al. Opportunistic interference alignment for MIMO interfering multiple access channels[J]. *IEEE Tran Wireless Comm*, 2013, 12(5): 2180-2192.
- [16] ANNAPUREDDY V S, GAMAL A E, VEERAVALLI V V. Degrees of freedom of interference channels with CoMP transmission and reception[J]. *IEEE Trans Inf Theory*, 2012, 58(9): 5740-5760.
- [17] HUQ K M S, MUMTAZ S, SAGHEZCHI F B, et al. Energy efficiency of downlink parcket scheduling in CoMP[J]. *European Trans Emerging Telecomm*, 2013, DOI: 10.1002/ett.2686: 1-16.
- [18] ABDELKEFI F, FEKI S, MOHAMED S, et al. Channel estimation errors impact on the sum rate maximisationin a JP-CoMP transmission systems[J]. *European Trans. Emerging Telecomm*, 2013, DOI: 10.1002/ett.2673: 1-18.
- [19] CHENG Y, PESAVENTO M, PHILIPP A. Joint network optimization and downlink beamforming for CoMP transmissions using mixed integer conic programming[J]. *IEEE Trans Signal Processing*, 2013, 61(16): 3972-3987.
- [20] CHOI D, LEE D, LEE J H. Resource allocation for CoMP with multi-user MIMO-OFDMA[J]. *IEEE Trans Vehicular Tech*, 2011, 60(9): 4626-462.
- [21] CHRISTIAN H, EBERSPACHER J. Adaptive radio resource management in F/TDMA cellular networks using smart antennas[J]. *European Transactions on Telecommunication Technologies*, 2001, 12(5): 439-452.
- [22] NEFEDOV N, PUKKILA M, VISOZ R, et al. Iterative receiver concept for TDMA packet data systems[J]. *European Transactions on Telecommunication Technologies*, 2003, 14(5): 457-469.
- [23] LEE J K, NOH H J, LIM J. Dynamic cooperative retransmission scheme for TDMA systems[J]. *IEEE Comm Letters*, 2012, 6(12): 2000-2003.
- [24] JAFAR S A. Topological interference management through index coding[J]. *IEEE Trans Inf Theory*, 2014, 60(1): 529-568.
- [25] SADEK M, TARIGHAT A, SAYED A H. A leakage-based precoding scheme for downlink multi-user MIMO channels[J]. *IEEE Trans Wireless Comm*, 2007, 6(5): 1711-1721.
- [26] WU Y, ZHANG J, XU M, ZHOU S, et al. Multiuser MIMO downlink precoder design based on the maixmal SJNR criterion[C]// *IEEE Global Telecomm Conf*. c2005: 2694-2698.
- [27] QIANG L, YANG Y, SHU F, GANG W. SLNR precoding based on QBC with limited feedback in downlink CoMP system[C]//*IEEE Int Conf onWireless Comm And Signal Processing*. c2010: 1-5.
- [28] SUN F, DE CARVALHO E. Weighted MMSE beamforming design for weighted sum-rate maximization in coordinated multi-cell MIMO systems[C]//*IEEE VTC Fall*. c2012: 1-5.
- [29] XU Z, YANG C, LI G Y, et al. Energy-efficient CoMP precoding in heterogeneous networks[J]. *IEEE Trans Signal Processing*, 2014, 62(4): 1005-1017.
- [30] XIA P, LIU C H, ANDREWS J G. Downlink coordinated multi-point with overhead modeling in heterogeneous cellular networks[J]. *IEEE*

Trans Wireless Comm, 2013, 12(8): 4025-4037.

- [31] DAI M, KWAN H Y, SUNG C W. Linear network coding strategies for the multiple-access relay channel with packet erasures[J]. IEEE Trans on Wireless Commun, 2013, 12(1): 218-227.
- [32] SUN F, DE CARVALHO E. A leakage-based MMSE beamforming design for a MIMO interference channel[J]. IEEE Signal Process Letters, 2012, 19(6): 368-371.
- [33] SIMEONE O, SMEKH O, POOR H V, et al. Local base station cooperation via finite-capacity links for the uplink of linear cellular networks[J]. IEEE Trans on Inf Theory, 2009, 55(1): 190-204.
- [34] BERGEL I, YELLIN D, SHAMAI S. Linear precoding bounds for Wyner-type cellular networks with limited base station cooperation and dynamic clustering[J]. IEEE Trans Signal Processing, 2012, 60(7): 3714-3725.
- [35] LEVY N, SHAMAI S. Clustered local decoding for Wyner-type cellular models[J]. IEEE Trans Inf Theory, 2009, 55(11): 4967-4985.
- [36] LI M, LIU C, HANLY S V. Distributed transmitter optimization for the Wyner-type downlink via belief propagation[J]. IEEE Comm Letters, 2014, 18(3): 471-474.
- [37] PANDA M K, KUMAR A. Modeling multi-cell IEEE 802.11 WLANs with application to channel assignment[C]//IEEE Modeling and Optimization in Mobile, Ad Hoc, and Wireless Networks. c2009: 1-10.
- [38] SKILLERMARK P, ALMGREN M, ASTELY D, et al. Simplified interference modeling in multicell multi-antenna radio network simulations[C]//IEEE VTC Spring. c2008: 1886-1890.



李春国 (1983-), 男, 山东胶州人, 东南大学副教授, 主要研究方向为中继网络、干扰协调、MIMO 信号处理等。



宋康 (1986-), 男, 山东青岛人, 东南大学博士生, 主要研究方向为网络编码、协作中继传输、小区网络等。

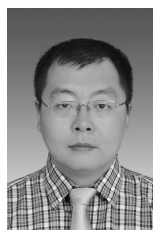


王毅 (1985-), 男, 河南三门峡人, 东南大学博士生, 主要研究方向为大规模 MIMO、3DMIMO、干扰管理等。

作者简介:



冀保峰 (1985-), 男, 河南洛阳人, 河南科技大学讲师, 主要研究方向为协作传输技术、中继网络、毫米波 MIMO、干扰管理等。



宋梁 (1980-), 男, 加拿大人, 多伦多大学教授, 主要研究方向为认知网络、低功耗网络、分布式计算等。