

• 通信与信息工程 •



基于行列式的预编码码字选择方法

王海泉, 李国彬*, 郑思思, 沈雷

(杭州电子科技大学通信工程学院 杭州 310018)

【摘要】提出了一种应用于FD-MIMO有限反馈系统的预编码设计方案,该方案充分利用信道分解后的特征向量,能够更准确地反映信道特征信息,通过提出的行列式选码准则进行垂直与水平方向上码字的选择,并构成克罗内克(Kronecker)积形式的码字结构,同时还给出了确定合理反馈开销的具体公式。仿真结果表明,反馈开销确定公式与预期结果相吻合,在相同条件下,该方案均能选出更为准确的码字,在系统整体性能上较现有方法有更好地提升。

关键词 选码准则; FD-MIMO; 有限反馈系统; 预编码

中图分类号 TN919.3 **文献标志码** A **doi**:10.12178/1001-0548.2018214

A Determinant-Based Precoding Codeword Selection Method

WANG Hai-quan, LI Guo-bin*, ZHENG Si-si, and SHEN Lei

(School of Communication Engineering, Hangzhou Dianzi University Hangzhou 310018)

Abstract A precoding scheme for the FD-MIMO (full-dimension multiple input multiple output), limited-feedback systems is proposed and a determinant-based criterion of selecting precoding codeword is presented. This scheme can reveal the channel feature information more accurately after channel decomposition, select the codewords in the vertical and horizontal vectors by the presented criterion, and form the codeword structure in the form of Kronecker product. Furthermore, a formula for calculating the efficient number of the feedback is also proposed. The results of simulations show the effectiveness of the proposed scheme and the proposed formula.

Key words criterion of codeword selection; FD-MIMO; limited-feedback systems; precoding

大规模多输入多输出 (multiple input multiple output, MIMO) 技术^[1]能够大幅度提升系统的频谱效率和传输可靠性,是第五代移动通信技术的关键技术之一^[2-4]。在大规模 MIMO 系统中,基站配置有大量的天线,达到数十根甚至几百根,能够充分挖掘并利用空间维度资源,在同一时频资源中为多个用户提供服务。

在大规模天线实际应用环境中,大量线性阵列天线在有限空间基站中的部署难度极大,因此,为了能在实际可操作的环境中部署大规模天线,FD(full-dimension)-MIMO 应运而生^[5-7]。FD-MIMO 系统中天线的排列部署方式为 2D(two-dimension, 二维)或者 3D 天线阵列结构,不仅在垂直方向上排列天线,还能在水平方向上排列天线,充分利用空间自由度,能够有效地部署数目庞大的天线并发挥出大规模天线优势。

在 FD-MIMO 下行系统中,获取信道状态信息 (channel state information, CSI) 是一个十分重要的步骤。对于时分双工 (time division duplexing, TDD) 系统,上下行链路通过相同频段信道下的不同时刻进行区分,具有互易性^[8],因此,基站能通过利用上行 CSI 来估计出下行 CSI。而在频分双工 (frequency division duplexing, FDD) 系统中,上下行链路的信息传输是在不同的频率上进行,互易性不再存在,因此基站为了获取 CSI,需要发送训练序列给用户,经用户估计、量化,再反馈回基站^[9]。本文研究工作是在 FDD 模式下 FD-MIMO 有限反馈系统的预编码设计。文献^[10]提出了一种基于 DFT 的双码本设计方案,在 2D 信道中具有良好的性能。文献^[11]提到了 Kronecker 积码本,在 FD-MIMO 系统中,运用已有的格拉斯曼 (Grassmannian) 码本分别去量化垂直与水平方向的信道信息,再通过

收稿日期: 2018-07-24; 修回日期: 2019-05-05

基金项目: 国家自然科学基金(61372093, 61728105)

作者简介: 王海泉(1964-),男,教授,主要从事信息论、无线通信与信号处理方面的研究。

通信作者: 李国彬, E-mail: ligbg@163.com

Kronecker 积运算得到预编码码字。文献 [12] 通过将信道进行奇异值分解, 并分别用 DFT 码本对其中一组奇异向量进行量化, 最后通过 Kronecker 积生成最终码字。然而, 该方法忽视了分解后的其他奇异向量对信道的贡献, 只采用一组奇异向量并不能很大程度上还原出信道特征, 放弃对其他奇异向量的利用势必会对系统性能产生不利影响。

在有限反馈系统中, 预编码码字的选择与反馈开销是两个核心的问题, 本文深入研究 FD-MIMO 有限反馈系统中的这两个核心问题。相较于 [12] 中的方法, 本文方法利用了两个奇异值所对应的奇异向量, 两组奇异向量能更加逼近信道特征, 并提出了基于行列式的选码准则, 将两组奇异向量的信息用一个行列式进行表示, 选出更加准确的码字。同时, 还给出了确定合理反馈比特数的方法。最后进行仿真验证与结果分析。

本文中的 \mathbb{C} 表示复数域, $[\bullet]^*$ 、 $[\bullet]^T$ 和 $[\bullet]^H$ 分别表示取共轭、转置和共轭转置, $\text{rank}(\bullet)$ 、 $\det(\bullet)$ 和 $\text{vec}(\bullet)$ 分别表示矩阵的秩、矩阵的行列式和矩阵按列展开, \otimes 表示 Kronecker 积, $\mathbb{E}(\bullet)$ 表示数学期望, $\text{CN}(\mu, \sigma^2)$ 表示服从均值为 μ 、方差为 σ^2 的复高斯分布。

1 系统模型

本文考虑基于 FDD 的 FD-MIMO 下行系统的典型系统模型, 遵循文献 [12-13] 的信道模型假设, 天线按照均匀平面阵列 (uniform planar arrays, UPA) 结构排列, 在垂直和水平方向上均有波束成形增益。

基站端安装有 $M=M_v \times M_h$ 根天线, 其中 M_v 是垂直方向上的天线数, M_h 是水平方向上的天线数, d_v 是垂直方向上的天线间距, d_h 是水平方向上的天线间距, 图 1 给出了天线阵列排列的示意图。

假设基站与用户之间有 P 个辐射路径, 每个辐射路径可以表示为:

$$\mathbf{d}_M(\psi^v, \psi^h) = \mathbf{d}_{M_v}(\psi^v) \otimes \mathbf{d}_{M_h}(\psi^h) \quad (1)$$

式中,

$$\mathbf{d}_{M_a}(\psi^a) = \left[1 \quad e^{j\frac{2\pi d_a}{\lambda_c} \psi^a} \quad \dots \quad e^{j\frac{2\pi d_a}{\lambda_c} (M_a-1) \psi^a} \right]^T \quad (2)$$

$a \in \{v, h\}$; $\psi^v = \sin \phi^v$; $\psi^h = \sin \phi^h \cos \phi^v$; ϕ^v 表示波束仰角; ϕ^h 表示波束方位角 [14]; λ_c 是中心频率 f_c 所对应的波长, 满足 $c = f_c \lambda_c$; c 是光速。则信道 \mathbf{h} 可写成:

$$\mathbf{h} = \sum_{p=1}^P \mathbf{d}_M(\psi_p^v, \psi_p^h) g_p = \mathbf{D} \mathbf{g} \quad (3)$$

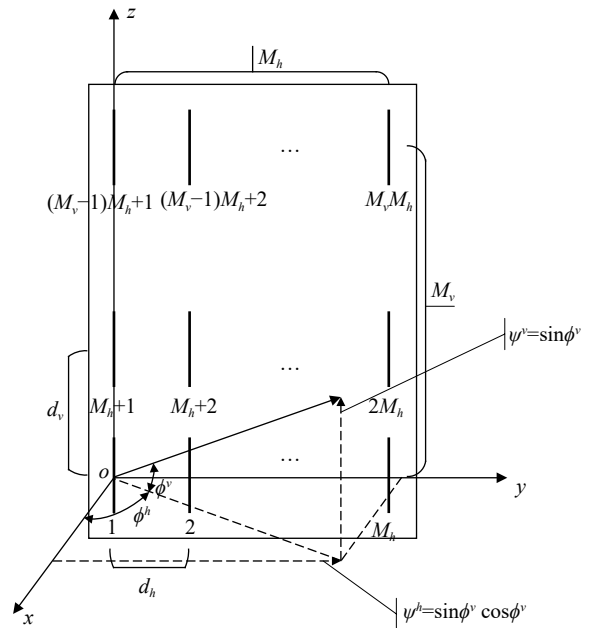


图 1 天线阵列排列示意图

式中, $\mathbf{D} = [\mathbf{d}_M(\psi_1^v, \psi_1^h) \mathbf{d}_M(\psi_2^v, \psi_2^h) \dots \mathbf{d}_M(\psi_P^v, \psi_P^h)] \in \mathbb{C}^{M \times P}$ 是辐射路径; $\mathbf{g} = [g_1 \ g_2 \ \dots \ g_P]^T \in \mathbb{C}^P$ 是各辐射路径的增益。假设各路径增益相互独立且满足 $g_p \sim \text{CN}(0, 1)$ 。

在该系统中, 基站向单天线用户发送信号, 用户接收到的信号表示为:

$$y = \sqrt{\rho} \mathbf{h}^H \mathbf{f} s + n \quad (4)$$

式中, ρ 是系统的归一化信噪比; $\mathbf{h} \in \mathbb{C}^M$ 是前面所述的信道模型; $\mathbf{f} \in \mathbb{C}^M$ 是预编码向量; $s \in \mathbb{C}$ 是基站向用户发送的数据符号, 且满足 $\mathbb{E}[s] = 0$ 和 $\mathbb{E}[|s|^2] \leq 1$; $n \sim \text{CN}(0, 1)$ 是加性复高斯白噪声。

在该 FD-MIMO 有限反馈系统中, 用户接收到信号后, 在预先设定好的码本集 $\mathcal{F}_{M_a}^{B_a} = \{\mathbf{f}_{a,1}, \mathbf{f}_{a,2}, \dots, \mathbf{f}_{a,2^{B_a}}\}$ 中选出最优的码字 \mathbf{f}_o , 即:

$$\mathbf{f}_o = \arg \max_{\mathbf{f}_{a,i} \in \mathcal{F}_{M_a}^{B_a}} \|\mathbf{h}^H \mathbf{f}_{a,i}\|^2 \quad (5)$$

式中, $a \in \{v, h\}$; B_v 为垂直方向反馈比特数; B_h 为水平方向反馈比特数。将选出的最优码字的索引值信息通过反馈链路传送给基站, 由基站生成最终的预编码码字 \mathbf{f} 。

系统的归一化增益 Γ [12] 定义为:

$$\Gamma = \mathbb{E} \left[\left| \frac{\mathbf{h}^H \mathbf{f}}{\|\mathbf{h}\|} \right|^2 \right] \quad (6)$$

系统的吞吐量 C 表示为:

$$C = \log_2(1 + \rho \|\mathbf{h}^H \mathbf{f}\|^2) \quad (7)$$

本文设计出更为有效的预编码码字选择方案,

并确定合理的反馈开销大小来提高系统归一化增益与系统吞吐量,从而改善系统性能。

2 Kronecker 反馈码本与反馈开销

在目前的理论研究和实践中, Kronecker 积码本在 FD-MIMO 系统中受到广泛关注。文献 [12] 将 FD-MIMO 信道模型进行分解,表示成数对向量的 Kronecker 积的线性组合,再利用其中一对向量进行选码,将选出的码字进行 Kronecker 积组合成预编码码字。本节具体说明其做法,随后提出一种确定反馈开销的方法。

2.1 Kronecker 反馈码本方案

2.1.1 码本的生成

利用 DFT 码本,记 $\mathcal{F}_{M_a}^{B_a}$ 为 B_a -bit 的 DFT 码本,每个码本集中包含了 2^{B_a} 个 $M_a \times 1$ 维的码字。码本集 $\mathcal{F}_{M_a}^{B_a}$ 中第 i 个码字定义如下:

$$\mathbf{f}_{a,i} = \frac{1}{\sqrt{M_a}} \left[1 \ e^{j2\pi \frac{i}{2^{B_a}}} \ e^{j2\pi \frac{2i}{2^{B_a}}} \ \dots \ e^{j2\pi \frac{(M_a-1)i}{2^{B_a}}} \right]^T \quad (8)$$

2.1.2 选码过程

令:

$$\bar{\mathbf{H}} = \begin{bmatrix} \mathbf{h}_{[1:M_h]}^T \\ \mathbf{h}_{[M_h+1:2M_h]}^T \\ \vdots \\ \mathbf{h}_{[M_h(M_v-1)+1:M_v M_h]}^T \end{bmatrix} \quad (9)$$

式中, $\mathbf{h}_{[a:b]}$ 表示取出向量 \mathbf{h} 中第 a 个元素到第 b 个元素组合成的向量。即将前面所述的 FD-MIMO 系统中的信道 \mathbf{h} 进行重排列,得到的 $\bar{\mathbf{H}}$ 是一个 $M_v \times M_h$ 的信道矩阵,其第 k 行第 l 列个元素表示 FD-MIMO 信道中第 k 行第 l 列根天线与用户间的信道。之后,进行奇异值分解 (singular value decomposition, SVD):

$$\bar{\mathbf{H}} = \mathbf{U} \mathbf{\Sigma} \mathbf{V}^H \quad (10)$$

式中, \mathbf{U} 和 \mathbf{V} 分别是左奇异向量矩阵和右奇异向量矩阵; $\mathbf{\Sigma}$ 是由各奇异值 σ_k 按降序排列组成的对角阵。

再考虑对 \mathbf{u}_1 和 \mathbf{v}_1 进行量化,其中 \mathbf{u}_1 和 \mathbf{v}_1 分别是 $\bar{\mathbf{H}}$ 经 SVD 后的矩阵 \mathbf{U} 的第 1 列和矩阵 \mathbf{V} 的第 1 列,即最大奇异值所对应的左奇异向量和右奇异向量。用 DFT 码本用来量化信道,量化准则为:

$$\mathbf{f}_v = \arg \max_{\mathbf{f}_{v,i} \in \mathcal{F}_{M_v}^{B_v}} \left\| \mathbf{u}_1^H \mathbf{f}_{v,i} \right\|^2 \quad (11)$$

$$\mathbf{f}_h = \arg \max_{\mathbf{f}_{h,i} \in \mathcal{F}_{M_h}^{B_h}} \left\| \mathbf{v}_1^H \mathbf{f}_{h,i} \right\|^2 \quad (12)$$

2.1.3 最优码字

令:

$$\mathbf{f}_{\text{kron}} = \mathbf{f}_v \otimes \mathbf{f}_h^* \quad (13)$$

式中, \mathbf{f}_v 与 \mathbf{f}_h 分别由式 (11) 和式 (12) 确定。则 \mathbf{f}_{kron} 为最优码字。

在该方案中,通过将信道进行重排列并分解,采用最大奇异值所对应的特征向量分别对垂直与水平两个辐射路径进行量化,最后通过 Kronecker 积运算生成最终码字。最大奇异值对应的特征向量一定程度上反映了信道特性,同时采用该方案在特定情况下也能达到一定的系统性能。然而只采用一对特征向量会忽视其他信道特征,该方案的系统归一化增益与吞吐量仍有很大的提升空间,本文首先提出一个确定反馈比特数的公式,然后在该方案的基础上提出一个更优的预编码码字设计准则,对系统有更好的性能提升。

2.2 反馈比特数的确定

反馈比特数的确定在有限反馈系统中是一个十分重要的环节,反馈开销过小会降低系统可靠性,而反馈开销过大则会影响系统的资源利用率与实现复杂度,因此确定适当大小的反馈比特数至关重要。

令:

$$B_a = \lceil 2 + \log_2(M_a) \rceil \quad a \in \{v, h\} \quad (14)$$

式中, $\lceil x \rceil$ 表示不小于 x 的最小正整数。则系统总反馈比特数 B 为:

$$B = B_v + B_h \quad (15)$$

下面对该反馈比特数确定公式进行解释:

记辐射路径方向向量为:

$$\bar{\mathbf{d}}_\varphi = [1 \ e^{j\varphi} \ e^{j2\varphi} \ \dots \ e^{j(M_a-1)\varphi}]^T \quad (16)$$

码本中第 i 个码字 \mathbf{f}_i 为:

$$\mathbf{f}_i = [1 \ e^{j\theta_i} \ e^{j2\theta_i} \ \dots \ e^{j(M_a-1)\theta_i}]^T \quad (17)$$

选码的基本原理是在码本中选择码字 \mathbf{f}_{i_0} 使得 $|\mathbf{f}_{i_0}^H \bar{\mathbf{d}}_\varphi|$ 达到最大。即:

$$\mathbf{f}_{i_0} = \arg \max_{\mathbf{f}_i \in \mathcal{F}_{M_a}^{B_a}} \left| \mathbf{f}_i^H \bar{\mathbf{d}}_\varphi \right| \quad (18)$$

则有:

$$\arg \max \left| \mathbf{f}_i^H \bar{\mathbf{d}}_\varphi \right| = \arg \max \left| \sum_{l=0}^{M_a-1} e^{j(\varphi-\theta_i)l} \right| \quad (19)$$

式中右边所有 M_a 个加项中,角度最大的项的角度为 $l(\varphi-\theta_i)(M_a-1)$ 。为了使得加上每一项后幅值都能有所增加,即让每一根天线都能产生增益,需要所有角度 $(\varphi-\theta_i)l$ ($l=0,1,\dots,M_a-1$) 限定在某一集中区域。这里,要求:

$$|(\varphi - \theta_i)l| < \alpha \quad l = 0, 1, 2, \dots, M_a - 1 \quad (20)$$

式中, α 是一个待定的数, 且 $0 < \alpha < \pi/2$, 可以称之为角度分辨率, 该值越小, 数值 $\left| \sum_{l=0}^{M_a-1} e^{j(\varphi - \theta_i)l} \right|$ 就越大, 增益也随之增大, 但反馈比特数 B_a 也越大。这里 $\alpha = \pi/4$ 是一个合适的取值, 随后有仿真验证, 则有:

$$|(\varphi - \theta_i)(M_a - 1)| \leq \frac{\pi}{4} \Rightarrow \frac{\pi}{2B_a}(M_a - 1) \leq \frac{\pi}{4} \Rightarrow B_a \geq \lceil 2 + \log_2(M_a) \rceil \quad (21)$$

为了更好地说明式 (21) 第一步推理, 如图 2 所示, 当反馈比特数为 B_a 时, 码本集中共有 2^{B_a} 个码字, 可以看成将 0 到 2π 的角度区间分成 2^{B_a} 等分, 每个角度分区间大小为 $2\pi/2^{B_a}$, 在最坏的情况下, 信道角度 φ 刚好落在每个角度分区间的中间位置, 此时信道与码字的角度差 $(\varphi - \theta_i)$ 为分区间的一半长, 即 $\pi/2^{B_a}$ 。

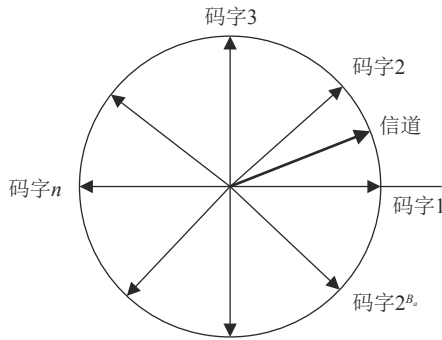


图2 码字与信道分布示意图

3 基于行列式的预编码码字选择

本文的预编码码字选码方案利用了信道矩阵奇异值分解出的两对特征向量, 并应用信道矩阵与码字的最大系统波束成形增益基本原理, 推出了基于行列式的选码准则。通过利用行列式准则能够同时筛选出垂直和水平方向上的最优码字, 最后通过 Kronecker 积生成预编码码字。

3.1 信道模型的分解

前面提到对信道 $\bar{\mathbf{H}}$ 进行奇异值分解, 这里具体说明其依据并引申展开。由式 (10) 可以继续得到^[12]:

$$\begin{aligned} \mathbf{h} &= \text{vec}(\bar{\mathbf{H}}^T) = \text{vec}(\mathbf{V}^* \boldsymbol{\Sigma} \mathbf{U}^T) = \\ &= \text{vec} \left(\sum_{k=1}^{\text{rank}(\bar{\mathbf{H}})} \sigma_k \mathbf{v}_k^* \mathbf{u}_k^T \right) = \\ &= \text{vec} \left(\sum_{k=1}^{\text{rank}(\bar{\mathbf{H}})} \sigma_k \begin{bmatrix} \mathbf{v}_k^* \mathbf{u}_{k,1} & \mathbf{v}_k^* \mathbf{u}_{k,2} & \dots & \mathbf{v}_k^* \mathbf{u}_{k,M_v} \end{bmatrix} \right) = \\ &= \sum_{k=1}^{\text{rank}(\bar{\mathbf{H}})} \sigma_k \mathbf{u}_k \otimes \mathbf{v}_k^* \end{aligned} \quad (22)$$

式中, \mathbf{u}_k 和 \mathbf{v}_k 分别表示矩阵 \mathbf{U} 和 \mathbf{V} 的第 k 列; $u_{k,m}$ 表示 \mathbf{u}_k 的第 m 个元素。由此可以看到, 信道 \mathbf{h} 可以由重排列后的信道 $\bar{\mathbf{H}}$ 经 SVD 产生的 $\text{rank}(\bar{\mathbf{H}})$ 对奇异向量线性组合得到。各奇异向量可以表征信道信息, 奇异向量越多, 表征的信道信息越完整。当 \mathbf{h} 的空间相关性较大时, 利用前面较少的一部分 \mathbf{u}_k 和 \mathbf{v}_k 的线性组合便能较准确地还原出信道 \mathbf{h} , 前面提到的方案便是利用了其中一对奇异向量。

3.2 基于行列式准则的选码方案

在前一节描述的方案中, 只利用了最大奇异值所对应的奇异向量进行码字选择, 当空间相关性较小时, 最大奇异值所对应的奇异向量并不能较完整地反映信道特性, 利用该方案并不能准确有效选出最佳码字。因此, 为了更准确地进行码字选择, 需要量化更多个奇异向量的信息, 这样量化后的最佳码字能够更接近实际信道。充分利用信道分解后的两个奇异值对应的奇异向量进行最佳码字的选择。

由式 (22), 可以写出:

$$\mathbf{h} \approx \sigma_1 \mathbf{u}_1 \otimes \mathbf{v}_1^* + \sigma_2 \mathbf{u}_2 \otimes \mathbf{v}_2^* \quad (23)$$

利用两组奇异向量近似表示信道 \mathbf{h} 。

令最优码字 \mathbf{f}_o 为:

$$\mathbf{f}_o = \mathbf{f}_{v,o} \otimes \mathbf{f}_{h,o} \quad (24)$$

式中, $\mathbf{f}_{v,o}$ 和 $\mathbf{f}_{h,o}$ 分别是垂直方向和水平方向上选出的最优码字。则最优码字需满足:

$$\mathbf{f}_o = \mathbf{f}_{v,o} \otimes \mathbf{f}_{h,o} = \arg \max_{\substack{\mathbf{f}_{v,i} \in \mathcal{F}_{M_v}^{B_v}, \\ \mathbf{f}_{h,i} \in \mathcal{F}_{M_h}^{B_h}}} \|\mathbf{h}^H(\mathbf{f}_{v,i} \otimes \mathbf{f}_{h,i})\|^2 \quad (25)$$

由式 (23), 有:

$$\begin{aligned} \mathbf{h}^H(\mathbf{f}_{v,i} \otimes \mathbf{f}_{h,i}) &\approx \\ &= (\sigma_1 \mathbf{u}_1 \otimes \mathbf{v}_1^* + \sigma_2 \mathbf{u}_2 \otimes \mathbf{v}_2^*)^H (\mathbf{f}_{v,i} \otimes \mathbf{f}_{h,i}) = \\ &= (\sigma_1 \mathbf{u}_1^H \otimes \mathbf{v}_1^T + \sigma_2 \mathbf{u}_2^H \otimes \mathbf{v}_2^T) (\mathbf{f}_{v,i} \otimes \mathbf{f}_{h,i}) = \\ &= \sigma_1 (\mathbf{u}_1^H \otimes \mathbf{v}_1^T) (\mathbf{f}_{v,i} \otimes \mathbf{f}_{h,i}) + \sigma_2 (\mathbf{u}_2^H \otimes \mathbf{v}_2^T) (\mathbf{f}_{v,i} \otimes \mathbf{f}_{h,i}) = \\ &= \sigma_1 (\mathbf{u}_1^H \mathbf{f}_{v,i}) \otimes (\mathbf{v}_1^T \mathbf{f}_{h,i}) + \sigma_2 (\mathbf{u}_2^H \mathbf{f}_{v,i}) \otimes (\mathbf{v}_2^T \mathbf{f}_{h,i}) = \\ &= \sigma_1 \mathbf{u}_1^H \mathbf{f}_{v,i} \mathbf{v}_1^T \mathbf{f}_{h,i} + \sigma_2 \mathbf{u}_2^H \mathbf{f}_{v,i} \mathbf{v}_2^T \mathbf{f}_{h,i} \end{aligned} \quad (26)$$

要选出最优码字, 即令式 (26) 右边达到最大。将式 (26) 右边换一种形式, 表达为:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \sqrt{\sigma_1} \mathbf{u}_1^H \mathbf{f}_{v,i} & \sqrt{\sigma_2} \mathbf{u}_2^H \mathbf{f}_{v,i} \\ -\sqrt{\sigma_2} \mathbf{v}_2^T \mathbf{f}_{h,i} & \sqrt{\sigma_1} \mathbf{v}_1^T \mathbf{f}_{h,i} \end{bmatrix} \quad (27)$$

那么基于行列式的选码方案为: 在码本集 $\mathcal{F}_{M_v}^{B_v}$ 和 $\mathcal{F}_{M_h}^{B_h}$ 中选取码字 $\mathbf{f}_{v,o}$ 和 $\mathbf{f}_{h,o}$ 使得:

$$\{\mathbf{f}_{v,o}, \mathbf{f}_{h,o}\} = \arg \max |\det(\mathbf{A}^H \mathbf{A})| \quad (28)$$

最后得到最优码字 $\mathbf{f}_o = \mathbf{f}_{v,o} \otimes \mathbf{f}_{h,o}$ 。

4 仿真结果与分析

通过仿真比较和验证反馈比特数确定的合理性以及所提预编码码字选择方案的性能。仿真环境在前面所述的 FD-MIMO 典型场景下, 表 1 给出了系统仿真时的参数设定。

表 1 系统仿真参数设定

参数	设定
发送天线 $M_v \times M_h$	$4 \times 4, 8 \times 8, 10 \times 10, 12 \times 12$ 极化天线
接收天线	1×1 极化天线
信噪比/dB	8
载波中心频率 f_c /HZ	2
$\psi^v \psi^h$	服从均匀分布 $U(-1, 1)$
垂直方向天线间距 d_v	$0.8\lambda_c$
水平方向天线间距 d_h	$0.5\lambda_c$
辐射路径数 P	3
垂直方向反馈比特数 B_v	$B_v = \lceil 2 + \log_2(M_v) \rceil$
水平方向反馈比特数 B_h	$B_h = \lceil 2 + \log_2(M_h) \rceil$
总反馈比特数 B	$B_v + B_h$

为了验证确定反馈比特数式 (14) 的合理性, 图 3 给出了各天线反馈比特数与归一化增益关系曲线。对于各组天线, 归一化增益均随反馈比特数的增加而增大, 且均有先迅速增大后慢慢变缓的趋势。对于天线数 $M_v \times M_h$ 为 4×4 的天线, 当反馈比特数小于 4 时, 随反馈比特数的增加, 归一化增益的增幅很大, 而当反馈比特数继续增加时, 归一化增益的上升趋势并不是很明显, 因此综合反馈开销成本以及系统性能, 此时垂直或水平方向上的反馈比特数选择为 4。同样的, 当天线数为 6×6 和 8×8 时, 反馈比特数小于 5 时的归一化增益增幅十分明显, 大于 5 时就变得缓慢。对于 8×8 、 10×10 的天线, 反馈比特数小于 6 时的归一化增益上升趋势较大于 6 时要明显许多。因此, 将上述各天线的垂直(水平)方向反馈比特数设定成式 (14) 确定的 4、5、5、6、6 是合理可行的。

图 4 和图 5 所示的两条曲线分别是应用文献 [12] 的原有方法与本文所提方法的系统误码率和吞吐量曲线。图 4 中, 发送天线设定为 4×4 , 垂直(水平)方向反馈比特数由本文确定反馈比特数的公式得出, 设定为 4。可以看到, 本文方法的误码率性能优于文献 [12] 的方法, 特别地, 在高信噪比环境下, 本文方法性能提升近 2 dB。图 5 中, 对应于各天线, 两种方法垂直(水平)方向反馈比特数

均分别设定为 4、5、5、6、6。可以看出, 对于各天线数, 本文方法的系统吞吐量均高于文献 [12] 的方法。因此本文提出的方法优于原有方法, 具有更优性能。

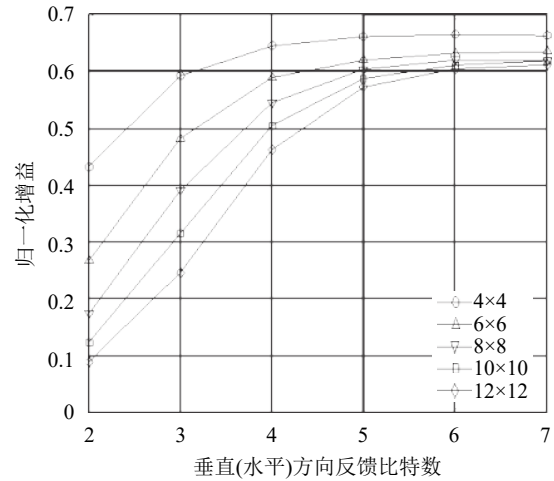


图 3 反馈比特数与归一化增益的关系

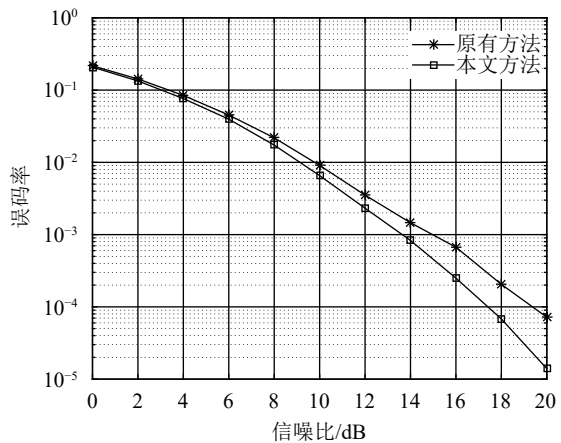


图 4 本文与原有方法的误码率对比

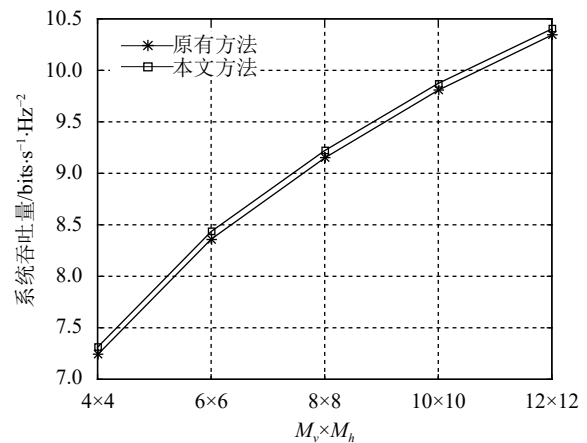


图 5 本文与原有方法的系统吞吐量对比

5 结束语

本文研究了 FD-MIMO 有限反馈系统中, 预编码码字的量化选择方案以及反馈开销的确定。首先在给出的 FD-MIMO 系统典型信道环境中, 采用基于 DFT 码本的 Kronecker 积码本构造方案, 将信道重排列并进行奇异值分解, 利用前两个大的奇异值所对应的奇异向量分别对垂直和水平两个辐射路径进行量化, 即利用行列式准则进行码字选择, 给出并解释了合理确定反馈比特数的公式。仿真结果表明, 本文提出的反馈比特数确定的方法合理可行, 利用行列式选码方案, 能够更充分地反映信道特征信息, 在相同反馈比特数目下, 系统的性能较已有结果有较好地提升。

参 考 文 献

- [1] MARZETTA T L. Noncooperative cellular wireless with unlimited numbers of base station antennas[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2010, 9(11): 3590-3600.
- [2] ANDREWS J G, BUZZI S, WAN C, et al. What will 5G be?[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2014, 32(6): 1065-1082.
- [3] LARSSON E G, EDFORS O, TUFVESSON F, et al. Massive MIMO for next generation wireless systems[J]. *IEEE Communications Magazine*, 2014, 52(2): 186-195.
- [4] BOGALE T E, LE L B. Massive MIMO and mmwave for 5G wireless hetNet: Potential benefits and challenges[J]. *IEEE Vehicular Technology Magazine*, 2016, 11(1): 64-75.
- [5] 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): 172-179.
- [6] NADEEM Q U A, KAMMOUN A, DEBBAH M, et al. Design of 5G full dimension massive MIMO systems[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2018, 66(2): 726-760.
- [7] LI X, JIN S, GAO X, et al. Three-dimensional beamforming for large-scale FD-MIMO systems Exploiting Statistical Channel State Information[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2016, 65(11): 8992-9005.
- [8] JIANG X, KALTENBERGER F. Channel reciprocity calibration in TDD hybrid beamforming massive MIMO systems[J]. *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, 2018, 67(7): 6272-6285.
- [9] MOROZOV G, DAVYDOV A, SERGEEV V. Enhanced CSI feedback for FD-MIMO with beamformed CSI-RS in LTE-A pro systems[C]//2016 IEEE 84th Vehicular Technology Conference. [S.l.]: IEEE, 2017: 1-5.
- [10] LI J, SU X, ZENG J, et al. Codebook design for uniform rectangular arrays of massive antennas[C]//2013 IEEE 77th Vehicular Technology Conference. Dresden, Germany: IEEE, 2013: 1-5.
- [11] YING D, VOOK F W, THOMAS T A, et al. Kronecker product correlation model and limited feedback codebook design in a 3D channel model[C]//IEEE International Conference on Communications. [S.l.]: IEEE, 2014: 5865-5870.
- [12] CHOI J, LEE K, LOVE D J, et al. Advanced limited feedback designs for fd-mimo using uniform planar arrays[C]//2015 IEEE Global Communications Conference. San Diego, USA: IEEE, 2016: 1-6.
- [13] CHOI J, KIM T, LOVE D J, et al. Exploiting the preferred domain of FDD massive MIMO systems with uniform planar arrays[C]//IEEE International Conference on Communications. London, UK: IEEE, 2015: 1465-1470.
- [14] HAN Y, JIN S, LI X, et al. Design of double codebook based on 3D dual-polarized channel for multiuser MIMO system[J]. *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, 2014, 2014(111): 1-13.

编辑 税 红