

doi:10.3969/j.issn.1001-893x.2014.11.010

引用格式: 吴学文, 景小荣, 刘利. 基于 Khatri-Rao 积的 3D MU-MIMO 预编码方法[J]. 电讯技术, 2014, 54(11): 1510-1515. [WU Xue-wen, JING Xiao-rong, LIU Li. 3D MU-MIMO Precoding Method Based on Khatri-Rao Product[J]. Telecommunication Engineering, 2014, 54(11): 1510-1515.]

基于 Khatri-Rao 积的 3D MU-MIMO 预编码方法^{*}

吴学文^{1,**}, 景小荣^{1,2}, 刘利¹

(1. 重庆邮电大学 通信与信息工程学院, 重庆 400065; 2. 重庆邮电大学 移动通信技术重庆市重点实验室, 重庆 400065)

摘要:为了解决下行三维(3D)多用户(Multi-User, MU)多输入多输出(MIMO)系统中的共信道干扰问题,提出了一种基于 Khatri-Rao 积的 3D 预编码方法。该方法首先产生离线码本,然后各用户分别选择与水平维和垂直维信道最匹配的码字并将其反馈给基站端,最后,根据提出的 Khatri-Rao 积基站端构造 3D 预编码矩阵,对不同用户数据进行处理。理论分析和仿真结果表明,该方法可有效地匹配真实信道状态信息(CSI),而且可有效地抑制共信道干扰,提升系统误码性能,对系统的性能优化有一定的参考价值。

关键词:多用户 MIMO; 3D 信道模型; 预编码矩阵; 有限反馈; Khatri-Rao 积

中图分类号: TN929.5 **文献标志码:** A **文章编号:** 1001-893X(2014)11-1510-06

3D MU-MIMO Precoding Method Based on Khatri-Rao Product

WU Xue-wen¹, JING Xiao-rong^{1,2}, LIU Li¹

(1. School of Communication and Information Engineering, Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China; 2. Key Laboratory of Mobile Communication Technology of Chongqing, Chongqing University Posts and Telecommunications Chongqing 400065, China)

Abstract: In order to solve the problem of co-channel interference (CCI) in downlink 3D (Three Dimension) MU-MIMO (Multi-user Multiple Input Multiple Output) system, a precoding method based on Khatri-Rao product is proposed. Firstly, outline codebook is designed, and then the user selects the best horizontal dimension precoding codeword and vertical dimension precoding codeword respectively, and feeds back to the base station, finally base station constructs 3D precoding matrix according to the proposed Khatri-Rao product and processes different users' data. Both theoretical analysis and simulations indicate that the proposed method can not only match the authentic channel state information (CSI) but also effectively suppress the co-channel interference and improve system bit error rate (BER) performance. The research in this paper has a certain reference value for the system optimization.

Key words: MU-MIMO; 3D channel model; precoding matrix; limited feedback; Khatri-Rao product

1 引言

无线通信进入第四代(Fourth Generation, 4G)之后,人们对更高速更可靠的数据传输业务的需求也越来越强烈,因此,如何有效地利用宝贵的频谱资源

为人们提供高速可靠的数据传输业务就变得十分迫切^[1]。多输入多输出(Multiple Input Multiple Output, MIMO)技术通过增加收发端天线数,可在不增加系统带宽的条件下,成倍地提高系统容量,同时又

^{*} 收稿日期: 2014-05-05; 修回日期: 2014-07-28 Received date: 2014-05-05; Revised date: 2014-07-28
基金项目: 国家科技重大专项(2013ZX03003008-005)
Foundation Item: The National Science and Technology Major Project (2014ZX03001009-003)
^{**} 通讯作者: wuxuewen0914@126.com **Corresponding author:** wuxuewen0914@126.com

可有效地降低系统误比特率,因此 MIMO 技术作为 4G 关键技术之一,在 4G 产品中得到了广泛应用。然而,在现有实际系统中,受制于现有 MIMO 信道模型,小区边缘用户吞吐率相比中心用户而言十分有限,从而极大地制约了 4G 系统中小区用户总吞吐率^[2]。为此,高通、阿朗、DOCOMO、诺西及沃达丰等公司成立了 ARTIST4G 工作组,专门研究 4G 系统的先进无线接口技术 (Advanced Radio Interface Technology for 4G Systems, ARTIST4G),提出了 3D MIMO 技术^[3]作为进一步提升 4G 系统频谱效率的有效技术,这也将成为下一代移动通信物理层技术演进的方向之一。

传统的 MIMO 系统仅利用了水平维的信道信息,尽管在一定程度上提高了系统容量和可靠性,但这并不能满足用户对更高的数据传输速率和更高的频谱效率的要求,而且随着用户数增多,其干扰抑制技术所能达到的效果也相当有限。3D MIMO 技术可在不改变基站天线数目的同时,增加一个新的自由度(垂直维),可更加灵活地进行干扰协调和干扰抑制,从而使得整个系统误比特率性能和系统吞吐量得到显著的提升^[4-5]。

在下行 3D MU-MIMO 系统中,由于多个用户共享同一时频资源,必然会导致共信道干扰 (Co-Channel Interference, CCI)^[6],同时,由于各用户端之间通常无法相互协作通信从而增大了接收端的误比特率。因此,针对 MU-MIMO 模型的通信系统在基站端对各用户的发送信号进行预处理是至关重要的。目前,针对传统 MU-MIMO 系统预编码技术^[7]可大致分为两类:一类为基于实时信道处理的预编码技术,如信道反转^[8]、信道块对角化^[9-10]等,然而发送端需要获知完全的信道状态信息,显然,在实际系统由于反馈量太大这类预编码

技术是很难实现的;另一类为基于码本的有限反馈预编码技术,该技术实质上就是一个信道量化问题,通过设计代表信道信息的码本共存于基站端和用户端,用户根据当前信道信息选择码本并反馈其对应的索引号 (Precoding Matrix Index, PMI),这样可以大大减少反馈量,因此逐渐发展为预编码技术的主流^[11]。而目前针对 3D MU-MIMO 系统的预编码技术研究还处于探讨阶段,相关成果十分有限。文献 [12] 提出了一种 LTE 中的三维波束赋形方法,该方法基于扩展点乘设计 3D MIMO 码本,可在一定程度提升目标用户的有用信号的接收功率,从而减小系统的误比特率,然而经过扩展点乘后各用户间的预编码码字并不相互正交,因此对用户间共信道干扰抑制能力有限。

基于以上分析,本文充分利用 3D MIMO 信道垂直维度信息,基于 Khatri-Rao 积^[13],提出了一种更加吻合实际信道模型的预编码方法。本方法构造的 3D 码本对信道的匹配更为精确,而且码本的构造过程保证了各个用户的预编码码字相互正交,从而可以有效抑制多用户间 CCI,提高系统性能。

2 系统模型

考虑单小区单基站多用户系统,基站端采用 $M \times N$ 均匀平面阵列 (Uniform Rectangle Array, URA),其中, M 表示均匀平面阵列的行数, N 表示均匀平面阵列的列数,同时,每一根发射天线都能够同时处理水平维度与垂直维度上的信息;接收端有 K 个用户,每个用户接收天线数用 N_r 表示。发送端多用户数据流经过预编码处理后,通过天线发射出去;接收端通过解预编码、解调等操作从而恢复各用户数据,具体系统框图如图 1 所示。

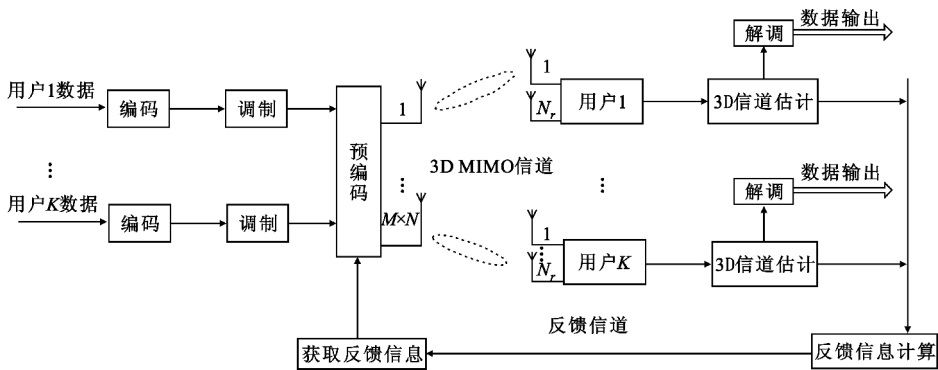


图 1 3D MIMO 系统预编码及有限反馈系统框图
Fig.1 The feedback precoding model of the 3D MIMO system

为简化起见,假设信道为平坦衰落信道,考虑线性预编码处理,则第 k 个用户的接收信号可表示为

$$y_k = \sqrt{p_k} \mathbf{H}_k \mathbf{W}_k \mathbf{X}_k + \sqrt{p_k} \mathbf{H}_k \sum_{i=1, i \neq k}^K \mathbf{W}_i \mathbf{X}_i + \mathbf{n}_k \quad (1)$$

其中, $k=1,2,\cdots,K$, $\sqrt{p_k} \mathbf{H}_k \mathbf{W}_k \mathbf{X}_k$ 表示第 k 个用户的期望信号, $\sqrt{p_k} \mathbf{H}_k \sum_{i=1, i \neq k}^K \mathbf{W}_i \mathbf{X}_i$ 表示第 k 个用户收到的其他用户的干扰, $\mathbf{H}_k$ 和 $\mathbf{W}_k$ 分别表示用户 k 的信道矩阵和预编码矩阵, $\sqrt{p_k}$ 为用户 k 的发送功率, 满足 $p_0 = \sum_{k=1}^K p_k$, $\mathbf{n}_k$ 表示噪声信号, 为服从 $CN(0, N_0)$ 概率分布的白高斯噪声。假设用户功率采用均匀分配策略。

接收端基于最小均方误差准则 (Minimum Mean Square Error, MMSE) 检测发送信号, 检测矩阵如下:

$$\mathbf{G}_k = (\mathbf{H}_k \mathbf{W}_k)^H ((\mathbf{H}_k \mathbf{W}_k)(\mathbf{H}_k \mathbf{W}_k)^H + \frac{1}{\beta} \mathbf{I})^{-1} \quad (2)$$

其中, 信噪比 $\beta = \frac{P_0}{N_0^2}$, $(\cdot)^{-1}$ 和 $(\cdot)^H$ 分别表示矩阵的逆和共轭转置, $\mathbf{I}$ 表示单位矩阵。为了保证接收信号的功率保持恒定, 将其归一化:

$$\tilde{\mathbf{G}}_k = \frac{\mathbf{G}_k}{\|\mathbf{G}_k\|_2} \quad (3)$$

则第 k 个用户接收到的信号为

$$\tilde{\mathbf{X}}_k = \tilde{\mathbf{G}}_k y_k =$$

$$\tilde{\mathbf{G}}_k (\sqrt{p_k} \mathbf{H}_k \mathbf{W}_k \mathbf{X}_k + \sqrt{p_k} \mathbf{H}_k \sum_{i=1, i \neq k}^K \mathbf{W}_i \mathbf{X}_i + \mathbf{n}_k) \quad (4)$$

通过 MMSE 检测后, 第 k 个用户的接收信干噪比 (Signal Interference Noise Ratio, SINR) 表示为

$$SINR_k = \frac{|\tilde{\mathbf{G}}_k \mathbf{H}_k \mathbf{W}_k|^2}{\sum_{i=1, i \neq k}^K |\tilde{\mathbf{G}}_k \mathbf{H}_k \mathbf{W}_i|^2 + N_0^2} \quad (5)$$

其中, $|\tilde{\mathbf{G}}_k \mathbf{H}_k \mathbf{W}_k|^2$ 和 $\sum_{i=1, i \neq k}^K |\tilde{\mathbf{G}}_k \mathbf{H}_k \mathbf{W}_i|^2$ 分别表示用户 k 接收的有用信号功率和除用户 k 以外所有用户的干扰信号功率, N_0^2 表示噪声功率。

3 码本设计

本节基于 Khatri-Rao 积, 提出一种更加吻合实际信道模型的预编码方法, 下面对该预编码方法进行详细的阐述。

3.1 基础码本的产生

水平维和垂直维码本采用相同的设计方法, 都是根据离散傅里叶变换 (Discrete Fourier Transform, DFT) 产生含有 N 个列矢量构成的水平维码本 $\mathbf{W}_H = \{\mathbf{v}_1, \mathbf{v}_2, \cdots, \mathbf{v}_{2^B}\}$ 和垂直维码本 $\mathbf{W}_V = \{\mathbf{v}_1, \mathbf{v}_2, \cdots, \mathbf{v}_{2^B}\}$, 其中 $N=2^B$, B 表示反馈的比特数目, 预编码码

本构造方法^[9]如下:

$$\mathbf{W} = \frac{1}{\sqrt{M}} [\mathbf{v}_0 \quad \cdots \quad \mathbf{v}_{m-1} \quad \cdots \quad \mathbf{v}_{M-1}]^T \quad (6)$$

$$\mathbf{v}_{m,n} = \exp\left\{j \frac{2\pi}{M} mn\right\},$$

$$m=0,1,\cdots,M-1; n=0,1,\cdots,M-1 \quad (7)$$

其中, M 表示发送天线数目, $\mathbf{W}$ 为预编码码本, $\mathbf{v}_m$ 为预编码码本 $\mathbf{W}$ 中的第 m 个预编码码字。由于水平维和垂直维预编码码本均根据 DFT 产生^[14], 因此产生的水平维和垂直维预编码矩阵中的码字相互正交, 且每个码字满足恒模特性, 即满足

$$\mathbf{v}_i^H \mathbf{v}_j = \begin{cases} 0, & i \neq j \\ 1, & i = j \end{cases} \quad (8)$$

3.2 基于 Khatri-Rao 积的 3D MU-MIMO 预编码方案

根据 3.1 节的基础码本产生方法, 产生具有与发射天线数 $M \times N$ 相对应大小的水平维和垂直维预编码码本, 其中水平维码本和垂直维码本分别反映水平维和垂直维信道状态信息, 并将其作为基站端和用户端预先获知的固定码本。各个用户根据当前水平维信道状态信息 (Channel State Information, CSI) 和垂直维 CSI, 从设计好的垂直维和水平维码本中选择使得该用户终端获得最大信道增益^[11]的水平维码字 $\mathbf{W}_h^{\text{opt}}$ 和垂直维码字 $\mathbf{W}_v^{\text{opt}}$, 并将该水平维和垂直维码字在码本中对应的索引号反馈给基站端, 基站根据接收到的索引号分别在水平维码本 $\mathbf{W}_H$ 和垂直维码本 $\mathbf{W}_V$ 中恢复出对应的水平维最优预编码码字和垂直维最优预编码码字, 然后基于 Khatri-Rao 积构造 3D 预编码码本, 从而实现对不同用户数据进行预编码处理。

设基站端和用户端保存相同的水平维码本 $\mathbf{W}_H$ 和垂直维码本 $\mathbf{W}_V$, 假设码本大小均为 M , 基站端和用户端共同约定好 PMI。当基站向用户发送数据时, 每一用户利用估计到的 3D 信道矩阵 $\mathbf{H}_{N_r \times (M \times M)}^{3D}$, 从中取出与每一行发射天线相对应的信道系数矩阵 (共 M 个), 对其取均值, 并将该均值作为该用户水平维预编码选择矩阵 $\mathbf{H}_h \in C^{N_r \times M}$; 类似地, 从 $\mathbf{H}_{N_r \times (M \times M)}^{3D}$ 中取出与每一列发射天线相对应的信道系数矩阵并对其求均值, 作为该用户垂直维预编码选择矩阵 $\mathbf{H}_v \in C^{N_r \times M}$ 。基于最大信道增益准则, 根据水平维预编码选择矩阵 $\mathbf{H}_h$ 选择水平维最优预编码码字, 记为 $\mathbf{W}_h^{\text{opt}}$; 根据垂直维预编码选择矩阵 $\mathbf{H}_v$ 选择垂直维最优预编码码字, 记为 $\mathbf{W}_v^{\text{opt}}$ 。

具体步骤如下:

步骤 1:接收端 k 通过信道估计得到当前的 3D 信道矩阵 $\mathbf{H}^{3D}$, 根据上述方法计算得到水平维信道矩阵 $\mathbf{H}_h$ 和垂直维信道矩阵 $\mathbf{H}_v$;

步骤 2:对于水平维预编码选择矩阵 $\mathbf{H}_h$ 将其奇异值分解:

$$\mathbf{H}_k = \mathbf{U}_k \Sigma_k \mathbf{V}_k^H \quad (9)$$

其中,下标 k 表示第 k 个用户,如果预编码码字选择 $\mathbf{W}_k = [\mathbf{V}_k]_1$ ($[\mathbf{V}_k]_1$ 表示 $\mathbf{V}_k$ 中第一列),则等效信道变为

$$\begin{aligned} \|\mathbf{H}_k \mathbf{W}_k\|_2^2 &= \|\mathbf{H}_k [\mathbf{V}_k]_1\|_2^2 = \\ &(\lambda_k^{\max})^2 \|\mathbf{U}_k\|_2^2 = \\ &(\lambda_k^{\max})^2 \end{aligned} \quad (10)$$

根据上式可以看到对于该用户的预编码矩阵 $\mathbf{W}_k$,当 $\mathbf{W}_k = [\mathbf{V}_k]_1$ 时,用户可以获得最大信道增益,然而这只是理想情况,在实际系统中很难实现。为了得到更好的性能,本文采用最小弦距离准则尽可能逼近最大信道增益,分别根据水平维 CSI 从设计好的离线码本 $\mathbf{W} = \{\mathbf{v}_1, \mathbf{v}_2 \dots \mathbf{v}_{2B}\}$ 得到水平维最优预编码码字 $\mathbf{W}_h^{\text{opt}}$,具体方法如下:

对第 k 个用户,选择的预编码矩阵如下:

$$\mathbf{W}_h^{\text{opt}} = \mathbf{v}_n \quad (11)$$

$$n = \underset{i=1,2,\dots,2B}{\operatorname{argmin}} d([\mathbf{V}_k]_1, \mathbf{v}_i) \quad (12)$$

其中,弦距离 $d(\mathbf{X}, \mathbf{Y})$ 的定义如下:

$$d(\mathbf{X}, \mathbf{Y}) = \frac{1}{\sqrt{2}} \|\mathbf{X}, \mathbf{X}^H - \mathbf{Y}, \mathbf{Y}^H\|_F \quad (13)$$

其中, $\mathbf{X}, \mathbf{Y}$ 均是具有相同维数的列矢量, $\|\cdot\|_F$ 表示 F 范数。弦距离可以准确地表现两个矢量的相似性,使用弦距离准则可以选择最接近最优矢量的预编码矢量从而减小量化误差带来的影响。

对垂直维预编码选择矩阵 $\mathbf{H}_v$ 采取与上述步骤相同的方法,获得与第 k 个用户垂直维度 CSI 相对应的最优预编码码字 $\mathbf{W}_v^{\text{opt}}$;

步骤 3:用户端将该水平维和垂直维码字在码本中对应的索引号反馈给基站端,基站端根据接收到的反馈信息分别在水平维码本 $\mathbf{W}_h$ 和垂直维码本 $\mathbf{W}_v$ 中恢复出使得该用户获得最大信道增益的水平维码字 $\mathbf{W}_h^{\text{opt}}$ 和垂直维码字 $\mathbf{W}_v^{\text{opt}}$,然后根据基于 Khatri-Rao 积的 3D 码本的预编码方案构造出 3D 预编码矩阵:

$$\mathbf{W} = \mathbf{W}_v^{\text{opt}} * \mathbf{W}_h^{\text{opt}} \quad (14)$$

对不同用户数据进行预编码处理。

本文提出的 3D MIMO 预编码方法不仅可以对 3D MIMO 信道实现更加精确的覆盖并提供更大的

信道增益,而且可以很好地抑制多用户的 CCI,下面从理论上给出证明。

根据式(1),其他用户对第 k 个用户的 CCI 可表示为 $\sum_{i=1, i \neq k}^K |\mathbf{G}_k \mathbf{H}_k \mathbf{W}_i|^2$ 。由于本文预编码选择准则采用基于最大信道增益准则,因此其他用户对用户 k 的 CCI 可近似用下式表示:

$$\begin{aligned} \sum_{i=1, i \neq k}^K |\mathbf{G}_k \mathbf{H}_k \mathbf{W}_i|^2 &\approx \sum_{i=1, i \neq k}^K |\mathbf{G}_k \lambda_k^{\max} \mathbf{v}_k^H \mathbf{W}_i|^2 \approx \\ &\sum_{i=1, i \neq k}^K |\mathbf{G}_k \lambda_k^{\max} \mathbf{W}_k^H \mathbf{W}_i|^2 \end{aligned} \quad (15)$$

其中, $\lambda_k^{\max}$ 表示第 k 个用户的信道的最大奇异值, $\mathbf{v}_k^H$ 表示最大奇异值 $\lambda_k^{\max}$ 对应的特征向量, $\mathbf{W}_k$ 表示用户 k 的预编码矩阵。

又由于水平维和垂直维码本均基于 DFT 产生,因此基于 Khatri-Rao 积构造的 3D 预编码矩阵相互正交,即

$$\mathbf{W}_k^H \mathbf{W}_i = 0, k \neq i \quad (16)$$

将式(16)代入式(15)中,显然可以看到其他用户对用户 k 的 CCI 近似为 0。因此,对于多用户 MIMO 系统,本方案不仅可以获得最大信道增益而且可以较好地抑制多用户的 CCI,从而降低系统误比特率,提高系统性能。

4 仿真结果

本节将对提出的 3D 预编码码本的性能进行计算机仿真验证。由于现实中大多数的数据通信发生在室内,为了与真实场景更为接近,因此在仿真中,考虑室内热点 (Indoor-HotPot) 场景和非视距 (Not Line Of Sight, NLOS) 传播情形,基站端采用 8×8 的均匀平面阵列,接收端为 2 个单天线用户,系统带宽为 10 MHz,用户移动速度 3 km/h,径数 16,子径数 20,其他的固定参数配置如表 1 所示,表中 μ 和 σ 分别表示变量的均值和方差。

表 1 室内热点 (NLOS) 场景下的固定参数

Table 1 Fixed parameters of indoor-hotpot

参数	μ	σ
时延扩展	-0.76	0.19
AOD 扩展	1.73	0.23
EOD 扩展	1.06	0.21
AOA 扩展	1.69	0.14
EOA 扩展	1.10	0.17
阴影衰落		4
莱斯因子 K/dB	N/A	N/A

(1) **实验一:**误比特率 (Bit Error Rate, BER) 性能对比。

图 2 为相同条件下两种方法的 BER 比较。从

图 2 可以看到,与文献[11]基于点乘的 3D 预编码码本相比,本文提出的 3D 预编码码本在系统 BER 上具有明显的优势。例如在信噪比为 10 dB 时,本文提出的预编码方法与之相比,BER 可以获得将近 1 个数量级的下降。这是由于本文提出的预编码码本之间满足相互正交,并且基于当前信道信息从码本中选择了最匹配当前信道状态信息的码字,因此,既保证了对用户间信号干扰的抑制,又对当前信道量化区域实现了较为准确的覆盖。

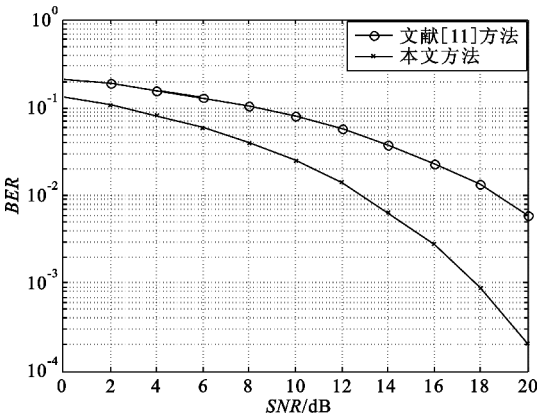


图 2 相同条件下两种方法的 BER 比较
Fig. 2 BER performance comparison between different methods

(2) 实验二:码本大小对系统性能的影响对比。

图 3 为不同码本大小对系统性能的影响。从图 3 中可看到,码本的大小对系统的性能有很大影响,相比码本 ($L=8$),码本 ($L=16$) 对系统信道的量化区域更加准确,根据当前信道信息在码本中能到更匹配当前信道的码字。但是实际应用中,码本越大,代表码本中码字的索引比特也就越多,换言之,反馈开销也越大。因此,在实际系统中需要权衡反馈量的大小和对信道的覆盖程度。

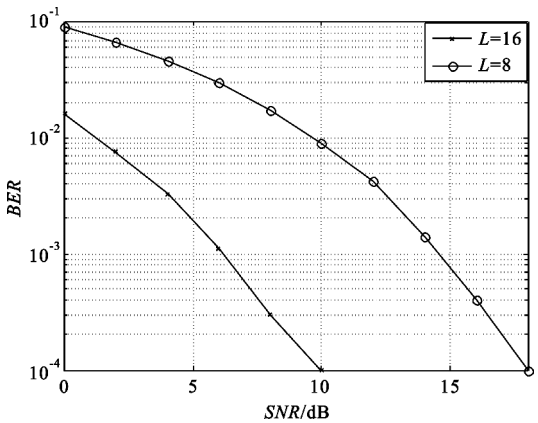


图 3 不同码本大小对系统性能的影响
Fig. 3 Performance comparison of various codebook size

(3) 实验三:本文提出的方法与文献[11]方法,在相同信噪比 (Signal Noise Rate, SNR) 下,BER 的累计分布函数 (Cumulative Distribution Function, CDF) 对比。

图 4 为 $SNR=10\text{ dB}$ 下两种方法的误比特率 CDF 比较。从图 4 可看到,本文提出码本构造方法的误比特率的 CDF 曲线明显高于文献[11]提出方法的误比特率的 CDF 曲线,因此,本文提出的码本构造方法在系统误比特率性能方面具有明显的优势。

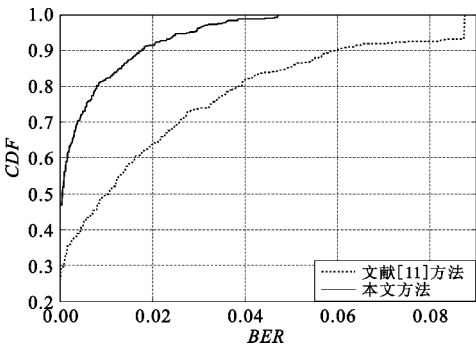


图 4 $SNR=10\text{ dB}$ 下两种方法的误比特率 CDF 比较
Fig. 4 BER CDF performance comparison between different methods When $SNR=10\text{ dB}$

5 结 论

本文提出了一种基于 Khatri-Rao 积的 3D MU-MIMO 的预编码方法。这种 3D 预编码方法不但更加有效地匹配真实信道 CSI,而且可有效地抑制共信道干扰,提升系统的误码性能,对系统性能的优化设计有一定的参考价值。同时,该预编码码本设计采用离散傅里叶变换作为基础码本,因此码本设计方法简单,复杂度低。但是本文只从单个用户的角度进行研究 3D 预编码,没有考虑整个小区下的所有用户,因此下一步可以将用户调度和预编码结合起来进行研究。

参考文献:

[1] Baker M. From LTE-advanced to the future [J]. IEEE Communications Magazine, 2012, 50(2): 116-120.
[2] Peng F, Wang Y, Zhang W, et al. 3D-MIMO codebook aided multiple user pairing scheme in LTE-Advanced systems [J]. The Journal of China Universities of Posts and Telecommunications, 2014, 21(1): 1-9.
[3] Lu X, Tolli A, Piirainen O, et al. Comparison of antenna arrays in a 3-D multiuser multi-cell network [C]//Pro-

- ceedings of 2011 IEEE International Conference on Communications. Kyoto: IEEE, 2011: 1-6.
- [4] Pan Yuwen, Luo Qinglin, Li Guodong, et al. Performance Evaluation of 3D MIMO LTE-Advanced System [C] // Proceedings of 2013 IEEE 78th Vehicular Technology Conference. Las Vegas, NV: IEEE, 2013: 1-5.
- [5] Peng Y, Yang W, Zhu Y, et al. Transmission Scheme for 2D Antenna Array MIMO Systems with Limited Feedback [J]. Wireless Personal Communications, 2014, 75 (1): 759-774.
- [6] Xia X, Fang S, Wu G, et al. Joint user pairing and precoding in MU-MIMO broadcast channel with limited feedback [J]. Communications Letters, 2010, 14(11): 1032-1034.
- [7] 邱玲, 许杰, 刘蓓, 等. 多用户、多小区 MIMO 通信技术 [M]. 北京: 人民邮电出版社, 2011.
- QIU Ling, XU Jie, LIU Bei, et al. Multi-user multi-cell MIMO communication technology [M]. Beijing: People's Posts and Telecommunications Publishing House, 2011. (in Chinese)
- [8] Haustein T, Von Helmlolt C, Jorswieck E, et al. Performance of MIMO systems with channel inversion [C] // Proceedings of 2002 IEEE 55th Vehicular Technology Conference. Birmingham, Alabama, USA: IEEE, 2002: 35-39.
- [9] Wang Y C, Ma X, Li Y. Block diagonalization coordinated transmission with zero-forcing in MIMO broadcast [J]. The Journal of China Universities of Posts and Telecommunications, 2011, 18(3): 27-33.
- [10] 李瑛, 詹伟, 王晓燕, 等. 多用户 MIMO 系统广播信道的连续块对角化预编码算法 [J]. 电讯技术, 2011, 51(4): 40-43.
- LI Ying, ZHAN Wei, WANG Xiao-yan, et al. Successive Block Diagonalization Precoding Algorithm for MU-MIMO Broadcast Channels [J]. Telecommunication Engineering, 2011, 51(4): 40-43. (in Chinese)
- [11] Love D J, Heath R W, Lan V K N, et al. An overview of limited feedback in wireless communication systems [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2008, 26(8): 1341-1365.
- [12] 李晓辉, 吴极, 张金钊. LTE 中的三维波束赋形方法: 中国, CN 102412885A [P]. 2012-04-11.
- LI Xiao-hui, WU Ji, ZHANG Jin-zhao. Three Dimensional Beam-forming in LTE; China, CN 102412885A [P]. 2012-04-11. (in Chinese)
- [13] 张贤达. 矩阵分析与应用 [M]. 北京: 清华大学出版社, 2004: 111-118.
- ZHANG Xian-da. Matrix Analysis and Applications [M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2004: 111-118. (in Chinese)
- [14] Kim I, Park S, Love D, et al. Improved multiuser MIMO unitary precoding using partial channel state information and insights from the Riemannian manifold [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2009, 8(8): 4014-4023.

作者简介:



吴学文 (1988—), 男, 山西朔州人, 硕士研究生, 主要从事 3D MIMO 系统中预编码码本研究;

WU Xue-wen was born in Shuozhou, Shanxi Province, in 1988. He is now a graduate student. His research concerns codebook design for 3D MIMO system.

Email: wuxuewen0914@126.com

景小荣 (1974—), 男, 甘肃平凉人, 2009 年于电子科技大学获博士学位, 现为重庆邮电大学副教授, 主要研究方向为多天线系统中信号处理;

JING Xiao-rong was born in Pingliang, Gansu Province, in 1974. He received the Ph. D. degree from University of Electronic Science and Technology of China in 2009. He is now an associate professor. His research concerns signal processing in multiple antennas system.

刘利 (1990—), 女, 贵州凯里人, 硕士研究生, 主要研究方向为 3D MIMO 系统中有限反馈技术。

LIU Li was born in Kaili, Guizhou Province, in 1990. She is now a graduate student. Her research concerns limited feedback in 3D MIMO system.