

# 基于波束选择的毫米波 Massive MIMO 预编码算法研究

彭章友 王淼 李林霄 刘洋 刘琦 王春娜

(上海大学 特种光纤与光接入网省部级共建教育部重点实验室 上海 200072)

**摘要:** 毫米波和 Massive MIMO 作为下一代移动通信中的关键技术,成为国内外通信领域研究的热点。在楼群密集的城市环境下,基于毫米波的传播特性,构建了城市环境下的毫米波多用户 Massive MIMO 系统模型,并针对大规模 MIMO 系统中,消除用户间干扰所用预编码矩阵维度高、系统复杂的特点,依据波束空间信道矩阵的稀疏特性,提出了一种基于波束选择的低维度预编码算法,对无共用波束的用户进行功率分配,对有共用波束、产生干扰的用户进行预编码。仿真结果表明,本文提出的方法在降低系统复杂度的同时又能保证较好的系统性能。所提出的系统模型和低维预编码算法具有较强的理论价值和实践意义,可以为系统后续算法研究以及软硬件设计提供参考。

**关键词:** 毫米波;大规模 MIMO;系统建模;低维度预编码

**中图分类号:** TN92 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.5015

## Research about a low dimensional beamspace precoder method in mm-w Massive MU-MIMO systems

Peng Zhangyou Wang Miao Li Linxiao Liu Yang Liu Qi Wang Chunna

(Key Laboratory of Specialty Fiber Optics and Optical Access Networks, Shanghai University, Shanghai 200072, China)

**Abstract:** With the continuous development of research work on next generation wireless communication, millimeter wave (mm-wave) and Massive MIMO technology has become the focus topics both at home and abroad. In this paper, we choose dense urban environments as our research background, according to the main line-of-sight (LOS) propagation and the excellent reflection performance in millimeter wave multiuser Massive MIMO systems, we construct a simplified system model. Based on the sparsity of the beamspace channel matrix, we choose several beams that capture the channel's main energy to approximate the original high-dimensional channel, and propose a low-dimensional beamspace precoder method. The simulation results demonstrate that the reduced-complexity precoder can also achieve considerable system sum rates. The construction of the system model and the optimization of precoder methods have strong theory value and practical significance, can provide a reference for hardware and software design and subsequent algorithm research.

**Keywords:** millimeter-wave; Massive MIMO; system model construction; low-dimensional precoder

## 1 引言

随着各种智能终端的兴起,传统数据业务也向高清视频、手机电视等多媒体业务转变,移动数据业务量呈现爆炸式增长的态势,据思科的一项报告显示,预计到2020年,无线数据传输量将增长1 000倍<sup>[1]</sup>。由此可见,这对未来移动宽带通信系统(即第5代移动通信,5G)的网络容量提出

了更高的要求。由于当今通信服务主要集中在700 MHz~2.6 GHz的低频段<sup>[2]</sup>,频谱资源紧张对移动服务供应商提出了前所未有的挑战。大规模MIMO(Massive MIMO)技术通过在基站侧配置数量非常大(通常几十到几百根)的天线(图1),深度挖掘空间维度资源,提高系统容量;毫米波(millimeter wave, mm-wave)传输通过提高载波频率(30~300 GHz),开拓丰富的未充分利用的毫米波频段资源,缓

解频谱资源带来的压力,成为下一代移动通信中的关键技术<sup>[3-4]</sup>。

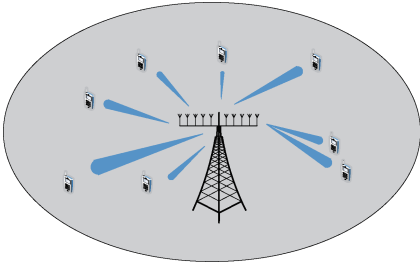


图 1 单小区毫米波 Massive MIMO 系统

毫米波系统中,由于载频高,高指向性的窄波束可以减少干扰,增强了系统的可靠性;由于本身波长短的特性,基站端在给定阵列尺寸的情况下可以配置更多根天线<sup>[5]</sup>,较高的天线增益提升了系统的功率效率。然而,由于基站侧天线数目众多,信号空间维度高,使得收发器在处理信号过程中面临着复杂度高的挑战<sup>[6]</sup>。文献[7]采用天线选择的方法来减小系统复杂度,但是实际系统中涉及收发两端反馈,且射频开关实现困难,传输衰减大,系统性能下降。文献[8]相比于占用空间大的线性阵列,取用空间占有较小的面型阵列来增大天线间间隔,但是系统性能也明显下降。文献[9]中, Akbar Sayeed 和 John Brady 发现了 LOS 波束空间信道矩阵的稀疏性,采用了一种低维传输方案,降低系统复杂度同时,减少了用户间干扰,确保了系统的高速率传输。

针对这个问题,本文首先从毫米波系统中主要存在的稀疏多径传输入手,以楼群密集的城市环境为背景,从理论上简化构建较为真实的毫米波 Massive MIMO 系统传输模型,并提出一种低维度的波束选择预编码方法,在减少系统复杂度的同时,保证系统性能,结合 MF/ZF/MMSE 3 种不同预编码方法,对比分析其对毫米波 Massive MIMO 系统容量的影响。

## 2 系统模型

本文以建筑物密集的城市环境为研究背景,在平坦衰落系统中,基站侧配置有  $m$  根发射天线的均匀线性阵列,在同一时频资源上同时服务于  $K$  个单天线的移动终端。那么,该系统下行链路中第  $k$  个移动终端的接收信号模型可表示为:

$$\mathbf{y}_k = \mathbf{h}_k \mathbf{x} + \mathbf{n}_k \quad (1)$$

式中:  $\mathbf{y}_k$  为用户端接收信号,  $\mathbf{x} = [\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2, \dots, \mathbf{x}_m]^T$  为基站端  $m \times 1$  维发射信号,  $\mathbf{h}_k$  为  $1 \times m$  维的信道传输矢量,  $\mathbf{n}_k \sim CN(0, \delta^2)$  为信道加性高斯白噪声。组合所有接收端的  $K \times 1$  维接收矢量  $\mathbf{y} = [\mathbf{y}_1, \mathbf{y}_2, \dots, \mathbf{y}_K]^T$ , 则该系统的下行链路信号模型可表示为:

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n}, \mathbf{H} = [\mathbf{h}_1^H, \mathbf{h}_2^H, \dots, \mathbf{h}_K^H]^H \quad (2)$$

式中:  $\mathbf{H}$  为  $K \times m$  维的系统信道传输矩阵,  $\mathbf{n} \sim CN(0, \delta^2 I)$  为信道加性噪声。 $\mathbf{H}$  准确反应了多用户 Massive MIMO 链路的信道特性。在本文中,主要为发送信号设计一个线性预编码矩阵  $\mathbf{W}$ 。  $\mathbf{x} = \mathbf{W}\mathbf{s} = \sum_{i=1}^K \mathbf{w}_i s_i$ , 其中,  $\mathbf{s}$  为对于不同终端的  $K \times 1$  维独立信号矢量,则整个系统方程可写为:

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{W}\mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (3)$$

式中:  $E[\|\mathbf{x}\|^2] = \text{tr}(\mathbf{W}\mathbf{\Lambda}_s\mathbf{W}^H) \leq \rho$ , 控制总发射信号功率为  $\rho$ ,  $\mathbf{\Lambda}_s = E[\mathbf{s}\mathbf{s}^H]$  表示信号  $\mathbf{s}$  的对角相关矩阵。

## 3 信道建模及波束选择系统分析

国内外大量实验<sup>[10-12]</sup>表明,由于毫米波的近光特性和高指向性增益,穿透损耗严重,绕射能力差,反射性能较好。根据文献[13]实测城市环境中影响信道参数的统计因素,可以看出视距(LOS)传输为主要传输方式,并带有主要的稀疏多径分量,所以假设对于所有移动端都存在视距路径,建立系统模型如图 2 所示。

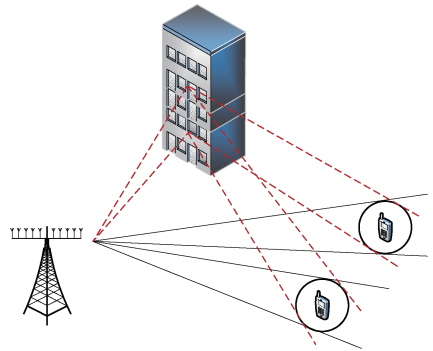


图 2 带有单跳多径分量的 Massive MIMO 系统模型

下行链路中,第  $k$  个用户的空间多径信道模型可表示为:

$$\mathbf{h}_k = \beta_{k,0} \mathbf{a}_n(\theta_{k,0}) + \sum_{i=1}^{N_p} \beta_{k,i} \mathbf{a}_n(\theta_{k,i}) \quad (4)$$

其中,  $\{\theta_{k,i}\}$  为经过第  $i$  ( $i = 1, 2, \dots, N_p$ ) 个簇、到达第  $k$  个用户的出发角,  $\beta_{k,0}$  和  $\beta_{k,i}$  分别表示视距路径、非视距路径的路径损耗,一般地,多径分量幅值  $|\beta_{k,i}|$  比视距分量幅值  $|\beta_{k,0}|$  低 5~10 dB<sup>[13]</sup>。在本文中,根据文献[12]实测城市环境中主要存在单簇的情况,考虑单跳多径分量,简化构建系统信道模型为:

$$\mathbf{h}_k = \beta_{k,0} \mathbf{a}(\theta_{k,0}) + \beta_{k,1} \mathbf{a}(\theta_{k,1}) \quad (5)$$

$\mathbf{a}(\theta)$  代表均匀天线阵列的导向矢量,均匀天线阵列如图 3 所示。

如图 3 所示,均匀天线阵列由  $m$  根天线组成,相邻 2 根天线之间间距为  $d$ ,取  $d = \frac{\lambda}{2}$ ,  $\lambda$  为毫米波波长。以最左侧的天线阵元为参考阵元,出发角  $\theta$  为信号与轴的

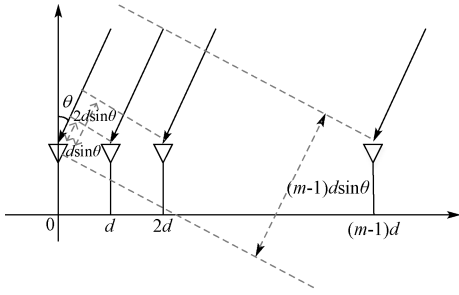


图 3 均匀线阵(ULA)

夹角。由几何知识可得第 2 根天线的信号相对于参考天线的信号相对时延为  $\tau_1 = \frac{d \sin \theta}{c}$ ，其中  $c$  为光速。由上式得出：

$$\varphi(\tau_1) = e^{-j\omega\tau_1} = e^{-j\omega d \sin \theta / c}, \text{ 将 } \omega = 2\pi f = 2\pi \frac{c}{\lambda}$$

( $f$  为载波频率) 代入上式, 有:

$$\varphi(\tau_1) = e^{-j2\pi(c/\lambda)(d \sin \theta / c)} = e^{-j2\pi d \sin \theta / \lambda} \quad (6)$$

以此类推, 第  $m$  个天线阵元接收到的信号相对于参考阵元有  $\varphi(\tau_m) = e^{-j2\pi(m-1)d \sin \theta / \lambda}$ , 则均匀天线阵列导向矢量

$$\mathbf{a}(\theta) = \frac{1}{\sqrt{m}} (1 e^{-j2\pi d \sin \theta / \lambda} e^{-j2\pi 2d \sin \theta / \lambda} \dots e^{-j2\pi(m-1)d \sin \theta / \lambda}) \quad (7)$$

### 3.1 波束空间系统模型

在 Massive MIMO 系统中, 通过发射端的固定波束赋形, 由式(2)可得波束空间信道矩阵。波束赋形矩阵  $\mathbf{U}$  的列是与  $m$  个固定空间角度有关的导向矢量, 且统一间隔为  $\Delta\theta_0 = \frac{1}{m}$  [14], 则  $\mathbf{U}$  可记为:

$$\mathbf{U} = (\mathbf{a}_m^H(i\Delta\theta_0))_{i=L(m)} =$$

$$(\mathbf{a}_m^H(0) \quad \mathbf{a}_m^H(\Delta\theta_0) \quad \mathbf{a}_m^H(2\Delta\theta_0) \dots \mathbf{a}_m^H((m-1)\Delta\theta_0)) =$$

$$\frac{1}{\sqrt{m}} \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & e^{-j2\pi(1/m)} & e^{-j2\pi(2/m)} & \dots & e^{-j2\pi(m-1/m)} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 1 & e^{-j2\pi(m-1/m)} & e^{-j2\pi(2(m-1)/m)} & \dots & e^{-j2\pi(m-1/m)(m-1)} \end{pmatrix} \quad (8)$$

波束赋形矩阵  $\mathbf{U}$  表示覆盖整个空间区域 ( $-\pi/2 \leq \phi \leq \pi/2$ ) 的  $m$  维正交波束, 且满足  $\mathbf{U}^H \mathbf{U} = \mathbf{U} \mathbf{U}^H = \mathbf{I}$ , 因此形成了  $m$  维信号空间。

将信道矢量  $\mathbf{h}_i$  转换为波束空间信道矢量  $\tilde{\mathbf{h}}_i$ ,  $\tilde{\mathbf{h}}_i = \mathbf{h}_i \times \mathbf{U}$ ,  $\tilde{\mathbf{h}}_i \in \mathbb{C}^{1 \times m}$  包含了  $\mathbf{h}_i$  的所有信息, 反应了在这些波束上的信道能量分布, 可用于估计整个信道。则波束空间信道矩阵可记为  $\tilde{\mathbf{H}} = [\tilde{\mathbf{h}}_1^H, \tilde{\mathbf{h}}_2^H, \dots, \tilde{\mathbf{h}}_K^H]^H$ , 此时, 波束空间系统表达式可表示为:

$$\mathbf{y} = \tilde{\mathbf{H}} \tilde{\mathbf{W}} \tilde{\mathbf{s}} + \mathbf{n} \quad (9)$$

$\tilde{\mathbf{s}} = \mathbf{s}$  代表波束空间的符号矢量,  $\tilde{\mathbf{W}}$  为波束空间信道的预编码矩阵, 则  $\tilde{\mathbf{x}} = \tilde{\mathbf{W}} \tilde{\mathbf{s}}$  表示为经波束空间预编码后的发送信号矢量。

### 3.2 波束选择系统模型

波束空间信道矩阵  $\tilde{\mathbf{H}}$  反应了波束上的能量分布。如图 4 所示, 第  $k$  行表示到达第  $k$  个移动终端的信道, 浅色方块代表了能量主要集中的波束(视距链路、非视距链路), 下方深色方块代表了在信号传输中使用的总的波束。可以根据波束空间信道的稀疏性特点, 设计一种新的波束选择方法, 减少波束空间预编码复杂度的同时, 使系统也接近最优性能。

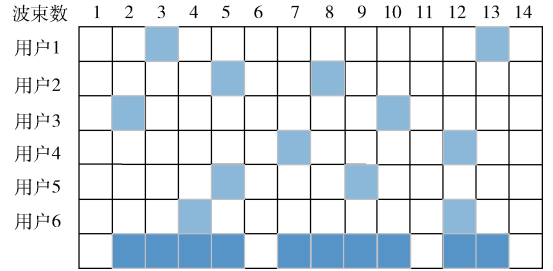


图 4 稀疏波束空间

波束空间信道矢量  $\tilde{\mathbf{h}}_i$  的平方  $|\tilde{\mathbf{h}}_i|^2$  反应了信道在波束空间的能量分布, 很容易看出波束空间信道稀疏性的特点, 也就是说信道能量主要集中在一些波束上, 可以利用这些波束来估计整个信道, 减少信道矢量的维度。

首先, 对  $|\tilde{\mathbf{h}}_i|^2$  进行降序排列, 找出其中最大的  $(N_b + 1) = N_b$  个值来估计整个信道(本文根据视距链路和单跳非视距链路, 取  $N_b$  的值为 2)。假设  $N_b$  个元素的索引值为  $\{i_1, i_2, \dots, i_{N_b}\}$ , 那么近似的波束空间信道矢量可写为:

$$\tilde{\mathbf{h}}_i^b = \tilde{\mathbf{h}}_i \cdot \mathbf{B}_i \quad (10)$$

$\mathbf{B}_i \in R^{m \times N_b}$  为波束选择矩阵, 定义为:

$$\mathbf{B}_i = [\mathbf{e}_m^{(i_1)}, \mathbf{e}_m^{(i_2)}, \dots, \mathbf{e}_m^{(i_{N_b})}]$$

$$\mathbf{e}_m^{(j)} = \underbrace{[0, \dots, 0, 1, 0, \dots, 0]^T}_{j-1} \quad \underbrace{\phantom{[0, \dots, 0, 1, 0, \dots, 0]^T}}_{m-j} \quad (11)$$

文献[8]取  $\mathbf{B} = \bigcup_{i=1,2,\dots,K} \mathbf{B}_i$ , 这一波束选择矩阵相当于选取波束空间信道矩阵  $\tilde{\mathbf{H}}$  的所有  $\mathbf{B}$  列对用户进行信号传输, 来降低系统维度, 选择波束如图 4 深色方块所示。

此时, 低维系统方程可写为:

$$\mathbf{y} = \tilde{\mathbf{H}}_b \tilde{\mathbf{W}}_b \tilde{\mathbf{s}} + \mathbf{n} \quad (12)$$

式中:  $\tilde{\mathbf{H}}_b = [\mathbf{H}_b(l, :)]_{l \in B}$  是与选择波束相对应的  $K \times B$  维波束空间信道矩阵,  $\tilde{\mathbf{W}}_b$  为相应预编码矩阵,  $B \leq m$ 。对于给定的波束空间信道矩阵  $\tilde{\mathbf{H}}_b$ , 多用户信道的功率  $P$  应满足:  $P = \text{tr}(\mathbf{H} \mathbf{H}^H) = \text{tr}(\mathbf{H}_b \mathbf{H}_b^H)$ 。

### 3.3 波束选择系统研究

由图 4 所示的稀疏波束空间信道能量集中示意图可以看出, 一些用户(如用户 1 和用户 3)能量主要集中于不同的波束, 由于波束之间的正交性, 相当于把原始的多用户传输分解成相互平行的单用户传输, 彼此之间不会产生相互

干扰,可直接利用这些正交波束进行功率分配后传输信号;而另一些用户(如用户 2 和用户 5、用户 4 和用户 6),由于传输中采用了相同的波束,彼此之间会产生干扰,则我们根据文献[8]中提出的方法,选取用户间所有能量集中的波束为这些用户服务,然后进行较低维度的预编码,消除用户间干扰。基于以上所述的通过判断用户之间有无共用波束并进行功率分配预编码的方法,示意新的波束选择如图 5 所示。

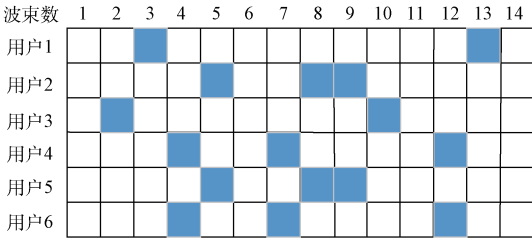


图 5 本文提出的波束选择

此时,系统方程可写为:

$$\mathbf{y} = \tilde{\mathbf{H}}_b^{\text{sel}} \tilde{\mathbf{W}}_b^{\text{sel}} \tilde{\mathbf{s}} + \mathbf{n} \quad (13)$$

式中:  $\tilde{\mathbf{H}}_b^{\text{sel}}$  为新选择的波束空间信道矩阵。当用户间无公用正交波束时,  $\tilde{\mathbf{H}}_b^{\text{sel}}$  取值为  $\tilde{\mathbf{H}}$ ,  $\tilde{\mathbf{W}}_b^{\text{sel}}$  为相应功率控制矩阵:

$$\tilde{\mathbf{W}}_b^{\text{sel}} = \text{diag}(\text{diag}(\tilde{\mathbf{H}}_b^{\text{sel}} \tilde{\mathbf{H}}_b^{\text{sel}H}), \Lambda(-1)) \quad (14)$$

当用户间有公用波束时,  $\tilde{\mathbf{H}}_b^{\text{sel}}$  取值为  $\tilde{\mathbf{H}}_b$ ,  $\tilde{\mathbf{W}}_b^{\text{sel}}$  为相应的波束选择预编码矩阵:

当采用匹配滤波(match filter, MF)预编码时:

$$\tilde{\mathbf{W}}_b^{\text{sel}} = \tilde{\mathbf{H}}_b^{\text{sel}H} \quad (15)$$

当采用迫零(zero-forcing, ZF)预编码时:

$$\tilde{\mathbf{W}}_b^{\text{sel}} = \tilde{\mathbf{H}}_b^{\text{sel}\dagger} = \tilde{\mathbf{H}}_b^{\text{sel}H} \cdot (\tilde{\mathbf{H}}_b^{\text{sel}} \cdot \tilde{\mathbf{H}}_b^{\text{sel}H})^{-1} \quad (16)$$

当采用最小均方误差(minimum mean square error, MMSE)预编码时:

$$\tilde{\mathbf{W}}_b^{\text{sel}} = \tilde{\mathbf{H}}_b^{\text{sel}H} \cdot (\tilde{\mathbf{H}}_b^{\text{sel}} \cdot \tilde{\mathbf{H}}_b^{\text{sel}H} + \frac{\delta_n^2}{P_f} \mathbf{I})^{-1} \quad (17)$$

式中:系统基站侧总发射功率为  $P_f$ , 噪声功率为  $\delta_n^2$ 。设多用户采用的公用波束总数为  $B^{\text{sel}}$ , 则系统复杂度由原始系统的  $O(m)$  下降到新波束选择后的  $O(B^{\text{sel}})$ 。

## 4 性能仿真与分析

本小节中,通过对比分析传统预编码和本文所提出的波束选择预编码计算信道容量来评估系统性能。首先,给出三种预编码方法通用容量公式;然后,基于降低维度的波束选择方法,利用低维度的  $\tilde{\mathbf{H}}_b^{\text{sel}}$  和  $\tilde{\mathbf{H}}_b$  代替高维度的原信道矩阵  $\mathbf{H}$ , 分析不同最小用户间间隔和系统用户数对毫米波多用户 Massive MIMO 系统容量性能的影响。

### 4.1 系统容量分析

第  $k$  个用户的接收信号表达式:

$$y_k = h_k \omega_k s_k + \sum_{i \neq k}^K h_k \omega_i s_i + n_k \quad (18)$$

根据上式,第  $k$  个用户的信噪比 SINR 为:

$$\text{SINR}_k = \frac{|h_k \omega_k|^2}{\sum_{i \neq k}^K |h_k \omega_i|^2 + \delta_n^2} \quad (19)$$

则毫米波 MU-MIMO 系统的遍历和速率为:

$$R_{\text{sum}} = \sum_{k=1}^K \log_2(1 + \text{SINR}_k) \quad (20)$$

### 4.2 仿真设置及结果分析

在系统仿真中,系统参数设置如表 1 所示,基站侧配置 128 根线性排列天线阵,同时为 20 个单天线用户提供服务。

表 1 系统参数设置

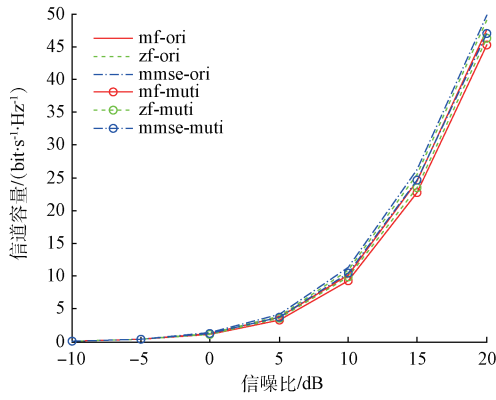
参数	取值
信噪比 $\rho$	-10~20 dB
发射天线数 $m$	128 根
接收天线数(用户数) $K$	20 个用户
用户间最小间隔 $\Delta\theta_{\text{min}}$	$\frac{1}{2} \Delta\theta_0$
发射天线间距 $d$	$\lambda/2$
预编码方法	MF/ZF/MMSE

首先对比分析传统预编码和多波束选择下 3 种预编码的系统容量随信噪比的变化,如图 6 所示。

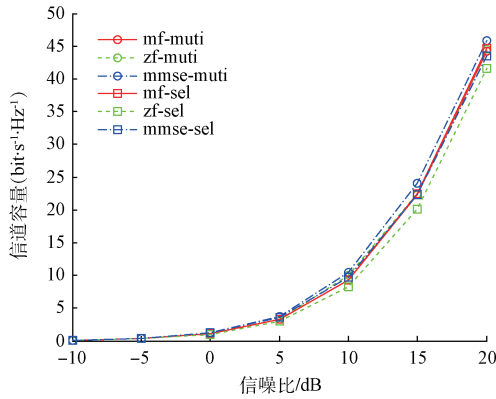
由图 6(a)可以看出,MMSE 预编码下的系统容量性能最好,然后依次为 ZF、MF。传统预编码和多波束选择下预编码在低信噪比的情况下,系统容量性能几乎相等;在高信噪比的情况下,系统性能稍有偏差,经多波束选择预编码的信道容量低 1~2 bps/Hz。所以,可以利用降低维度的多波束选择预编码方法,在降低系统计算复杂度的同时消除干扰,获得高频谱利用效率。

图 6(b)所示的是传统多波束选择以及本文提出的波束选择方法在 3 种不同预编码下的系统容量随信噪比的变化仿真图。可以看出,低信噪比时,3 种预编码系统容量性能几乎相等;高信噪比时,就本文所提的波束选择方法, MF 预编码时系统容量最高,系统性能最接近传统波束选择方法下的系统性能, MMSE、ZF 预编码系统容量性能效果略差一些。所以,在新的波束选择方法下采用 MF 预编码,在进一步降低系统复杂度、消除干扰的同时,可以获得最接近原始高维信道下的高频谱利用效率。

然后,将发射天线数  $m$  固定为 128 根,信噪比设定为 20 dB,其他设置不变,如表 2 所示,仿真分析单天线移动终端对毫米波 Massive MIMO 系统性能的影响。



(a)



(b)

图 6 波束选择下不同信噪比的容量图对比

表 2 系统参数设置

接收天线数(用户数) $K$	0~60
发射天线数 $m$	128 根
信噪比 $\rho$	20 dB
用户间最小间隔 $\Delta\theta_{\min}$	$\frac{1}{2} \Delta\theta_0$

设置单天线用户数在 0~60 之间变化,仿真结果如图 7 所示。对于原始信道,系统性能在 3 种不同预编码下相差不大,单位频带系统容量相差 2~3 bps/Hz,用户数小于 40 时,系统在 MMSE 预编码下性能稍好;用户数大于 40 时,系统利用 MF 预编码性能稍好。在新提出的波束选择方法中,采用 MF 预编码时性能最好,最接近于传统预编码时的系统容量性能。随着单天线用户数的增加(>40 时),MMSE、ZF 预编码下系统容量变化平稳。

这是由于在两径链路的系统中,可供选择的最大波束数  $p_{\max}$  可取值为  $\min(2K, m)$ , 所以整个毫米波 Massive MIMO 系统最大可同时服务的用户数  $K_{\max} = \frac{m}{2}$ 。当用户数过多时,系统同一时频资源下服务的用户

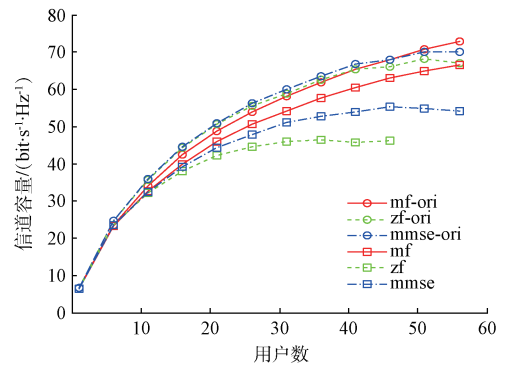


图 7 系统容量随用户数的变化曲线

数有限,系统容量保持恒定。随着天线数的快速增加,计算复杂度也成为不可忽视的问题,简单的 MF 预编码方法可以更好地应用于毫米波多用户 Massive MIMO 系统中。

通过分析固定用户间最小间隔  $\Delta\theta_{\min} = \frac{1}{2} \Delta\theta_0$  时,系统容量随单天线用户数的变化后,可以看出在如表 2 设置的系统下,可同时服务的最佳用户数为 40,那么进一步分析对比一下用户间最小间隔  $\Delta\theta_{\min}$  对系统容量的影响。两个不同用户间最小间隔的系统参数设置如表 3 所示。仿真中,首先设置参考的用户间最小间隔  $\Delta\theta_{\min} = \frac{1}{2} \Delta\theta_0$ 。

表 3 系统参数设置

用户间最小间隔 $\Delta\theta_{\min}$	$\Delta\theta_0$	随机分布
发射天线数 $M$	128	128
预编码方法	MF	MF

仿真结果如图 8 所示,在毫米波多用户 Massive MIMO 系统下,采用计算复杂度相对较小且能保证系统性能良好的 MF 预编码方法,在发射天线数为 128 时,通过增大设定的用户间最小间隔可以提升系统信道容量,而当不设置用户间最小间隔、用户随机分布时,系统性能有所降低。

## 5 结 论

大规模 MIMO 和毫米波技术充分利用空间维度资源和带宽丰富的频带资源,提升了系统容量,成为下一代移动通信中的关键技术。基于毫米波的良好反射特性以及大规模 MIMO 系统中基站天线数过大带来的系统信道环境复杂问题,本文构建了城市环境下的两径传输系统模型,根据波束空间信道矩阵稀疏性特点,提出了一种新的波束选择方法,对无共用波束的用户只进行功率分配;对有共用波束、产生用户间干扰的信道进行预编码,在降低系统复杂

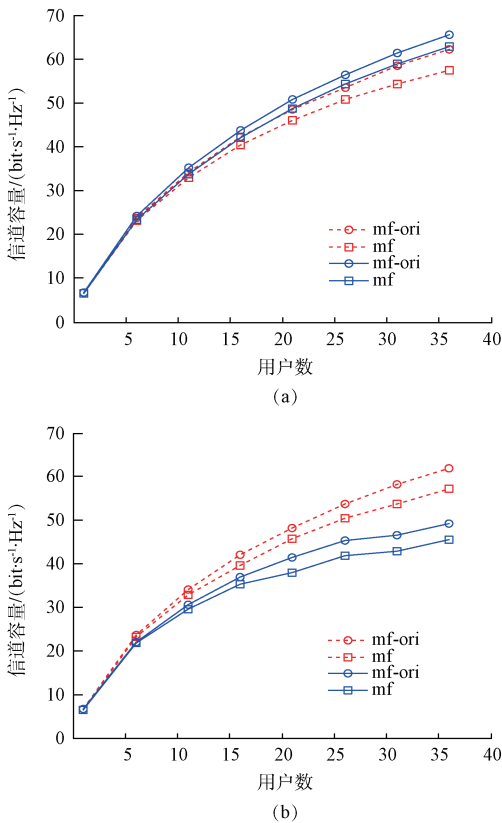


图8 不同最小用户间隔下的系统容量对比

度、减少用户间干扰的同时又保证了系统的较高容量性能。然后研究了同一时频资源下系统可服务用户数,分析用户间最小间隔对系统容量性能的影响。本文从理论上构建的毫米波多用户 Massive MIMO 系统以及降低维度的优化预编码分析方法可为后续的研究提供参考。

## 参考文献

- [1] CISCO I. Cisco visual networking index: Forecast and methodology, 2011-2016 [C]. CISCO White Paper, 2012; 2011-2016.
- [2] RAPPAPORT T S. Wireless Communications: Principles and Practice[M]. New Jersey: Prentice Hall PTR, 2002.
- [3] 彭章友, 刘若然, 李林霄, 等. 非视距环境下 Massive MIMO 信道的构建与分析[J]. 电子测量技术, 2015, 38(7): 141-146.
- [4] YONG S K, CHONG C C. An overview of multigigabit wireless through millimeter wave technology: Potentials and technical challenges[C]. EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking, 2007.
- [5] RUSEK F, PERSSON D, LAU B K, et al. Scaling up MIMO: Opportunities and challenges with very large arrays[J]. Signal Processing Magazine, IEEE,

2013, 30(1): 40-60.

- [6] JUE G, SHIN S. 灵活的 5G 波形及超宽带信号生成和分析测试系统[J]. 国外电子测量技术, 2015, 34(6): 16-21.
- [7] SANAYEI S, NOSRATINIA A. Antenna selection in MIMO systems [J]. Communications Magazine, IEEE, 2004, 42(10): 68-73.
- [8] TORKILDSON E, ANANTHASUBRAMANIAM B, MADHOW U, et al. Millimeter-wave MIMO: Wireless links at optical speeds [C]. Proceeding of 44th Allerton Conference on Communication, Control and Computing, 2006.
- [9] SAYEED A, BRADY J. Beamspace MIMO for high-dimensional multiuser communication at millimeter-wave frequencies [C]. Global 2013 IEEE Communications Conference (GLOBECOM), 2013: 3679-3684.
- [10] 张贻华, 陈志强, 叶家骏. 40 GHz 毫米波室内传播损耗分析[J]. 电子测量技术, 2010, 33(6): 44-46.
- [11] 李姬菲, 朱焯璋. 非视距条件下的测距信息融合定位方法研究[J]. 电子测量与仪器学报, 2015, 29(5): 775-780.
- [12] ZHAO H, MAYZUS R, SUN S, et al. 28 GHz millimeter wave cellular communication measurements for reflection and penetration loss in and around buildings in New York City [C]. 2013 IEEE International Conference on Communications (ICC), 2013: 5163-5167.
- [13] AKDENIZ M R, LIU Y, SAMIMI M K, et al. Millimeter wave channel modeling and cellular capacity evaluation [J]. Selected Areas in Communications, IEEE Journal on, 2014, 32(6): 1164-1179.
- [14] SAYEED A, BEHDAD N. Continuous aperture phased MIMO: Basic theory and applications [C]. 2010 48th Annual Allerton Conference on Communication, Control, and Computing (Allerton), IEEE, 2010: 1196-1203.

## 作者简介

**彭章友**, 1965 年出生, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为 5G 无线通信、通信信号处理。

E-mail: zypeng@mail.shu.edu.cn

**王森**, 1990 年出生, 上海大学硕士研究生, 主要研究方向为 Massive MIMO 技术研究、毫米波通信技术研究。

E-mail: wangmiaol314happy@163.com

**李林霄**, 1992 年出生, 上海大学硕士研究生, 主要研究方向为 5G 关键技术研究、毫米波通信。

E-mail: llx@shu.edu.cn

刘洋, 1989 年出生, 上海大学博士研究生, 主要研究方向为无线通信的载波干扰消除算法。

E-mail: young\_leon@163.com

刘琦, 1982 年出生, 上海大学博士研究生, 主要研究方

向为毫米波通信的系统容量限分析。

E-mail: liuqi@163.com

王春娜, 1990 年出生, 上海大学硕士研究生, 主要研究方向为无线通信、通信信号处理。

E-mail: wcn2398@163.com

## 罗德与施瓦茨和 DVS 整合, 广播电视与媒体部提供端到端的全套解决方案

到 FY1516 财年底(2016 年 6 月 30 日), DVS 子公司已经并入罗德与施瓦茨公司。这意味着罗德与施瓦茨这样一个电子工业领域的专家也在努力使广播电视市场领域的业务得到增长。

2016 年 7 月 6 日, 慕尼黑 — 2014 年 11 月, 罗德与施瓦茨广播电视部更名为广播电视与媒体部。这也表明了公司将在广播与视频媒体领域提供整个产业链的产品解决方案以及扩大市场的愿景。这正是将 R&S DVS 子公司整合到总部的原因。

这样的融合带来的优势是 R&S 可以直接有效的接入全球范围内的销售及服务网络。此外, 总部坚持在欧洲生产产品设备, 能够保证产品的高质量高标准。罗德与施

瓦茨工厂具备独有的专业的技术以及优化的生产流程, 在业内备受赞誉。

产品研发和产品管理将被继续保留在汉诺威。公司产品支持行业内的创新的新技术, 比如广播电视行业的高动态范围和 4K 高分辨率标准。R&S CLIPSTER 电视母版制作工作站是在全球范围内电影 DCP 制作的行业标准, 并且持续更新在电影行业内的新标准。R&S VENICE 运用在广电领域的采集和播出服务器, 并且已经在今年的柏林国际电影节上作为流程内的主要设备经受住了考验, 在此次电影节上, VENICE 被用作播出服务器, 播放各种格式的素材。此外, 前端解决方案、发射机、视音频测试与测量仪器也都是罗德与施瓦茨广播电视与媒体产品线的一部分。