

# Study on Hybrid Precoding for Millimeter Wave Massive Multiuser MIMO Systems

Shuai Xu, Dianwu Yue

College of Information Science and Technology, Dalian Maritime University, Dalian Liaoning  
Email: 1131901465@qq.com, dwyue@hotmail.com

Received: Jul. 18<sup>th</sup>, 2017; accepted: Aug. 4<sup>th</sup>, 2017; published: Aug. 8<sup>th</sup>, 2017

---

## Abstract

In millimeter wave massive multiple-input multiple-output (MIMO) systems, in order to reduce installed hardware complexity and cost in full digital precoding, and to overcome the problem of large transmission loss in millimeter wave, this paper investigates a kind of hybrid precoding schemes with low complexity. This paper firstly analyzes a linear analog precoding scheme with asymptotically optimal performance, which can be implemented through iterative processing. Based on the iterative analog precoding scheme, this paper considers further the two linear digital precoding schemes with block diagonalization (BD) and maximum ratio transmission (MRT), respectively, and makes numerical comparison between the BD and the MRT for different kinds of parameters. The simulation results show that under the case with low SNR and a few users, the MRT has better performance than BD, and the BD has better performance than the MRT in the other cases.

## Keywords

Massive MIMO, Millimeter Wave, Hybrid Precoding, Maximum Ratio Transmission, Block Diagonalization

---

# 毫米波大规模多用户MIMO的混合预编码研究

徐 帅, 岳殿武

大连海事大学信息科学技术学院, 辽宁 大连  
Email: 1131901465@qq.com, dwyue@hotmail.com

收稿日期: 2017年7月18日; 录用日期: 2017年8月4日; 发布日期: 2017年8月8日

## 摘要

在毫米波大规模多输入多输出(MIMO)系统中, 为了减小全数字预编码时硬件安装复杂度及安装费用, 以及克服毫米波传输衰减大的问题, 本文探讨一种线性混合预编码方法。首先分析了一个可渐近最优的线性模拟预编码方案, 该方案可通过迭代处理就能实现。在此迭代模拟预编码基础上, 本文进而在数字预编码方面考虑块对角化(BD)和最大比传输(MRT)两种线性方案, 并在不同的参数下对MRT与BD进行仿真对比。仿真结果表明, 在低信噪比和用户数少时, MRT性能优于BD, 而在其它情况下, BD性能优于MRT。

## 关键词

大规模MIMO, 毫米波, 混合预编码, 最大比传输, 块对角化

Copyright © 2017 by authors and Hans Publishers Inc.

This work is licensed under the Creative Commons Attribution International License (CC BY).

<http://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>



Open Access

## 1. 引言

为了满足下一代移动蜂窝系统中巨大的系统容量需求, 大规模 MIMO 与毫米波频段结合是一项非常有前景的研究方向[1]。毫米波处于 30~300 GHz 的频段, 它可以用于户外点对点回程链路和室内高速率无线应用场景。事实上, 毫米波技术在短距离服务已经被标准化, 例如 IEEE 802.11ad, 但是这一频段在蜂窝系统中没有很好地被应用, 因为它具有高的路径损耗以及容易被雨水空气吸收的缺点。毫米波可以很好地被利用在短距离传输上, 故被认为是面向 5G 移动通信最具发展潜力的技术之一[2]。而大规模 MIMO 是指在基站端配置数十根甚至数百根以上天线的 MIMO 系统。由于毫米波波长较短因此容易实现大规模天线阵列的分布。尽管如此, 关于毫米波大规模 MIMO 研究目前仍有很多重要性问题需要人们开展研究。

在传统 MIMO 系统中 RF 链路数等于天线数, 但是随着天线数的无限增加, 这种传统系统架构会增加链路开销及复杂度, 因此在大规模 MIMO 系统中人们考虑引进混合预编码。混合预编码由基带预编码与模拟预编码混合而成, 特别它是由一个低维的数字预编码器与一个高维的模拟预编码器通过少量的 RF 链路并联而形成。其中基带预编码可以消除用户之间的干扰, 模拟预编码可以增加阵列增益来对抗由毫米波带来的路径损耗问题。因此, 混合预编码不仅可以减小安装成本和能量消耗, 同时可以实现良好的系统性能。鉴于此, 本文将对混合预编码进行探讨。

在各类大规模多用户 MIMO 系统基带预编码中, 简单的线性预编码方案例如迫零(ZF)、最大比传输(MRT)可以在天线趋于无穷大时达到信道容量[3] [4]。ZF 预编码通过信道取逆消除用户之间的干扰, 但是只适用于单天线用户的情况。在用户具有多天线的情况下, 可以引进块对角化(BD), 从而在信道取逆的过程中可将源自同一信号的天线间的干扰和其它用户的干扰消除或减轻[5] [6] [7]。MRT 预编码在基站端已知信道信息状态(CSI)时不需要复杂的处理计算过程, 直观来看, 即信噪比高的支路上会有更大的权重。为此, 在基带预编码方面, 本文将特别关注 BD 和 MRT 这两个线性预编码方法。

在采用大规模天线阵列情况下, 毫米波通信信道中的不同路径具有近似正交的特性。利用这一特性

可以通过迭代算法获得对信道估计要求弱的模拟预编码矩阵[8]。因此, 本文在模拟预编码方面, 侧重研究这种迭代模拟预编码算法, 并在此基础上, 对 MRT 与 BD 两种基带预编码方案展开性能分析。

## 2. 系统模型

### 2.1. 下行多用户系统模型

毫米波大规模多用户下行 MIMO 系统模型如图 1 所示。图中假设基站端配有  $N_t$  根天线和  $L_t$  个 RF 链路, 共有  $K$  个用户与之通信, 每个用户配置  $N_r$  根天线和  $L_r$  个 RF 链路。为了保证通信的有效性需要限制 RF 链路数的个数满足  $L_t \leq N_t$ ,  $L_r \leq N_r$ 。在基站端  $K$  个数据流先通过一个  $L_t \times K$  维的数字预编码  $\mathbf{F}_{BB}$  处理, 然后再经过一个  $N_t \times L_t$  维的模拟预编码  $\mathbf{F}_{RF}$  处理后发送出去。基带预编码矩阵  $\mathbf{F}_{BB}$  可以同时修改信号的幅度与相位, 而模拟预编码  $\mathbf{F}_{RF}$  只可以改变信号相位信息, 且需要其上每个元素满足  $|\mathbf{F}_{RF}^{(i,j)}| = \frac{1}{\sqrt{N_t}}$ 。则系统下行链路中第  $k$  个用户接收到的信号表示为

$$\mathbf{y}_k = \mathbf{H}_k \mathbf{F}_{RF} \mathbf{F}_{BB} \mathbf{s} + \mathbf{n}_k, \quad k=1, 2, \dots, K \quad (1)$$

其中,  $\mathbf{s} \in \mathbb{C}^{K \times 1}$  为  $K$  个用户总的信号向量, 可以表示为  $\mathbf{s} = [s_1^T, s_2^T, \dots, s_K^T]^T$  且要满足  $\mathbb{E}[\mathbf{s}\mathbf{s}^H] = \frac{P}{K} \mathbf{I}_K$ ,  $P$  表示平均传输功率。 $\mathbf{H}_k \in \mathbb{C}^{N_r \times N_t}$  是第  $k$  个用户的信道矩阵,  $\mathbf{n}_k$  是一个  $N_r \times 1$  的加性复高斯白噪声。第  $k$  个用户经过合并矩阵处理后的接收信号为

$$\tilde{\mathbf{y}}_k = \mathbf{M}_k^H \mathbf{W}_k^H \mathbf{H}_k \mathbf{F}_{RF} \mathbf{F}_{BB} \mathbf{s} + \mathbf{M}_k^H \mathbf{W}_k^H \mathbf{n}_k, \quad k=1, 2, \dots, K \quad (2)$$

其中,  $\mathbf{W}_k$  是  $N_r \times L_r$  第  $k$  个用户的 RF 合并矩阵, 需满足  $|\mathbf{W}_k^{(i,j)}| = \frac{1}{\sqrt{N_r}}$ ,  $\mathbf{M}_k$  是  $N_r \times 1$  第  $k$  个用户的基带合并矩阵。

为第  $k$  个用户定义等效基带信道如下

$$\tilde{\mathbf{H}}_k = \mathbf{W}_k^H \mathbf{H}_k \mathbf{F}_{RF}, \quad k=1, 2, \dots, K \quad (3)$$

因此(2)式可以改写成如下表达式

$$\tilde{\mathbf{y}}_k = \mathbf{M}_k^H \tilde{\mathbf{H}}_k \mathbf{F}_{BBk} \mathbf{s}_k + \underbrace{\sum_{i=1, i \neq k}^K \mathbf{M}_k^H \tilde{\mathbf{H}}_k \mathbf{F}_{BBi} \mathbf{s}_i}_{\text{interference}} + \underbrace{\mathbf{M}_k^H \mathbf{W}_k^H \mathbf{n}_k}_{\text{noise}}, \quad k=1, 2, \dots, K \quad (4)$$

这样总频谱效率可以写成

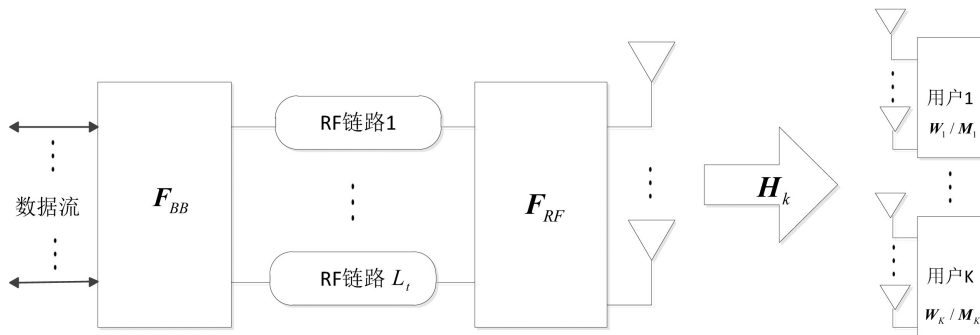


Figure 1. System diagram of a millimeter massive multi-user MIMO structure  
图 1. 毫米波大规模多用户 MIMO 系统模型

$$\mathbf{R} = \sum_{k=1}^K \log_2 \left( \mathbf{I}_{N_s} + \frac{P}{K} \mathbf{R}_i^{-1} \mathbf{M}_k^H \tilde{\mathbf{H}}_k \mathbf{F}_{BBk} \mathbf{F}_{BBk}^H \tilde{\mathbf{H}}_k^H \mathbf{M}_k \right) \quad (5)$$

其中,  $\mathbf{R}_i = \frac{P}{K} \sum_{i=1, i \neq k}^K \mathbf{M}_i^H \tilde{\mathbf{H}}_i \mathbf{F}_{BBi} \mathbf{F}_{BBi}^H \tilde{\mathbf{H}}_i^H \mathbf{M}_i + \sigma^2 \mathbf{M}_k^H \mathbf{W}_k^H \mathbf{W}_k \mathbf{M}_k$ , 表示干扰和噪声的协方差矩阵。

## 2.2. 信道模型

为了体现毫米波信道稀疏散射体的特性, 通常采用 S-V (Saleh Valenzuela)模型。假设第  $k$  个用户的散射簇数为  $L$ , 每一簇只有一条路径, 则基站到第  $k$  个用户之间的信道矩阵  $\mathbf{H}_k$  为[9] [10]

$$\mathbf{H}_k = \sqrt{\frac{N_t N_r}{L}} \sum_{l=1}^L \alpha_l \mathbf{a}_r^k(\theta_{r,l}^k) \mathbf{a}_t^k(\theta_{t,l}^k)^H \quad (6)$$

其中,  $\alpha_l$  代表第  $l$  条路径的复增益,  $\mathbf{a}_t^k(\theta_{t,l}^k)$  和  $\mathbf{a}_r^k(\theta_{r,l}^k)$  分别表示基站和用户终端的天线阵列响应向量,  $\theta_{t,l}^k$  与  $\theta_{r,l}^k$  分别代表第  $k$  个用户第  $l$  条路径的离开角与到达角。本文考虑采用均匀线性阵列(uniform linear array, ULA), 因此  $\mathbf{a}_t^k(\theta_{t,l}^k)$  和  $\mathbf{a}_r^k(\theta_{r,l}^k)$  可进一步分别表示为

$$\mathbf{a}_t^k(\theta_{t,l}^k) = \frac{1}{\sqrt{N_t}} \left[ 1, e^{j \frac{2\pi}{\lambda} d_t \sin(\theta_{t,l}^k)}, \dots, e^{j(N-1) \frac{2\pi}{\lambda} d_t \sin(\theta_{t,l}^k)} \right]^T \quad (7)$$

$$\mathbf{a}_r^k(\theta_{r,l}^k) = \frac{1}{\sqrt{N_r}} \left[ 1, e^{j \frac{2\pi}{\lambda} d_r \sin(\theta_{r,l}^k)}, \dots, e^{j(N-1) \frac{2\pi}{\lambda} d_r \sin(\theta_{r,l}^k)} \right]^T \quad (8)$$

其中,  $d_t$  和  $d_r$  代表发送与接收端处天线之间的间距,  $\lambda$  代表信号波长。

## 3. 混合预编码方案

### 3.1. 迭代模拟预编码方案

本部分只以单波束情况为例展开讨论, 至于多波束情况分析类似, 详细分析参见文献[11]。

记  $\sigma_l = \sqrt{\frac{N_t N_r}{L}} \alpha_l$ , 则(6)式可以写成如下的形式

$$\mathbf{H}_k = \sigma_1 \mathbf{a}_r^k(\theta_{r,1}^k) \mathbf{a}_t^k(\theta_{t,1}^k)^H + \sigma_2 \mathbf{a}_r^k(\theta_{r,2}^k) \mathbf{a}_t^k(\theta_{t,2}^k)^H + \dots + \sigma_L \mathbf{a}_r^k(\theta_{r,L}^k) \mathbf{a}_t^k(\theta_{t,L}^k)^H \quad (9)$$

由毫米波不同路径的近似正交性可得[8]

$$\mathbf{H}_k \mathbf{H}_k^H = \sigma_1^2 \mathbf{a}_r^k(\theta_{r,1}^k) \mathbf{a}_r^k(\theta_{r,1}^k)^H + \sigma_2^2 \mathbf{a}_r^k(\theta_{r,2}^k) \mathbf{a}_r^k(\theta_{r,2}^k)^H + \dots + \sigma_L^2 \mathbf{a}_r^k(\theta_{r,L}^k) \mathbf{a}_r^k(\theta_{r,L}^k)^H \quad (10)$$

$$\mathbf{H}_k^H \mathbf{H}_k = \sigma_1^2 \mathbf{a}_t^k(\theta_{t,1}^k) \mathbf{a}_t^k(\theta_{t,1}^k)^H + \sigma_2^2 \mathbf{a}_t^k(\theta_{t,2}^k) \mathbf{a}_t^k(\theta_{t,2}^k)^H + \dots + \sigma_L^2 \mathbf{a}_t^k(\theta_{t,L}^k) \mathbf{a}_t^k(\theta_{t,L}^k)^H \quad (11)$$

经过这样  $m$  个对连乘处理后, 可以有如下形式的矩阵

$$\mathbf{H}_k^{2m} = \sigma_1^{2m} \mathbf{a}_r^k(\theta_{r,1}^k) \mathbf{a}_t^k(\theta_{t,1}^k)^H + \sigma_2^{2m} \mathbf{a}_r^k(\theta_{r,2}^k) \mathbf{a}_t^k(\theta_{t,2}^k)^H + \dots + \sigma_L^{2m} \mathbf{a}_r^k(\theta_{r,L}^k) \mathbf{a}_t^k(\theta_{t,L}^k)^H \quad (12)$$

没有失去一般性, 可以假设第一条路径有最大的路径增益, 且有  $\alpha_1 > \alpha_2 > \dots > \alpha_L$  成立。这样随着  $m$  的增大,  $\frac{\sigma_1^{2m}}{\sigma_i^{2m}}$  逐渐趋近于 0, 从而  $\sigma_1^{2m} \mathbf{a}_r^k(\theta_{r,1}^k) \mathbf{a}_t^k(\theta_{t,1}^k)^H$  成为(12)中主导项。因此从(12)式可得渐近结果如下

$$\lim_{m \rightarrow \infty} \mathbf{H}_k^{2m} = \sigma_1^{2m} \mathbf{a}_r^k(\theta_{r,1}^k) \mathbf{a}_t^k(\theta_{t,1}^k)^H \quad (13)$$

基于上述讨论可形成一个迭代波束成形算法, 如图 2 所示。具体迭代过程如下:

假设基站端第  $k$  个用户的初始发射向量为  $\mathbf{F}_{RF}^{(k)}$ , 其表示模拟预编码矩阵  $\mathbf{F}_{RF}$  的第  $k$  列。此时, 第  $k$  个用户的接收信号就为  $\mathbf{R}_k = \mathbf{H}_k \mathbf{F}_{RF}^{(k)} + \mathbf{n}_k$ 。经过提取接收信号的相位信息, 第  $k$  个用户的天线阵列加权矢量就可以表示为  $\mathbf{W}_k = \frac{1}{\sqrt{N_r}} e^{j\text{angle}(\mathbf{R}_k)}$ , 这里  $\text{angle}(\mathbf{x})$  代表向量  $\mathbf{x}$  的相位信息。然后由第  $k$  个用户发送  $\mathbf{W}_k$  给基站, 则基站接收到的信号表示为  $\mathbf{T} = \mathbf{H}_k^H \mathbf{W}_k + \mathbf{n}_k$ , 那么天线阵列预编码向量为更新为  $\mathbf{F}_{RF}^{(k)} = \frac{1}{\sqrt{N_t}} e^{j\text{angle}(\mathbf{T})}$ 。

多次反复经过这样迭代后, 基站端的第  $k$  列预编码向量  $\mathbf{F}_{RF}^{(k)}$  和第  $k$  个用户的加权向量  $\mathbf{W}_k$  就会收敛稳定。此时停止迭代。

仿真实验表明, 上述迭代过程收敛很快, 一般只需要 3 或 4 次迭代[8] [11]。

### 3.2. 两个数字预编码方案

获得了模拟预编码之后, 就可根据等效信道矩阵来设计数字预编码方案。考虑到多用户系统中存在着不同用户之间的干扰, 在数字部分可以采用 BD 方法来消除干扰。但是当处于小信噪比时, 接收信噪比占主导作用, BD 属于一种次优化方案。此时可考虑采用简单有效的 MRT 预编码方法。

#### 3.2.1. 块对角化方案

为了消除用户之间的干扰, 要求第  $k$  个用户的预编码矩阵  $\mathbf{F}_{BBi}$  位于其他用户信道的零空间上, 即  $\tilde{\mathbf{H}}_k \mathbf{F}_{BBi} = \mathbf{0}, k \neq i$ 。现构建除了第  $k$  个用户信道向量外包含其他所有用户信道向量的矩阵如下[5]

$$\bar{\mathbf{H}}_k = [\tilde{\mathbf{H}}_1^T, \dots, \tilde{\mathbf{H}}_{k-1}^T, \tilde{\mathbf{H}}_{k+1}^T, \dots, \tilde{\mathbf{H}}_K^T]^T \quad (14)$$

由上式可以得出,  $\mathbf{F}_{BBk}$  必须落在  $\bar{\mathbf{H}}_k$  的零空间中。注意  $\bar{\mathbf{H}}_k$  的秩  $r_k \leq (K-1)L_r$ , 对  $\bar{\mathbf{H}}_k$  进行奇异值分解有

$$\bar{\mathbf{H}}_k = \bar{\mathbf{U}}_k \bar{\Sigma}_k [\bar{\mathbf{V}}_k^{((K-1)L_r)}, \bar{\mathbf{V}}_k^{(L_r)}]^H \quad (15)$$

其中,  $\bar{\mathbf{V}}_k^{((K-1)L_r)}$  和  $\bar{\mathbf{V}}_k^{(L_r)}$  分别是由非零奇异值和零奇异值对应的右奇异向量组成, 即  $\bar{\mathbf{V}}_k^{(L_r)}$  为  $\bar{\mathbf{H}}_k$  的零空间正交基。将  $\bar{\mathbf{H}}_k$  和  $\bar{\mathbf{V}}_k^{(L_r)}$  相乘, 可以得到下面的关系式[12]

$$\begin{aligned} \bar{\mathbf{H}}_k \bar{\mathbf{V}}_k^{(L_r)} &= \bar{\mathbf{U}}_k \begin{bmatrix} \bar{\Sigma}_k^{((K-1)L_r)} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} (\bar{\mathbf{V}}_k^{((K-1)L_r)})^H \\ (\bar{\mathbf{V}}_k^{(L_r)})^H \end{bmatrix} \bar{\mathbf{V}}_k^{(L_r)} \\ &= \bar{\mathbf{U}}_k \bar{\Sigma}_k^{((K-1)L_r)} (\bar{\mathbf{V}}_k^{((K-1)L_r)})^H \bar{\mathbf{V}}_k^{(L_r)} \\ &= \bar{\mathbf{U}}_k \bar{\Sigma}_k^{((K-1)L_r)} \mathbf{0} = \mathbf{0} \end{aligned} \quad (16)$$

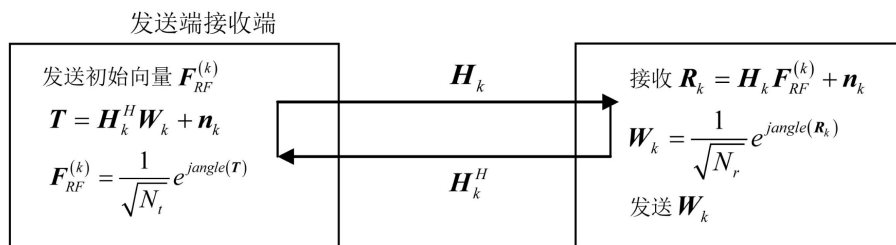


Figure 2. Iterative processing for analog precoding  
图 2. 模拟预编码迭代过程

从(16)式中可以看出 $\bar{\mathbf{V}}_k^{(L_r)}$ 是 $\bar{\mathbf{H}}_k$ 的零空间。也就是说将一个信号以 $\bar{\mathbf{V}}_k^{(L_r)}$ 方向发送,第 $k$ 个用户之外的其他用户根本接收不到该信号。由以上可得[5]

$$\tilde{\mathbf{H}}_i \bar{\mathbf{V}}_k^{L_r} = \begin{cases} \mathbf{0}, & i \neq k \\ \tilde{\mathbf{H}}_k \bar{\mathbf{V}}_k^{L_r}, & i = k \end{cases} \quad (17)$$

这样经过块对角化后第 $k$ 个用户的数字基带预编码可取为 $\mathbf{F}_{BBk} = \bar{\mathbf{V}}_k^{L_r}$ ,进而整个数字预编码矩阵为

$$\mathbf{F}_{BB} = [\bar{\mathbf{V}}_1^{(L_r)}, \dots, \bar{\mathbf{V}}_K^{(L_r)}] \quad (18)$$

### 3.2.2. 最大比传输方案

在多用户系统中使用块对角化预编码方案,虽然能消除用户之间的干扰,但是对于系统容量来说是一种次优化方案。因此在基带预编码分析中考虑引进MRT方案。MRT在已知CSI时计算复杂度很低,而且可以根据信道信息分配权重,信噪比大的支路上分配的权重重大,反之信噪比小的支路上分配的支路小,因此在受信噪比影响较大的小信噪比环境下可以发挥其作用。MRT的预编码矩阵 $\mathbf{F}_{BBk}$ 满足下式[10]:

$$\mathbf{F}_{BBk} = \tilde{\mathbf{H}}_k^H \quad (19)$$

将(18)式和(19)式分别代入(5)式就可求得这两个方案下的频谱效率。

## 4. 系统性能仿真及分析

下面根据(5)式,基于文中所提到的迭代算法,对BD与MRT两个基带预编码方案进行频谱效率性能对比。特别在不同的信噪比、天线数、用户数条件下进行仿真分析。

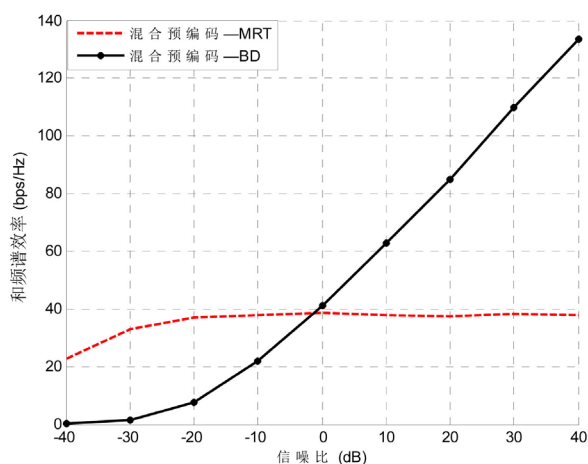
仿真系统模型如下:毫米波频段 $f = 60$  GHz,发射端天线数 $N_t = 256$ ,RF链路 $L_r = 8$ ,用户数 $K = 8$ ,每个用户接收天线 $N_r = 16$ ,每个用户的RF链路 $L_r = 1$ ,即每个用户只有一个数据流[13]。

仿真信道模型如下:路径数 $L = 3$ ,发射角 $\theta_t^k \in [0, 2\pi]$ ,接收角 $\theta_r^k \in [0, 2\pi]$ ,均服从均匀分布,路径复增益 $\alpha_l^k$ 服从(0,1)复高斯分布。

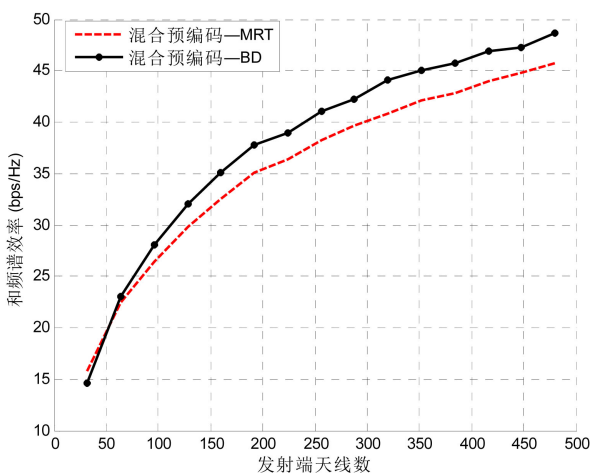
图3绘出了两个基带预编码方法在不同信噪比下所对应的频谱效率曲线。由此图可以看出,MRT随着信噪比的增加,系统的总频谱速率最终会趋于一个定值;而BD预编码会随着信噪比的增加,系统总频谱速率会不断地增加没有上限。然而当处于小信噪比( $SNR \leq 0$  dB)情况下,MRT要优于BD的性能。不过当 $SNR > 0$  dB时,图中显示BD方法开始优于MRT预编码方案。出现这一现象的原因是MRT是接收信噪比最大化的预编码方案,这在小信噪比下表现尤为显著,但是随着接收信噪比的不断增加MRT逐渐失去这一优势。

图4在信噪比为0 dB的情况下比较了两种数字预编码方案在不同发射端天线数下的频谱效率。从图4可以看出,随着发射端天线数的增加,两种方案的总频谱速率都一直增加,没有上限。这也说明了随着天线数的增加,在没有功率缩减的情况下,系统的可达速率会一直增加下去。这充分体现了增加系统天线数量会大幅度的提高系统性能。但是两种预编码方案随着天线数增多性能增加的幅度越来越小,为了节约系统安装成本需要取适中的发射端天线数。

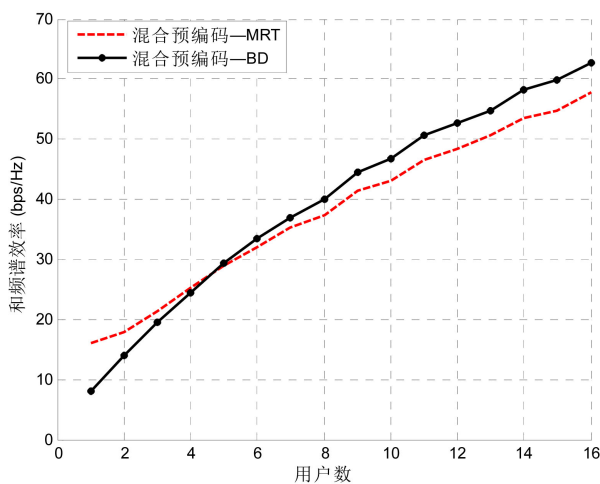
图5是在信噪比为0 dB,发射端天线为256时BD预编码与MRT预编码方案随着用户数不同的性能对比。从图中可以看到,随着用户数变化系统的总频谱效率随之增大。当 $K < 4$ 时,MRT优于BD,当 $K > 4$ 时反而BD优于MRT,并且随着用户数越来越多两者的差距也越来越大。这是因为 $K$ 比较小时用户之间干扰不是很明显,随着用户数不断增加BD可以消除用户之间干扰的特性得以体现。



**Figure 3.** Comparison of the spectral efficiency between MRT and BD for different SNRs  
**图 3.** MRT 与 BD 在不同信噪比下的频谱效率对比



**Figure 4.** Comparison of the spectral efficiency between MRT and BD for different number of antennas  
**图 4.** MRT 与 BD 在不同发射端天线下的频谱效率对比



**Figure 5.** Comparison of the spectral efficiency between MRT and BD for different number of users  
**图 5.** MRT 与 BD 在不同用户数下的频谱效率对比

## 5. 结束语

毫米波大规模 MIMO 系统应用混合预编码方法可以节省系统的安装费用、减小系统的复杂度。为此本文探讨了混合预编码。对于模拟预编码部分, 分析了一种迭代预编码算法。该算法能利用不同路径之间近似正交性, 通过迭代处理就可得到渐近最优的发射端模拟预编码矩阵以及相应接收端的模拟合并矩阵。在数字预编码部分, 考虑了 MRT 与 BD 两种线性预编码方法, 并对这两种方法在不同信噪比、不同发射端天线数、不同用户数下进行了仿真性能对比。仿真结果表明, 与 BD 预编码方案相比, MRT 预编码更适用于低信噪比, 用户数少的场景。

最后值得一提的是, 上述迭代算法的复杂度随着传输路径数的增多而增多, 从而进一步增加了系统处理复杂度, 因此, 寻找一种复杂度小而性能好的模拟预编码方案值得以后进一步研究。

## 基金项目

国家自然科学基金项目资助(61301228); 高等学校博士学科点专项科研基金项目资助(20132125110006); 中央高校基本科研业务费专项资金项目资助(3132016347)。

## 参考文献 (References)

- [1] Kuttu, S. and Sen, D. (2016) Beamforming for Millimeter Wave Communications: An Inclusive Survey. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, **18**, 949-973. <https://doi.org/10.1109/COMST.2015.2504600>
- [2] Bogale, T.E. and Le, L.B. (2016) Massive MIMO and mmWave for 5G Wireless HetNet: Potential Benefits and Challenges. *IEEE Vehicular Technology Magazine*, **11**, 64-75. <https://doi.org/10.1109/MVT.2015.2496240>
- [3] Erez, U., Shamai, S. and Zamir, R. (2005) Capacity and Lattice Strategies for Canceling Known Interference. *IEEE Transactions on Information Theory*, **51**, 3820-3833. <https://doi.org/10.1109/TIT.2005.856935>
- [4] Ngo, H.Q., Larsson, E.G. and Marzetta, T.L. (2013) Energy and Spectral Efficiency of Very Large Multiuser MIMO Systems. *IEEE Transactions on Communications*, **61**, 1436-1449. <https://doi.org/10.1109/TCOMM.2013.020413.110848>
- [5] Ni, W. and Dong, X. (2016) Hybrid Block Diagonalization for Massive Multiuser MIMO Systems. *IEEE Transactions on Communications*, **64**, 201-211. <https://doi.org/10.1109/TCOMM.2015.2502954>
- [6] Liang, L., Xu, W. and Dong, X. (2014) Low-Complexity Hybrid Precoding in Massive Multiuser MIMO Systems. *IEEE Wireless Communications Letters*, **3**, 653-656. <https://doi.org/10.1109/LWC.2014.2363831>
- [7] Liu, A. and Lau, V. (2014) Phase Only RF Precoding for Massive MIMO Systems With Limited RF Chains. *IEEE Transactions on Signal Processing*, **62**, 4505-4515. <https://doi.org/10.1109/TSP.2014.2337840>
- [8] 唐俊林, 岳光荣, 曾媛, 李少谦, 李强. 毫米波相控阵的一种迭代波束成形方法[J]. 西安电子科技大学学报, 2017(6): 133-139.
- [9] Raghavan, V. and Sayeed, A.M. (2011) Sublinear Capacity Scaling Laws for Sparse MIMO Channels. *IEEE Transactions on Information Theory*, **57**, 345-364. <https://doi.org/10.1109/TIT.2010.2090255>
- [10] Alkhateeb, A., El Ayach, O., Leus, G. and Heath, R.W. (2014) Channel Estimation and Hybrid Precoding for Millimeter Wave Cellular Systems. *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, **8**, 831-846. <https://doi.org/10.1109/JSTSP.2014.2334278>
- [11] Yong, S.K., Xia, P. and Valdes-Garcia, A. (2011) 60 GHz Technology for GBPS WLAN and WPAN. John Wiley & Sons Ltd., New York.
- [12] Cho, Y.S., Kim, J., Yang, W.Y., Kang, C.G., 主编. MIMO-OFDM 无线通信技术及 MATLAB 实现[M]. 孙锴, 黄威, 译. 北京: 电子工业出版社, 2013: 353-355.
- [13] 谢斌, 谢舒闽, 刘述睿. 基于毫米波大规模 MIMO 的混合 RZF 预编码算法[J]. 电信科学, 2017, 33(3): 29-35.



**期刊投稿者将享受如下服务：**

1. 投稿前咨询服务 (QQ、微信、邮箱皆可)
2. 为您匹配最合适的期刊
3. 24 小时以内解答您的所有疑问
4. 友好的在线投稿界面
5. 专业的同行评审
6. 知网检索
7. 全网络覆盖式推广您的研究

投稿请点击：<http://www.hanspub.org/Submission.aspx>

期刊邮箱：[ja@hanspub.org](mailto:ja@hanspub.org)