

# 毫米波环境下大规模MIMO系统中基站合理分布的研究

王海泉\*, 李肖, 王雪丽, 杨大款

(杭州电子科技大学通信工程学院 杭州 310018)

**【摘要】**针对多小区多用户大规模多输入多输出(MIMO)系统,提出了一种合理分布基站的方法,以减轻导频污染所带来的性能损失,并用室内毫米波环境对方法进行了仿真证实。该方法是基于对训练阶段中的矩阵进行奇异值(SVD)分解,将系统模型转换为等价系统模型,从中分析得到一个能够指导基站合理分布的判定依据,即系统指数大于0时,得出基站之间的合理间距。仿真表明,在室内毫米波环境下,当小区半径为10 m时,基于该方案得出基站与干扰用户之间的合理距离约为40~58 m之间,从而提出,当基站与基站之间的距离在50~68 m之间时,干扰得到有效降低。

**关键词** 基站分布; 等价系统模型; 室内毫米波; 大规模MIMO系统; 导频污染  
**中图分类号** TN92 **文献标志码** A **doi**:10.3969/j.issn.1001-0548.2019.02.005

## Research on Reasonable Distribution of Base Station in Massive MIMO System under Millimeter Wave Environment

WANG Hai-quan\*, LI Xiao, WANG Xue-li, and YANG Da-kuan

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

**Abstract** For a multi-cell, multi-user, massive multiple input multiple output (MIMO) system, a scheme for distributing base stations to mitigate the damage caused by pilot contamination is proposed and demonstrated under indoor millimeter wave environments. Specifically, based on the singular value decomposition (SVD) of training matrix, the transmit-receive equation can be transformed into a new equation. Analysis on this new equation shows that the performance of the system depends heavily on some parameters, which are called as “system indexes” in this paper. Based on these parameters, reasonable distances among the base stations can be calculated. For indoor millimeter wave environment, the system indexes guides us that, when the cell radius is 10 m, the distance between base station and interfering user should be approximately 40 m to 58 m. Therefore, when the distance between base stations is between 50 m and 68 m, the interference is effectively reduced. Simulation results confirm our analysis.

**Key words** distribution of base stations; equivalent system model; indoor millimeter wave; massive MIMO system; pilot contamination

在大规模MIMO系统中,由于基站端配置几十甚至上百根天线,使得不同用户到基站的信道具有渐进正交性,因此在基站端可以用简单的信号处理方法来区分发自不同用户同时同频到达基站的不同信号。正是这一特点,大规模MIMO可以同时同频支持多个用户,从而大大地提高无线通信的频谱效率及传输的可靠性<sup>[1-3]</sup>。但是,上述优点是基于基站完全知道各个用户的信道这一前提。在实际应用中,这一假设前提往往得不到完全实现,特别是在多小区、多用户系统中,导频污染会严重地损坏系统的性能<sup>[1]</sup>。目前为止,已有多种减少导频污染的方法被提出<sup>[4]</sup>。但是,这些方法都不能完全克服导频污染所带来的负面影响。

另一方面,随着智能移动终端的普及以及移动互联网的迅猛发展,人们在室内环境下使用数据业务的频率越来越高。据最新调查发现,网页搜索、在线游戏、视频观看等高数据业务大多发生在室内。而毫米波因其波长较短,具有直线传播等特性,适合室内传播。事实上,近几年来针对毫米波非授权频段在未来移动通信中的应用研究已成为国内外学者研究的热点。例如,文献[5-6]研究了蜂窝系统下毫米波的应用可能性;文献[7]提出了毫米波环境下的信道模型;文献[8]建立了81~86 GHz的E波段点对点信道模型;文献[9]针对5G移动通信,对28 GHz的信道传播模型进行了测量;文献[10]考虑了采用能量收集技术的毫米波通信系统中各种系统参数优化

收稿日期: 2017-09-01; 修回日期: 2017-11-23

基金项目: 国家自然科学基金(61372093)

作者简介: 王海泉(1964-),男,博士,主要从事无线通信理论与实践方面的研究。E-mail: tx\_wang@hdu.edu.cn

的问题；同样在毫米波通信的环境下，文献[11]综述了各种前传(fronthaul)技术。

业界普遍认为，大规模MIMO系统在毫米波段上的应用已成为5G的关键技术之一<sup>[12]</sup>。由于毫米波的传播距离短，系统需要更多的基站。因此，导频污染问题变得更加突出。本文的主要目的就是提出合理布置基站的方法，来减轻导频污染所带来的性能损失。本文首先基于对系统模型中的信道矩阵进行SVD分解，提出一种等价系统模型；其次，基于此等价模型，定义系统指标数，并根据此参数给出基站的合理间距，以减少导频污染。最后，选取文献[13]中室内毫米波频率下的模型，验证本文方法的合理性。

## 1 系统模型

本文考虑一个具有 $L$ 个小区的大规模MIMO上行蜂窝系统。假设每个小区包含一个配置有 $M$ 根天线的基站，同时支持 $K$ 个独立的单天线用户，其中 $K \leq M$ 。为了便于分析，假设第一个小区是目标小区。第 $j$ 个小区的第 $m$ 根天线与第 $l$ 个小区的第 $k$ 个用户之间的信道增益表示为 $\sqrt{\beta_{kmjl}}h_{kmjl}$ ，且假设 $\beta_{kmjl}=\beta_{kl}$ ， $k=1,2,\dots,K$ ， $l=1,2,\dots,L$ 。一般来说，在一个相干时间内，代表路径损耗和阴影衰落的 $\beta_{kl}$ 变化很慢，近似地看作是常数。而代表小尺度衰落的 $h_{kmjl}$ 变化很快，是独立同分布的零均值，单位方差循环对称复高斯随机变量。

上行MIMO系统的操作包含两个阶段。第一阶段是训练和信道估计阶段，即用户发送训练符号，基站接收这些训练符号，并采用最小均方误差(minimum mean-squared error, MMSE)方法估计出信道矩阵；第二阶段是数据传送和解码阶段，即用户发送信息符号，基站把上一阶段估计出来的信道矩阵当作真实的信道，从而对接收的信息符号进行解码。

以下给出上述两个阶段的具体模型。在训练阶段，假设每个用户发送的训练符号长度为 $\tau$ ，并定义第 $l$ 个小区的第 $k$ 个用户的训练符号为 $\Phi_{kl}=(\phi_{kl,1},\phi_{kl,2},\dots,\phi_{kl,\tau})$ 。令 $\Phi_l=(\Phi_{1l},\Phi_{2l},\dots,\Phi_{Kl})^T$ ， $\Phi=(\Phi_1,\Phi_2,\dots,\Phi_L)^T$ ， $K \times \tau$ 维矩阵 $\Phi_l$ 和 $KL \times \tau$ 维矩阵 $\Phi$ 分别表示第 $l$ 个小区的 $K$ 个用户发送的训练符号和 $L$ 个小区的所有用户发送的训练符号。归一化训练符号的能量： $\Phi_{kl}\Phi_{kl}^H=1$ ， $\text{tr}(\Phi\Phi^H)=KL$ 。

基于以上假设，在上行系统中，目标小区基站的接收信号为：

$$Y_0 = \sqrt{\rho}HB\Phi + W_0 \quad (1)$$

式中， $W_0$ 是 $M \times \tau$ 维的加性噪声矩阵，其中的元素是零均值单位方差的复高斯随机变量。

训练阶段的主要任务就是从式(1)中估计出信道矩阵 $H$ ，通常采用MMSE估计。这样，要能准确地估计 $H$ ，一个必要条件是 $\text{rank}(\Phi) \geq KL$ <sup>[14]</sup>。但由于数值 $KL$ 较大，要求训练时间较长，从而减少了数据传输次数。在实际系统中，一般采用 $\Phi_1=\Phi_2=\dots=\Phi_L=\Phi_0$ ，其中， $\Phi_0$ 为 $K$ 阶酉矩阵。由此， $\text{rank}(\Phi)=K < KL$ ，信道 $H$ 无法准确地被估计，从而产生导频污染。

在数据传送阶段，假设第 $l$ 个小区的 $K$ 个用户发送信息符号为 $X_l \in \mathbb{C}^{K \times 1}$ 。 $L$ 个小区的所有用户发送信号为 $X=(X_1^T, X_2^T, \dots, X_L^T)^T$ 。按照以上假设，基站的接收信号可以表示为：

$$Y = \sqrt{\rho} \sum_{l=1}^L H_l B_l X_l + W = \sqrt{\rho} H B X + W \quad (2)$$

式中， $H_l=(h_{mkl})_{M \times K}$ 表示第 $l$ 个小区的 $K$ 个用户与目标小区基站之间的信道矩阵；信道矩阵 $H=(H_1, H_2, \dots, H_L) \in \mathbb{C}^{M \times LK}$ ； $\rho$ 为信噪比(SNR)； $B_l=\text{diag}(\sqrt{\beta_{1l}}, \sqrt{\beta_{2l}}, \dots, \sqrt{\beta_{Kl}})$ ， $\beta_{kl}$ 为第 $l$ 个小区的第 $k$ 个用户的大尺度衰落系数， $B=\text{diag}(B_1, B_2, \dots, B_L)$ ； $W \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ 表示加性高斯白噪声矩阵，它的元素是零均值单位方差的复高斯随机变量。这一阶段的主要任务就是利用上一阶段所估计得到的信道矩阵 $H$ ，从式(2)中解出信号 $X_l$ 。

## 2 等价系统模型

### 2.1 信道的分解

首先对式(1)中的矩阵 $B\Phi$ 做SVD分解，即：

$$B\Phi = U_0 D_0 V_0^H \quad (3)$$

式中， $U_0$ 和 $V_0$ 分别是 $KL \times \tau$ 和 $\tau \times \tau$ 维的酉矩阵； $D_0$ 是 $\tau \times \tau$ 维的对角矩阵。

定义一个新的矩阵 $P$ ， $P=U_0 U_0^H$ 。显然， $P$ 是一个投影矩阵。由酉矩阵的特性可知， $PB\Phi=B\Phi$ 。基于以上分析，式(1)可以重新写为：

$$Y_0 = \sqrt{\rho} H P B \Phi + W_0 \quad (4)$$

进一步对式(4)中的矩阵 $PB$ 做SVD分解，即：

$$PB = U_\tau D_\tau V_\tau^H \quad (5)$$

式中， $U_\tau$ 和 $V_\tau$ 都是 $KL \times \tau$ 维的酉矩阵； $D_\tau$ 是 $\tau \times \tau$ 维的对角矩阵，其主对角线上的元素全部为正值。

定义 $H_\tau=H U_\tau$ ， $H_\tau$ 是 $M \times \tau$ 维的随机矩阵，并且有 $E[H_\tau H_\tau^H]=\tau I_M$ ， $E[H_\tau^H H_\tau]=M I_\tau$ 。因此， $H_\tau$

是一个标准的复高斯随机矩阵。结合式(4)和式(5)可以得到:

$$\mathbf{Y}_0 = \sqrt{\rho} \mathbf{H}_\tau \mathbf{D}_\tau \mathbf{V}_\tau^H \Phi + \mathbf{W}_0 \quad (6)$$

根据式(6), 使用MMSE估计出信道矩阵:

$$\hat{\mathbf{H}}_\tau = \sqrt{\rho} \mathbf{Y}_0 (\mathbf{I}_\tau + \rho \Phi^H \mathbf{V}_\tau \mathbf{D}_\tau^2 \mathbf{V}_\tau^H \Phi)^{-1} \Phi^H \mathbf{V}_\tau \mathbf{D}_\tau \quad (7)$$

下面重新考虑式(2), 使用  $\mathbf{I}_{KL} = \mathbf{P} + (\mathbf{I}_{KL} - \mathbf{P})$ , 可以得到:

$$\mathbf{Y} = \sqrt{\rho} \mathbf{H} \mathbf{P} \mathbf{B} \mathbf{X} + \sqrt{\rho} \mathbf{H} (\mathbf{I}_{KL} - \mathbf{P}) \mathbf{B} \mathbf{X} + \mathbf{W} = \sqrt{\rho} \mathbf{H}_\tau \mathbf{D}_\tau \mathbf{V}_\tau^H \mathbf{X} + \mathbf{W}_\tau \quad (8)$$

式中,  $\mathbf{W}_\tau = \sqrt{\rho} \mathbf{H} (\mathbf{I}_{KL} - \mathbf{P}) \mathbf{B} \mathbf{X} + \mathbf{W}$ 。

从式(6)和(7)可以看出,  $\text{rank}(\mathbf{H}_\tau) = \text{rank}(\Phi) = \tau$ , 所以当  $\rho$  趋于无穷时, 信道矩阵  $\mathbf{H}_\tau$  可以被准确地估计出来<sup>[14]</sup>。这样可以假设式(8)中的  $\mathbf{H}_\tau$  是已知的, 便得到所需要的等价系统模型。另一方面, 由于  $\mathbf{H}_\tau$  的维数大大低于原信道矩阵  $\mathbf{H}$  的维数, 因而在实际的信道估计及相应的MMSE解码中, 其计算复杂度得到有效降低。以下, 对此模型进一步分析, 并引入系统指标数这一概念。

## 2.2 系统指标数

对式(3)和式(5)中的参数进行具体计算。假设  $L$  个小区的用户都用QAM作为星座, 每个小区使用相同的训练符号, 即  $\Phi = (\Phi_0, \Phi_0, \dots, \Phi_0)^T$ , 此处  $\Phi_0$  是一个  $K \times K$  酉矩阵。

基于以上假设, 矩阵  $\mathbf{B}\Phi$  的SVD分解为  $\mathbf{U}_0 \mathbf{D}_0 \mathbf{V}_0^H$ , 其中:

$$\mathbf{U}_0 = \begin{pmatrix} \mathbf{B}_1 \\ \mathbf{B}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{B}_L \end{pmatrix} (\mathbf{B}_1^2 + \mathbf{B}_2^2 + \dots + \mathbf{B}_L^2)^{-\frac{1}{2}} \quad (9)$$

$$\mathbf{D}_0 = (\mathbf{B}_1^2 + \mathbf{B}_2^2 + \dots + \mathbf{B}_L^2)^{\frac{1}{2}}, \quad \mathbf{V}_0 = \Phi_0^H \quad (10)$$

由此可得:

$$\mathbf{P} = \begin{pmatrix} \mathbf{B}_1 \\ \mathbf{B}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{B}_L \end{pmatrix} (\mathbf{B}_1^2 + \mathbf{B}_2^2 + \dots + \mathbf{B}_L^2)^{-1} (\mathbf{B}_1 \mathbf{B}_2 \dots \mathbf{B}_L) \quad (11)$$

令:

$$\mathbf{U}_\tau = \begin{pmatrix} \mathbf{B}_1 \\ \mathbf{B}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{B}_L \end{pmatrix} (\mathbf{B}_1^2 + \mathbf{B}_2^2 + \dots + \mathbf{B}_L^2)^{-\frac{1}{2}} \quad (12)$$

$$\mathbf{D}_\tau = (\mathbf{B}_1^2 + \mathbf{B}_2^2 + \dots + \mathbf{B}_L^2)^{-\frac{1}{2}} (\mathbf{B}_1^4 + \mathbf{B}_2^4 + \dots + \mathbf{B}_L^4)^{\frac{1}{2}} \quad (13)$$

$$\mathbf{V}_\tau = \begin{pmatrix} \mathbf{B}_1^2 \\ \mathbf{B}_2^2 \\ \vdots \\ \mathbf{B}_L^2 \end{pmatrix} (\mathbf{B}_1^4 + \mathbf{B}_2^4 + \dots + \mathbf{B}_L^4)^{-\frac{1}{2}} \quad (14)$$

这样就可以得到  $\mathbf{U}_\tau \mathbf{D}_\tau \mathbf{V}_\tau^H = \mathbf{P} \mathbf{B}$ 。式(8)可表述为:

$$\mathbf{Y} = \sqrt{\rho} \mathbf{H}_\tau \begin{pmatrix} \frac{\beta_{11}x_{11} + \beta_{12}x_{12} + \dots + \beta_{1L}x_{1L}}{\sqrt{\beta_{11} + \beta_{12} + \dots + \beta_{1L}}} \\ \frac{\beta_{21}x_{21} + \beta_{22}x_{22} + \dots + \beta_{2L}x_{2L}}{\sqrt{\beta_{21} + \beta_{22} + \dots + \beta_{2L}}} \\ \vdots \\ \frac{\beta_{K1}x_{K1} + \beta_{K2}x_{K2} + \dots + \beta_{KL}x_{KL}}{\sqrt{\beta_{K1} + \beta_{K2} + \dots + \beta_{KL}}} \end{pmatrix} + \mathbf{W}_\tau \quad (15)$$

根据式(15), 可以将原系统等价地解释为如下系统: 假设原系统第  $l$  个小区的第  $k$  个用户使用星座  $\text{QAM}_{kl}$ , 其中,  $\text{QAM}_{kl} = \{z | z = n_1 d + j n_2 d, n_1, n_2 \in M\}$ ,  $M = \{-(2N-1), -(2N-3), \dots, 2N-3, 2N-1\}$ ,  $N = 2^n$ ,  $d = \sqrt{3/(2(4N^2-1))}$ ,  $n$  为正整数。新系统的信噪比为  $\rho_\tau$ , 即  $\rho/\sigma_\tau^2$ , 其中  $\sigma_\tau^2 = 1 + \rho \text{tr}(\mathbf{B}^H (\mathbf{I}_{KL} - \mathbf{P}) \mathbf{B})$ 。新系统中用户  $k$  采用星座:

$$\mathfrak{R}_k \triangleq \left\{ \frac{\beta_{k1}x_{k1} + \beta_{k2}x_{k2} + \dots + \beta_{kL}x_{kL}}{\sqrt{\beta_{k1} + \beta_{k2} + \dots + \beta_{kL}}} \mid x_{kl} \in \text{QAM}_{kl} \right\} \quad (16)$$

等价系统模型是在原系统模型  $\Phi = (\Phi_0, \Phi_0, \dots, \Phi_0)^T$  的条件下推导得出的, 其余的系统参数与系统假设都没有改变, 因而, 在此条件下系统模型(15)和式(2)是等价的。但两个系统之间有两点不同: 1) 原系统即使在信噪比  $\rho$  足够大时, 也不能准确地估计出信道, 而新系统却可以; 2) 信号使用的星座不一样, 原系统选用  $\text{QAM}_{kl}$  星座, 新系统的星座是  $\text{QAM}_{kl}$  的线性组合, 它和  $\text{QAM}_{kl}$  有关系却又独立于  $\text{QAM}_{jl}$  ( $j \neq k$ )。因此, 信息解码的主要任务是如何从  $\mathfrak{R}_k$  中区别出所需要的信号。  $\mathfrak{R}_k$  集合可以分成  $4N^2$  部分:

$$\mathfrak{R}_{k,z} =$$

$$\left\{ \frac{\beta_{k1}z + \beta_{k2}\text{QAM}_{k2} + \dots + \beta_{kL}\text{QAM}_{kL}}{\sqrt{\beta_{k1} + \beta_{k2} + \dots + \beta_{kL}}} \mid z \in \text{QAM}_{k1} \right\} \quad (17)$$

显然, 当目标小区的第  $k$  个用户的发送信号为  $z \in \text{QAM}_{k1}$  时, 就相当于新系统中发送  $\mathfrak{R}_{k,z}$  集合中的任意一个信号。例如, 当信号  $z = z_0$ ,  $z_0 = (1+j)/\sqrt{2}$  时,  $\mathfrak{R}_{k,z_0}$  集合以  $\beta_{k1}z_0 / \sqrt{\beta_{k1} + \beta_{k2} + \dots + \beta_{kL}}$  为中心点, 而  $(\beta_{k1}z_0 -$

$(2N-1)(\beta_{k_2} + \beta_{k_3} + \dots + \beta_{k_L})z_0 / \sqrt{\beta_{k_1} + \beta_{k_2} + \dots + \beta_{k_L}}$  是距离这个中心点最远的点。另一方面,对于任意的信号  $z \in \text{QAM}_{k_1}$ ,  $\mathfrak{R}_{k,z}$  可以由  $\mathfrak{R}_{k,z_0}$  平移而得到。

基于以上分析可知,若满足条件:

$$\frac{\beta_{k_1} - (2N-1)(\beta_{k_2} + \beta_{k_3} + \dots + \beta_{k_L})}{\sqrt{\beta_{k_1} + \beta_{k_2} + \dots + \beta_{k_L}}} > 0 \quad (18)$$

$\text{conv}(\mathfrak{R}_{k,z})$  与  $\text{conv}(\mathfrak{R}_{k,z'})$ ,  $z \neq z'$  时就会分开,从而降低系统的误码率,其中  $\text{conv}(\Theta)$  表示由集合  $\Theta$  所生成的凸集。

因此,定义:

$$\gamma_k \triangleq \frac{\beta_{k_1} - (2N-1)(\beta_{k_2} + \beta_{k_3} + \dots + \beta_{k_L})}{\sqrt{\beta_{k_1} + \beta_{k_2} + \dots + \beta_{k_L}}} \quad (19)$$

并把这些数值称为“系统指标数”。可知,系统指标数越大,  $\mathfrak{R}_k$  的任意两个子集之间间距就越大,从而使得解码时的误码率降低,系统性能提高。

显然,系统指标数依赖于大尺度衰落系数  $\beta_{kl}$ 。一般情况下,大尺度衰落系数取决于基站与用户(包括干扰用户)之间的距离或者说是基站与基站间的距离及阴影衰落。为了得到较好的系统性能,下一节将在系统指标数大于零的前提下,针对室内毫米波环境,求出基站之间的合理距离。

### 3 毫米波环境下的仿真结果

#### 3.1 基于室内毫米波环境下的路径损耗模型

为了方便了解室内信道的传播特性,通常使用经验路径损耗模型。常用的室内损耗模型有衰减因子模型、对数距离损耗模型、CI(close-in free space reference distance)损耗模型、FI(floating-intercept)路径损耗模型和ABG(alpha-beta-gamma)模型等。本文仿真选用已得到普遍认可并得到实际验证的CIX路径损耗模型<sup>[13]</sup>:

$$\text{PL}(f,d) = \text{FSPL}(f,d_0) + 10n \log_{10}(d/d_0) + \text{XPD} \quad (20)$$

式中,  $d_0$  表示参考距离,通常情况下,  $d_0=1\text{ m}$ ;  $d$  表示基站与用户之间的距离,  $d \geq 1$ ;  $n$  表示路径损耗指数;  $10n \log_{10}(d/d_0)$  表示在相对距离  $d$  上的路径损耗,单位为dB;  $\text{XPD}$  表示同极化天线接收信号与交叉极化天线接受功率的比值;  $\text{FSPL}(f,d_0)$  表示载波频率为  $f$ 、参考距离为  $1\text{ m}$  时的自由空间传播损耗:

$$\text{FSPL}(f,d_0) = 10 \log_{10} \left( \frac{4\pi d_0}{\lambda} \right)^2 \quad (21)$$

式中,  $\lambda$  表示波长。

在性能评估中,总是要用到路径损耗和阴影衰落的相关模型。大尺度衰落系数  $\beta_{kl}$ 、路径损耗PL以及阴影衰落有关系式<sup>[15]</sup>:

$$10 \log_{10} \beta_{kl} = -\text{PL}(f,d) + \chi_\sigma \quad (22)$$

式中,  $\chi_\sigma$  为阴影衰落,服从均值为零,标准偏差为  $\sigma_{\text{dB}}$  的正态分布。

#### 3.2 基于室内毫米波环境下基站间距的分析

在仿真中,有7个小区,每个小区有3个用户,载波频率为73 GHz,信噪比固定为8 dB,用户信号为4-QAM。在小区基站的覆盖半径范围内,基站覆盖半径统一取为10 m,同一个小区的用户都设定在小区的边缘,即同一个小区的用户到基站的距离为10 m。由于室内环境复杂,以及建筑材质对电磁波的强烈屏蔽作用,目标小区和干扰小区的通信环境有所不同,如表1<sup>[13]</sup>所示。

表1 针对单频率73 GHz的CIX路径损耗模型参数

| 用户   | $N$ | XPD/dB | $\sigma$ /dB |
|------|-----|--------|--------------|
| 本小区  | 1.6 | 31.4   | 4.6          |
| 干扰小区 | 5.3 | 14.3   | 13.2         |

为了叙述方便,令  $\sigma_1=4.6$ ,  $\sigma_2=13.2$ 。

为了考虑  $\chi_\sigma$  的影响,假设  $X \sim N(\mu, \sigma^2)$ , 则有:

- 1) 数值分布在  $(\mu - \sigma, \mu + \sigma)$  中的概率为0.682 6;
- 2) 数值分布在  $(\mu - 2\sigma, \mu + 2\sigma)$  中的概率为0.954 4;
- 3) 数值分布在  $(\mu - 3\sigma, \mu + 3\sigma)$  中的概率为0.997 4。

在求解干扰用户与基站的间距时,由于阴影衰落  $\chi_\sigma$  的随机性,运用上述事实,将式(22)中的阴影衰落  $\chi_\sigma$  分别取为具有代表性的固定值,即  $3\sigma$ 、 $2\sigma$ 、 $\sigma$  和0。若干扰用户的阴影衰落取为0,则相当于干扰用户处于本小区,因此不作考虑。本文将系统指标数  $\gamma$  统一取为0.3,计算结果可结合式(19)~式(22)得到。例如,当本小区和干扰小区的阴影衰落都取为  $3\sigma$  时,利用式(22)可以求出第一个小区的第一个用户与基站的大尺度衰落系数  $\beta_{11} = 10^{(-\text{PL}(73,10) - 3\sigma_1)/10}$ ,而干扰小区  $l$  的第一个用户与基站的大尺度衰落系数等于  $\beta_{l1} = 10^{(-\text{PL}(73,d) + 3\sigma_2)/10}$ 。根据式(19),在  $\gamma_1=0.3$  的条件下,求出干扰小区  $l$  的第一个用户与基站之间的间距  $d=143.42\text{ m}$ 。与此类似,可以求出的各种情况下的干扰用户到基站的距离,如表2所示。

表2 干扰用户到基站的距离/m

|     | 本小区的阴影衰落取值/dB | 干扰小区的阴影衰落取值   |               |              |
|-----|---------------|---------------|---------------|--------------|
|     |               | $3\sigma$ /dB | $2\sigma$ /dB | $\sigma$ /dB |
| I   | $3\sigma$     | 143.42        | 57.87         | 23.35        |
| II  | $2\sigma$     | 126.53        | 51.05         | 20.60        |
| III | $\sigma$      | 111.63        | 45.04         | 18.17        |
| IV  | 0             | 98.49         | 39.74         | 16.00        |

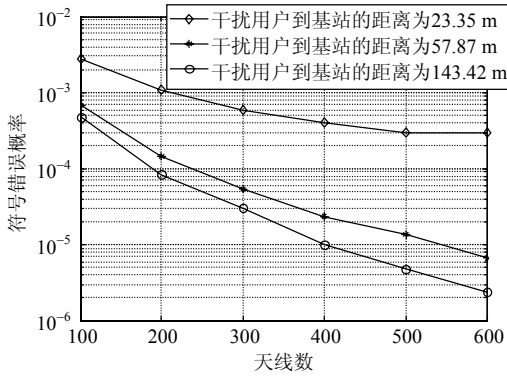


图1 干扰用户与基站距离不同时, 符号错误概率随天线数的变化

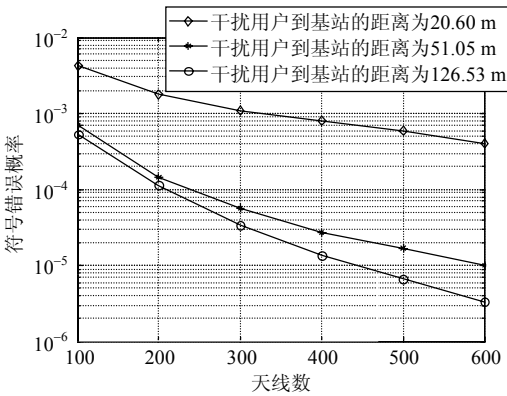


图2 干扰用户与基站距离不同时符号错误概率随天线数的变化

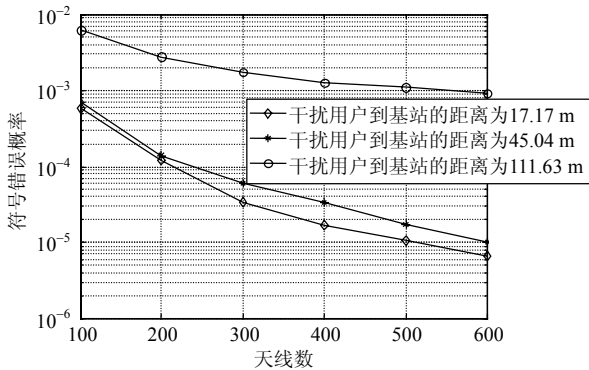


图3 干扰用户与基站距离不同时符号错误概率随天线数的变化

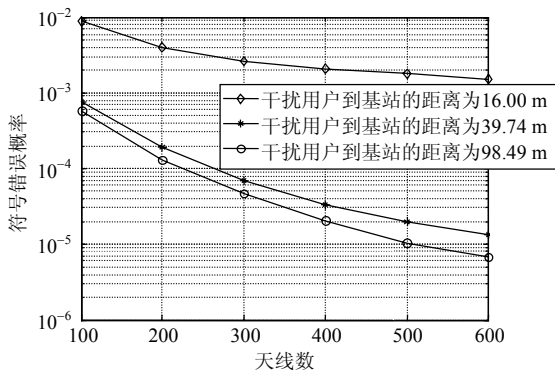


图4 干扰用户与基站距离不同时, 符号错误概率随天线数的变化

图1~4为在 $k=3, L=7, SNR=8$  dB时, 干扰用户到基站距离的性能比较。考虑到实际环境的复杂性, 仿真中本小区和干扰小区的阴影衰落 $\chi_o$ 都取均值为零、标准方差为 $\sigma$ 的高斯随机值。

从以上4个仿真图中可以看出, 干扰用户与基站之间的距离固定时, 其符号错误概率随着天线数的增加而降低, 说明天线数量的增加, 可以提高基站与用户之间的通信质量。综合表2和4个仿真图可知, 由于阴影衰落的随机性, 干扰用户到基站的距离为39.74~57.87 m之间时, 系统性能较好。在干扰用户到基站的距离大于57.87 m后, 其相应的系统性能并没有比距离为57.87 m时的性能提高很多。这是因为当干扰小区与基站的距离在相对较短的范围内时, 目标小区所受到的干扰主要来自于干扰小区的用户。而当干扰用户到基站的距离增大到一定程度后, 由于信道的不完全正交, 本小区用户之间的干扰成为主要因素, 从而性能增益较小。因此, 当基站与基站之间的距离在50~68 m(39.74 m和57.87 m分别加上基站的覆盖半径10 m)之间时, 干扰用户对基站的干扰得到有效的抑制。

### 4 结束语

本文基于大规模上行MIMO系统, 提出一种合理分布基站的方法, 以减少导频污染所造成的性能损失, 并用室内毫米波环境对方法进行了仿真证实。在系统模型的基础上, 对信道矩阵进行多次SVD分解, 提出一个等价系统模型, 从而分析得出了一个能够判断基站合理分布的准则。仿真结果显示, 按照此准则求出基站与基站之间的距离, 并以此距离部署基站, 此时的系统具有较好的性能。

### 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] RUSEK F, PERSSON D, LAU B K, et al. Scaling up MIMO: Opportunities and challenges with very large arrays[J]. IEEE Signal Processing Magazine, 2013, 30(1): 40-60.
- [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] ELIJAH O, LEOW C Y, RAHMAN T A, et al. A comprehensive survey of pilot contamination in massive MIMO-5G system[J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2016, 18(2): 905-923.
- [5] SAMIMI M, WANG K, AZAR Y, et al. 28 GHz angle of

- arrival and angle of departure analysis for outdoor cellular communications using steerable beam antennas in new york city[C]//Vehicular Technology Conference. Dresden, Germany: IEEE, 2013.
- [6] AZAR Y, WONG G N, WANG K, et al. 28 GHz propagation measurements for outdoor cellular communications using steerable beam antennas in New York city[C]//2013 IEEE International Conference on Communications. Budapest, Hungary: IEEE, 2013.
- [7] AKDENIZ M R, LIU Y, SAMIMI M K, et al. Millimeter wave channel modeling and cellular capacity evaluation[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2013, 32(6): 1164-1179.
- [8] KYRO M, KOLMONEN V M, VAINIKAINEN P. Experimental propagation channel characterization of mm-wave radio links in urban scenarios[J]. IEEE Antennas & Wireless Propagation Letters, 2012, 11(2): 865-868.
- [9] ROH W, SEOL J Y, PARK J, et al. Millimeter-wave beamforming as an enabling technology for 5G cellular communications: Theoretical feasibility and prototype results[J]. Communications Magazine IEEE, 2014, 52(2): 106-113.
- [10] ZHANG Hai-jun, HUANG Si-te, JIANG Chun-xiao, et al. Energy efficient user association and power allocation in millimeter-wave-based ultra dense networks with energy harvesting base stations[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2017, 35(9): 1936-1947.
- [11] ZHANG Hai-jun, DONG Yan-jie, CHENG Ju-lian, et al. Fronthauling for 5G LTE-U ultra dense cloud small cell networks[J]. IEEE Wireless Communications, 2016, 23(6): 48-53.
- [12] HEATH R W, GONZÁLEZ-PRELCIC N, RANGAN S, et al. An overview of signal processing techniques for millimeter wave MIMO systems[J]. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 2017, 10(3): 436-453.
- [13] MACCARTNEY G R, RAPPAPORT T S, SUN S, et al. Indoor office wideband millimeter-wave propagation measurements and channel models at 28 and 73 GHz for ultra-dense 5G wireless networks[J]. IEEE Access, 2015, 3: 2388-2424.
- [14] WANG Hai-quan, ZHANG Wan, LIU Yang-yi, et al. On design of non-orthogonal pilot signals for a multi-cell massive MIMO system[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2017, 4(2): 129-132.
- [15] NGO H, ASHIKHMEN A, YANG H, et al. Cell-free massive MIMO versus small cells[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2017, 16(3): 1834-1850.

编辑 叶芳