

基于3D MIMO异构网性能分析的码本设计

鲍 慧, 姚亚青

(华北电力大学 电气与电子工程学院, 河北 保定 071000)

摘 要: 2D预编码技术通过数据处理仅能在水平方向调整波束,对于多用户系统尤其是基站边缘用户会造成严重的小区间干扰。针对该问题,在频分双工3D MIMO异构网络系统中,利用随机几何研究有限反馈机制下反馈开销对系统性能的影响。并在基站部署均匀平面阵列的基础上,提出基于水平发射角和垂直下倾角的3D MIMO多用户码本设计方案,且对所设计的码本方案进行仿真分析。结果表明,反馈开销以及微基站密度影响系统吞吐量,甚至影响到3D预编码方案的误码率。与基于2D和3D离散傅里叶变换码本的预编码方案相比,该方案大幅降低了系统的误码率,并提高了系统的吞吐量,优化了系统性能。

关键词: 3D预编码;随机几何;量化误差;反馈开销;码本;水平发射角;垂直下倾角

中文引用格式: 鲍 慧,姚亚青. 基于3D MIMO异构网性能分析的码本设计[J]. 计算机工程, 2018, 44(3): 93-98.

英文引用格式: BAO Hui, YAO Yaqing. Design of Codebook Based on 3D MIMO Heterogeneous Network Performance Analysis[J]. Computer Engineering, 2018, 44(3): 93-98.

Design of Codebook Based on 3D MIMO Heterogeneous Network Performance Analysis

BAO Hui, YAO Yaqing

(School of Electrical and Electronic Engineering, North China Electric Power University, Baoding, Hebei 071000, China)

[Abstract] The 2D precoding technology can only adjust the beam in the horizontal direction through data processing, and it will cause the serious inter-cell interference for the multi-user system, especially the base station edge user. Aiming at this problem, this paper studies the effect of feedback overhead on the performance of the system using stochastic geometry under limited feedback mechanism in frequency division duplex 3D MIMO heterogeneous network system. And under the deployment of uniform planar array antenna in base station, the design scheme of 3D MIMO multiuser codebook based on horizontal emission angle and vertical dip angle is proposed, and the codebook scheme is simulated and analyzed. Results show that the feedback overhead and micro base station density affects the throughput of the system, and even affects the bit error rate of 3D precoding scheme. Comparing with the 2D and 3D discrete Fourier transform codebook precoding scheme, the proposed scheme can greatly reduce the bit error rate of the system, improve the throughput of the system, and optimize the performance of the system.

[Key words] 3D precoding; stochastic geometry; quantization error; feedback overhead; codebook; horizontal emission angle; vertical dip angle

DOI: 10.3969/j.issn.1000-3428.2018.03.016

0 概述

随着市区环境越来越现代化,小区内用户数不断增多,用户在三维空间上分布越来越分散。由于传统基站发射端波束仅能在水平维度进行调整,垂直维对每个用户都是固定的下倾角,而实际的信号传播信道是具有三维空间特性的,这会导致严重的小区间用户的同频干扰,从而大大降低

小区边缘用户的吞吐量^[1]。而3D MIMO预编码技术在不改变现有天线尺寸的条件下,可以将每个垂直的天线阵子分割成多个阵子,使得垂直维度具有可区分的俯仰角,在水平维度和垂直维度上进行联合波束成形设计能够更加充分地利用三维空间自由度,带来更强的干扰控制能力,实现系统性能的提升^[2]。

目前,针对3D预编码的码本设计方案的研究已

基金项目: 国家自然科学基金(61501185, 61302105);北京市自然科学基金(4164101);河北省自然科学基金(F2016502062)。

作者简介: 鲍 慧(1962—),女,副教授,主研方向为宽带网络;姚亚青,硕士研究生。

收稿日期: 2017-05-18 **修回日期:** 2017-06-21 **E-mail:** 1970391671@qq.com

经取得一定成果,但多数研究都是在离散傅里叶变换(Discrete Fourier Transform, DFT)码本的基础上进行的^[3-4]。然而,由于 DFT 码本波束方向性强且分布均匀,适合于采用均匀线性阵列(Uniform Linear Array, ULA)的水平维码本,但由于垂直方向上下倾角的可调范围窄并且非均匀分布,不适用于采用均匀平面阵列(Uniform Planar Array, UPA)的垂直维码本^[5]。改进的码本研究在水平方向上仍然采用 DFT 码本,而在垂直方向上利用垂直下倾角的分布特点,在垂直下倾角的角度区间上抽取若干离散量化角度,并由相应的波束导向矢量构建垂直码本^[6],或是利用天线阵元具体位置确定的码字相位来构建垂直码本^[7],或是在分析 3D MIMO 信道相关性的基础上,针对发射相关和接收相关矩阵在水平维和垂直维的分解,结合 2D MIMO 信道下的 DFT 码本和 Grassmannian 码本构造新的 3D 码本^[8]。但是这些码本设计方案都没有考虑到天线阵元水平方向上的发射角,虽然水平发射角可调范围小,但若将其视作固定角度,会降低波束指向的准确性,造成用户间干扰,严重影响系统性能。

本文根据量化误差和 3D MIMO 系统随机分布的统计特性,利用随机几何分析反馈开销对系统性能的影响,并在基站部署 UPA 天线的基础上,采用水平发射角和垂直下倾角以及 Kronecker 积提出构造 3D MIMO 多用户码本的设计方案,且对所设计的码本方案进行仿真分析。

1 系统模型

传统基站配备 ULA 阵列如图 1 所示,在垂直面不能实现针对终端的多波束,以至于基站可以在水平维度形成 3 个波束分别对准与基站夹角不同的用户,但是对于在水平维度上与基站的夹角相同的用户如 UE2 和 UE3,它们的波束会相互干扰。而 3D MIMO 技术提供垂直面波束成形,如图 2 所示,在垂直维度上可以区分开 UE2 和 UE3,分别形成对准它们的波束为其服务,从而控制邻区干扰,提升频谱效率^[9]。

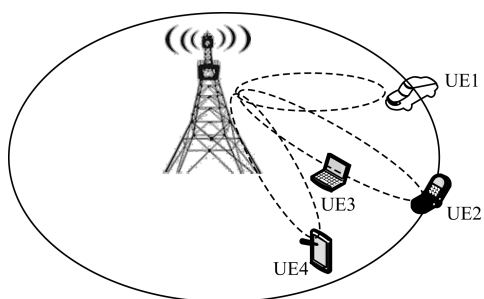


图 1 传统天线波束

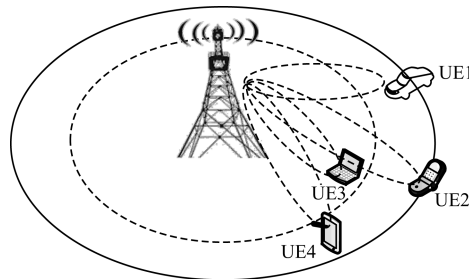


图 2 3D MIMO 天线波束

本文采用由微基站、宏基站以及多用户构成的空分多址(Space Division Multiple Access, SDMA) 3D MIMO 异构网络系统模型。其中微基站的分布服从同构泊松点过程(Poisson Point Process, PPP) $\Phi(\lambda)$, 密度为 λ , 每个微基站配备 N_t 根天线, 发射功率为 P ; 宏基站的分布服从同构 PPP $\Phi(\lambda_M)$, 密度为 λ_M , 每个宏基站配备 N_M 根天线, 发射功率为 nP 。每个基站服务 K 个用户, $K \leq N_t$ 且 $N_s \leq N_M$, 并且假设用户服从独立稳定点过程, 随机分布于以服务基站为中心半径为 $d_{\max}$ 的圆内。对于衰落模型, 假设所有的点对点信道都服从单位均值的独立同分布瑞利块衰落, 接收功率随距离 d 按 $d^{-\alpha}$ 进行衰减, 路径损耗指数 $\alpha > 2$ 。

将从微基站 T_0 、第 m 个宏基站、第 i 个微基站到用户 $U_0^{(k)}$ 的信道矢量分别表示为 $\mathbf{h}_{0k} \in \mathbb{C}^{N_s \times 1}$ 、 $\mathbf{h}_{mk} \in \mathbb{C}^{N_M \times 1}$ 、 $\mathbf{h}_{ik} \in \mathbb{C}^{N_s \times 1}$, 它们均是由零均值单位方差的独立复高斯随机变量构成。将微基站 T_0 、第 m 个宏基站以及第 i 个微基站的归一化发射信号矢量分别表示为 $\mathbf{x}_0 \in \mathbb{C}^{N_s \times 1}$ 、 $\mathbf{x}_m \in \mathbb{C}^{N_M \times 1}$ 、 $\mathbf{x}_i \in \mathbb{C}^{N_s \times 1}$, 发射信号矢量 $\mathbf{x}$ 是线性函数 $\mathbf{x} = \sum_{k=1}^K \mathbf{w}_k s_k$, 其中, s_k 是第 k 个用户的数据符号, $\mathbf{w}_k$ 是第 k 个用户的单位范数波束成形向量。

因为微基站传输功率低, 所以在多点协作传输(Coordinated Multi-point, CoMP)机制下, 即使宏基站和微基站协作传输数据, 远离微基站的宏小区用户也只能得到很少的增益^[10]。因此, 本文仅对微基站中的用户进行下行链路信息传输分析。假设每个用户的服务基站为与其距离最近的基站, 将服务第 k 个特定用户 $U_0^{(k)}$ 的微基站表示为 T_0 , 假设其坐落在原点, $U_0^{(k)}$ 与 T_0 间的距离为 d_k , 则 $U_0^{(k)}$ 的接收信号可以表示为:

$$y_{0k} = \sqrt{\rho} d_k^{-\frac{\alpha}{2}} \mathbf{h}_{0k}^H \mathbf{x}_0 + \sqrt{\rho'} \sum_{m \in \Phi(\lambda_M)} l_m^{-\frac{\alpha}{2}} \mathbf{h}_{mk}^H \mathbf{x}_m + \sqrt{\rho} \sum_{i \in \Phi(\lambda)/T_0} D_i^{-\frac{\alpha}{2}} \mathbf{h}_{ik}^H \mathbf{x}_i + n_{0k} \quad (1)$$

其中, $\rho = P/K$, $\rho' = nP/K$, 为分析方便采取等功率分配, l_m 是微基站 T_0 中用户与第 m 个宏基站的距离,

D_i 是微基站 T_0 中用户与第 i 个微基站的距离, n_{0k} 是复加性高斯白噪声, 方差为 σ^2 。

本文采用有限反馈机制, 基站仅能获取到部分信道状态信息 (Channel State Information, CSI)^[11], 微基站 T_0 和用户 $U_0^{(k)}$ 保存相同的量化码本 $C_k = \{c_{k1}, c_{k2}, \dots, c_{kN}\}$, 它包含 $N = 2^B$ 个单位范数矢量码字, 第 k 个用户从 $B = \text{lb}N$ bit 的码本中选择与信道方向 $\bar{\mathbf{h}}_k = \mathbf{h}_k / \|\mathbf{h}_k\|$ 最近的量化矢量 (码字) $\hat{\mathbf{h}}_k$, 用户通过接收 SNR 最大化准则从码本中选择最优码字:

$$\hat{\mathbf{h}}_k = \arg \max_{c_{ki} \in C_k} |\mathbf{h}_k^H c_{ki}|^2 \quad (2)$$

搜索到最佳量化码字后, 用户用 B bit 将该码字的索引反馈给基站, 基站接收到索引后, 在码本中找到该索引对应的码字作为波束成形向量, 再做相关的信号处理^[12]。

用户 $U_0^{(k)}$ 的接收信号干扰噪声比 (Signal Interference Noise Ratio, SINR) SINR_k 为:

$$\text{SINR}_k = \frac{\rho S_{0k} d_k^{-\alpha}}{I_r + I_p + I_q + \sigma^2} \quad (3)$$

$$I_r = \sum_{m \in \Phi(\lambda_M)} \rho' \|\mathbf{h}_{mk}^H \mathbf{W}_m\| l_m^{-\alpha} \quad (4)$$

$$I_p = \sum_{i \in \Phi(\lambda)/T_0} \rho \|\mathbf{h}_{ik}^H \mathbf{W}_i\| D_i^{-\alpha} \quad (5)$$

$$I_q = \sum_{j \in \kappa, j \neq k} \rho \|\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_j\|^2 d_k^{-\alpha} \quad (6)$$

其中, $\mathbf{W} = [\mathbf{w}_1, \mathbf{w}_2, \dots, \mathbf{w}_K]$, I_r 是来自宏基站泊松域 $\Phi(\lambda_M)$ 的小区间干扰, I_p 是来自微基站泊松域 $\Phi(\lambda)/T_0$ 的小区间干扰, I_q 为根据量化 CSI 来估计的小区内用户间干扰。

系统吞吐量即区域频谱效率, 定义为单位面积传输信息的绝对覆盖概率与最大和速率的乘积, 令 T 为 SINR 阈值, 则系统吞吐量可以表示为:

$$T = \lambda \sum_{k=1}^K P(T, \alpha) \text{lb}(1 + T) \quad (7)$$

2 基于随机几何有限反馈的系统性能分析

根据信道增益的随机分布统计特性以及拉普拉斯变换可得系统中断概率^[11, 13]:

$$P(T, \alpha) = P(\text{SINR}_k > T) =$$

$$L_r(n\zeta_k) L_p(\zeta_k) L_q(\zeta_k) e^{-\frac{\zeta_k \sigma^2}{\rho}} \quad (8)$$

其中, $\zeta_k = T d_k^\alpha$ 。

根据 3D 泊松过程中半径 r 的概率密度函数 (Probability Density Function, PDF) 以及累积分布函数 (Cumulative Distribution Function, CDF), 通过概率生成泛函 (Probability Generating Functional, PGFL) 可得来自微小区泊松域 $\Phi(\lambda)$ 的小区间归一化干扰 $\bar{I}_p$ 的拉普拉斯变换 L_p 可以表示为:

$$L_p(\zeta_k) =$$

$$\exp \left\{ -4\pi\lambda \int_0^\infty \left[\int_{d_k}^\infty (1 - e^{-T d_k^\alpha S r^{-\alpha}}) r^2 dr \right] f(S) dS \right\} =$$

$$\exp \left\{ 4\pi\lambda d_k^3/3 - \frac{4\pi\lambda T^{3/\alpha} d_k^3}{\alpha} \left[E_S[(S)^{3/\alpha} [\Gamma(-3/\alpha, TS) - \Gamma(-3/\alpha)]] \right] \right\} \quad (9)$$

来自宏小区泊松域 $\Phi(\lambda_M)$ 的小区间归一化干扰 $\bar{I}_r$ 的拉普拉斯变换 L_r 可以表示为:

$$L_r(n\zeta_k) =$$

$$\exp \left\{ 4\pi\lambda_M d_k^3/3 - \frac{4\pi\lambda_M (nT)^{3/\alpha} d_k^3}{\alpha} \left[E_S[(S)^{3/\alpha} [\Gamma(-3/\alpha, nTS) - \Gamma(-3/\alpha)]] \right] \right\} \quad (10)$$

对于干扰项 $|\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_j|^2 = \|\mathbf{h}_k\|^2 |\bar{\mathbf{h}}_k^H \mathbf{w}_j|^2$ 。 φ_k 表示 $\mathbf{h}_k$ 和 $\hat{\mathbf{h}}_k$ 之间的量化失真角, 分解归一化信道向量为 $\bar{\mathbf{h}}_k = (\cos\varphi_k) \hat{\mathbf{h}}_k + (\sin\varphi_k) \mathbf{v}_k$, 其中 $\mathbf{v}_k$ 是分布于 $\hat{\mathbf{h}}_k$ 的零空间中的各向同性的单位范数矢量, 并且独立于 $\sin\varphi_k$ 。由于 $\mathbf{w}_j$ 与 $\mathbf{v}_k$ 相互独立, 因此 $|\mathbf{v}_k^H \mathbf{w}_j|^2 \sim B(1, N_s - 2)$ ^[14], 并且独立于量化误差 $\sin\varphi_k$ 。归一化用户间干扰可以写作:

$$\bar{I}_q = d_k^{-\alpha} \|\mathbf{h}_k\|^2 \sin^2\varphi_k \sum_{j \in \kappa, j \neq k} B(1, N_s - 2) \quad (11)$$

其中, $X = \|\mathbf{h}_k\|^2 \sin^2\varphi_k \sim \Gamma(N_s - 1, \delta)$, $\|\mathbf{h}_k\|^2$ 、 φ_k 和 $B(1, N_s - 2)$ 相互独立, $\delta = 2^{-B/(N_s - 1)}$ 。因此, 服从指数分布 $\exp(1/\delta)$ ^[15]。令 $\bar{I}_q = d_k^{-\alpha} Z$, 则 $Z \sim \Gamma(K - 1, \delta)$ 。因此, 归一化小区内用户间干扰 $\bar{I}_q \sim \Gamma(K - 1, \delta d_k^{-\alpha})$ 。 $\bar{I}_q$ 的拉普拉斯变换为:

$$L_q(\zeta_k) = \frac{1}{(1 + T\delta)^{K-1}} \quad (12)$$

将式(9)、式(10)和式(12)带入式(7)得:

$$T = \lambda \sum_{k=1}^K \left\{ 1 - \frac{4\pi\lambda}{3} \int_0^\infty e^{-\pi\lambda x (\beta_1(\lambda, T, \alpha) + \beta_2(\lambda, T, \alpha)) - T\sigma^2 x^{\alpha/3}} dx \right\} \text{lb}(1 + T) \quad (13)$$

$$\beta_1(\lambda, T, \alpha) = \frac{4T^{3/\alpha}}{\alpha(1 + T\delta)^{K-1}} \cdot$$

$$E_S[S^{3/\alpha} [\Gamma(-3/\alpha, TS) - \Gamma(-3/\alpha)]] \quad (14)$$

$$\beta_2(\lambda, T, \alpha) = \frac{4(nT)^{3/\alpha}}{\alpha(1 + T\delta)^{K-1}} \cdot$$

$$E_S[S^{3/\alpha} [\Gamma(-3/\alpha, nTS) - \Gamma(-3/\alpha)]] \quad (15)$$

其中, $\Gamma(x) = \int_0^\infty t^{x-1} e^{-t} dt$ 是伽马函数。

由式(13) ~ 式(15)可得, 吞吐量与基站端信噪比、基站密度以及反馈开销多个因素相关。量化误差是由反馈开销体现的, 反馈开销越大, 基站收到用户反馈的信息量越大, 则量化误差越小, 波束矢量越准确, 吞吐量损失越小, 系统性能越好。为降低系统的反馈开销, 本文研究改进的 3D MIMO 预编码方案。

3 改进的 3D 码本设计方案

如图 3 所示, 基站配置 UPA 阵列, 其中水平天线阵元数目为 N_h , 阵元间隔为 d_h , 垂直天线阵元数目为 N_v , 阵元间隔为 d_v 。

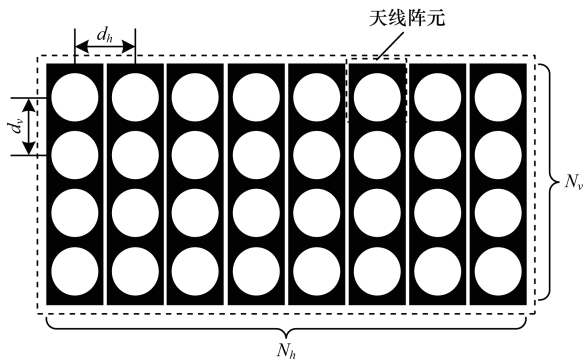


图 3 天线阵元图

水平码本包含 $N_h (N_h = 2^{B_h})$ 个水平码字, 垂直码本包含 $N_v (N_v = 2^{B_v})$ 个垂直码字。如图 4 所示, 基站发射天线高度为 H_{BS} , 移动用户接收天线高度为 H_{US} , L_i 为第 i 个水平天线阵元与基站的距离, 即 $L_i = id$, $i = 1, 2, \dots, N_h$, S_m 为第 m 个水平码字形成的波束对准的位置距离基站天线的水平距离。

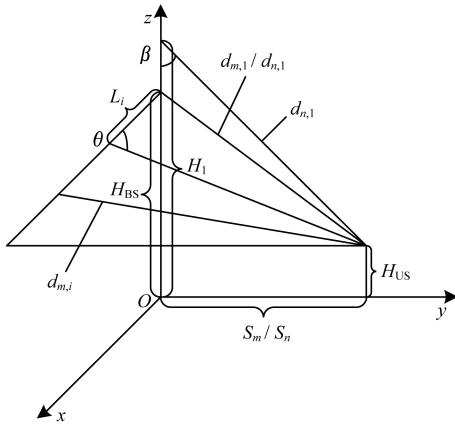


图 4 预编码方案波束辐射图

第 m 个水平码字形成波束的水平发射角 θ_m 为:

$$\theta_m = \arctan \frac{\sqrt{(H_{BS} - H_{US})^2 + S_m^2}}{L_i} \quad (16)$$

基站天线阵元间相位差:

$$\Delta\varphi_m = \frac{2\pi d_h \cos\theta_m}{\lambda} \quad (17)$$

第 m 个水平码字可以表示为:

$$c_m^{(h)} = \frac{1}{N_h} \left[1 \quad e^{j\frac{2\pi d_h \cos\theta_m}{\lambda}} \quad \dots \quad e^{j\frac{2\pi (N_h - 1) d_h \cos\theta_m}{\lambda}} \right] \quad (18)$$

其中, λ 为信号波长, 并假设第一个天线阵元的相位为参考相位 0。

假设第 n 个垂直码字形成的波束对准的位置距离基站天线的水平距离为 S_n , 第 l 个垂直天线阵元高度为 H_l , 则第 n 个垂直码字形成的波束的垂直下倾角为:

$$\beta_n = \arctan \left(\frac{H_l - H_{US}}{S_n} \right), l = 1, 2, \dots, N_v \quad (19)$$

基站天线阵元间相位差:

$$\Delta\varphi_n = \frac{2\pi d_v \cos\beta_n}{\lambda} \quad (20)$$

则第 n 个垂直码字可以表示为:

$$c_n^{(v)} = \frac{1}{N_v} \left[1 \quad e^{j\frac{2\pi d_v \cos\beta_n}{\lambda}} \quad \dots \quad e^{j\frac{2\pi (N_v - 1) d_v \cos\beta_n}{\lambda}} \right] \quad (21)$$

联合水平与垂直方向码本设计, 则改进 3D MIMO 的 Kronecker 积码本可以表示为:

$$c = c_m^{(h)} \otimes c_n^{(v)} \quad (22)$$

将码本 c 代入系统模型指导波束形成可以得到优化后的系统性能。

由于无论水平方向还是垂直方向各阵元都有各自具体的位置, 若将基站部署的 UPA 阵列看作一个整体, 会使得波束过于发散。为使波束指向更加精确, 需要同时考虑水平方向和垂直方向阵元具体位置。本文在以往研究的基础上考虑到了水平方向发射角度可调范围对波束成形准确性的影响, 利用天线阵元的相位以及阵元间的相位差, 提出了改进的水平和垂直码字, 并利用 Kronecker 积得到了改进后的 3D 预编码码本。

4 仿真分析

考虑一个由微基站、宏基站以及多用户组成的二层的 3D MIMO 异构网络, 其中, 服务基站是微基站。令服务基站 T_0 与其他对用户终端干扰较大的微基站和宏基站协作, 此时用户终端的干扰可以最大限度消除。通过 Matlab 搭建此异构网络仿真环境, 将改进的 3D 码本带入系统性能分析过程中, 通过系统性能分析闭式解的仿真曲线说明各性能参数以及改进的 3D 预编码方案对系统性能的影响情况, 其主要仿真参数如表 1 所示。

表1 仿真参数设置

参数	参数描述	参数设置
N_t	微基站天线数	4
N_M	宏基站天线数	8
$\rho \cdot \sigma^{-2}/\text{dB}$	发射端信噪比	20
α	路径损耗指数	4
d_k	第 k 个特定用户与其服务基站的间距	1.5
β_k/dB	第 k 个特定用户接收信干噪比的阈值	1
n	宏基站发射功率/微基站发射功率	2
λ	微基站密度	非定值
λ_M	宏基站密度	非定值
B/bit	反馈开销	非定值

图5显示了网络吞吐量随基站密度的变化情况,其中,仿真结果与分析结果一致。随基站密度增加,吞吐量逐渐提高,可见适当调整基站密度可以提高系统吞吐量,优化系统性能。并且,随基站密度增加,由不完善CSI造成的系统性能影响越严重,图5中绘制了基站接收到完善CSI时的系统吞吐量曲线作为对比,表明反馈比特数越多,系统性能越好。

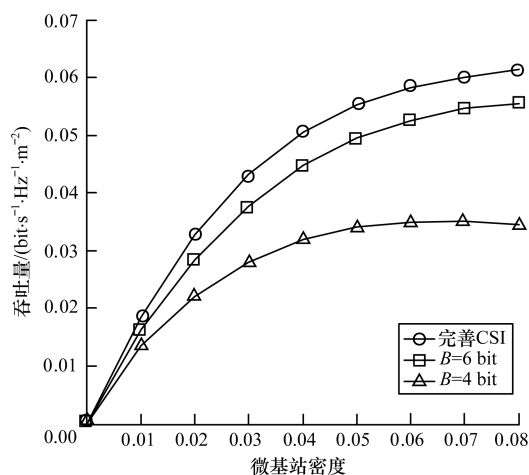


图5 吞吐量与基站密度的关系

图6对比了3D DFT预编码方案下,当反馈比特数分别为4 bit和6 bit时以及完善CSI时,系统的误码率随基站发射端信噪比的变化情况,仿真结果显示,随着反馈比特数增加,系统的误码率降低。图7比较了采用DFT预编码方案分别在2D和3D环境下的误码率,以及在3D MIMO信道模型下,本文提出的改进预编码方案与DFT预编码方案在系统误码率方面的性能差异。由于垂直方向上下倾角的可调动范围问题以及分布不均匀问题,传统的DFT预编码方案不适合3D环境中基站采用均与平面天线阵列的场景下的垂直维度码本,而本文联合考虑了水平发射角和垂直下倾角来构造3D码本,因此本文提出的改进预编码方案的性能更优。

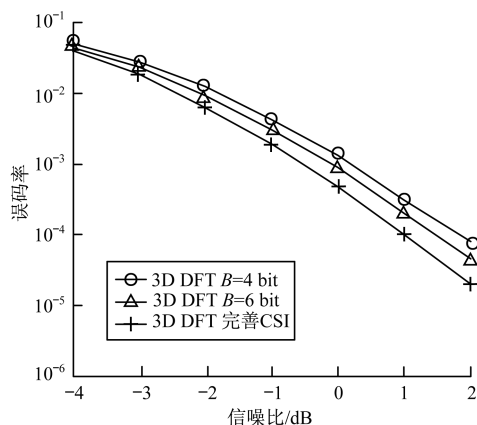


图6 误码率与反馈开销的关系

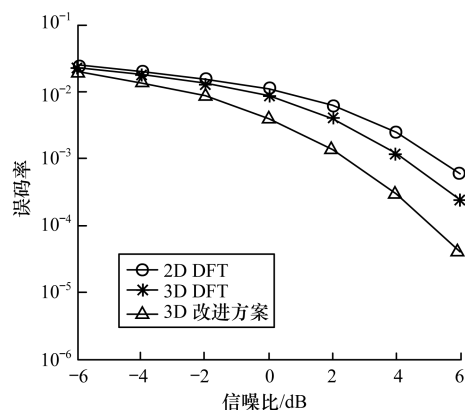


图7 误码率与预编码方案的关系

图8为不同码字方案的容量累计分布函数(CDF)曲线。由仿真结果可以看出,3D DFT预编码方案因为充分利用了UPA阵列的垂直维度,因此相较于2D DFT预编码方案有效提高了系统的吞吐量。而本文提出的改进3D预编码方案在此基础上联合考虑了水平可调范围和垂直下倾角可调范围,并且考虑到了天线阵元的具体位置而不是将UPA阵列看作一个整体,因此更有效地控制了小区边缘用户的用户间干扰,从而显著提高了系统吞吐量。

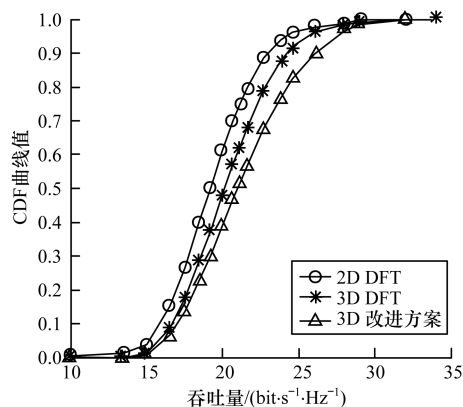


图8 吞吐量与预编码方案的关系

5 结束语

本文构建多用户 3D MIMO 异构网络系统模型,通过有限反馈量化误差分析,根据量化误差和系统随机分布的统计特性,利用随机几何技术分析了反馈开销以及基站密度对系统性能的影响。在传统预编码方案的基础上提出了基于水平发射角以及垂直下倾角的改进 3D 预编码方案。通过仿真分析,对比了反馈开销对系统吞吐量的影响,并且比较了传统的 DFT 预编码方法在 2D 和 3D 环境中以及改进的 3D 预编码方案在系统误码率和吞吐量方面的影响。仿真结果表明,反馈开销会降低系统的吞吐量,提高系统误码率,而改进预编码方案由于联合考虑到了水平发射角以及垂直下倾角,因此有效地提高了系统吞吐量,降低了系统误码率,优化了系统性能。

参考文献

- [1] 于秀兰,刘燕莉,刘利,等. 3D MIMO 系统中一种有限反馈开销降低方法[J]. 计算机应用研究, 2016, 33(7): 2106-2109.
- [2] 张仕宇,冯辉,宗志远,等. 一种水平和垂直联合优化的 3D 波束成形算法[J]. 复旦学报(自然科学版), 2015(5): 569-578.
- [3] XIE Yi, JIN Shi, WANG Jue, et al. A Limited Feedback Scheme for 3D Multiuser MIMO Based on Kronecker Product Codebook[C]//Proceedings of the 24th Annual International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications. Washington D. C., USA: IEEE Press, 2013: 1130-1135.
- [4] YING Dawei, VOOK F W, THOMAS T A, et al. Kronecker Product Correlation Model and Limited Feedback Codebook Design in a 3D Channel Model [C]//Proceedings of IEEE International Conference on Communications. Washington D. C., USA: IEEE Press, 2014: 5865-5870.
- [5] HALBAUER H, SAUR S, KOPPENBORG J, et al. 3D Beamforming: Performance Improvement for Cellular Networks [J]. Bell Labs Technical Journal, 2013, 18(2): 37-56.
- [6] 曾友财,景小荣. 大规模 MIMO 系统中基于 3D 码本的多用户预编码方案[J]. 计算机工程, 2017, 43(3): 69-74.
- [7] 张帆,何世文,黄永明,等. 基于有限反馈的大规模 3D MIMO 多用户传输方法及其码本设计[J]. 数据采集与处理, 2014, 29(3): 384-389.
- [8] 白帆,李汀,李飞,等. 3D MIMO 系统下水平和垂直维联合预编码的研究[J]. 信号处理, 2016, 32(9): 1093-1100.
- [9] 大唐电信集团. 大唐移动布局 TD-LTE 多天线技术领域,推动 3D MIMO 技术发展[N]. 中国电子报, 2014-05-16.
- [10] XU Zhikun, YANG Chenyang, LI G Y, et al. Energy-efficient CoMP Precoding in Heterogeneous Networks[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2014, 62(4): 1005-1017.
- [11] KOUNTOURIS M, ANDREWS J G. Downlink SDMA with Limited Feedback in Interference-limited Wireless Networks [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2012, 11(8): 2730-2741.
- [12] 吴敏. 多天线通信系统中有限反馈技术研究[D]. 北京: 北京交通大学, 2010.
- [13] ZHONG Zhihao, PENG Janhua, LUO Wenyu, et al. A Tractable Approach to Analyzing the Physical-layer Security in K-tier Heterogeneous Cellular Networks[J]. China Communications, 2015, 12(s1): 166-173.
- [14] LI Weibin, WANG Tingchang, LAN Xiufeng. Codebook Based Beamforming in MIMO Broadcast Channels with Finite Rate Feedback [C]//Proceedings of the 1st International Conference on Information Science and Engineering. New York, USA: ACM Press, 2009: 2582-2585.
- [15] ZHANG Jun, HEATH R W, KOUNTOURIS M, et al. Mode Switching for the Multi-antenna Broadcast Channel Based on Delay and Channel Quantization[J]. EURASIP Journal on Advances in Signal Processing, 2009(1): 1-15.

编辑 顾逸斐

(上接第 92 页)

- [11] DULMAGE J, CIOFFI R, FITZ M P, et al. Characterization of Distance Error with Received Signal Strength Ranging[C]//Proceedings of IEEE Conference on Wireless Communication and Networking. Washington D. C., USA: IEEE Press, 2010: 1-6.
- [12] 孙波,刘冬阳,徐奉,等. 基于 RSSI 的煤矿井下巷道定位技术误差分析[J]. 煤炭学报, 2015, 39(S2): 609-614.
- [13] 朱明辉,张会清. 基于 RSSI 的室内测距模型的研究[J]. 传感器与微系统, 2010, 29(8): 19-22.
- [14] 郝剑文,贾方秀,李兴隆,等. 基于组合测距的无线传感器网络自定位算法[J]. 传感技术学报, 2016, 29(5): 739-744.
- [15] 田勇,唐祯安,喻言. 室内无线传感器网络信道传输模型及统计分析[J]. 控制与决策, 2014, 29(6): 1135-1138.
- [16] 冯秀芳,吕淑芳. 基于 RSSI 和分步粒子群算法的无线传感器网络定位算法[J]. 控制与决策, 2014, 29(11): 1966-1972.
- [17] 孙大洋,钱志鸿,韩梦飞,等. 无线传感器网络中多边形定位的聚类分析改进算法[J]. 电子学报, 2014, 42(8): 1601-1607.
- [18] 李方敏,韩屏,罗婷. 无线传感器网络中结合丢包率和 RSSI 的自适应区域定位算法[J]. 通信学报, 2009, 30(9): 15-23.

编辑 顾逸斐