

一种适用于协作多点联合传输的自适应 PMI 反馈方法

李士超 邱 玲

(中国科学技术大学个人通信与扩频实验室, 安徽合肥, 230027)

摘要: 作为下一代无线通信系统的关键技术, 协作多点传输能够有效降低相邻小区之间的干扰, 提高小区边缘用户的频谱效率。在频分双工系统中, 其性能依赖于各基站获取的基于有线反馈的信道状态信息的准确性。然而, 所有协作基站都获得相同精确程度的信道状态信息会导致用户终端的反馈开销随着协作基站数线性增长。本文关注于如何在性能增益和反馈开销之间取得折中, 提出一种适用于协作多点联合传输的自适应预编码矩阵索引反馈方法。用户终端根据不同协作基站下行链路的信道质量指示的相对大小, 自适应的用不同的比特数表示不同强度链路的预编码矩阵索引, 即用较多比特数表示具有较高信道质量指示的预编码矩阵索引, 反之亦然。仿真结果表明, 与传统反馈方案相比, 该方法在几乎不牺牲频谱效率的前提下, 大幅降低了反馈开销。

关键词: 联合传输; 反馈开销; 性能折中; 自适应

中图分类号: TN929.5 **文献标识码:** A **文章编号:** 1003-0530(2011)03-0357-05

An Adaptive PMI Feedback Method for CoMP Joint Transmission

LI Shi-chao QIU Ling

(Personal Communication Network and Spread Spectrum Lab, University of Science and Technology of China, Hefei, 230027, China)

Abstract: As a key technique of the next generation wireless communication systems, coordinated multiple point (CoMP) can efficiently eliminate inter-cell interference and enhance the performance of cell-edge UEs. In frequency-division-duplexing (FDD) systems, its performance heavily depends on the accuracy of the channel state information (CSI) obtained by base stations (BSs) via limited feedback. However, the same accuracy of CSI in all cooperative BSs results in the problem that the feedback overhead scales linearly as the number of cooperative BSs. Focusing on how to get tradeoff between performance gain and feedback overhead, this paper proposes an adaptive Precoding Matrix Index (PMI) feedback scheme for CoMP joint transmission. According to the differences between channel qualities indicators (CQIs) of downlink links associated with different cooperative BSs, UE can allocate different number of bits to PMIs of different-strength links. Specifically, more bits are assigned to the PMI of downlink channel with higher CQI and vice versa. Systematic simulation result shows that this method can dramatically reduce feedback headover while maintaining a majority of the performance comparing to the traditional feedback scheme.

Key words: Joint transmission; feedback overhead; performance tradeoff; adaptation

1 引言

协作多点 (CoMP) 传输作为第三代合作伙伴计划 (3GPP) 先进长期演进 (LTE-A) 系统的关键技术, 能够有效降低相邻小区之间的干扰, 提高小区边缘用户的频谱效率。

文献[1]指出, 联合传输 (Joint Transmission) 技术是 CoMP 的一种具体实现方式。构成协作集的多个相

邻小区的基站 (BS) 共享并同时发送同一个用户终端 (UE) 的数据; UE 通过相干/非相干方式合并多个基站的发送信号, 提高有用信号的接收质量并降低所受到干扰的功率, 提高数据速率。而作为数据速率与带宽的比值, 频谱效率也得到相应的提高, 因为带宽一般是固定不变的。

文献[2][3][4]指出, 在频分双工 (FDD) 单小区多输入多输出 (MIMO) 系统中, UE 通过信道估计技术

可以获得下行链路完整的信道状态信息、并进行量化,之后,UE把这些量化信息通过有限带宽的上行反馈链路传递给BS,BS依此执行发送端预编码处理。然而,对处于联合传输模式的UE而言,需要同时量化并反馈多个基站到该UE的下行链路的信道状态信息,其反馈开销随着协作小区数目线性增长^{[5][6]}。文献[7]提出了一种基于维纳模型、在有用信道量化和干扰信道量化之间如何分配比特的方案,但并不适用于同时存在多个有用信道的联合传输模式。

本文考虑采用联合传输技术的多天线多小区场景,针对UE反馈开销随着协作基站数目线性增加的问题,提出一种自适应的预编码矩阵索引反馈方案。仿真结果表明,该方案在几乎不牺牲数据速率的前提下,大幅降低了反馈开销。

本文的结构如下:第2节介绍本文用到的系统模型,并分析传统反馈方案存在的问题;第3节阐述本文提出的自适应PMI反馈方案;第4节是仿真结果及分析;第5节是对本文进行的总结。

本文用到的符号的意义如下: \mathbf{x} 和 \mathbf{X} 分别表示矢量和矩阵, $\|\cdot\|_2$ 表示求二阶范数运算, $\text{ceil}(\cdot)$ 表示向上取整运算, $E\{\cdot\}$ 表示求期望运算, $(\cdot)^{[i]}$ 表示取括号内矩阵的第*i*列, $|\mathbf{S}|$ 表示集合 \mathbf{S} 中元素的个数。

2 系统模型

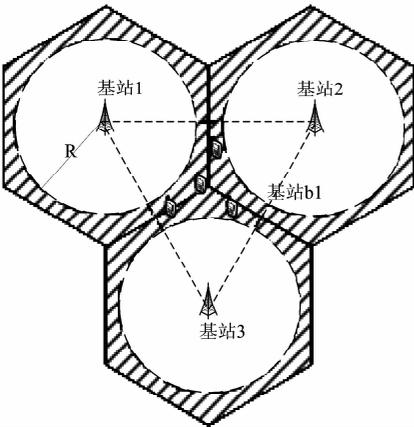


图1 多天线多小区系统框图

考虑多小区协作的场景,如图1所示,每个六边形小区的中心有一个基站,每个基站配有 N_T 根发送天线,协作集内的基站数记为 N_B 。圆心为基站、半径为 R 的圆以外的阴影部分称为小区边缘区域,基站连线构成的等边三角形与该阴影部分的重叠区称为这 N_B 个小区的交界区域,该区域有 K 个UE,每个UE配有 N_R 根接收天线,并假定 $N_T \geq N_R$ 。第*i*个基站和其中一个UE之间的 $N_R \times N_T$ 维的信道矩阵记为 \mathbf{H}_i ,兼顾大尺度

衰落与小尺度衰落的影响。假设系统采用联合传输技术,则UE的接收信号可以表示为:

$$\mathbf{y} = \sum_{i=1}^{N_B} P_T \mathbf{H}_i \mathbf{W}_i \mathbf{x} + \mathbf{n} \quad (1)$$

这里, \mathbf{x} 是该UE期望接收的符号; \mathbf{W}_i 是第*i*个基站的预编码矩阵; \mathbf{n} 是 $N_R \times 1$ 维的加性白噪声向量,其中每个元素服从独立的零均值复高斯对称分布,且满足 $E\{\mathbf{n}\mathbf{n}^H\} = P_N \mathbf{I}$,其中 P_N 是噪声向量中每个元素的方差; P_T 是每个基站的发送功率。

在FDD系统中,UE向基站反馈信道状态信息(CSI)辅助发送端设计。每个UE通过信道估计技术可以获得每个协作基站到它信道的信道状态信息 \mathbf{H}_i ($i=1,2,\dots,N_B$)。这里采用基于预编码矩阵码本的量化方法,每个基站和UE预先产生统一的预编码矩阵码本 $\mathbf{\Omega} = \{\mathbf{P}_0, \mathbf{P}_1, \dots, \mathbf{P}_{N-1}\}$,其中 N 是该码本中所含预编码矩阵的个数。UE分别通过(2)式、(3)式和(4)式算出每条下行链路信道矩阵 \mathbf{H}_i ($i=1,\dots,N_B$)采用的预编码矩阵 \mathbf{W}_i 、对应的预编码矩阵索引(PMI_{*i*})和该UE的接收信噪比(SNR):

$$\mathbf{W}_i = \arg \max_{\mathbf{P}_j \in \mathbf{\Omega}} \|\mathbf{H}_i \mathbf{P}_j\|_2^2 \quad (2)$$

$$\text{PMI}_i = \arg \max_{j=0,1,\dots,N-1} \|\mathbf{H}_i \mathbf{P}_j\|_2^2 \quad (3)$$

$$\text{SNR} = \frac{P_T \left\| \sum_{i=1}^{N_B} \mathbf{H}_i \mathbf{W}_i \right\|_2^2}{P_N} \quad (4)$$

每个UE把每条链路的PMI用相同数目的比特表示并反馈给对应基站;同时把SNR反馈给它所驻留小区的基站。之后基站根据这些反馈信息执行发送流程。

考虑(4)式,当 P_T 、 P_N 与 \mathbf{H}_i 固定时,接收信噪比SNR只与每条链路的预编码矩阵 \mathbf{W}_i 有关。在时分双工(TDD)系统中,第*i*个基站根据信道对偶性可以完全获得 \mathbf{H}_i ,通过对 \mathbf{H}_i 做奇异值分解可以得到最优的预编码矩阵 $\mathbf{W}_{i,\text{opt}}$;在FDD系统中,由上面的分析可知, \mathbf{W}_i 是UE通过(2)式算出的,且 \mathbf{W}_i 属于一个有限大小的预编码矩阵码本中。易知,在码本大小有限的情况下,用 \mathbf{W}_i 作为预编码矩阵所达到的SNR会小于用 $\mathbf{W}_{i,\text{opt}}$ 得到的SNR,且此差值随着码本的增大而减小。另一方面,需要反馈给对应基站的表示PMI_{*i*}的比特数随码本长度线性增长,如何在性能增益和反馈开销之间取得折中是本文的出发点。

进一步分析(4)式,可以改写如下:

$$\text{SNR} = \frac{P_T \left\| \sum_{i=1}^{N_B} \sqrt{\rho_i} \tilde{\mathbf{H}}_i \mathbf{W}_i \right\|_2^2}{P_N} \quad (5)$$

其中, $\rho_i = \|\mathbf{H}_i\|_2^2$ 是第 i 个基站到该 UE 信道矩阵的信道质量指示 (CQI), $\tilde{\mathbf{H}}_i$ 是 \mathbf{H}_i 方向上的单位模矩阵, 如果描述每条链路 PMI 的比特个数是相同的, 那么 $\tilde{\mathbf{H}}_i \mathbf{W}_i$ ($i=1, \dots, N_c$) 独立同分布。由此可见, 不同的 ρ_i 导致独立同分布的 $\tilde{\mathbf{H}}_i \mathbf{W}_i$ 对用户 SNR 的贡献有所差别。于是, 可以根据 ρ_i 的相对大小来自适应的确定描述每条链路 PMI 的比特数目, 分配较多比特数给较大 ρ_i 所对应的链路, 分配较少比特数给较小 ρ_i 所对应的链路。

3 自适应 PMI 反馈方法

基于第2节的分析, 这里给出我们所提出的自适应 PMI 反馈方法。

步骤 1: 用户终端确定服务基站和相邻协作基站。

每个用户终端根据已算出的不同基站到它链路的信道质量指示 $\rho_i = \|\mathbf{H}_i\|_2^2$, 将最大值所对应的基站记为服务基站, 对应的信道矩阵记为 $\mathbf{H}_{\text{serve_base}}$, 对应的信道质量指示记为 $\rho_{\text{serve_base}}$; 协作集内的其它基站记为相邻协作基站, 对应的信道矩阵记为 $\mathbf{H}_{\text{neigh_base}}$, 对应的信道质量指示记为 $\rho_{\text{neigh_base}}$;

步骤 2: 用户终端和每个协作基站预先产生完整预编码矩阵码本和预编码矩阵码本子集。

首先产生完整预编码矩阵码本 $\Omega_{\text{total}} = \{\mathbf{P}_0, \mathbf{P}_1, \dots, \mathbf{P}_{N-1}\}$, 其中 N 是完整预编码矩阵码本中预编码矩阵的个数, 且满足 $2^{B_{\text{total}}} = N$, B_{total} 是表示 PMI 所需的比特个数。需要注意的是, 本文并不关注码本设计, 即任意形式的码本都可以用作 Ω_{total} 。

再生成 b ($b=1, \dots, B_{\text{total}}-1$) 个比特所对应的预编码矩阵码本子集 $\Omega_b = \{\mathbf{Q}_0, \mathbf{Q}_1, \dots, \mathbf{Q}_{M-1}\}$, $\mathbf{Q}_i \in \Omega_{\text{total}}$, M 是该码本子集中预编码矩阵的个数, 满足 $2^b = M$, 且有

$$\Omega_b = \arg \max_{\mathbf{S}} \left\{ \min_{0 \leq i, j \leq M-1} \mathbf{Q}_i \mathbf{Q}_j^H \right\} \quad (6)$$

其中, \mathbf{S} 是含有 M 个预编码矩阵的所有可能码本子集的集和, 且 $|\mathbf{S}| = \mathbf{C}_N^M$, (6) 式表示在 N 个预编码矩阵中选出 M 个正交性最好的码字构成该码本子集。

特别的, $b=0$ 所对应的码本子集 Ω_0 为空集;

步骤 3: 用户终端计算服务基站和相邻协作基站的链路的 PMI。

对于服务基站的信道矩阵 $\mathbf{H}_{\text{serve_base}}$, 它的预编码矩阵码本 $\Omega_{\text{serve_base}}$ 即为 Ω_{total} ; 在该码本中找出一个码字, 其索引 $PMI_{\text{serve_base}}$ 满足:

$$PMI_{\text{serve_base}} = \arg \max_{n=0, 1, \dots, N-1} \left\| \mathbf{H}_{\text{serve_cell}} \mathbf{P}_n \right\|^2 \quad (7)$$

其中 $\mathbf{P}_n \in \Omega_{\text{serve_cell}}$, 然后用 $B_{\text{serve_base}}$ 个比特表示 $PMI_{\text{serve_base}}$, 其中 $B_{\text{serve_base}} = B_{\text{total}}$;

对于相邻协作基站的信道矩阵 $\mathbf{H}_{\text{neigh_base}}$, 对于表示其 PMI 的比特序列, 根据公式 (8) 算出可减少的比特数

$\Delta B_{\text{neigh_base}}$:

$$\Delta B_{\text{neigh_base}} = \text{ceil} \left(\frac{N_T - 1}{2} \log_2 \frac{\rho_{\text{serve_base}}}{\rho_{\text{neigh_base}}} \right) \quad (8)$$

其中, N_T 是发射天线数, $\rho_{\text{serve_base}}$ 是服务基站链路的 CQI, $\rho_{\text{neigh_base}}$ 是相邻协作基站链路的 CQI, 于是该 UE 用 $\max\{B_{\text{total}} - \Delta B_{\text{neigh_base}}, 0\}$ 个比特 (该比特数记为 $B_{\text{neigh_base}}$) 来表示其 PMI, 在 $B_{\text{neigh_base}}$ 个比特所对应的码本子集 $\Omega_{B_{\text{neigh_base}}}$ 中找出一个码字, 其索引 $PMI_{\text{neigh_base}}$ 满足

$$PMI_{\text{neigh_base}} = \arg \max_{m=0, 1, \dots, M-1} \left\| \mathbf{H}_{\text{neigh_base}} \mathbf{Q}_m \right\|^2 \quad (9)$$

其中 $\mathbf{Q}_m \in \Omega_{B_{\text{neigh_base}}}$, 然后用 $B_{\text{neigh_base}}$ 个比特表示 $PMI_{\text{neigh_base}}$ 。

步骤 4: UE 把 PMI 反馈给对应的协作基站。

UE 把表示 $PMI_{\text{serve_base}}$ 的 $B_{\text{serve_base}}$ 个比特通过上行链路反馈给服务基站, 把表示 $PMI_{\text{neigh_base}}$ 的 $B_{\text{neigh_base}}$ 个比特通过上行链路反馈给相邻协作基站。

现在分析该算法的复杂度。对每个用户而言, 需要执行 $N \times N_R \times N_T^2 + (N_B - 1) \times M \times N_R \times N_T^2$ 次复数乘法和 $(N_B - 1)$ 次取对数运算, 在实际系统中, N, M 取值一般在十左右, 其它参数一般都小于五, 可保证计算复杂度在每个用户的可接受范围内; 虽然总的计算复杂度随着用户数线性增长, 但由于用户只需要根据所有基站到它的下行链路的 CSI 就足以执行本算法, 所以系统中用户数的增加并不会改变每个用户的计算复杂度。另一方面, 系统反馈量 (所有用户反馈量之和) 会随着用户数线性增长; 但由于每个用户仅反馈 $B_{\text{serve_base}} + (N_B - 1) \times B_{\text{neigh_base}}$ 个比特, 这些参数一般都小于五, 使系统反馈量随着用户数的增长速度并不快; 而且准入机制的存在使系统中的用户数有一上界, 于是系统反馈量并不会无限制的增长。

4 性能仿真及结果分析

我们以文献 [8] 给出的预编码矩阵码本为例, 在基站采用 4 根发送天线且用户采用 2 根接收天线时, 其完整预编码矩阵码本中有 $N=16$ 个预编码矩阵, 其 PMI 可以用 $B_{\text{total}}=4$ 个比特来表示。完整预编码矩阵码本 $\Omega_{\text{total}} = \{\mathbf{P}_0, \mathbf{P}_1, \dots, \mathbf{P}_{15}\}$ 的生成方法见附录 A:

而比特数为 b 所对应的码本子集 Ω_b 如表 1 所示:

表 1 预编码矩阵码本子集的具体形式

表示 PMI 的比特数 b	对应的码本子集名称	码本子集的具体构成
3	Ω_3	$\{\Psi_0, \Psi_1\}$
2	Ω_2	$\{\Psi_0\}$
1	Ω_1	$\{\mathbf{P}_0, \mathbf{P}_1\}$
0	Ω_0	空集

其中: $\Psi_0 = \{P_0, P_1, P_2, P_3\}$

$\Psi_1 = \{P_4, P_5, P_6, P_7\}$

$\Psi_2 = \{P_8, P_9, P_{10}, P_{11}\}$

$\Psi_3 = \{P_{12}, P_{13}, P_{14}, P_{15}\}$

可以验证每个码本子集 $\Omega_b = \{Q_0, Q_1, \dots, Q_{2^b-1}\}$ ($b = 1, 2, 3$) 中的预编码矩阵之间具有良好的正交性。

我们搭建了 LTE 仿真平台, 在 3GPP case1 场景下对所提算法进行仿真验证, 具体仿真参数见附录 B 的表 4。

图 2 给出了用户接收一个子流时自适应 PMI 反馈方法与传统反馈方法的用户接收信噪比的累计概率分布曲线。传统反馈方法是指, 不论是服务基站还是相邻协作基站, 它到 UE 的信道矩阵都用完整预编码矩阵码本进行量化, 表示 PMI 的比特数都是 4。由图 2 可以看出, 自适应 PMI 反馈方法的接收信噪比在 $[0, 1]$ 概率区间内都非常接近传统反馈方法的接收信噪比。

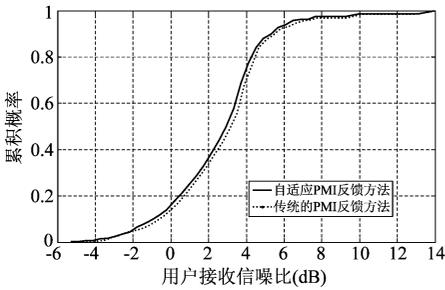


图2 单流传输时两种 PMI 反馈方法所得用户接收信噪比的累计概率分布曲线

每个小区平均频谱效率与平均反馈开销的对比, 如表 2 所示:

表2 单流传输时不同反馈方案平均频谱效率与平均反馈开销的比较

	每个小区平均频谱效率	每个小区平均反馈开销
传统 PMI 反馈方案	1. 8123 bps/Hz/cell	4 bit/cell
自适应 PMI 反馈方法	1. 7732 bps/Hz/cell 减少 2. 16%	2. 7048 bit/cell 减少 32. 4%

由表 2 可知, 传统反馈方案的平均反馈开销为 4 bit/cell, 而自适应 PMI 反馈方法的平均反馈开销为 2. 7048 bit/cell, 与传统反馈方案相比降低了 32. 4%; 另一方面, 传统反馈方案的每个小区平均频谱效率为 1. 8123 bps/Hz/cell, 而自适应 PMI 反馈方法的每个小区平均频谱效率为 1. 7732 bps/Hz/cell, 与传统反馈方法相比减少了 2. 16%。可见, 自适应 PMI 反馈方法可以在几乎不牺牲频谱效率的前提下, 大幅降低了反馈

开销。

5 结束语

本文提出了一种适用于协作多点联合传输的自适应 PMI 反馈方法。UE 根据不同协作基站到它链路的信道质量指示的相对大小, 用较多比特表示信道质量较好链路的 PMI, 而用较少比特表示信道质量较差链路的 PMI。系统级的仿真结果表明, 该自适应 PMI 反馈方法在几乎不牺牲频谱效率的前提下, 大幅降低了反馈开销。

附录

A. 完整预编码矩阵生成方法:

每个基站和用户终端执行以下离线运算, 对不同的码本索引 n ($n = 0, 1, \dots, 15$) 算出临时矩阵 $W_n = I - 2u_n u_n^H / u_n^H u_n$, u_n 如表 3 所示。以子流个数 $\nu = 1$ 为例, 完整预编码矩阵码本 Ω_{total} 的索引 n ($n = 0, 1, \dots, 15$) 对应的预编码矩阵为 $P_n = W_n^{[1]}$ 。

表3 3GPP Release8 预编码矩阵生成方法

n	临时向量 u_n	子流个数 $\nu = 1$	子流个数 $\nu = 2$
0	$u_0 = [1 \ -1 \ -1 \ -1]^T$	$W_0^{[1]}$	$W_0^{[14]} / \sqrt{2}$
1	$u_1 = [1 \ -j \ 1 \ j]^T$	$W_1^{[1]}$	$W_1^{[12]} / \sqrt{2}$
2	$u_2 = [1 \ 1 \ -1 \ 1]^T$	$W_2^{[1]}$	$W_2^{[12]} / \sqrt{2}$
3	$u_3 = [1 \ j \ 1 \ -j]^T$	$W_3^{[1]}$	$W_3^{[12]} / \sqrt{2}$
4	$u_4 = \left[1 \ \frac{-1-j}{\sqrt{2}} \ -j \ \frac{1-j}{\sqrt{2}} \right]^T$	$W_4^{[1]}$	$W_4^{[14]} / \sqrt{2}$
5	$u_5 = \left[1 \ \frac{1-j}{\sqrt{2}} \ j \ \frac{-1-j}{\sqrt{2}} \right]^T$	$W_5^{[1]}$	$W_5^{[14]} / \sqrt{2}$
6	$u_6 = \left[1 \ \frac{1+j}{\sqrt{2}} \ -j \ \frac{-1+j}{\sqrt{2}} \right]^T$	$W_6^{[1]}$	$W_6^{[13]} / \sqrt{2}$
7	$u_7 = \left[1 \ \frac{-1+j}{\sqrt{2}} \ j \ \frac{1+j}{\sqrt{2}} \right]^T$	$W_7^{[1]}$	$W_7^{[13]} / \sqrt{2}$
8	$u_8 = [1 \ -1 \ 1 \ 1]^T$	$W_8^{[1]}$	$W_8^{[12]} / \sqrt{2}$
9	$u_9 = [1 \ -j \ -1 \ -j]^T$	$W_9^{[1]}$	$W_9^{[14]} / \sqrt{2}$
10	$u_{10} = [1 \ 1 \ 1 \ -1]^T$	$W_{10}^{[1]}$	$W_{10}^{[13]} / \sqrt{2}$
11	$u_{11} = [1 \ j \ -1 \ j]^T$	$W_{11}^{[1]}$	$W_{11}^{[13]} / \sqrt{2}$
12	$u_{12} = [1 \ -1 \ -1 \ 1]^T$	$W_{12}^{[1]}$	$W_{12}^{[12]} / \sqrt{2}$
13	$u_{13} = [1 \ -1 \ 1 \ -1]^T$	$W_{13}^{[1]}$	$W_{13}^{[13]} / \sqrt{2}$
14	$u_{14} = [1 \ 1 \ -1 \ -1]^T$	$W_{14}^{[1]}$	$W_{14}^{[13]} / \sqrt{2}$
15	$u_{15} = [1 \ 1 \ 1 \ 1]^T$	$W_{15}^{[1]}$	$W_{15}^{[12]} / \sqrt{2}$

B. 本文的仿真参数

表4 仿真参数

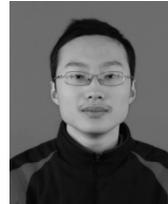
参数	域
场景	3GPP Case1
基站间距	500m
边缘区域的半径	220m
双工模式	FDD
带宽	下行 10MHz
用户终端个数	10
协作小区个数	3
下行传输模式	联合传输
调度方式	比例公平
下行接收机	最小均方误差
链路自适应	理想
反馈延迟	3ms
反馈周期	3ms
所调度终端个数	1
每个终端的子流个数	1
发送天线数	4
接收天线数	2
发送天线配置	同极化,1/2 波长的天线间距
接收天线配置	垂直极化,1/2 波长的天线间距

参考文献

- [1] 3GPP TR 36. 814, "Further advancements for E-UTRA physical layer aspects", v9. 0. 0, Mar 2010.
- [2] T. Yoo, N. Jindal, A. Goldsmith, "Multi-Antenna Downlink Channels with Limited Feedback and User Selection", IEEE Jour. Select. Areas in Commun., Sep 2007, vol. 25, no. 7, pp. 1478-1491.
- [3] M. Sharif, B. Hassibi, "On the Capacity of MIMO Broadcast Channels with Partial Side Information", IEEE Trans. Info. Th., Feb 2005, vol. 51, no. 2, pp. 506-522.

- [4] D. J. Love, R. W. Heath, V. K. N. Lau, D. Gesbert, B. D. Rao and M. Andrews, "An Overview of Limited Feedback in Wireless Communication Systems", IEEE Jour. Select. Areas in Commun., Oct 2008, vol. 26, no. 8, pp. 1341-1365.
- [5] 3GPP R1-101643, "Way forward for CoMP in Release10", Huawei, Alcatel-Lucent, ASB, CATR, CHTTL, CMCC, Hitachi, HTC, ITRI, KDDI, LGE, Pantech, Panasonic, Potevio, RIM, ZTE, Feb 2010.
- [6] D. Gesbert, S. Hanly, H. Huang, S. S. Shitz, O. Simeone, and W. Yu, "Multi-cell MIMO Cooperative Networks: A New Look at Interference", IEEE Jour. Select. Areas in Commun., Dec 2010, vol. 28, no. 9, pp. 1380-1408.
- [7] R. Bhagavatula, R. W. Heath, "Adaptive Limited Feedback for Sum-Rate Maximizing Beamforming in Cooperative Multicell Systems", draft, to be in IEEE Trans. Signal Process. .
- [8] 3GPP TS 36. 211, "Physical Channels and Modulation", v8. 7. 0, May 2009.

作者简介



李士超(1987-),男,出生于安徽滁州,硕士研究生,2009年获中国科学技术大学学士学位。研究方向为下一代无线通信技术中的协作多点传输技术。

E-mail:lqn@mail.ustc.edu.cn



邱玲(1963-),女,出生于江苏南京,教授、博士生导师,1999年获中国科学技术大学博士学位。研究方向为宽带、空时无线通信方法,包括OFDM技术、空时编解码方法、MIMO-OFDM信道估计以及自适应均衡、多用户MIMO(MIMO-OFDM)无线通信

系统中的收发处理方法和多用户调度算法以及跨层协议和跨层优化算法,中继和协作通信。

E-mail:lqiu@ustc.edu.cn