

# 大规模 MIMO 系统中低复杂度的码本搜索方法

刘剑飞, 何利平, 陶颖, 刘迪, 曾祥烨, 王蒙军

(河北工业大学电子信息工程学院, 天津 300401)

**摘 要:** 大规模 MIMO 系统中的预编码技术是 5G 网络中的关键技术之一。针对大规模 MIMO 通信系统中旋转离散傅里叶变换 (DFT) 码本的用户端码字搜索问题, 提出了一种低复杂度的码本搜索方法。该方法根据旋转 DFT 码本相同列的弦距离最小, 且弦距离越小的预编码向量其相关性越强的特点, 将所有水平维码本和垂直维码本分别进行分组, 得到信道增益最大的水平维最优码字和垂直维最优码字, 以构成 3D 预编码码本。仿真结果表明所提出的搜索方法在保证系统性能的同时显著降低了搜索复杂度, 并且随着天线数目的增加优势更加明显。

**关键词:** 大规模 MIMO; 旋转 DFT 码本; 弦距离; 低复杂度; 码本搜索

**中图分类号:** TN911.22

**文献标识码:** A

**doi:** 10.11959/j.issn.1000-436x.2019009

## Low complexity codebook search method in massive MIMO system

LIU Jianfei, HE Liping, TAO Ying, LIU Di, ZENG Xiangye, WANG Mengjun

School of Electronic and Information Engineering, Hebei University of Technology, Tianjin 300401, China

**Abstract:** In Massive MIMO systems for 5G networks, precoding technology is one of the key technologies. Aiming at user side codebook search method of the discrete Fourier transform (DFT) rotation codebook, a low complexity search algorithm was proposed. In this algorithm, all horizontal and vertical codebooks were grouped separately according to the characteristics that the precoding vectors with the same column of DFT rotation codebooks had the smallest chordal distance and the smaller chordal distance have the stronger correlation, and then the optimal horizontal and vertical codewords with maximum channel gain were obtained to form 3D precoding code-books. The simulation results indicate that the searching complexity of the proposed method is significantly reduced under conditions of insuring the system performance, moreover, this advantage becomes greater with the number of antennas increasing.

**Key words:** massive MIMO, DFT rotation codebook, chordal distance, low complexity, codebook search algorithm

### 1 引言

近年来, 随着物联网的盛行和移动物联网设备使用量的快速增长, 人们对无线数据流量的需求急剧增加。新一代无线通信 (5G) 技术受到越来越多研究者的关注<sup>[1-2]</sup>。同时, 中、美、日、韩、欧等为代表的多个国家和地区开展了广泛实

践和验证, 加快了 5G 的商用化进程<sup>[3]</sup>。作为 5G 关键技术之一的大规模 MIMO (multiple-input multiple-output) 无线传输技术通过在基站配备大量天线将有可能使频谱效率和功率效率在 4G 的基础上再提升一个量级<sup>[4]</sup>, 并利用多天线技术, 在空间划分中可以更精确地控制无线电波的传播方向<sup>[5]</sup>。

收稿日期: 2018-05-25; 修回日期: 2018-08-01

基金项目: 天津市自然科学基金资助项目 (No.15JCYBJC17000); 河北省高等学校科学技术研究重点资助项目 (No.ZD2017021)

**Foundation Items:** The Natural Science Foundation of Tianjin (No.15JCYBJC17000), The Science and Technology Research Project of Hebei Higher Education (No.ZD2017021)

目前,研究者对大规模 MIMO 的研究主要包括信道模型<sup>[6]</sup>、信道信息获取<sup>[7]</sup>、天线设计<sup>[8]</sup>等方面。其中在下行用户预编码传输中使用的预编码技术受到很多研究者的关注。根据预编码矩阵是生成在基站端还是用户端,预编码技术分为基于非码本的预编码和基于码本的预编码。非码本预编码是以时分双工(TDD, time division duplexing)系统中的上下行信道互异性获取的完整信道信息为前提<sup>[9]</sup>。然而大量的天线单元使得传统的上下行互异性校验方法很难直接使用,信道信息的获取成为限制大规模 MIMO 的瓶颈问题。这样,基于码本的预编码成为大规模 MIMO 预编码技术的重要选择。针对传统 MIMO 系统已经有很多很成熟的码本设计。如矢量量化码本<sup>[10]</sup>、离散傅里叶变换(DFT, discrete Fourier transform)码本<sup>[11]</sup>、Kerdock 码本<sup>[12]</sup>、Grassmannian 码本<sup>[13]</sup>以及 Householder 码本<sup>[14]</sup>。对于强相关信道来说,DFT 码本是一个很好的选择<sup>[15]</sup>。但是 DFT 码本的数量有限,即在满秩时可用的预编码矩阵是唯一的,对信道的匹配不够准确。而旋转 DFT 码本通过增加旋转因子改进了 DFT 码本量化精度不足的缺点<sup>[16-18]</sup>,被认为是大规模 MIMO 系统中一种极具应用前景的码本。由于大规模 MIMO 基站端天线阵列的间距较小,水平维度和垂直维度信道都具有强的相关性,所以水平维度和垂直维度都可以使用旋转 DFT 码本。然而,虽然码本数量越多越能更好地匹配信道性能,但码本数量的增加导致最优码字的搜索复杂度也随之增加,搜索最优码字的时间变长<sup>[19]</sup>。这种搜索复杂度的升高加大了对用户终端的设计要求,限制了基于码本的预编码技术的实现。因此,降低码字搜索的复杂度对码本的应用具有重要的意义。在传统的 MIMO 系统的码本搜索的研究方面,Zhang 等<sup>[20]</sup>利用距离的三角形不等

式原理,提出了一种约束条件来避免计算非最优码字与输入矢量的弦距离;Lin 等<sup>[21-22]</sup>基于 FFT 分组提出了一种预编码选取准则,减少了矩阵转置和矩阵乘法的运算;Kim 等<sup>[23]</sup>提出一种闭环下行链路波束形成方案,其中码本中的波束成型矢量根据弦距离被划分为一定数量的组;吕磊等<sup>[24]</sup>根据子空间距离与弦距的等效性提出了一种基于子空间距离的搜索方法,简化了每一次搜索的运算量。在面向 5G 的大规模 MIMO 系统码本搜索方法的研究中,Ahmed 等<sup>[25]</sup>提出一种基于行列式的搜索方法,即利用在相关大规模 MIMO 信道中统计预编码的最优性;在其进一步的研究中又提出一种分层的码本搜索算法<sup>[26]</sup>。这 2 种方法均是针对正则化迫零预编码设计的码本搜索方法,通过将搜索过程聚焦到较小的码字集合实现复杂度的降低,但是误码率性能会随着信噪比的升高而与传统搜索方法的差距变大。

本文针对 5G 大规模 MIMO 系统中基于旋转 DFT 码本的预编码技术,提出一种低复杂度的码本搜索方法。该方法基于一种码本分组的方法,并根据旋转 DFT 码本矩阵中相同列的弦距离最小,且弦距离越小的预编码矢量越相似,即与信道的匹配程度越好的特性,通过减少搜索次数降低搜索复杂度。该方法对基于码本的 5G 预编码技术具有参考价值。

## 2 系统模型

本文使用的大规模 MIMO 单用户下行信道预编码系统如图 1 所示。

基站端配置均匀平板天线阵列,有  $N_t=N_{th} \times N_{tv}$  根发射天线,水平维度和垂直维度天线数分别为  $N_{th}$  和  $N_{tv}$ ,用户配置  $N_r$  根接收天线。基站端输入的码字流  $q$  经过调制后生成复调制符号  $d(i)$ , 然后进行

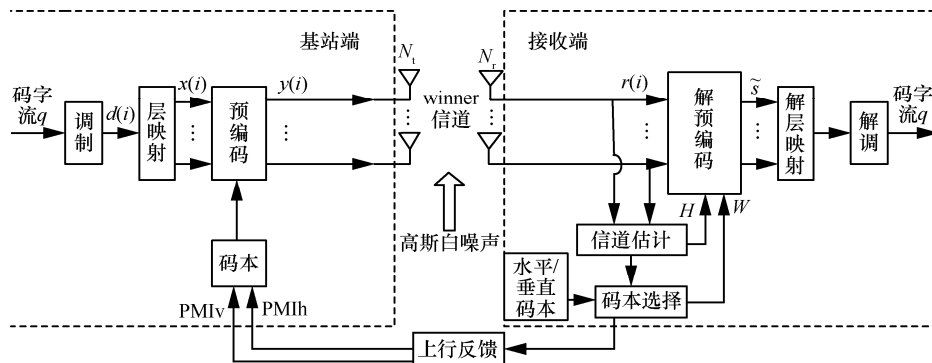


图 1 大规模 MIMO 下行信道预编码系统架构

层映射，即把调制后的符号映射到层  $\mathbf{x}(i)$  上传输，再进行预编码操作，即把层映射之后的复调制符号映射到相应的虚拟天线端口的资源上的向量块  $\mathbf{y}(i)$  上；其中  $q$  为未经过信道编码的伪随机序列， $\mathbf{x}(i)$

表示层映射之后的数据， $\mathbf{y}(i)$  表示预编码之后的数据。之后发送信号经过 winner 2 信道，加高斯白噪声之后被接收端接收，然后进行信道估计，这里假设信道估计矩阵为  $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{N_r \times N_t}$ ，如式(1)所示。

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{r_1, h_1, v_1} & \cdots & h_{r_1, h_{N_{th}}, v_1} & \cdots & h_{r_1, h_1, v_{N_{iv}}} & \cdots & h_{r_1, h_{N_{th}}, v_{N_{iv}}} \\ h_{r_2, h_1, v_1} & \cdots & h_{r_2, h_{N_{th}}, v_1} & \cdots & h_{r_2, h_1, v_{N_{iv}}} & \cdots & h_{r_2, h_{N_{th}}, v_{N_{iv}}} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{r_{N_r}, h_1, v_1} & \cdots & h_{r_{N_r}, h_{N_{th}}, v_1} & \cdots & h_{r_{N_r}, h_1, v_{N_{iv}}} & \cdots & h_{r_{N_r}, h_{N_{th}}, v_{N_{iv}}} \end{bmatrix}_{N_r \times N_{th} \times N_{iv}} \quad (1)$$

其中， $h_{r_a, h_b, v_c}$  表示发射端的第  $h_b$  ( $h_b=1, 2, \dots, N_{th}$ ) 根水平天线、第  $v_c$  ( $v_c=1, 2, \dots, N_{iv}$ ) 根垂直天线到接收端第  $r_a$  ( $r_a=1, 2, \dots, N_r$ ) 根天线的信道衰落系数。

将 3D 信道模型分为水平维度和垂直维度可以得到第  $i$  ( $i=1, 2, \dots, N_h$ ) 水平维度和第  $j$  ( $j=1, 2, \dots, N_v$ ) 垂直维度的子信道为<sup>[27]</sup>

$$\mathbf{H}_i^h = \begin{bmatrix} \mathbf{H}(1, i, :) \\ \mathbf{H}(2, i, :) \\ \vdots \\ \mathbf{H}(N_r, i, :) \end{bmatrix}_{N_r \times N_h} \quad (2)$$

$$\mathbf{H}_j^v = \begin{bmatrix} \mathbf{H}(1, :, j) \\ \mathbf{H}(2, :, j) \\ \vdots \\ \mathbf{H}(N_r, :, j) \end{bmatrix}_{N_r \times N_v} \quad (3)$$

在用户端，用户对传输信道进行信道估计，依据信道估计结果和码本搜索方法在码本集合中选取各自的预编码向量，并将已选的预编码向量的索引发送给基站端。用户接收到的信号可以表示为

$$\mathbf{Y} = \mathbf{H}\mathbf{w}_{3D}\mathbf{x} + \mathbf{n}_0 \quad (4)$$

其中， $\mathbf{w}_{3D} = \mathbf{w}_h \otimes \mathbf{w}_v$ ，表示 3 维预编码矢量； $\mathbf{w}_h$  是  $N_h \times L$  维的水平维预编码矢量； $\mathbf{w}_v$  是  $N_v \times L$  维的垂直维预编码矢量； $\otimes$  表示 Kronecker 乘积； $\mathbf{x}$  表示传输数据矢量； $\mathbf{n}_0$  是零均值加性高斯白噪声，满足  $E(\mathbf{n}_0\mathbf{n}_0^H) = \sigma^2$ ， $[\cdot]^H$  表示厄米特转置。在传统的 MIMO 系统中，传输信号  $\mathbf{x}$  被划分成  $L$  个数据流，然而在高相关性的信道中难以向一个用户发送大量的空间数据流<sup>[16]</sup>，不失一般性，本文令传输的层数为 1，即  $L=1$ 。

### 3 码本搜索方法

码字搜索是预编码技术中用户端的关键问题，高的搜索复杂度会提升对用户终端的设计要求。因此简化码字的搜索复杂度对于用户端和整个系统来说都是十分必要的。

#### 3.1 码本生成

大规模 MIMO 基站端配置间距较小的天线阵列，水平维度和垂直维度信道都具有强的相关性，因此旋转 DFT 码本更加适合具有强相关性的 3D MIMO 信道。本文设水平维度和垂直维度天线数相同 ( $N_h=N_v$ )，系统水平维度和垂直维度使用同一个码本集合。根据旋转 DFT 码本的生成式得到所需的旋转 DFT 码本集合  $\Omega = \{\mathbf{W}^{(0)}, \dots, \mathbf{W}^{(G-1)}\}$ ，其中  $\mathbf{W}^{(g)}$  表示第  $g$  个  $N_h \times N_h$  维的旋转 DFT 矩阵， $G$  表示旋转 DFT 矩阵的总数，每一个矢量可以表示为<sup>[28]</sup>。

$$\mathbf{w}_m^g = e^{j\frac{2\pi}{N_h}n\left(\frac{m+g}{G}\right)} \quad (5)$$

其中， $n = 0, 1, \dots, N_h - 1$ ； $m = 0, 1, \dots, N_h - 1$ ， $g = 0, 1, \dots, G - 1$ 。假设  $G = 32$ ， $N_h = 8$  可以得到 32 个  $8 \times 8$  的旋转 DFT 码本矩阵，当数据映射的层数  $L$  为 1 时，码本集合中的每一个列向量都是一个码字向量。

#### 3.2 码本弦距离特性分析

弦距离可以衡量 2 个矢量的相似度，2 个矢量的弦距离计算式<sup>[29]</sup>为

$$d(\mathbf{X}, \mathbf{Y}) = \frac{1}{\sqrt{2}} \|\mathbf{X}\mathbf{X}^H - \mathbf{Y}\mathbf{Y}^H\|_F = \left(M - \|\mathbf{Y}^H\mathbf{X}\|_F^2\right)^{\frac{1}{2}} \quad (6)$$

其中， $\mathbf{X}$ 、 $\mathbf{Y}$  表示相同维度的矢量， $\|\cdot\|_F$  表示求解 F 范数。当子空间维度  $M=1$  时，子空间求解问题转化成格拉斯曼空间装箱问题。此时，求解 F 范数变为求解绝对值，式(6)可简化为

$$d(X, Y) = \sqrt{1 - |Y^H X|^2} \quad (7)$$

由式(5)可以得出码本向量  $w_{m_1}^{g_1}$ 、 $w_{m_2}^{g_1}$ 、 $w_{m_1}^{g_2}$  和  $w_{m_2}^{g_2}$ 。本文将先从三方面研究码本矢量间的关系，由此得出码本矢量间的弦距离关系。

1) 同一矩阵的不同列向量之间的关系

如上所述， $w_{m_1}^{g_1}$  表示第  $g_1+1$  个矩阵的第  $m_1+1$  列， $w_{m_2}^{g_1}$  表示第  $g_1+1$  个矩阵的第  $m_2+1$  列。 $w_{m_1}^{g_1}$  和  $w_{m_2}^{g_1}$  可分别表示为

$$w_{m_1}^{g_1} = e^{j\frac{2\pi}{N_h}n\left(m_1 + \frac{g_1}{G}\right)} \quad (8)$$

$$\begin{aligned} w_{m_2}^{g_1} &= e^{j\frac{2\pi}{N_h}n\left(m_2 + \frac{g_1}{G}\right)} = \\ &= e^{j\frac{2\pi}{N_h}n\left(m_1 + \Delta m + \frac{g_1}{G}\right)} = \\ &= e^{j\frac{2\pi}{N_h}n\left(m_1 + \frac{g_1}{G}\right)} e^{j\frac{2\pi}{N_h}n\Delta m} = \\ &= e^{j\frac{2\pi}{N_h}n\Delta m} w_{m_1}^{g_1} \end{aligned} \quad (9)$$

其中， $\Delta m = |m_2 - m_1|$  为列的差值。分析式(9)可以看出，同一个矩阵的不同列向量的对应元素之间的关系只与  $\Delta m$  有关，故  $w_{m_1}^{g_1}$  和  $w_{m_2}^{g_1}$  间的弦距离只与  $\Delta m$  有关，当  $\Delta m$  增大时， $w_{m_1}^{g_1}$  和  $w_{m_2}^{g_1}$  间的弦距离随之增大。

2) 不同矩阵相同列向量之间的关系

$w_{m_1}^{g_2}$  表示第  $g_2+1$  个矩阵的第  $m_1+1$  列，即

$$\begin{aligned} w_{m_1}^{g_2} &= e^{j\frac{2\pi}{N_h}n\left(m_1 + \frac{g_2}{G}\right)} = \\ &= e^{j\frac{2\pi}{N_h}n\left(m_1 + \frac{g_1 + \Delta g}{G}\right)} = \\ &= e^{j\frac{2\pi}{N_h}n\left(m_1 + \frac{g_1}{G}\right)} e^{j\frac{2\pi}{N_h}n\frac{\Delta g}{G}} = \\ &= e^{j\frac{2\pi}{N_h}n\frac{\Delta g}{G}} w_{m_1}^{g_1} \end{aligned} \quad (10)$$

其中， $\Delta g$  为矩阵编号的差值。分析式(10)可以看出，不同矩阵的相同列向量的对应元素之间的关系只与  $\Delta g$  有关，故  $w_{m_1}^{g_2}$  和  $w_{m_1}^{g_1}$  间的弦距离只与  $\Delta g$  有关，当  $\Delta g$  增大时， $w_{m_1}^{g_2}$  和  $w_{m_1}^{g_1}$  间的弦距离随之增大。

3) 不同矩阵不同列向量之间的关系

$w_{m_2}^{g_2}$  表示第  $g_2+1$  个矩阵的第  $m_2+1$  列，即

$$\begin{aligned} w_{m_2}^{g_2} &= e^{j\frac{2\pi}{N_h}n\left(m_2 + \frac{g_2}{G}\right)} = \\ &= e^{j\frac{2\pi}{N_h}n\left(m_1 + \Delta m + \frac{g_1 + \Delta g}{G}\right)} = \\ &= e^{j\frac{2\pi}{N_h}n\left(m_1 + \frac{g_1}{G}\right)} e^{j\frac{2\pi}{N_h}n\Delta m} e^{j\frac{2\pi}{N_h}n\frac{\Delta g}{G}} = \\ &= e^{j\frac{2\pi}{N_h}n\left(\Delta m + \frac{\Delta g}{G}\right)} w_{m_1}^{g_1} \end{aligned} \quad (11)$$

由式(11)可以看出，不同矩阵的不同列向量的对应元素之间的关系与  $\Delta m$  和  $\Delta g$  都有关。故  $w_{m_2}^{g_2}$  和  $w_{m_1}^{g_1}$  间的弦距离与  $\Delta m$  和  $\Delta g$  有关，当  $\Delta m$  和  $\Delta g$  增大时， $w_{m_2}^{g_2}$  和  $w_{m_1}^{g_1}$  间的弦距离也随之增大。

基于上述列向量间关系的分析，本文以第一个矩阵的第一列  $w_0^0$  为例得到不同矩阵的相同列的向量间的弦距离为

$$d(w_0^0, w_0^g) = \sqrt{1 - |w_0^{gH} w_0^0|^2} \quad (12)$$

其中， $g=0,1,\dots,31$ ， $w_0^g$  表示第  $g+1$  个矩阵的第一列。

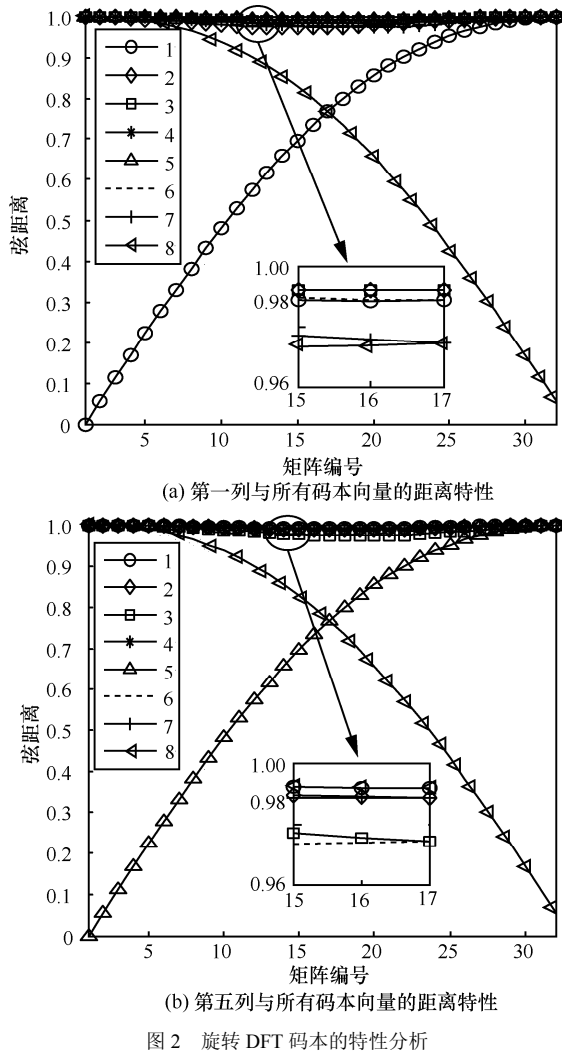
以第一个矩阵的第一列  $w_0^0$  为例得到不同矩阵的不同列的向量间的弦距离为

$$d(w_0^0, w_m^g) = \sqrt{1 - |w_m^{gH} w_0^0|^2}, \quad m \neq 0 \quad (13)$$

其中， $g=0,1,\dots,31$ ， $m=1,2,\dots,7$ ， $w_m^g$  表示第  $g+1$  个矩阵的第  $m+1$  列。

码本向量间的弦距离可以衡量 2 个向量的相似程度，弦距离越小的 2 个向量的特性越接近。根据上述向量关系和弦距离分析，以包含 32 个矩阵的旋转 DFT 码本为例，第一个矩阵的第一列和第五列与其他所有码本向量的弦距离特性如图 2 所示。

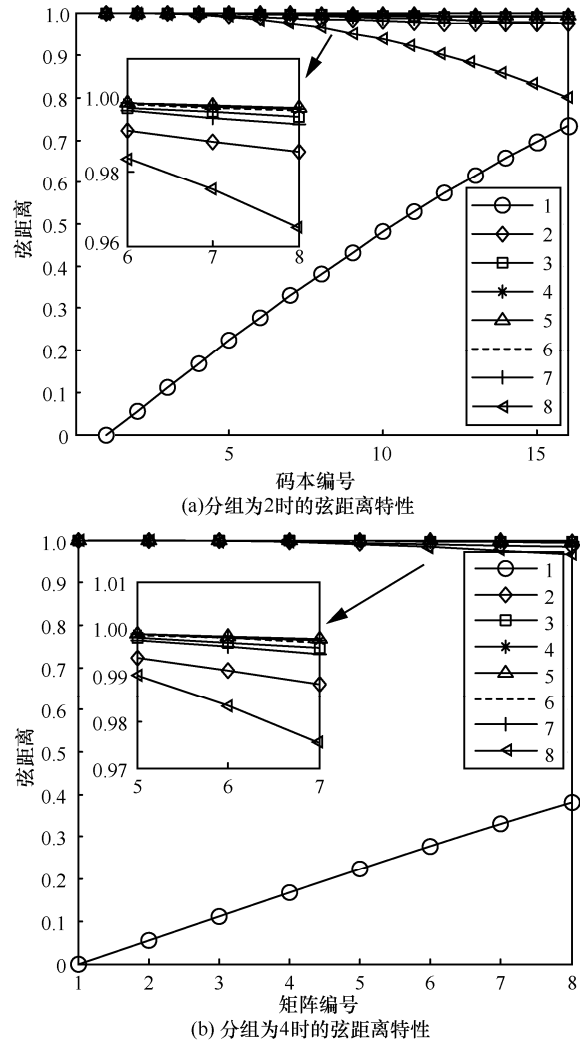
从图 2(a)可以看出，第一个矩阵的第一列与其他矩阵的第一列的弦距离最小，并且随着矩阵编号的增大，弦距离随之增大。从图 2(b)可以看出，第一个矩阵的第五列与其他矩阵的不同列之间的弦距离与图 2(a)类似。经过仿真分析，码本集合的所有码本向量均有如图 2 所示的特性，矩阵编号不同的码本相同列间的向量弦距离最小。同时，矩阵编号相差越小的码本相同列间的向量弦距离越小。



通过对弦距离特性的分析可知，为了保证每组内的任意 2 个矩阵的对应列的码本向量的弦距离尽量小，分组越多越好。但是分组越多越接近遍历搜索算法，导致搜索复杂度越高。本文中把码本集合的 32 个矩阵分为 2 组和 4 组进行码本向量的弦距离特性分析。根据式(12)和式(13)分别计算分组后第一组第一个矩阵的第一列与该组内其他矩阵相同列和不同列的向量间弦距离。当分组数为 2 时，每相邻的 16 个矩阵属于一个组（组内矩阵编号的设置是 1,2,⋯,16，即  $g=0,1,\dots,15$ ）。当分组数为 4 时，每相邻的 8 个矩阵属于一个组（组内矩阵编号的设置是 1,2,⋯,8，即  $g=0,1,\dots,7$ ）。分组后的第一组内的第一个矩阵的第一列向量与本组内所有码本向量的弦距离特性如图 3 所示。

如图 3(a)所示，当分组数为 2 时，该组的第一个矩阵的第一列与本组的所有矩阵的第一列的预编

码向量的弦距离都比与其他列的预编码向量的弦距离要小，最大的弦距离不超过 0.75。如图 3(b)所示，当分组数为 4 时，各列弦距离具有与上述类似特性，最大的弦距离不超过 0.4。通过对所有组的码本向量进行研究发



### 3.3 码本搜索方法设计

根据前述码本特性的分析，设计了一种基于分组的低复杂度的码本搜索方法。以 32 个码本分为 4 组为例，水平维码本搜索的具体步骤如下。

**步骤 1** 将 32 个码本矩阵分成 4 组，每组 8 个相邻的矩阵，表示为  $\Omega_i$ ，如式(14)所示。

$$\Omega_i = \{W^{8(i-1)+1}, \dots, W^{8(i-1)+8}\} \quad (14)$$

**步骤 2** 在每组的第一个矩阵中选择最佳预编码矢量，即获得最大化信道增益

$$\mathbf{w}_{1-\text{opt}-i} = \arg \max_{\substack{q=8(i-1)+1 \\ n=1,2,\dots,8}} \left\{ \left| \mathbf{H}_1^h \mathbf{w}_n^q \right|^2 \right\} \quad (15)$$

**步骤 3** 根据获得的  $\mathbf{w}_{1-\text{opt}-i}$  所在矩阵的列数  $I_j$ ，计算每组中各码本该列码字的信道增益，在每组中选择最优预编码矢量。

$$\mathbf{w}_{2-\text{opt}-j} = \arg \max_{m=(j-1) \times 8 + 1, \dots, (j-1) \times 8 + 8} \left\{ \left| \mathbf{H}_1^h \mathbf{w}_{I_j}^m \right|^2 \right\} \quad (16)$$

其中， $I_j$  表示每组第一个矩阵获得的最佳码字  $\mathbf{w}_{1-\text{opt}-i}$  所在的列数，并且  $i = j = 1, 2, 3, 4$ 。由于分组中的每个码本只涉及一个列向量的信道增益计算，从而可以大大降低计算复杂度。

**步骤 4** 在  $\mathbf{w}_{2-\text{opt}-j}$  中选取最佳水平维度预编码矢量  $\mathbf{w}_h$ ，如式(17)所示。

$$\mathbf{w}_h = \arg \max_{j=1,2,3,4} \left\{ \left| \mathbf{H}_1^h \mathbf{w}_{2-\text{opt}-j} \right|^2 \right\} \quad (17)$$

对于垂直维度码本，采用与上述步骤相同的搜索算法得到最优的垂直维度预编码矢量  $\mathbf{w}_v$ ，并且在搜索过程中用到相应的垂直维度子信道  $\mathbf{H}_1^v$ ，最终在基站端获得的预编码向量为  $\mathbf{w}_{3D} = \mathbf{w}_h \otimes \mathbf{w}_v$ 。

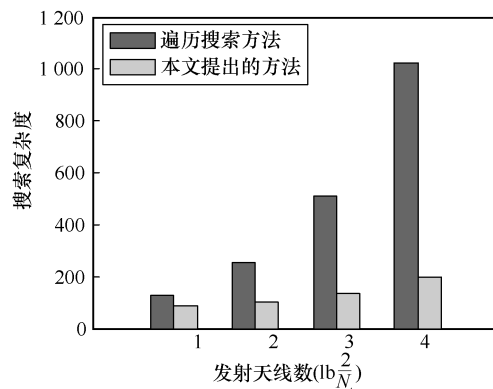
### 3.4 复杂度分析

以本文涉及的码本尺寸（32 个  $8 \times 8$  码本）为例分析遍历搜索方法和本文所提出的搜索方法的复杂度，搜索代价主要考虑信道增益的计算次数。若采用传统的码字搜索方法，水平维度和垂直维度要分别进行  $32 \times 8 = 256$  次列向量与信道向量的计算并进行比较，搜索代价为  $F_1 = 256 \times 2 = 512$ 。本文提出的搜索方法，水平维度和垂直维度分别进行搜索，搜索代价为  $F_2 = (8 \times 4 + 8 \times 4 + 4) \times 2 = 136$  ( $F_2 = (n_1 \times n + n_2 \times n + n) \times 2$ ，其中  $n_1$  为一个 DFT 矩阵的列数， $n_2$  为每组的矩阵个数， $n$  为组数)。由此可知，本文提出的方法搜索代价仅为遍历搜索方法的  $\frac{1}{4}$ ，大大地降低了搜索的代价。

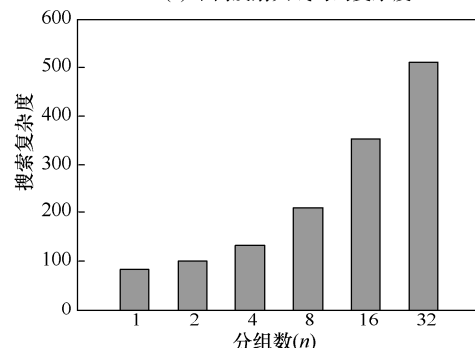
搜索复杂度如图 4 所示。其中，图 4(a)表示不同发射天线数且分组数为 4 时 2 种算法的搜索复杂度，图 4(b)表示不同分组时的搜索复杂度。

从图 4(a)可知，基站配备天线数  $N_t$  为  $2 \times 2$ 、 $4 \times 4$ 、 $8 \times 8$ 、 $16 \times 16$  时，本文提出的码本搜索方法与经典的遍历法相比可以有效地降低码本搜索的计算复杂

度，并且随着基站端天线数目和码本数量的增加优势更明显，因此本文提出的搜索方法更加适合大规模 MIMO 的应用场景。由图 4(b)可知，搜索复杂度与码字分组数目  $n$  有关。随着码字分组数目的增加，搜索的复杂度增加。但分组数目较多时与信道更匹配，具有较好的性能增益；码字分组数越少，搜索复杂度就会越低，但是同一列的向量的弦距离会变大，与信道的匹配性能减弱，影响系统性能。因此需要权衡搜索复杂度与系统性能来确定分组数目。



(a) 不同发射天线时的复杂度



(b) 不同分组数时的复杂度

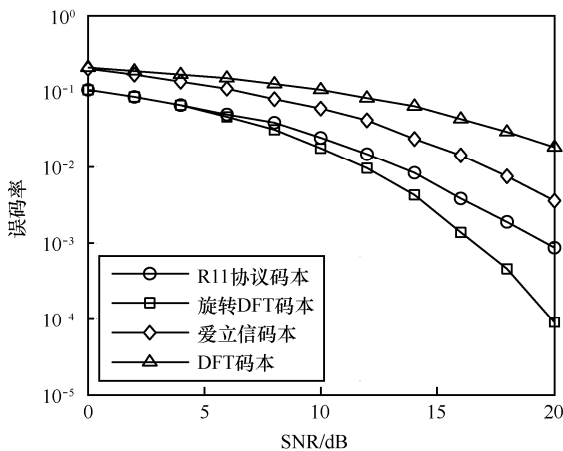
图 4 搜索复杂度比较

## 4 仿真结果与分析

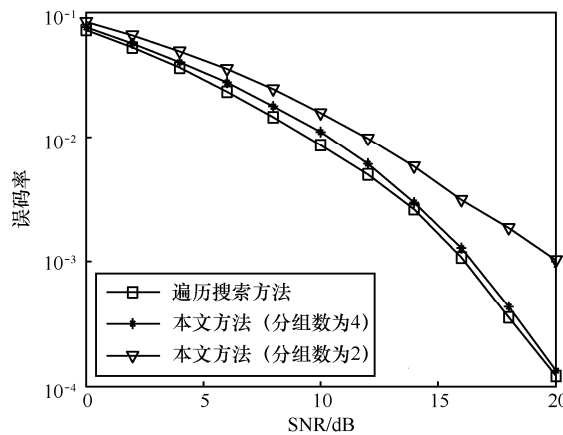
仿真所使用的信道模型为 3D winner 2 信道模型<sup>[30]</sup>，基站端采用  $8 \times 8$  的均匀平面天线阵列，用户端配置两天线，天线间的间距为半波长。在发送端使用 QPSK (quadrature phase shift keying) 调制，假设为理想信道估计，接收端采用 MMSE (minimum mean square error) 方法解调信号。图 5(a)和图 5(b)分别给出了不同码本组合与不同搜索方法的误码率性能。本文方法与遍历搜索方法的容量比较如图 6 所示。

由图 5(a)可知，与其他码本相比旋转 DFT 码本更适合相关信道，即旋转 DFT 码本在大规模 MIMO

中可以提供更好的性能。DFT 码本虽然适合强相关信道，但是由于码本数量很小，对信道的匹配度很低，性能最差。爱立信码本由于在单层传输时码本数量较小而不能获得很好的性能增益。R11 单层传输码本的码本数量为 256，与具有相同码本数量的旋转 DFT 码本相比，性能明显不如旋转 DFT 码本的性能。从图 5(b)可知，与遍历搜索方法相比，本文的搜索方法会带来一定的性能损失，但随着分组数量的增大，其性能差别越来越小。首先，由于本文方法依据弦距离特性进行码本搜索，并且码字间弦距离随着矩阵编号的增大逐渐增大，导致码字间的相似性随之降低，对信道的匹配程度变差，因此该方法会有一些性能损失。其次，不同分组数的误码率性能不同。这是由于分组数越少，组内的码本数量越多，码字间的弦距离差距越大，导致与信道的匹配性能下降，带来了一定的性能损失。反之，分组数越多时性能越接近遍历算法。



(a) 不同码本组合的BER



(b) 不同搜索方法的BER

图 5 误码率性能比较

由图 6 可知，本文的搜索方法获得的系统容量

接近遍历搜索方法获得的系统容量，并且分组数为 4 时的性能优于分组为 2 时的性能。进一步结合图 4(b)分析，权衡搜索复杂度与系统性能，当矩阵的个数为 32 时，得到最佳分组数为 4。

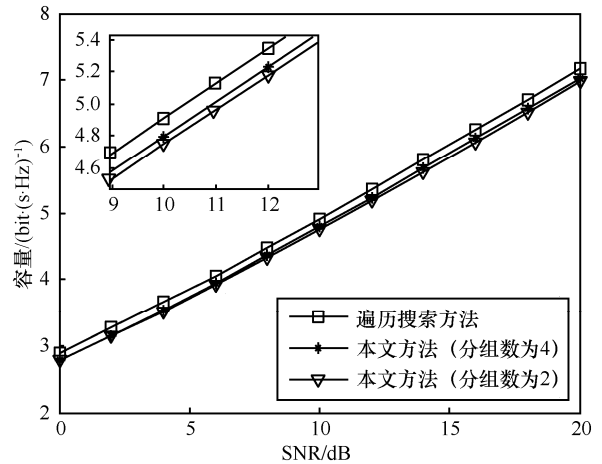


图 6 不同搜索方法的系统容量

### 5 结束语

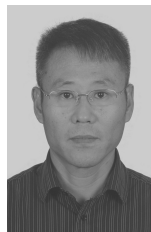
本文针对适合大规模 MIMO 系统的旋转 DFT 码本组合提出了一种低复杂度的最优码字搜索方法。仿真结果表明该搜索方法在保证系统性能的前提下有效降低了搜索复杂度，从而降低了 5G 网络中用户终端的设计要求。同时，本文所提搜索方法的优势随着天线数目的增加变得更加明显，因此该方法更加适合大规模 MIMO 的应用场景。本文方法对于具有此类弦距离特性的码本具有适用性，对于其他类型的码本同样可以根据其结构特性利用本文分组的思想来设计搜索方法。在进一步的研究中，将考虑将码本搜索方法与码本设计结合，根据所设计的码本特性进行码本搜索。

### 参考文献：

- [1] LU L, LI G Y, SWINDLEHURST A L, et al. An overview of massive MIMO: benefits and challenges[J]. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 2014, 8(5):742-758.
- [2] CHIN W H, FAN Z, HAINES R. Emerging technologies and research challenges for 5G wireless networks[J]. IEEE Wireless Communications, 2014, 21(2):106-112.
- [3] 徐慧俊. 5G 商用,蓄势待发[J]. 中兴通讯技术, 2018(1):2-5.
- [4] XU H J. Commercial 5G, ready to take Off[J]. ZTE Technology Journal, 2018: 2-5.
- [5] ABUIBAID M A, ÇOLAK S A. Energy-efficient massive MIMO system: Exploiting user location distribution variation[J]. AEU- International Journal of Electronics and Communications, 2017, 72:17-25.
- [5] KAWANISHI T, KANNO A, FREIRE H S C. Wired and Wireless

- Links to Bridge Networks: Seamlessly Connecting Radio and Optical Technologies for 5G Networks[J]. IEEE Microwave Magazine, 2018, 19(3):102-111.
- [6] ZHOU J, JIANG H, KIKUCHI K. Generalised three-dimensional scattering channel model and its effects on compact multiple-input and multiple-output antenna receiving systems[J]. IET Communications, 2015, 9(18):2177-2187.
- [7] GUI G, LIU N, XU L, et al. Low-complexity large-scale multiple-input multiple-output channel estimation using affine combination of sparse least mean square filters[J]. IET Communications, 2015, 9(17): 2168-2175.
- [8] GHOSH C K. A compact 4-channel microstrip MIMO antenna with reduced mutual coupling[J]. AEUE-International Journal of Electronics and Communications, 2016, 70(7):873-879.
- [9] HU Z, LIU R K, KANG S L, et al. Linear Precoding in Large Scale MIMO under 3D Channel Model[C]// International Conference on Communications and NETWORKING in China. 2015:427-431.
- [10] LINDE Y, BUZO A, GRAY R. An algorithm for vector quantizer design[J]. IEEE Trans Commun, 1980, 28(1):84-95.
- [11] LOVE D J, HEATH R W. Limited feedback unitary precoding for spatial multiplexing systems[J]. IEEE Trans.inf.theory, 2005, 51(8): 2967-2976.
- [12] INOUE T, JR R W H. Kerdock codes for limited feedback precoded MIMO systems[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2009, 57(9):3711-3716.
- [13] XIONG Z, KRISHNA R, CUMANAN K, et al. Grassmannian beamforming and null space broadcasting protocols for cognitive radio networks[J]. IET Signal Processing, 2011, 5(5):451-460.
- [14] STEWART G W. Preface: A. S. Householder[J]. Linear Algebra & Its Applications, 1979:1-3.
- [15] CLERCKX B, KIM G, KIM S. Correlated Fading in Broadcast MIMO Channels: Curse or Blessing?[C]// Global Telecommunications Conference, 2008. IEEE GLOBECOM. 2008:1-5.
- [16] SU X, ZENG J, LI J Y. Limited feedback precoding for massive MIMO[J]. International Journal of Antennas and Propagation, 2013:1-9.
- [17] LI J Y, SU X, ZENG J, et al. Codebook design for uniform rectangular arrays of massive antennas[C]// Vehicular Technology Conference. 2013: 1-5.
- [18] LI X B, WU X W, JING X R. Massive MIMO codebook design based on BD-DFT extension[J]. Video Engineering, 2015, 39(15):83-87.
- [19] XIE Y B, GE J H, HU M. A low-complexity cyclic shift codebook design for massive MIMO[C]// International Conference on Wireless Communications, NETWORKING and Mobile Computing. 2014: 73-77.
- [20] ZHANG Y, ZHOU Z, JIA Y, et al. Efficient codeword search algorithm for limited feedback MIMO beamforming systems[C]// International Symposium on Communications and Information Technologies. 2013: 6-9.
- [21] LIN Y H, ZHAN C Z, CHU C Y, et al. A low-complexity grouping fft-based codebook searching algorithm in LTE system[C]// Signal Processing Systems. 2013:161-166.
- [22] LIN Y H, CHEN Y H, CHU C Y, et al. Dual-mode low-complexity codebook searching algorithm and VLSI architecture for LTE/LTE-advanced systems[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2013, 61(14):3545-3562.
- [23] KIM Y J, WON S H, PARK N Y, et al. Reduced-complexity transmit-beamforming codebook search algorithm[J]. Electronics Letters, 2011, 47(16):938-939.
- [24] 吕磊, 张忠培. 基于子空间距离的低复杂度码字搜索方法[J]. 电子与信息学报, 2011, 33(12):2990-2994.
- LYU L, ZHANG Z P. Low complexity codeword search method based on subspace distance[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2011, 33(12): 2990-2994.
- [25] AHMED Y N, FAHMY Y. Determinant Based Codebook Search for Correlated Massive MIMO Channels[C]// Japan-Africa Conference on Electronics, Communications and Computers. 2017: 77-78.
- [26] AHMED Y N, FAHMY Y. On the complexity reduction of codebook search in FDD massive MIMO using hierarchical search[C]// International Conference on Innovative Trends in Computer Engineering. 2018:175-179.
- [27] LIU L, JING X R, WU X W. Feedback overhead reduction method for 3D MIMO precoding systems[C]// International Conference on Communications and NETWORKING in China. IEEE, 2014:457-461.
- [28] SAMSUNG. Performance of precoded single user MIMO with LMMSE receiver[R]. 3GPP, 2007.
- [29] MEDRA A, DAVIDSON T N. Flexible codebook design for limited feedback systems via sequential smooth optimization on the grassmannian manifold[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2014, 62(5):1305-1318.
- [30] KYÖSTI P, MEINI LÄ, HENTI LÄ L, et al. IST-4-027756: WINNER II D1.1.2 V1.2 WINNER II Channel Models [R]. Information Society Technologies, 2007.

## [作者简介]



刘剑飞(1968-), 男, 河北献县人, 博士, 河北工业大学教授, 主要研究方向为无线通信与光通信技术及其信号处理。



何利平(1992-), 女, 河北廊坊人, 河北工业大学硕士生, 主要研究方向为面向 5G 的大规模 MIMO 预编码技术。

陶颖(1991-), 女, 河北承德人, 河北工业大学硕士生, 主要研究方向为面向 5G 的大规模 MIMO 预编码技术。

刘迪(1997-), 女, 天津人, 主要研究方向为 5G 网络中的预编码技术。

曾祥焯(1979-), 男, 河北邢台人, 博士, 河北工业大学副教授, 主要研究方向为光纤通信与无线通信系统。

王蒙军(1978-), 男, 河北清苑人, 博士, 河北工业大学副教授, 主要研究方向为电磁兼容与信号处理。