

非视距环境下 Massive MIMO 信道的构建与分析

彭章友 刘若然 李林霄 刘琦 刘洋 王淼

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

摘要: 随着下一代移动通信研究的深入,Massive MIMO 技术已成为业界研究的热点。针对 Massive MIMO 系统特有的天线体积大、信道近场非平稳的特性,构建出较真实的信道模型,该模型适用于 Massive MIMO 非视距、瑞利平坦衰落环境。在系统仿真中,基站侧采用 128 根线形排列的天线,基站天线到信道散射体的导向矩阵由精确的波程差来确定,得到发射端相关矩阵,并结合 Kronecker 模型构建信道。结合不同的预编码方法和散射体分布情况,对比分析了其对 Massive MIMO 信道容量的影响。该信道的构建与分析能更准确地反映信道特性,具有较强的理论价值和实践意义。

关键词: Massive MIMO;信道构建;非视距通信

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

Massive MIMO channel construction and analysis in NLOS environment

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

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

Abstract: With the continuous development of the research on next generation wireless communication, Massive MIMO has become the focus topics of the academic and the industry. The channel model is suitable for a non-line of site (NLOS) Rayleigh flat fading channel of Massive MIMO system which has a large aperture array at the base station. And according to the Near-flied effect and non-stationaries over the large aperture array of Massive MIMO system, we improve the convention non-line of site (NLOS) channel model. In the system simulation, we using a 128 element linear array at the base station and calculate the steering matrix of transmit array with strict wave path difference between different antenna element. Then we can obtain transmit correlation matrix and generate the corresponding channel matrix by Kronecker channel model. The paper compared and analyzed the effects of different precoding methods and scatters on channel capacity. The channel construction and analysis can more accurate on representing the channel characterizes of Massive MIMO, which has the strong theory value and the practice significance.

Keywords: Massive MIMO; channel construction; NLOS communication

1 引言

为满足下一代无线通信速率 10 Gbps 的下行速率,采用现有无线通信 MIMO-OFDM^[1]已很难实现,Bell 实验室在 2010 年提出了 Massive MIMO 的概念。Massive MIMO (大规模 MIMO)是一种新兴的多天线技术,其通过大规模天线实现空间复用,能使系统容量大大提升,成为下一代无线通信技术研究的热点^[2-4]。如图 1 所示,考虑到用户端天线数的限制,Massive MIMO 技术主要将基站侧天线数增至数十甚至数百根(一般在 50 根以上),故其天线体积增大,信道呈现近场非平稳的特性^[5],尤其是线形阵列。目前,该技术的研究环境主要集中于理想信道和实际测量信

道,针对 Massive MIMO 系统的信道特点,从理论上构建并分析 Massive MIMO 的信道,对该技术发展研究有很大的意义。

文献[6]在户外环境中进行测试,在基站侧配置 128 根线形和柱形排列的天线阵,给出不同预编码下的系统容量,测试结果表明线性天线阵列比柱形天线阵列体积大,但容量性能较好,且角分辨率较高,故本文中采用线形阵列。文献[7]运用三维射线跟踪算法对微小区的场强及信道容量等传播特性进行研究。根据射线跟踪方法得到多径信息,以及 MIMO 系统的信道容量。文献[8]针对室内多径信道的特点,提出了一种可对室内多径信道进行三维宽带多极化测量的方法,证明可以利用

不同极化方式多径信道的不相关在室内环境中构建极化分集的 MIMO 系统。文献[9]认为无线信道仿真需要兼顾仿真的准确性和实时性,并提出了针对经典信道模型和宽带多天线信道模型的硬件仿真实现方法。文献[10]在特定物理空间下,利用远场条件下的半相关信道构建方法,构建大规模 MIMO 系统半相关信道模型,给出了不同发射信噪比下的性能对比分析。文献[11]利用 Kronecker 模型建立多用户 Massive MIMO 的空间相关信道,并假设在接收端相互独立的条件下,将信道转化为一个与天线阵的 S 参数和天线增益相关的表达式,在干扰受限条件下,天线间耦合对系统的性能影响小,系统性能主要受限于发射端天线间的相关性,如图 1 所示。

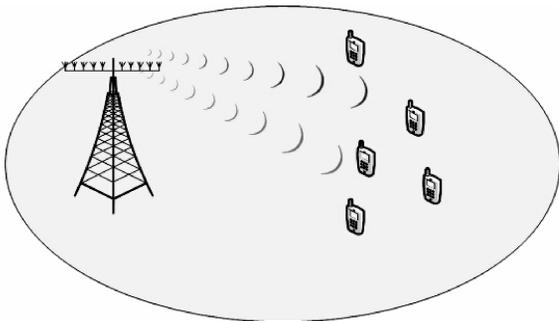


图 1 Massive MIMO 系统

本文旨在非视距、瑞利平坦衰落环境下,利用精确导向矩阵,结合 Kronecker 模型,从理论上构建较真实的 Massive MIMO 信道模型。结合不同的编码方法和散射体分布情况,对比分析其对 Massive MIMO 系统容量的影响。

2 系统模型

随着城市化的快速发展,在实际的信道环境中,很难保证无阻挡的视距传输等良好条件,如图 2 所示,考虑的场景是非视距、瑞利衰落环境下,所以在系统中引入散射体,基站侧设置 M 根发射天线,利用散射体,在同一时频资源上同时服务 N 个单天线移动终端。该系统的下行链路的信号模型可表示为:

$$y = \mathbf{H}s + n \quad (1)$$

式中: y 为用户端接收信号, s 为基站端发射信号, \mathbf{H} 为信道传输矩阵, n 为信道加性噪声。 \mathbf{H} 能较准确的反应信道环境是保证通信质量的关键。

为了方便估计局部散射体对系统容量的影响,将具有类似散射特性的散射体归为一个散射体簇,在图 2 的信道

中设置了 2 个散射体簇,每个簇中散射体的数量 D_k , 这样能方便控制散射分量的出发角和数量。

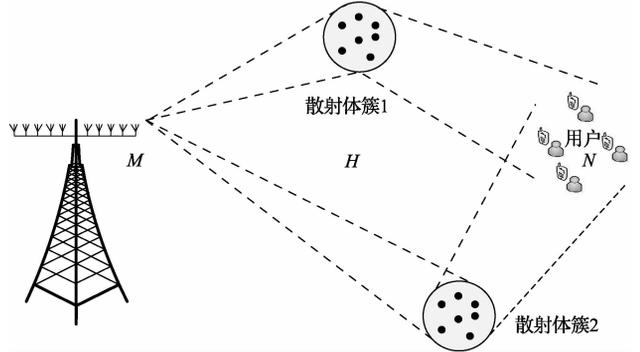


图 2 非视距环境下 Massive MIMO 系统原理

3 信道构建

非视距下 Massive MIMO 系统信道 \mathbf{H} , 如图 2 所示, 假设系统 M 根发射天线相关, 接收端 N 个单天线用户相互独立, 本文利用 Kronecker 模型构建的 Massive MIMO 系统的空间相关信道 $\mathbf{H}_{M \times N}$ 可表示为:

$$\mathbf{H}_{M \times N} = \mathbf{R}_t^{1/2} \mathbf{G}_{i,i,d} \mathbf{R}_r^{1/2} \quad (2)$$

式中: $\mathbf{R}_t \in C^{M \times M}$ 是发射端相关矩阵, $\mathbf{R}_r \in C^{N \times N}$ 为接收端相关矩阵, $\mathbf{G}_{i,i,d}$ 表示瑞利分布的 i, i, d 理想信道。本文暂不考虑接收端相关性, 故 \mathbf{R}_r 取 $\mathbf{I} \in C^{N \times N}$, \mathbf{R}_t 的构建方法至关重要。

在非视距、瑞利平坦衰落环境下, 为求得发射端相关矩阵 \mathbf{R}_t [12], 首先需构建第 m 根发射天线到第 k 个用户的信道 $\bar{\mathbf{H}}_k$:

$$\bar{\mathbf{H}}_k = \mathbf{B}_k \mathbf{A}_k \quad (3)$$

则 N 个用户的信道 $\bar{\mathbf{H}}$ 为:

$$\bar{\mathbf{H}} = [\bar{\mathbf{H}}_1, \bar{\mathbf{H}}_2, \dots, \bar{\mathbf{H}}_k, \dots, \bar{\mathbf{H}}_N] \quad (4)$$

式中: $\mathbf{B}_k \in C^{1 \times D_k}$ 是从散射体到第 k 个用户的未知信道, 由一个零均复高斯矩阵表示, $\mathbf{A}_k \in C^{D_k \times M}$ 是第 k 个用户根据 D_k 个出发角从 M 根发射天线到 D_k 个散射体的导向矢量:

$$\mathbf{A}_k = \frac{1}{\sqrt{D_k}} [\mathbf{a}^T(\theta_{k,1}), \mathbf{a}^T(\theta_{k,2}), \dots, \mathbf{a}^T(\theta_{k,D_k})]^T \quad (5)$$

式中: $\mathbf{a}(\theta_{k,i})$ 为以 $\theta_{k,i}$ 为出发角时, M 根天线经第 i 个散射体到达第 k 个用户的导向矢量。假设散射体处于远场情况, 并且发射天线数较少的系统中, 如图 3 所示, 5 根发射天线呈线性排列, 以第 1 根发射天线到散射体的出发角 θ 作为参考, 则发射天线与散射体间的导向矢量 $\mathbf{a}(\theta_{k,i})$ 可由垂直近似距离差求得:

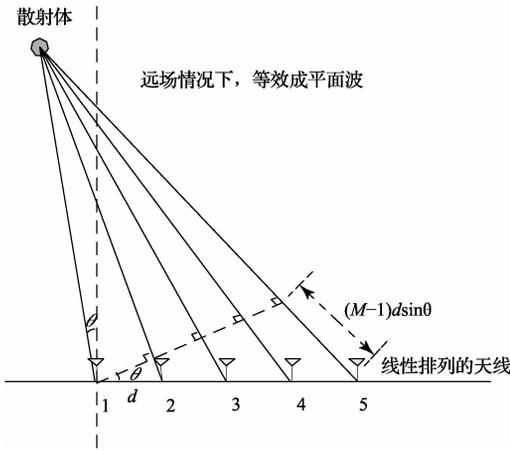


图 3 少数天线远场下的导向矢量构建

$$\mathbf{a}(\theta_{k,i}) = [1, e^{j2\pi d \sin\theta_{k,i}/\lambda}, \dots, e^{j2\pi(M-1)d \sin\theta_{k,i}/\lambda}] \quad (6)$$

式中: $i \in 1, 2, 3, \dots, D_k, d$ 为线性排列天线阵的天线间隔, 取 $\frac{\lambda}{2}$, 但该导向矢量的求法, 对环境有一定的限制, 就是要在远场情况下才能成立 (约 $> 945\text{m}$), 后文称之为远场构建方法。针对于远场构建方法而言, 可以将 5 根天线阵发射的信号看作是平面波进行处理, 第 m 根天线与第 1 根天线到散射体的波程差近似为 $(m-1)d \sin\theta$, 在发射天线数较少且散射体足够远的情况下才成立。同样的方法应用于 Massive MIMO 系统时便会带来很大的误差。

首先, Massive MIMO 系统天线数成倍增加, 其体积也会随之成倍变大, 尤其是在线性排列的天线阵中 (若选用 2.6 G 载频, 128 根天线的线阵长约 7.3 m)。由于天线体积变大, Massive MIMO 信道呈现近场、非平稳特性, 远场假设不成立, 传统远场构建方法的相位误差更加的明显。所以, 在 Massive MIMO 系统中, 对导向矢量 $\mathbf{a}(\theta_{k,i})$ 的构建必须通过天线间到散射体的精确波程差来计算, 后文称之为近场构建方法。如图 4 所示, $l_{i,m}$ 为第 m 根天线到第 i 个散射体的波程, $\Delta l_{i,m}$ 为 2 根天线到同一散射体的波程差, $2\pi\Delta l_{i,m}/\lambda$ 则是同一散射分量到 2 根天线的相位差, 则 $\mathbf{a}(\theta_{k,i})$ 可表示为:

$$\mathbf{a}(\theta_{k,i}) = [1, e^{j2\pi\Delta l_{i,1}/\lambda}, \dots, e^{j2\pi\Delta l_{i,m}/\lambda}, \dots, e^{j2\pi\Delta l_{i,(M-1)}/\lambda}] \quad (7)$$

$$\Delta l_{i,m} = l_{i,m} - l_{i,0} \quad (8)$$

基站侧的天线数增加至 M 根 ($M \geq 100$), 呈线形排列的天线阵, 设中心频率在 2.6 GHz, 天线间距为 $d = \frac{\lambda}{2} = 0.0575\text{m}$, 则线性阵长度大于 5.69 m, 散射体位置相对较近, 波程差如 $\Delta l_{i,m}$, $\mathbf{a}(\theta_{k,i})$ 构建完成得到修正后的导向矩阵 \mathbf{A}_k :

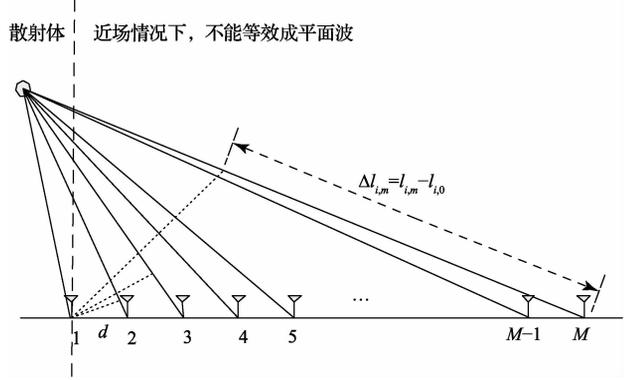


图 4 Massive MIMO 的近场条件下相差矩阵构建

$$\mathbf{A}_k = \frac{1}{\sqrt{D_k}} \begin{bmatrix} 1, e^{j2\pi\frac{\Delta l_{i,1}}{\lambda}}, \dots, e^{j2\pi\frac{\Delta l_{i,m}}{\lambda}}, \dots, e^{j2\pi\frac{\Delta l_{i,(M-1)}}{\lambda}} \\ 1, e^{j2\pi\frac{\Delta l_{i,1}}{\lambda}}, \dots, e^{j2\pi\frac{\Delta l_{i,m}}{\lambda}}, \dots, e^{j2\pi\frac{\Delta l_{i,(M-1)}}{\lambda}} \\ \vdots \\ 1, e^{j2\pi\frac{\Delta l_{i,1}}{\lambda}}, \dots, e^{j2\pi\frac{\Delta l_{i,m}}{\lambda}}, \dots, e^{j2\pi\frac{\Delta l_{i,(M-1)}}{\lambda}} \\ \vdots \\ 1, e^{j2\pi\frac{\Delta l_{i,1}}{\lambda}}, \dots, e^{j2\pi\frac{\Delta l_{i,m}}{\lambda}}, \dots, e^{j2\pi\frac{\Delta l_{i,(M-1)}}{\lambda}} \end{bmatrix}_{D_k \times M} \quad (9)$$

则 N 个用户的导向矩阵 \mathbf{A} 可表示为:

$$\mathbf{A} = [\mathbf{A}_1^T, \dots, \mathbf{A}_k^T, \dots, \mathbf{A}_N^T]^T \quad (10)$$

假设发射端 M 根发射天线的互耦矩阵为 $\mathbf{Z} \in C^{M \times M} = \mathbf{I}$, 则发射端相关矩阵 \mathbf{R}_t 可写为:

$$\mathbf{R}_t = E[\mathbf{H}^H \mathbf{H}] = \mathbf{N} \mathbf{Z}^H \mathbf{A}^H \mathbf{A} \mathbf{Z} = \mathbf{N} \mathbf{A}^H \mathbf{A} \quad (11)$$

将求得的 \mathbf{R}_t 代入式 (2) 的 Kronecker 模型, 求得非视距、瑞利平坦衰落下 Massive MIMO 系统的信道矩阵 \mathbf{H} :

$$\mathbf{H}_{M \times N} = \mathbf{R}_r^{1/2} \mathbf{G}_{\text{IID}} \mathbf{R}_t^{1/2} = (\mathbf{N} \mathbf{A}^H \mathbf{A})^{1/2} \mathbf{G}_{\text{IID}} \mathbf{I} = (\mathbf{N} \mathbf{A}^H \mathbf{A})^{1/2} \mathbf{G}_{\text{IID}} \quad (12)$$

利用近场构建的 Massive MIMO 信道 \mathbf{H} , 结合不同的预编码方法及散射体分布情况分析了其对 Massive MIMO 系统容量的影响, 为后续研究作参考。

4 性能仿真与分析

Massive MIMO 系统的下行链路传输需要使用预编码技术, 主要结合 DPC/ZF/MF 3 种预编码方案给出 Massive MIMO 系统的容量特性。下面首先对 3 种方法做简单介绍并给出推导后的容量公式。

4.1 预编码方法容量

DPC (dirty paper coding) 预编码, 是一种非线性预编码, 适用于多用户, MIMO 等情况。假设系统噪声分量 n 满足 $E\{n^2\} = 1$, 基站侧的总发射功率为 \mathbf{P}_f , \mathbf{P} 代表由迭代注水算法得到的功率分配矩阵, 则该方法能够达到的多用户 MIMO 下行链路的信道容量为^[13]:

$$C_{\text{DPC}} = \log_2 \det(\mathbf{I} + \mathbf{P}_f \mathbf{H}^H \mathbf{P} \mathbf{H}) \quad (13)$$

该技术在已知信道的情况下,性能好且稳定,缺点为复杂度太高,致使实际设计中存在难度大。

ZF(zero-forcing)预编码,是一种依据迫零准则设计的线性预编码方法,其预编码矩阵 $\mathbf{F} = \mathbf{H}^{\dagger} = \mathbf{H}^H \cdot (\mathbf{H} \cdot \mathbf{H}^H)^{-1}$,式中, \mathbf{H}^{\dagger} 表示信道矩阵的伪逆,强制用户间干扰为零。其信道容量可表示为^[14]:

$$C_{ZF} = \log_2 \det \left(\mathbf{I} + \frac{\mathbf{P}_f}{tr(\mathbf{F} \cdot \mathbf{F}^H)} \right) = M \cdot \log_2 \left(1 + \frac{\mathbf{P}_f}{tr(\mathbf{F} \cdot \mathbf{F}^H)} \right) \quad (14)$$

式中: $tr(\cdot)$ 表示求矩阵的迹。相对于 DPC 编码而言,其性能略差,复杂度低。

MF(match filter)预编码,由于当基站天线数足够大时,用户间信道近似正交,其依据该正交性,可以将 MRT(Maximal-Ratio Transmit)应用于多用户 MIMO,用户间干扰基本消除,其预编码矩阵 $\mathbf{F} = \mathbf{H}^H$,利用香农公式,求得其信道容量表示为:

$$C_{MF} = \sum_{i=1}^M \log_2(1 + SINR_i) \quad (15)$$

$$SINR_i = \frac{G^2(i, i) \cdot \frac{\mathbf{P}_f}{tr(\mathbf{H} \cdot \mathbf{H}^H)}}{\left(\sum_{j=1, j \neq i}^M G^2(i, j) \right) \cdot \frac{\mathbf{P}_f}{tr(\mathbf{H} \cdot \mathbf{H}^H)} + 1} \quad (16)$$

式中: $G = \mathbf{H} \cdot \mathbf{H}^H$, $SINR_i$ 表用户 i 接收信号的信干噪比,相对于上述 2 种编码而言,复杂度极低,但是当信道非理想时,用户间信道正交性难以实现,此时性能较差。

4.2 仿真设置及结果分析 (measurement setups)

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 4 个单天线用户提供服务。在散射体数目大于 20 时,仿真结果趋于稳定。故每个簇选取 40 个散射体来进行性能分析。

表 1 系统参数设置

	单个簇
发射天线数 M	4~128 根
接收天线数(用户数) N	4 个用户
单个簇散射体数 D_k	40
出发角 θ	$\pi/2$
扩展角	$\pi/8$
发射天线间距 d	$\lambda/2$
预编码方法	DPC/MF/ZF
ρ	10 dB

首先对比 3 种信道环境下的系统容量随天线数的变化,如图 5 所示,理想 $i. i. d$ 信道的容量最好。在远场信道

和近场信道下,当基站天线数小于 30 根时,容量性能几乎相等,远场构建信道方法适用。在天线数大于 30 根的情况下,随着天线数 M 的增加,2 种信道的容量差逐渐增大。

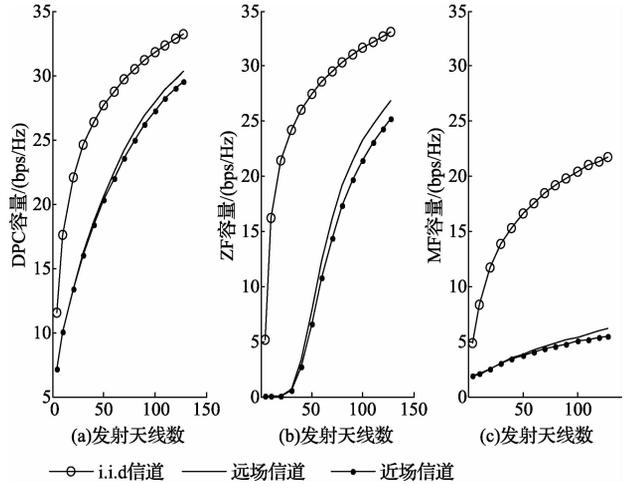


图 5 不同信道下的容量图对比

此时,线形天线阵列的体积增大明显,其近场特性不能忽视,采用精确构建导向矩阵的近场方法来构建信道才能真实反映系统特性。在 128 根天线时相差达到 10% 左右,单位频带容量相差 2~3 bps/Hz。由于 Massive MIMO 信道的近场效应导致信道相关性更强,故其容量性能较远场情况更差,且两者的差距会随发射端天线数的增加而增大。故只有通过近场方法构建信道才能较准确的反映系统容量限。

然后,将发射天线数 M 固定为 128 根,设置不同的出发角 θ ,即改变散射体的位置,其他设置不变,如表 2 所示。由于近场特性的影响,信号出发角的变化对 Massive MIMO 系统性能有较大的影响。

表 2 系统参数设置

	单个簇
发射天线数 M	128 根
出发角 θ	$0 \sim \pi$

设置出发角在 $0 \sim \pi$ 变化,仿真结果如图 6 所示。观察 DPC 和 ZF 预编码容量,当出发角为 0 时,近场信道容量与理想信道下相差很小。随着出发角增大至 $\pi/4$ 时,容量性能开始下降。当出发角增大至 $\pi/2$ 时,容量降低约 3 bps/Hz,系统容量达到最低。进一步增大出发角至 π 时,容量开始缓慢回升至最大容量。当出发角在 $\pi/4 \sim 3/4$,即散射体位于天线阵两侧时,系统容量明显下降。

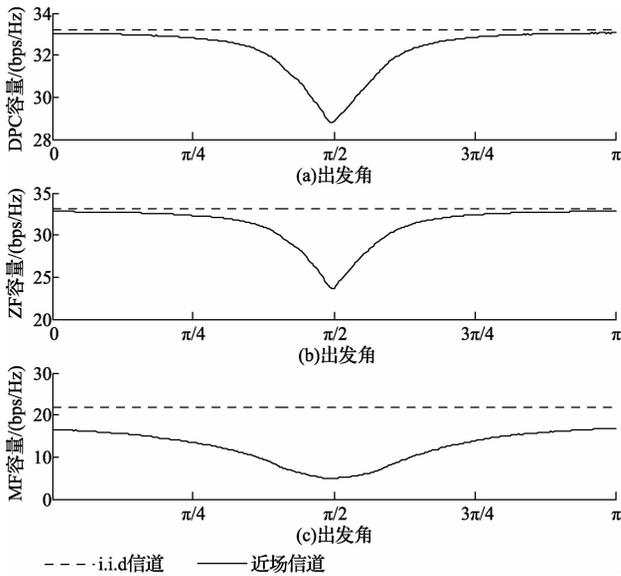


图 6 系统容量随出发角的变化曲线

根据图 5、6 的仿真结果可知,在单个散射体簇的情况下,3 种预编码的容量均随着天线数的增加而变大。DPC 编码方法下,系统可达到的容量范围在 29~33 bps/Hz;ZF 预编码方法下,容量范围在 24~33 bps/Hz,可达到 DPC 编码容量的 80%;MF 预编码方法下,由于信道正交性假设不成立,容量范围在 5~16 bps/Hz,远小于 DPC/ZF 2 种方法。随着天线数的快速增加,计算复杂度成为一个不容忽视的问题,ZF 预编码方法更有可能应用于 Massive MIMO 系统。

分析单个散射体簇的信道后,在信道中增加一个散射体簇,构造更加丰富的散射环境,分析散射体分布对系统容量的影响。两个簇的参数设置如表 3 所示,仿真中,首先设置第一个簇的出发角为 $\pi/2$,扩展角(确定簇的半径)为 $\pi/8$,簇中散射体个数为 40。

表 3 系统参数设置

	第 1 个	簇第 2 个
簇每个簇散射体数 D_k	40	40
出发角 θ	$\pi/2$	$3\pi/8$
扩展角	$\pi/8$	$\pi/32$
预编码方法	ZF	ZF

根据图 6 的仿真结果,当信道中增加一个簇时,若该簇的出发角性能好于第 1 个簇,系统整体性能会有所提升,故出发角取 $3\pi/8$ (可调),扩展角取 $\pi/32$ (可调),簇中散射体个数不变。仿真结果如图 7 所示,在 Massive MIMO 近场信道下,采用 ZF 预编码方法,在发射天线数为 60 时,双散射体簇信道比单散射体簇信道的系统容量高约 10 bps/Hz。

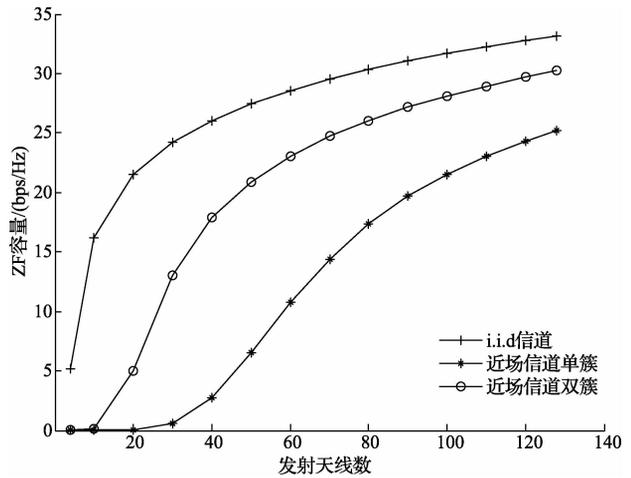


图 7 单/双簇信道容量对比

5 结 论

Massive MIMO 技术在大幅提升系统容量的同时,也带来了更加复杂的信道环境。当系统的基站天线数大于 30 时,将不能忽视 Massive MIMO 的天线阵列的近场特性,需采用本文提出的近场方法构建信道,即利用精确波程差来构建较真实的 Massive MIMO 信道。此时,相对于理想信道及远场信道,发射端天线间的相关性更强,系统容量有所下降。若散射体簇位于线形天线阵两端,此时系统容量性能较差。在权衡算法复杂度和容量性能之后,ZF 预编码方法更适用于复杂的 Massive MIMO 系统。根据单/双簇信道的系统容量仿真结果可知,可通过选择性的增加散射体簇提升系统容量。从理论上构建的近场 Massive MIMO 信道可为其后续的研究提供参考。

参考文献

- [1] 石鑫,李昊. 无线 MIMO-OFDM 通信系统原理及其关键技术[J]. 国外电子测量技术, 2010, 29(2): 32-35.
- [2] 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.
- [3] LARSSON E G, EDFORS O, TUFVESSON F, et al. Massive MIMO for next generation wireless systems[J]. arXiv preprint arXiv:1304.6690, 2013.
- [4] MARZETTA T L. Noncooperative cellular wireless with unlimited numbers of base station antennas[J]. Wireless Communications, IEEE Transactions on, 2010, 9(11): 3590-3600.
- [5] PAYAMI S, TUFVESSON F. Channel measureme-

- nts and analysis for very large array systems at 2.6 GHz[C]. Antennas and Propagation (EUCAP), 2012 6th European Conference on. IEEE, 2012; 433-437.
- [6] GAO X, TUFVESSON F, EDFORS O, et al. Measured propagation characteristics for very-large MIMO at 2.6 GHz [C]. Signals, Systems and Computers (ASILOMAR), 2012 Conference Record of the Forty Sixth Asilomar Conference on. IEEE, 2012; 295-299.
- [7] 杨晋生, 董伯平, 陈为刚, 等. 基于三维射线跟踪的信道特性可视化研究[J]. 电子测量技术, 2012, 35(12): 58-61.
- [8] 王鹏, 郑剑峰, 陈文华, 等. 室内多径信道的三维宽带多极化测量方法[J]. 电子测量与仪器学报, 2010, 24(8): 737-742.
- [9] 费丹, 熊磊, 吴建强. 基于软件无线电的无线信道仿真仪设计与实现[J]. 仪器仪表学报, 2013, 34(1): 93-98.
- [10] MASOUIROS C, SELLATHURAI M, RATNARAJAH T. Large-scale MIMO transmitters in fixed physical spaces: The effect of transmit correlation and mutual coupling [J]. Communications, IEEE Transactions on, 2013, 61(7): 2794-2804.
- [11] ARTIGA X, DEVILLERS B, PERRUISSEAU-CARRIER J. Mutual coupling effects in multi-user massive MIMO base stations [C]. Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI), 2012 IEEE. IEEE, 2012; 1-2.
- [12] WANG C, MURCH R D. Adaptive downlink multi-user MIMO wireless systems for correlated channels with imperfect CSI[J]. Wireless Communications, IEEE Transactions on, 2006, 5(9): 2435-2446.
- [13] VISHWANATH S, JINDAL N, GOLDSMITH A. Duality, achievable rates, and sum-rate capacity of Gaussian MIMO broadcast channels[J]. Information Theory, IEEE Transactions on, 2003, 49(10): 2658-2668.
- [14] WIESEL A, ELDAR Y C, SHAMAI S. Zero-Forcing Precoding and Generalized Inverses[J]. Gnal Rong Ranaon on, 2008, 56(9):4409-4418.

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

刘若然, 1988年出生, 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: liuruoran88@163.com

李林霄, 1992年出生, 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

刘琦, 1982年出生, 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

刘洋, 1989年出生, 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

王淼, 1990年出生, 硕士研究生。主要研究方向为毫米波通信的信号覆盖、路径损耗研究。

E-mail: wangmiao1314happy@163.com