

一种 3D-MIMO 动态自适应码本设计方法

吴波¹ 何世文^{1,2} 余登高¹ 李元稳¹ 黄永明¹ 杨绿溪¹

(1. 东南大学信息科学与工程学院, 南京, 210096; 2. 东南大学毫米波国家重点实验室, 南京, 210096)

摘要: 全维大规模三维多输入多输出天线(3D-MIMO)系统可以显著提高系统的空间分辨率和功率效率,降低干扰。基于平面大规模天线阵列,本文提出了一种考虑大尺度衰落且 δ dB 衰落波束覆盖区域的动态覆盖区域非对称的、新颖的 3D-MIMO 动态自适应的直积码本设计方法。本文方法从基站覆盖的边缘开始,逐次计算每个码字,加入码本,码本的覆盖区域逐渐扩大,直到码本满足基站的覆盖要求。通过对比传统的 DFT 码本,分析了所提码本的特性,结果显示所设计的码本可以有效地将水平面分割成环形区域,并提高了小区边缘的波束覆盖密度。最后分析了所提方法设计码本的大小与衰减值 δ dB 以及天线数的关系。

关键词: 大规模 MIMO; 全维 MIMO; 功率准则; 码本设计; 有限反馈

中图分类号: TN914 **文献标志码:** A

Novel Dynamic and Adaptive Method to Design Codebook for 3D-MIMO

Wu Bo¹, He Shiwen^{1,2}, Yu Denggao¹, Li Yuanwen¹, Huang Yongming¹, Yang Lüxi¹

(1. School of Information Science and Engineering, Southeast University, Nanjing, 210096, China; 2. The State Key Laboratory of Millimeter Waves, Southeast University, Nanjing, 210096, China)

Abstract: Full dimension massive multiple-input multiple-output (MIMO) system can significantly improve spatial resolution, reduce inference and improve power efficiency. When uniform planar array is configured at the base station and path loss is taken into consideration, this paper proposes a nonsymmetrical, dynamic and adaptive codebook design method based on the Kronecker product codebook. The method requires that the amplitude of the beam coverage area is not less than δ dB attenuation of that of the beam center. Starting from the edge of the coverage of the base station, the proposed method calculates each code word and puts it into codebook, thereby leading to larger coverage until the whole area is covered. Compared with the conventional DFT codebook, characteristics of the proposed codebook are analyzed. The new codebook can effectively partition the area into several circular areas and improve the density of beams at the edge of the cell. Finally, the size of the proposed code is analyzed in terms of δ dB attenuation and number of antennas.

Key words: massive multiple-input multiple-output (MIMO); full dimension MIMO; power criteria; codebook design; limited feedback

基金项目: 国家科技重大专项(2013ZX03003006-02)资助项目; 国家自然科学基金(61471120, 61271018, 61372101)资助项目; 江苏省自然科学基金(BK20130019, BK2011597)和工业支撑项目(BE2012167)资助项目; 教育部新世纪优秀人才资助计划(NCET-11-0088)资助项目。

收稿日期: 2015-02-06; **修订日期:** 2015-04-20

引 言

众所周知,多用户多输入多输出 (Multi-user multiple-input multiple-output, MU-MIMO) 技术能够显著地增加通信系统的容量^[1,2],已经被广泛地应用于各种无线通信系统中,如无线局域网、第 4 代移动通信系统等。最近,具有进一步提升系统容量、改善系统功率效率及降低干扰等优势的大规模 MIMO 技术成为第 5 代移动通信系统(5G)区别于现有系统的核心技术之一^[3,4]。在大规模 MIMO 中,基站配置巨大数量天线单元,在同一个小区,相同的时频资源上允许多个用户同时接入。大规模 MIMO 在不需要增加额外的带宽和基站密度的条件下,可以大幅度地提高频谱效率^[5,6]。大规模 MIMO 能提供频谱效率和功率效率的折中,已证明在多小区 MU-MIMO 系统中,在保证一定的服务质量和精确已知信道的前提下,用户的发射功率和基站的天线数成反比^[7]。大规模 MIMO 可以有效地对抗小尺度衰落,因为大量的天线可以带来巨大的空间分集。大规模 MIMO 可以使得基站和各个用户之间的信道接近正交,这种正交性随着天线数的增加更加明显,使得即使普通的单用户波束成形也可以获得接近最优的性能^[8]。然而,随着基站天线数的增加,信道状态信息的获取难度也相应地增加,即大规模 MIMO 通信系统面临着信道估计与导频设计问题。最近,基于位置、接收信噪比等信息和码本的波束成型算法研究也成为了学术领域的广泛研究与探讨的主要方向之一^[9-11]。通过在三维空间中放置多个天线阵元,基站可以在垂直方向和水平方向同时进行波束赋形^[12,13]。常见的天线结构为均匀平面阵列 (Uniform planar array, UPA),这极大地提高了链路增益,并且降低了对相邻站点的干扰^[14]。基于 UPA 的码本可以由垂直和水平 DFT 码本的码字直积得到,通过调节垂直方向波束赋形可将能量集中到一个环形区域上,然而该方案没有考虑到波束投影到地面时在环形区域的内环和外环由于路径长短的不同而造成的衰减不同^[15]。针对此问题,本文研究一种三维多输入多输出垂直码本设计方法,使得码本投影到水平面之后覆盖范围的衰减在 δ dB 以内。

1 系统模型

采用均匀平面阵列的天线系统装置(如图 1 所示),天线均放置在 yoz 平面上,其中方位角和俯仰角分别用 φ 和 θ 表示, y 轴方向上天线的间隔为 d_h , z 轴方向上天线的间隔为 d_v , z 轴和 y 轴方向分别放置 N_v^y 和 N_h^y 个天线元素。发射阵列响应可表示为^[16]

$$\alpha(\theta, \psi) = \frac{1}{\sqrt{N_t^y}} [1, e^{j2\pi\theta}, \dots, e^{j2\pi(N_t^y-1)\theta}]^T \otimes \frac{1}{\sqrt{N_t^h}} [1, e^{j2\pi\psi}, \dots, e^{j2\pi(N_t^h-1)\psi}]^T \quad (1)$$

式中: $\Theta(\theta) = \frac{d_v}{\lambda} \times \cos\theta$; $\Psi(\psi, \varphi) = \frac{d_h}{\lambda} \times \sin\theta \sin\varphi$ 。

通常,针对均匀平面阵列的码本设计方式是由垂直方向和水平方向进行直积得到最终的码字,可表示为

$$\mathbf{c}_{m \times N_v + n} = \mathbf{c}_m^v \otimes \mathbf{c}_n^h \quad 0 \leq m \leq N_v - 1; 0 \leq n \leq N_h - 1 \quad (2)$$

式中: \mathbf{c}_m^v 和 \mathbf{c}_n^h 分别 N_v^y 和 N_h^y 个元素的向量,代表垂直方向和水平方向的码字; N_v 和 N_h 表示垂直方向和水平方向的码字数。方向图函数和码字的关系可以表达为

$$U(\theta, \psi, \mathbf{c}_{m \times N_v + n}) = \alpha(\theta, \psi)^T \mathbf{c}_{m \times N_v + n} \quad (3)$$

由式(3)可以得出,方向图函数是 θ, ψ 以及码字 $\mathbf{c}_{m \times N_v + n}$ 的函数。令

$$\alpha^v(\theta) = \frac{1}{\sqrt{N_t^y}} [1, e^{j2\pi\theta}, \dots, e^{j2\pi(N_t^y-1)\theta}]^T \quad (4)$$

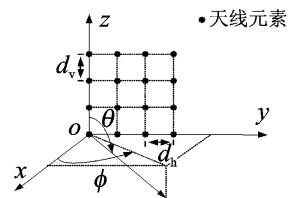


图 1 天线阵列模型

Fig. 1 Antenna array model

$$\mathbf{\alpha}^h(\psi) = \frac{1}{\sqrt{N_t^h}} [1, e^{j2\pi\psi}, \dots, e^{j2\pi(N_t^h-1)\psi}]^T \quad (5)$$

式(3)可进一步变形为

$$U(\Theta, \psi, c_{m \times N_t + n}) = (\mathbf{\alpha}^v(\Theta) \otimes \mathbf{\alpha}^h(\psi))^T (\mathbf{c}_m^v \otimes \mathbf{c}_n^v) = (\mathbf{\alpha}^v(\Theta))^T \mathbf{c}_m^v \times (\mathbf{\alpha}^h(\psi))^T \mathbf{c}_n^v \quad (6)$$

式中: $\mathbf{\alpha}^v(\Theta, \psi)^T \mathbf{c}_m^v$ 表示放置在 z 轴上的均匀线性阵列 (Uniform linear array, ULA) 的方向图函数; $\mathbf{\alpha}^h(\Theta, \psi)^T \mathbf{c}_n^v$ 表示放置在 y 轴上的均匀线性阵列的方向图函数, 也就是说可以设计水平方向和垂直方向的码字。垂直码本的每一个码字 \mathbf{c}_m^v 可表示为

$$\mathbf{c}_m^v = 1/\sqrt{N_t^v} [1, e^{-j2\pi\beta_m}, \dots, e^{-j2\pi(N_t^v-1)\beta_m}]^T \quad (7)$$

式中: $-2\pi\beta_m$ 表示第 m 个码字在垂直方向的相邻天线上附加的相移。将码字 \mathbf{c}_m^v 的表达式代入 $\mathbf{\alpha}^v(\Theta)^T \mathbf{c}_m^v$ 中, 可得到

$$\begin{aligned} |U^v(\Theta, \mathbf{c}_m^v)| &= \left| \frac{1}{N_t^v} \sum_{i=0}^{N_t^v-1} e^{j2\pi(\Theta-\beta_m)i} \right| \stackrel{(a)}{=} \left| \frac{1}{N_t^v} \frac{1 - e^{j2\pi N_t^v(\Theta-\beta_m)}}{1 - e^{j2\pi(\Theta-\beta_m)}} \right| = \frac{1}{N_t^v} \left| \frac{e^{j\pi(\Theta-\beta_m)N_t^v}}{e^{j\pi(\Theta-\beta_m)}} \right| \times \\ &\left| \frac{e^{-j\pi(\Theta-\beta_m)N_t^v} - e^{j\pi(\Theta-\beta_m)N_t^v}}{e^{-j\pi(\Theta-\beta_m)N_t^v} - e^{j\pi(\Theta-\beta_m)N_t^v}} \right| \stackrel{(b)}{=} \frac{1}{N_t^v} \frac{\sin(\pi(\Theta-\beta_m)N_t^v)}{\sin(\pi(\Theta-\beta_m))} \end{aligned} \quad (8)$$

式中: 等式(a)应用了等比公式, 等式(b)利用了欧拉公式。由 Θ 的定义可知其是 θ 的函数, 即在给定 \mathbf{c}_m^v 下, 垂直方向图函数 $|U^v(\Theta, \mathbf{c}_m^v)|$ 的值仅取决于俯仰角 θ 。以基站为圆心的水平圆上的所有参考点, 具有相同的俯仰角, $|U^v(\Theta, \mathbf{c}_m^v)|$ 的值也相同。

2 垂直方向码字设计

垂直码字的主要作用是将水平区域划分成多个环形区域, 使得码字所对应的环形区域接收信号强度较大, 环形区域外的接收信号强度较小。本文所提的方法考虑大尺度衰落的前提下, 实现所设计的垂直码字所覆盖的范围环形区域内任何位置的功率不低于波束方向对应位置幅值的 δ dB。

在自由空间中, 接收功率和发射功率之比为 $\frac{P_r}{P_t} = G_t \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2$, 接收功率与收发天线之间距离 d 的平方成反比^[17], 对应信号幅值的比值为 $\sqrt{G_t} \frac{\lambda}{(4\pi d)}$ 。利用图 2 所示的几何关系, 可以将 d 表示成天线高度 h_{BS} 和俯仰角 θ 的函数, 即有

$$d = h_{BS} / \cos\theta \quad (9)$$

接收信号强度可写为

$$|A^v(\theta, \mathbf{c}_m^v)| = G_0 \frac{\cos\theta \sin(\pi N_t^v (\Theta(\theta) - \beta_m))}{\sin(\pi(\Theta(\theta) - \beta_m))} \quad (10)$$

式中 $G_0 = \frac{\lambda \sqrt{G_t}}{4\pi h_{BS} N_t^v}$ 。

以小区边缘对应的下倾角 θ_0^v 为参考点, 分别计算第 0 个码字的波束方向 θ_0 和环内边界所对应的下倾角 θ_0^l , 使得波束在 θ_0^v 和 θ_0^l 处对应的衰减为 δ dB。以下倾角 θ_0^v 为新起点, 按照相同的方法生成第 1 个码字。重复上述过程, 计算后续码字, 直到小区完全被覆盖, 即最后一个码字对应的下倾角 θ_i^l 满足 $\theta_i^l \leq \theta^l$, θ^l 表示小区倾斜角的最小值。假设小区半径为 R , 下倾角 θ_0^v 的计算公式为

$$\theta_0^v = \arctan\left(\frac{R}{h_{BS}}\right) \quad (11)$$

式中 h_{BS} 表示基站相对于接收点的高度。

相对于波束方向 θ_i 的信号强度, 第 i 个码字在倾斜角 θ_i^v 所对应的地面接收信号强度衰减 δ dB, 比值为 $r_0 = 10^{-\delta/20}$, 即满足如下方程

$$\frac{|A^v(\theta_i^v, \mathbf{c}_i^v)|}{|A^v(\theta_i, \mathbf{c}_i^v)|} = r_0 \quad (12)$$

式中: $\mathbf{c}_i^v = 1/\sqrt{N_i^v} [1, e^{-j2\pi\Theta(\theta_i)}, \dots, e^{-j2\pi(N_i^v-1)\Theta(\theta_i)}]^T$ 。利用式(10)可得出

$$R_1(\theta_i; \theta_i^u) = r_0 \quad (13)$$

式中: $R_1(\theta_i; \theta_i^u) = \frac{1}{N_i^v} \frac{\cos\theta_i^u \sin(\pi N_i^v(\Theta(\theta_i^u) - \Theta(\theta_i)))}{\cos\theta_i \sin(\pi(\Theta(\theta_i^u) - \Theta(\theta_i)))}$ 。

由于 $R_1(\theta_i; \theta_i^u) = r_0$ 是一超越方程,通常很难求解。函数 $R_1(\theta)$ 在区间 $(\theta_i^{bl}, \theta_i^u)$ 上单调递增,因此可采用二分法求解。为保证 θ_i^u 落在所设计波束的主瓣范围内,二分法搜索范围的下界 θ_i^{bl} 应满足

$$\pi N_i^v (\Theta(\theta_i^u) - \Theta(\theta_i^{bl})) = -\pi \quad (14)$$

通过求解式(14)可得到 $\theta_i^{bl} = \arccos(\cos\theta_i^u + \frac{\lambda}{N_i^v d_v})$ 。这样式(13)的求解算法归纳如下。

初始化阶段:

定义变量 $a = \theta_i^{bl}$, 变量 $b = \theta_i^u$;

算法步骤:

- (1) 计算变量 $c = \frac{a+b}{2}$ 的值,计算 $R_1(c; \theta_i^u)$ 的值;
- (2) 如果 $R_1(c; \theta_i^u) - r_0 \leq 0$, 取 $a = c$, 否则,取 $b = c$;
- (3) 如果 $|a - b| < \epsilon$, 其中 ϵ 表示非负阈值,则终止搜索,并输出变量 a ; 否则,返回步骤(1)。

计算波束方向为 θ_i 的波束覆盖区域的下界 θ_i^{bl} , 使其对应的地面接收信号强度与 θ_i 对应的地面接收信号强度的比值为 r_0 , 即

$$\frac{|A^v(\theta_i^{bl}, \mathbf{c}_i^v)|}{|A^v(\theta_i, \mathbf{c}_i^v)|} = r_0 \quad (15)$$

类似于式(12)的推导,可以得出

$$R_2(\theta_i^{bl}; \theta_i) = r_0 \quad (16)$$

式中: $R_2(\theta_i^{bl}; \theta_i) = \frac{1}{N_i^v} \frac{\cos\theta_i^{bl} \sin(\pi N_i^v(\Theta(\theta_i^{bl}) - \Theta(\theta_i)))}{\cos\theta_i \sin(\pi(\Theta(\theta_i^{bl}) - \Theta(\theta_i)))}$ 。为了保证 θ_i^{bl} 在波束的主瓣范围内,按照式

(14)的类似方法,可以得到搜索的下界 θ_i^{b2} , 即求解方程

$$\pi N_i^v (\Theta(\theta_i^{b2}) - \Theta(\theta_i)) = \pi \quad (17)$$

式(17)的解为 $\theta_i^{b2} = \arccos(\cos\theta_i + \frac{\lambda}{N_i^v d_v})$ 。函数 $R_2(\theta_i^{bl}; \theta_i)$ 随着 θ_i^{bl} 的增加,先单调递增后单调递减,

由于 $R_2(\theta_i; \theta_i) = 1 > r_0$, 仍然可以在区间 $[\theta_i^{b2}, \theta_i]$ 上通过二分搜索得到 θ_i^{bl} 的解。

上述过程,完成了第 i 个波束方向 θ_i 的计算,将第 i 个码字波束下倾角的下界 θ_i^{bl} 作为第 $i+1$ 个码字波束下倾角的上界 θ_{i+1}^u , 即可顺序地计算后续的波束方向。最后根据计算的波束方向 θ_i 生成整个码本,垂直码本生成算法的伪代码总结如下。

初始化阶段:

$i = 0, \theta_0^u = \arctan(\frac{R}{h_{BS}})$, 初始化集合 $A = \phi$;

算法步骤:

- (1) 确定搜索区间 $[\theta_i^{bl}, \theta_i^u]$, 在搜索区间二分迭代的求解波束中心的下倾角 θ_i , 使得 $R_1(\theta_i; \theta_i^u) = r_0, A = A \cup \{\theta_i\}$;

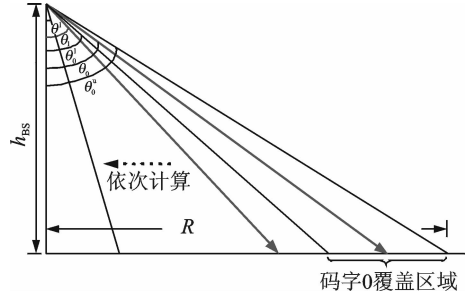


图2 垂直码字设计示意图

Fig. 2 Diagram of vertical code word designing

- (2) 确定搜索区间 $[\theta_i^h, \theta_i]$, 在搜索区间二分迭代的求解波束的下边界对应的下倾角 θ_i^l , 使得 $R_z(\theta_i^l; \theta_i) = r_0$;
- (3) 判断 $\theta_i^l \leq \theta$ 是否成立, 如果成立, 则退出循环, 否则, $\theta_{i+1}^l = \theta_i^l, i = i + 1$, 返回步骤(1);
- (4) 对集合 A 中的每一个元素 θ_i 运算得到对应的码字 $\mathbf{c}_i^{(v)}$ 即, $\mathbf{c}_i^v = 1/\sqrt{N_i^v} [1, e^{-j2\pi\theta(\theta_i)}, \dots, e^{-j2\pi(N_i^v-1)\theta(\theta_i)}]^T$ 。

3 仿真结果

为了验证所设计的垂直码字的有效性, 在表 1 仿真环境下, 仿真了垂直码字对应的的波束方向图在水平面上的投影, 其结果如图 3 所示。

表 1 仿真参数

Tab. 1 Simulation parameters

仿真参数	基站的高度 h_{BS}/m	基站的覆盖 范围 R/m	垂直方向 天线数 N_i^v	水平方向天线 数 N_i^h	垂直方向 天线间隔 d_v	允许的衰减 δ	角度精度 ϵ
参数的取值	32	500	8	1	$\lambda/2$	0.891 3(1 dB)	0.001

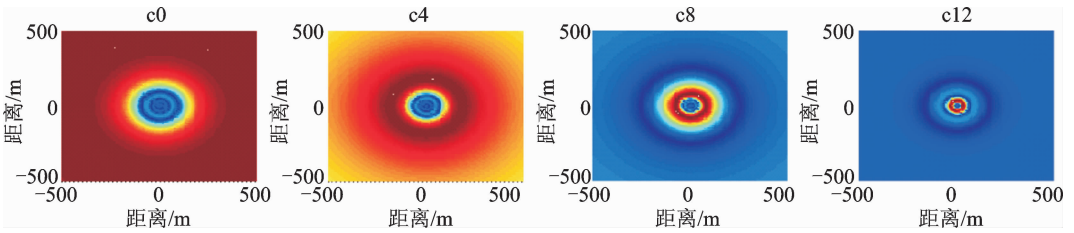


图 3 垂直码字对应的天线方向图在水平面上的投影

Fig. 3 Projection of antenna pattern on horizon plane of different vertical codewords

从图 3 可看出, 具有相同俯仰角的位置, 对应的接收能量相同。码字对应的波束将水平面分割成环形区域, 小的码字号对应于小区边缘的波束, 大的码字号对应于小区内部的波束。小区边缘的波束对应的环形区域比较宽, 小区内部的波束对应的环形区域较窄。如果两个用户处于不同的环形区域, 通过使用各自对应的码字, 则可以提高接收信噪比, 减小传输的干扰。

传统的 DFT 码本 $\mathbf{C} = \{\mathbf{c}_0, \mathbf{c}_1, \dots, \mathbf{c}_{N_i-1}\}$ 可以表示成

$$\mathbf{c}_m = \frac{1}{\sqrt{N_i^v}} [1, e^{-j2\pi m/\beta N_i^v}, \dots, e^{-j2\pi(N_i^v-1)m/\beta N_i^v}]^T \quad (18)$$

式中 β 因子用于调整子集的大小。本文所提码本与传统码本对应波束方向的比较如图 4 所示。从仿真图 4 可以看出相对于传统的 DFT 码本, 新的垂直码本在小区边缘放置了较多的码字, 小区内部放置了较少的码字, 大尺度衰落下倾角的余弦值呈线性关系, 即当下倾角的值较小时, 随着角度变化, 大尺度衰落变化较小, 当下倾角的值较大时, 随着角度的变化, 大尺度衰落的变化较大。

本文所提的算法根据不同的衰减值生成不同码字数的码本。衰减值越小, 每一个波束覆盖的环形区域越小, 为了实现基站的覆盖范围, 需要更多的码字数。在保持表 1 的配置下, 改变允许的衰减, 可以得到码本的码字数和衰减值的关系, 如图 5 所示。当允许的衰减值在 0~3 dB 范围内时, 随着衰减值变大, 码字数目急剧减少; 当允许的衰减值大于 3 dB 时, 随着衰减值变大, 码字数目相对稳定。对于低复杂度和低反馈开销的系统, 3 dB 衰减是一个很好的选择。在保持表 1 的配置下, 改变系统的垂直方向天线数 N_i^v , 可以得到码字数和 N_i^v 的关系, 如图 6 所示。码字数量随着天线数的增加近似呈线性关系, 这

是因为波束的分辨率随着天线数目的增加而提高。

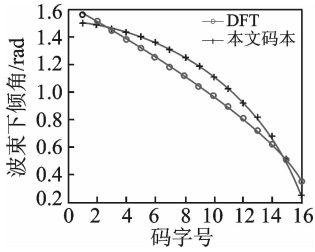


图 4 所提码本和 DFT 码本对应的波束方向比较

Fig. 4 Beam direction comparison of proposed codebook with DFT codebook

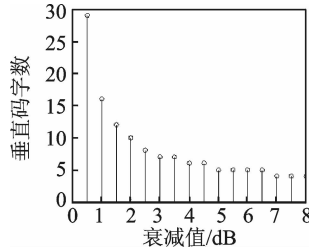


图 5 码本大小和衰减值的关系

Fig. 5 Relationship of codebook size and attenuation

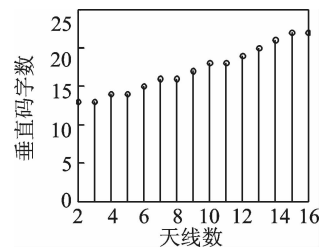


图 6 码本大小和天线数关系

Fig. 6 Relationship of codebook size and the number of antennas

4 结束语

本文提供了一种面向大规模 MIMO 系统的垂直码本设计方法,该方法适用于基站配置均匀平板阵列并且基于水平码字和垂直码字直积构成整个码字的情形。首先分析了均匀平板阵列的波束方向图,得到了垂直码字对波束方向图的函数关系式;然后结合大尺度效应,提出了一种基于水平面接收信号幅值不低于波束中心信号幅值 δ dB 的设计准则,在该准则下,设计了一种迭代计算码字的设计方法;最后分析了新码本的特性。相比于传统的 DFT 码字,新的码字不仅可以有效地将覆盖区域划分为环状区域,而且可以更好地改善小区边缘的信号接收。

参考文献:

- [1] Choi L U, Murch R D. A transmit preprocessing technique for multiuser MIMO systems using a decomposition approach[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2004, 3(1): 20-24.
- [2] Kusume K, Dietl G, Abe T, et al. System level performance of downlink MU-MIMO transmission for 3GPP LTE-advanced [C]// 2010 IEEE 71st Vehicular Technology Conference (VTC 2010-Spring). [S. l.]: IEEE, 2010: 1-5.
- [3] 尤肖虎, 潘志文, 高西奇, 等. 5G 移动通信发展趋势与若干关键技术[J]. 中国科学: 信息科学, 2014, 44(5): 551-563. You Xiaohu, Pan Zhiwen, Gao Xiqi, et al. The 5G mobile communication: The development trends and its emerging key techniques[J]. Scientia Sinica Informationis, 2014, 44(5): 551-563.
- [4] Larsson E G, Tufvesson F, Edfors O, et al. Massive MIMO for next generation wireless systems[J]. IEEE Commun Mag, 2014, 52: 186-195.
- [5] Hoydis J, Ten Brink S, Debbah M. Massive MIMO in the UL/DL of cellular networks: How many antennas do we need? [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2013, 31(2): 160-171.
- [6] Rusek F, Persson D, Lau B K, et al. Scaling up MIMO: Opportunities and challenges with very large arrays[J]. IEEE Signal Processing Magazine, 2013, 30(1): 40-60.
- [7] Ngo H Q, Larsson E G, Marzetta T L. Energy and spectral efficiency of very large multiuser MIMO systems[J]. IEEE Transactions on Communications, 2013, 61(4): 1436-1449.
- [8] Andrews J G, Buzzi S, Choi W, et al. What will 5G be[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2014, 32(6): 1065-1082.
- [9] Love D J, Heath R W, Santipach W, et al. What is the value of limited feedback for MIMO channels[J]. IEEE Communications Magazine, 2004, 42(10): 54-59.
- [10] Choi J, Heath R W. Interpolation based transmit beamforming for MIMO-OFDM with limited feedback[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2005, 53(11): 4125-4135.
- [11] Nam J, Ahn J Y, Adhikary A, et al. Joint spatial division and multiplexing: Realizing massive MIMO gains with limited channel state information[C]//2012 46th Annual Conference on Information Sciences and Systems (CISS). [S. l.]: IEEE,

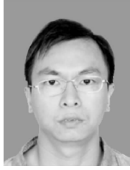
2012; 1-6.

- [12] Nam Y H, Ng B L, Sayana K, et al. Full-dimension MIMO (FD-MIMO) for next generation cellular technology[J]. *IEEE Communications Magazine*, 2013, 51(6): 172-192.
- [13] Lu X, Tolli A, Piiirainen O, et al. Comparison of antenna arrays in a 3-D multiuser multicell network[C]//2011 IEEE International Conference on Communications (ICC). [S. l.]: IEEE, 2011: 1-6.
- [14] Xie Y, Jin S, Wang J, et al. A limited feedback scheme for 3D multiuser MIMO based on Kronecker product codebook[C]//2013 IEEE 24th International Symposium on Personal Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC). [S. l.]: IEEE, 2013: 1130-1135.
- [15] 张帆,何世文,黄永明,等. 基于有限反馈的大规模 3DMIMO 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.
Zhang Fan, He Shiwen, Huang Yongming, et al. Limited feedback based massive 3D MIMO multi-user transmission method and its codebook design[J]. *Journal of Data Acquisition and Processing*, 2014, 29(3): 384-389.
- [16] Balanis C A. *Antenna theory: Analysis and design*[M]. Hoboken: John Wiley & Sons, 2012: 334-340.
- [17] Goldsmith A. *Wireless communications*[M]. Oxford: Cambridge University Press, 2005: 46-47.

作者简介:



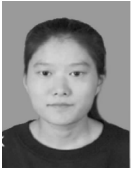
吴波(1991-),男,硕士研究生,研究方向:无线局域网中的通信信号处理、大规模多输入多输出通信, E-mail: 220130654 @ seu.edu.cn.



何世文(1978-),男,博士后,研究方向:多输入多输出通信、协作通信、绿色通信、毫米波无线局域网通信技术和优化理论, E-mail: shiwenhe @ seu.edu.cn.



余登高(1990-),男,硕士研究生,研究方向:毫米波频段无线局域网技术, E-mail: 220130708 @ seu.edu.cn.



李元文(1988-),女,硕士研究生,研究方向:毫米波频段无线局域网技术, E-mail: seu_dlpu_yuanwenli @ 163.com.



黄永明(1977-),男,教授,博士生导师,研究方向: MIMO 通信、协作通信和卫星移动通信, E-mail: huangym@seu.edu.cn.



杨绿溪(1964-),男,教授,博士生导师,研究方向:移动通信中的 MIMO 空时信号处理、中继协作通信与网络编码、盲信号处理与阵列信号处理, E-mail: lxyang@seu.edu.cn.

