

多用户 MIMO 系统 TH 预编码

许道峰^{①②} 黄永明^① 杨绿溪^① 杜颖钢^③ 李斌^③

^①(东南大学信息科学与工程学院 南京 210096)

^②(中国电子科技集团公司第二十八研究所 南京 210007)

^③(深圳华为技术有限公司无线预研部 深圳 518000)

摘要: 传统 TH 预编码方案将所有的均衡工作放在发射端完成, 没有充分发挥 MIMO 技术的优势。该文提出一种针对移动端多天线的 TH 预编码方案, 用户之间的干扰消除由发射端完成, 而用户之间多个流之间的干扰消除由各个用户自行完成。通过对信道矩阵进行块下三角分解并按速率最大准则进行功率注水, 所提方案比传统单天线 TH 预编码方案有更高的速率。

关键词: 多用户 MIMO 系统; 脏纸编码; 预编码

中图分类号: TN914

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2009)03-0657-04

Tomlinson-Harashima Precoding for Multiuser MIMO Systems

Xu Dao-feng^{①②} Huang Yong-ming^① Yang Lu-xi^① Du Ying-gang^③ Li Bin^③

^①(School of Information Science and Engineering, Southeast University, Nanjing 210096, China)

^②(Nanjing Research Institute of Electronics Engineering, Nanjing 210007, China)

^③(Wireless Pre-research Department of Shenzhen Huawei Technologies, Co. Ltd., Shenzhen 518000, China)

Abstract: Traditional Tomlinson-Harashima Precoding (THP), which leaves all the equalization tasks to the transmitter, prevent from fully utilizing the advantages of MIMO techniques. In this paper, a THP scheme for multiuser MIMO system is proposed. The inter-user interference is preequalized at transmitter, while the intra-user interference is equalized at each receiver. Through block lower triangular decomposition of channel matrix and waterfilling under throughput maximization criterion, the proposed scheme achieves much better sum rate performance when compared to traditional THP designed for single antenna system.

Key words: Multiuser MIMO system; Dirty paper coding; Precoding

1 引言

预编码技术是一种闭环传输技术, 它在发射端能够精确得到信道信息的前提下, 通过发射端的预处理, 能够显著地提高系统的性能。对于 TDD 系统, 由于上下行链路采用相同的载频进行传输, 上下行信道具有互易性, 故基站可以通过对上行信道的估计来计算下行信道。对于 FDD 系统, 由于上下行链路采用不同的载频进行传输, 故上下行信道不具有互易性, 下行信道信息的获取必须通过反馈机制, 从移动端以适当的形式快速反馈到基站^[1-3]。

预编码技术大致可以分为线性预编码和非线性预编码两大类。线性预编码由于需要通过对发射信号进行空间上的约束(如在其它用户的零空间), 故自由度损失很大^[4]。而非线性预编码由于采用了类似 DPC 技术, 使得系统的性能有

很大程度的提高^[5]。Tomlinson-Harashima 预编码(THP)^[6-8]作为一种简单易行的非线性预编码技术在最近几年得到广泛的研究。

对于接收端具有多天线的场合, 人们自然希望基站能够发送多个数据流给各个移动端, 以提高传输速率; 还希望能够充分利用移动端的多天线的处理带来尽可能大的性能增益。线性块对角化预编码固然能解决这个问题, 但由于空间自由度的损失, 系统性能并不好^[4,9]。目前对于 THP 的研究仍处于接收端单天线的多用户 MISO 情形(MISO-THP), 全部的均衡工作由发射端完成, 即使用户具有多个接收天线, 接收端的联合处理不能实现, 其最优性受到质疑。文献[10]对空时编码及波束形成下的多天线多用户系统作了研究, 此时 TH 预编码针对考虑了收发器后的等效信道展开。由于收发器事先确定(空时编解码或发射接收波束), 故系统的灵活性较差。本文提出一种适用于接收端多天线的 MIMO-THP 方案, 它能够有效地将 MIMO 信道分解成块下三角矩阵与酉阵的乘积, 而每个主对角元上的块又是酉阵与对角阵的乘积。当用户单天线时, MIMO-THP 与 MISO-THP 有相同的

2007-09-14 收到, 2008-01-10 改回

国家重点基础研究发展计划(2007CB310603), 国家自然科学基金(60672093, 60496310), 国家 863 计划项目(2007AA01Z262), 江苏省自然科学基金(BK2005061)和为高校基金资助课题

性能;当接收端多天线时,其性能要优于 MISO-THP。

2 传输模型

考虑如下多用户 MIMO 系统:基站发射天线数为 M ,第 k 个移动端接收天线数为 N_k ,用户数为 K ,所有接收天线数之和 $N_r = \sum_{k=1}^K N_k \leq M$ 。设基站到各个移动端之间的信道为 Rayleigh 平衰落,则等效的下行信道矩阵为

$$\mathbf{H} = [\mathbf{H}_1^H \ \mathbf{H}_2^H \ \cdots \ \mathbf{H}_K^H]^H \quad (1)$$

由于移动端具有多天线,我们希望用户之间的干扰通过 TH 预编码加以消除,而用户内部多个流之间的干扰则通过移动端的多天线处理技术达到抑制。因此要设计一种分解方法,使得信道矩阵分解成为块下三角矩阵与酉阵的乘积,即

$$\mathbf{H} = \mathbf{L}\mathbf{Q}^H \quad (2)$$

其中 \mathbf{L} 为块下三角矩阵,而 $\mathbf{Q} \times \mathbf{Q}^H = \mathbf{I}$ 。对于式(2)所得到的分解形式,可以设计前向滤波器 \mathbf{Q} ,使得等效的信道矩阵成为

$$\mathbf{L} = \mathbf{H} \times \mathbf{Q} = \begin{pmatrix} \mathbf{L}_1 & & & \\ \mathbf{L}_{21} & \mathbf{L}_2 & & \\ \vdots & \vdots & \ddots & \\ \mathbf{L}_{K1} & \mathbf{L}_{K2} & \cdots & \mathbf{L}_K \end{pmatrix} \quad (3)$$

其中每个对角子块 \mathbf{L}_k 的维数是 $N_k \times N_k$ 。

3 信道矩阵的块下三角分解

在研究预编码方案之前,首先要解决的一个问题是如何对一个信道矩阵进行块下三角分解。基于 QR 分解的原理,本文提出如下分解方法:

$$\text{设 } \mathbf{H}_1 \text{ 的 SVD 分解为 } \mathbf{H}_1 = \mathbf{U}_1(\mathbf{D}_1 \ \mathbf{0}) \begin{pmatrix} \mathbf{V}_1^H \\ \mathbf{W}_1^H \end{pmatrix} = \mathbf{U}_1 \mathbf{D}_1 \mathbf{V}_1^H,$$

若令 $\bar{\mathbf{H}}_2 = \mathbf{H}_2(\mathbf{I} - \mathbf{V}_1 \mathbf{V}_1^H)$,则 \mathbf{H}_2 的 SVD 分解为

$$\bar{\mathbf{H}}_2 = \mathbf{U}_2(\mathbf{D}_2 \ \mathbf{0}) \begin{pmatrix} \mathbf{V}_2^H \\ \mathbf{W}_2^H \end{pmatrix} = \mathbf{U}_2 \mathbf{D}_2 \mathbf{V}_2^H$$

如此作 SVD 分解,直到第 K 个用户:

$$\bar{\mathbf{H}}_K = \mathbf{H}_K \left(\mathbf{I} - \sum_{i=1}^{K-1} \mathbf{V}_i \mathbf{V}_i^H \right) \quad (4)$$

$$\bar{\mathbf{H}}_K = \mathbf{U}_K(\mathbf{D}_K \ \mathbf{0}) \begin{pmatrix} \mathbf{V}_K^H \\ \mathbf{W}_K^H \end{pmatrix} = \mathbf{U}_K \mathbf{D}_K \mathbf{V}_K^H \quad (5)$$

定义 $\mathbf{Q} = [\mathbf{V}_1 \ \mathbf{V}_2 \ \cdots \ \mathbf{V}_K]$,则可以证明: $\mathbf{H}\mathbf{Q} = \mathbf{L}$,其中 \mathbf{L} 是块下三角阵中,且其每个对角子块均可以写成酉阵与对角阵的乘积,而 $\mathbf{Q}\mathbf{Q}^H = \mathbf{I}$ 。

证明 (1)首先证明 $\mathbf{Q} = [\mathbf{V}_1 \ \mathbf{V}_2 \ \cdots \ \mathbf{V}_K]$ 是酉阵。

由 SVD 分解可知, \mathbf{V}_k ($k=1, \dots, K$) 的各列满足正交性,即 $\mathbf{V}_k^H \mathbf{V}_k = \mathbf{I}$,且有

$$\text{span}(\bar{\mathbf{H}}_k^H) = \text{span}(\mathbf{V}_k) \quad (6)$$

现要证明 $\mathbf{V}_k^H \mathbf{V}_j = \mathbf{0}$, ($k \neq j$)。由数学归纳法,由式(4)可得

$$\bar{\mathbf{H}}_2 \mathbf{V}_1 = \mathbf{H}_2(\mathbf{I} - \mathbf{V}_1 \mathbf{V}_1^H) \mathbf{V}_1 = \mathbf{0} \quad (7)$$

由式(6)及式(7)可得

$$\mathbf{V}_2^H \mathbf{V}_1 = \mathbf{0} \quad (8)$$

对于第 K 个用户

$$\bar{\mathbf{H}}_K \mathbf{V}_l = \mathbf{H}_K \left(\mathbf{I} - \sum_{i=1}^{K-1} \mathbf{V}_i \mathbf{V}_i^H \right) \mathbf{V}_l = \mathbf{H}_K (\mathbf{V}_l - \mathbf{V}_l) = \mathbf{0}, \quad l=1, \dots, k-1 \quad (9)$$

式(9)中第 2 个等式成立是因为由归纳假设 $\mathbf{V}_k^H \mathbf{V}_j = \mathbf{0}$, ($k \neq j$; $k < K$; $j < K$)。由此可得: $\mathbf{V}_K^H \mathbf{V}_l = \mathbf{0}$, ($l=1, \dots, K-1$)。

综合以上,可知 $\mathbf{Q} = [\mathbf{V}_1 \ \mathbf{V}_2 \ \cdots \ \mathbf{V}_K]$ 是酉阵。

(2)证明 \mathbf{L} 是块下三角阵中,且其每个对角子块均可以写成酉阵与对角阵的乘积。

由式(4)可得

$$\begin{aligned} \mathbf{H}_k &= \bar{\mathbf{H}}_k + \mathbf{H}_k \sum_{i=1}^{k-1} \mathbf{V}_i \mathbf{V}_i^H \\ &= (\mathbf{H}_k \mathbf{V}_1 \ \cdots \ \mathbf{H}_k \mathbf{V}_{k-1} \ \mathbf{U}_k \mathbf{D}_k \ \mathbf{0} \ \cdots \ \mathbf{0}) \\ &\quad \cdot (\mathbf{V}_1 \ \cdots \ \mathbf{V}_{k-1} \ \mathbf{V}_k \ \mathbf{V}_{k+1} \ \cdots \ \mathbf{V}_K)^H \end{aligned} \quad (10)$$

综合考虑所有 $k=1, \dots, K$, 可得

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_1 \\ \mathbf{H}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{H}_K \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{U}_1 \mathbf{D}_1 & & & \\ \mathbf{H}_2 \mathbf{V}_1 & \mathbf{U}_2 \mathbf{D}_2 & & \\ \vdots & \vdots & \ddots & \\ \mathbf{H}_K \mathbf{V}_1 & \mathbf{H}_K \mathbf{V}_2 & \cdots & \mathbf{U}_K \mathbf{D}_K \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{V}_1^H \\ \mathbf{V}_2^H \\ \vdots \\ \mathbf{V}_K^H \end{bmatrix} \triangleq \mathbf{L}\mathbf{Q}^H \quad (11)$$

证毕

上述分解所得块下三角阵 \mathbf{L} 中的每个对角子块均可以写成如下形式:

$$\mathbf{L}_k = \mathbf{U}_k \mathbf{D}_k \quad (12)$$

其中 \mathbf{U}_k 为 $N_k \times N_k$ 酉阵,而 \mathbf{D}_k 为 $N_k \times N_k$ 实对角矩阵,可以通过对 \mathbf{L}_k 进行列归一化而得到。由此可以得到接收端的简化接收机:

$$\mathbf{G}_k = \mathbf{D}_k^{-1} \mathbf{U}_k^H \quad (13)$$

此时每个用户内部多个数据流之间通过 \mathbf{U}_k^H 的预滤波达到相互解耦,而后级 \mathbf{D}_k^{-1} 则可以达到各个数据流的最大似然估计。

4 编码顺序问题

对于多用户 MIMO 系统 TH 预编码,也存在因编码顺序不同而带来的性能差异。因此如何找到最优的编码顺序是一个值得考虑的问题。

4.1 最优的排序

对于 TH 预编码后所得到的等效信道,如果考虑到各个用户的接收机,则多个用户多个流所形成的等效信道增益是由 \mathbf{D}_k , $k=1, \dots, K$ 的对角元所确定的。对于一个特定的编码顺序 π_j ,定义 $\mathbf{D} = \text{diag}(\mathbf{D}_1 \ \mathbf{D}_2 \ \cdots \ \mathbf{D}_K)$,而其对角元为 $\mathbf{d} = (d_1 \ d_2 \ \cdots \ d_M)$,则此时通过注水算法得到的系统可达速

率为

$$R(\pi_j) = \sum_{i=1}^M \left[\log_2 \frac{d_i^2}{\sigma_i^2 \lambda} \right]^+ \quad (14)$$

$$\sum_{i=1}^M \left[\frac{1}{\lambda} - \frac{\sigma_i^2}{d_i^2} \right]^+ = P \quad (15)$$

此处 $[x]^+ \triangleq \max(x, 0)$, P 为总的发射功率, σ_i^2 为第 i 个流所对应的接收噪声方差。对于 K 用户 MIMO 系统, 共有 $K!$ 种可能的编码顺序 $\{\pi_1, \dots, \pi_{K!}\}$, 对于每种编码顺序可以利用式(14)求出注水后的系统速率, 因此最优编码顺序为

$$\mathbf{O}^{\text{opt}} = \arg \max_{j=1, \dots, K!} R(\pi_j) \quad (16)$$

由于这种方法对不同的信噪比进行全搜索, 且每种排序均要进行注水, 故计算量相对较大。

4.2 次优的排序

由于后编码用户的等效信道矩阵是其信道矩阵在所有先编码用户信道矩阵所形成空间上的正交投影, 故越是后编码的用户, 其等效信道矩阵的空间自由度越小, 其 SVD 分解所得到的并行信道增益也越小。因此, 次优的编码顺序是尽量使得后编码用户的信道增益的乘积达到最大, 即使得 $\prod_{k=1}^K |\mathbf{D}_k|$ 最大。之所以选择行列式作为优化目标, 是因为在

$\text{SNR} \rightarrow \infty$ 时, 有

$$\sum_{i=1}^{NK} \log_2 \left(1 + \frac{d_i^2 p_i}{\sigma_i^2} \right) \approx \log_2 \left(\prod_{i=1}^{NK} \frac{d_i^2 p_i}{\sigma_i^2} \right) = \log_2 \left(\prod_{k=1}^K |\mathbf{D}_k| \cdot \prod_{i=1}^{NK} \frac{p_i}{\sigma_i^2} \right) \quad (17)$$

因此, 使 $\prod_{k=1}^K |\mathbf{D}_k|$ 达到最大可以使系统的速率达到最大。对于

$|\mathbf{D}_k|$, $k = K, K-1, \dots, 1$ 的求解, 无须反复进行块下三角分解, 可以按照如下过程进行:

$$\bar{\mathbf{H}}_k = \mathbf{H}_k \left(\mathbf{I} - \sum_{i=1}^{k-1} \mathbf{V}_i \mathbf{V}_i^H \right) = \mathbf{H}_k \left[\mathbf{I} - \bar{\mathbf{H}}_{k-1}^H \left(\bar{\mathbf{H}}_{k-1} \bar{\mathbf{H}}_{k-1}^H \right)^{-1} \bar{\mathbf{H}}_{k-1} \right] \quad (18)$$

$$|\bar{\mathbf{H}}_k \bar{\mathbf{H}}_k^H| = |\mathbf{U}_k \mathbf{D}_k \mathbf{V}_k^H \mathbf{V}_k \mathbf{D}_k \mathbf{U}_k^H| = |\mathbf{D}_k|^2 \quad (19)$$

其中 $\bar{\mathbf{H}}_k \triangleq [\mathbf{H}_1^H \ \mathbf{H}_2^H \ \dots \ \mathbf{H}_{k-1}^H]^H$ 。

5 与多用户 MISO 系统 TH 预编码的关系

MISO-THP 与 MIMO-THP 有很多相似之处, 如用户之间的干扰消除等等。下面对两者的异同做一个分析。

无论 MISO-THP 还是 MIMO-THP, 在进行用户之间的预干扰消除后, 各个用户之间相互解耦, 形成相互独立的 MIMO 传输系统。从投影关系来看, 各个用户形成的等效 MIMO 信道的张成空间是一致的: 后编码用户的等效信道均是其原始信道在先编码用户信道矩阵所形成空间上的正交投影。对于第 k 个用户, 通过 MISO-THP 及 MIMO-THP 所得到的等效信道矩阵有如下关系:

$$\begin{bmatrix} l_{11} & & & \\ l_{21} & l_{22} & & \\ \vdots & \vdots & \ddots & \\ l_{N1} & l_{N2} & \dots & l_{NN} \end{bmatrix} \mathbf{Q}_k^H \stackrel{\text{miso}}{=} \mathbf{L} \mathbf{Q}_k^H = \bar{\mathbf{H}}_k \stackrel{\text{mimo}}{=} \mathbf{U}_k \mathbf{D}_k \mathbf{V}_k^H = \mathbf{U}_k \begin{bmatrix} d_{11} & & & \\ & d_{22} & & \\ & & \ddots & \\ & & & d_{NN} \end{bmatrix} \mathbf{V}_k^H \quad (20)$$

对于 MISO-THP, 各个用户的等效信道成为一个下三角阵, 此时接收端的检测可以利用类似 MIMO 系统中 QR 分解干扰消除接收机; 而对于 MIMO-THP, 各个用户的等效信道是酉阵 \mathbf{U}_k 与对角阵 \mathbf{D}_k 的乘积, 通过采用 \mathbf{U}_k 做为预滤波矩阵, 用户内部各个数据流完全独立, 可以利用 ZF 检测达到最大似然的效果。这类似于单用户 MIMO 系统中利用 SVD 分解设计收发器。由单用户 MIMO 系统的传输理论可知, 在不排序或仅用户之间排序的前提下, MIMO-THP 能够达到最优的性能。当然, 要达到最优的性能一般要通过注水及合适的信道编码才能实现。

6 MIMO-THP

经过块下三角阵分解后, 第 k 个用户仅受到来自用户 $1, \dots, k-1$ 的干扰, 这可由式(3)看出。因此可以设计第 k 个用户的发射信号为

$$\mathbf{x}_k = \left\{ \mathbf{s}_k - \mathbf{L}_k^{-1} \left(\sum_{i=1}^{k-1} \mathbf{L}_{ki} \mathbf{x}_i \right) \right\} \bmod \tau = \mathbf{s}_k - \mathbf{L}_k^{-1} \left(\sum_{i=1}^{k-1} \mathbf{L}_{ki} \mathbf{x}_i \right) + \tau \mathbf{l}_k \quad (21)$$

其中 τ 由 QAM 调制阶数决定, 采用 MQAM 调制时, $\tau = \sqrt{M}$ 。当采用式(21)设计发射信号时, 接收信号为

$$\mathbf{y} = \mathbf{H} \mathbf{Q} \mathbf{x} + \mathbf{n} = \begin{bmatrix} \mathbf{L}_1 & & & \\ \mathbf{L}_{21} & \mathbf{L}_2 & & \\ \vdots & \vdots & \ddots & \\ \mathbf{L}_{K1} & \mathbf{L}_{K2} & \dots & \mathbf{L}_K \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_1 \\ \mathbf{x}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{x}_k \end{bmatrix} + \mathbf{n} = \begin{bmatrix} \mathbf{L}_1 \mathbf{s}_1 \\ \mathbf{L}_2 (\mathbf{s}_2 + \tau \mathbf{l}_2) \\ \vdots \\ \mathbf{L}_K (\mathbf{s}_K + \tau \mathbf{l}_K) \end{bmatrix} + \mathbf{n} \quad (22)$$

此时, 第 k 个用户可以利用 $\mathbf{G}_k = \mathbf{D}_k^{-1} \mathbf{U}_k^H$ 作为接收机, 当然在判决之前, 也要进行 MOD 运算处理, 即

$$\hat{\mathbf{s}}_k = (\mathbf{G}_k \mathbf{y}_k) \bmod \tau = (\mathbf{s}_k + \tau \mathbf{l}_k + \mathbf{n}_k) \bmod \tau = \mathbf{s}_k + \tilde{\mathbf{n}}_k \quad (23)$$

当发射端对发射功率进行注水时, TH 预编码的方案有所改动。设根据等效信道增益 \mathbf{d} 得到的各个用户的发射功率为 $\mathbf{p}_k = \text{diag}(p_{k1} \ p_{k2} \ \dots \ p_{kN})$, 则发射信号设计为

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_k &= \mathbf{p}_k \left\{ \left[\mathbf{s}_k - \mathbf{p}_k^{-1} \mathbf{L}_k^{-1} \left(\sum_{i=1}^{k-1} \mathbf{L}_{ki} \mathbf{x}_i \right) \right] \bmod \tau \right\} \\ &= \mathbf{p}_k (\mathbf{s}_k + \tau \mathbf{l}_k) - \mathbf{L}_k^{-1} \left(\sum_{i=1}^{k-1} \mathbf{L}_{ki} \mathbf{x}_i \right) \end{aligned} \quad (24)$$

此时

$$\mathbf{y}_k = (\mathbf{L}_{k1} \mathbf{L}_{k2} \cdots \mathbf{L}_k) \mathbf{x} + \mathbf{n} = \mathbf{L}_k \mathbf{p}_k (\mathbf{s}_k + \tau \mathbf{l}_k) + \mathbf{n} \quad (25)$$

故第 k 个用户可以利用 $\mathbf{G}_k = \mathbf{p}_k^{-1} \mathbf{D}_k^{-1} \mathbf{U}_k^H$ 作为接收机, 然后再 MOD 运算, 最后进行判决。

7 仿真结果

假设基站到各个用户之间的下行信道服从独立 Rayleigh 分布, 且在一个数据帧内保持不变。所有仿真中假设基站可以完全得到下行信道信息, 即本文所提算法适用于 TDD 系统或带有信道信息反馈的 FDD 系统。对于每种场景, Monte Carlo 仿真次数在 20000 次以上。作为比较, 文中给出了块对角化(BD)及传统 THP(MISO-THP)的仿真性能。BD 对块对角后各个用户的等效信道矩阵 SVD 分解后的奇异值进行注水; 而 MISO-THP 则直接对所有用户所形成的信道矩阵进行 LQ 分解, 然后对各个数据流的等效信道增益进行注水, 并进行发射端干扰消除。此时用户各接收天线上的信号完全独立, 收端无法进行联合处理。

图 1 给出了 4 发 2 收、2 用户系统的可达速率累积概率分布曲线(CDF)。从图中可以看出: 在 SNR=10dB, MIMO-THP 以大于 50% 的概率优于 MISO-THP 约 0.6bit; 采用次优的排序后, 系统速率的 CDF 与未排序的重合, 而采用最优排序能够带来一定的性能增益。

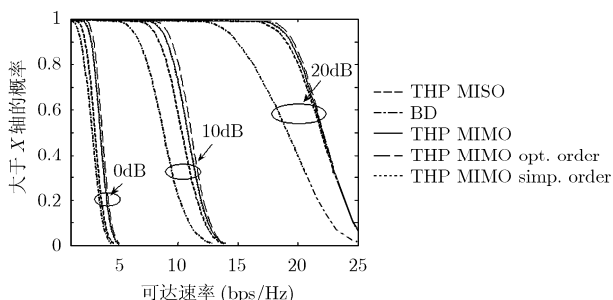


图 1 4 发 2 收 2 用户系统可达速率分布曲线

图 2 给出了 6 发 3 收、2 用户系统的可达速率累积概率分布曲线。可以看出, 随着用户端接收天线的增多, 采用 MIMO-THP 的系统可达速率比 MISO-THP 大大提高: 在很大范围内达到 1.3bit, 而最优及次优排序所带来的增益很小。这主要是因为当接收端天线越多, 其联合接收所带来的增益越明显, 而排序在用户数少的情况下效果并不明显。

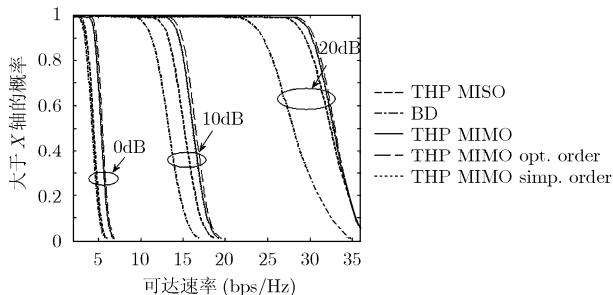


图 2 6 发 3 收 2 用户系统可达速率分布曲线

8 结束语

本文提出一种适用于接收端多天线的 TH 预编码技术 (MIMO-THP)。这种技术可以看成是单天线系统 THP 的一个自然推广: 在用户单天线时, 它有与传统 THP 相同的性能; 而在用户多天线时, 各个用户内部又形成了类似单用户 MIMO 系统中基于 SVD 分解的传输子系统, 借助功率注水, 系统速率要优于传统 THP。借助编码顺序的选择, 系统速率能够有一定的提升, 但这种提升并不明显。

参考文献

- [1] Jindal N. MIMO broadcast channels with finite-rate feedback [J]. *IEEE Trans. on Inform. Theory*, 2006, 52(11): 5045-5060.
- [2] Xu D, Huang Y, and Yang L. Feedback of downlink channel state information based on superimposed coding [J]. *IEEE Commun. Lett.*, 2007, 11(3): 240-242.
- [3] Marzetta T L and Hochwald B M. Fast transfer of channel state information in wireless systems [J]. *IEEE Trans. on Signal Process.*, 2006, 54(4): 1268-1278.
- [4] Spencer Q H, Swindlehurst A L, and Haardt M. Zero-forcing methods for downlink spatial multiplexing in multiuser MIMO channels [J]. *IEEE Trans. on Sig. Process.*, 2004, 52(2): 461-471.
- [5] Xu D, Huang Y, and Yang L. Improved nonlinear multiuser precoding using lattice reduction [J]. *Signal, image and video processing*, Springer, accepted.
- [6] Windpassinger C, Fischer R F H, Vencel T, and Huber J B. Precoding n multiantenna and multiuser communications [J]. *IEEE Trans. on Wireless Commun.*, 2004, 3(4): 1305-1316.
- [7] Kusume K, Joham M, Utschick W, and Bauch G. Efficient Tomlinson-Harashima precoding for spatial multiplexing on flat MIMO channel [C]. *International Conf. on Commun.*, Seoul, May 2005: 2021-2025.
- [8] Sanguinetti L and Morelli M. Non-linear pre-coding for multiple-antenna multi-user downlink transmissions with different QoS requirements [J]. *IEEE Trans. on Wireless Commun.*, 2007, 6(3): 852-856.
- [9] Choi L U and Murch R D. A transmit preprocessing technique for multiuser MIMO systems using a decomposition approach [J]. *IEEE Trans. on Wireless Commun.*, 2004, 3(1): 20-24.
- [10] Wang D, Jorswieck E A, Sezgin A, and Costa E. Joint Tomlinson-Harashima precoding with diversity techniques for multiuser MIMO systems [C]. *International Conf. on Vehicular. Tech.*, Stockholm, Sweden, Spring, 2005: 1017-1021.

- 许道峰: 男, 1977 年生, 博士, 研究方向为 MIMO 通信系统中的信号处理、多用户系统信号处理。
- 黄永明: 男, 1977 年生, 博士, 研究方向为无线通信中的空时信号处理。
- 杨绿溪: 男, 1964 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为数字信号/图像处理、盲信号处理、神经智能信息处理以及移动通信中的空时信号处理。
- 杜颖钢: 男, 1975 年生, 博士, 资深无线通信工程师, 研究方向为 MIMO、跨层设计等。
- 李 斌: 男, 1964 年生, 博士, 资深无线通信工程师。