

# 基于 MF 预编码的大规模 MIMO 网络 SINR 概率密度分析

束 锋<sup>1,2,3</sup> 李 隽<sup>1</sup> 顾 晨<sup>1</sup> 王 进<sup>1</sup> 周 叶<sup>1</sup> 徐彦青<sup>1</sup> 钱玉文<sup>1</sup>

(1. 南京理工大学电子工程与光电技术学院, 南京, 210094; 2. 东南大学移动通信国家重点实验室, 南京, 210096;  
3. 南京理工大学近程高速目标探测技术国防重点学科实验室, 南京, 210094)

**摘 要:** 大规模 MIMO 系统中, 相对于其他基于信道矩阵分解的波束成形算法, 如迫零、最小均方误差算法等, 匹配滤波(Matched filter, MF)具有复杂度极低的优点, 从而成为一种极具实用潜力的波束成形算法。鉴于此, 本文推导了基站采用 MF 波束成形算法时, 用户端信干噪比(Signal-to-interference-and-noise ratio, SINR)的近似概率密度函数(Probability density function, PDF)。该函数对于推导与分析系统性能, 如和速率、中断概率等至关重要。仿真表明: 当基站天线数趋于大规模时, SINR 公式的 PDF 曲线趋近于通过纯仿真得到的 PDF 曲线。

**关键词:** 大规模多天线系统; 匹配滤波; 信干噪比; 概率密度函数

**中图分类号:** TN929.5      **文献标志码:** A

## Probability Density Analysis of SINR in Massive MIMO Downlink Using Matched Filter Beamformer

Shu Feng<sup>1,2,3</sup>, Li Jun<sup>1</sup>, Gu Chen<sup>1</sup>, Wang Jin<sup>1</sup>, Zhou Ye<sup>1</sup>, Xu Yanqing<sup>1</sup>, Qian Yuwen<sup>1</sup>

(1. School of Electronic and Optical Engineering, Nanjing University of Science and Technology, Nanjing, 210094, China;  
2. National Mobile Communications Research Laboratory, Southeast University, Nanjing, 210096, China;  
3. Ministerial Key Laboratory of JGMT, Nanjing University of Science and Technology, Nanjing, 210094, China)

**Abstract:** In massive MIMO systems, the matched filter (MF) beamformer is an attractive technique due to its extremely low complexity compared with the high-complexity decomposition-based beamforming techniques, such as zero forcing and minimum mean square error. An approximate formula is derived for probability density function (PDF) of the signal-to-interference-and-noise ratio (SINR) at user terminal when multiple antennas and the MF beamformer are used at the base station. The formula is important in calculating or analyzing system performance such as sum-rate and outage probability. Simulations exhibit that the difference between the derived approximate formula for PDF and the simulated PDF approaches zero while the number of antennas at the base station tends to large-scale.

**Key words:** massive MIMO; matched filter; signal-to-interference-and-noise ratio; probability density function

## 引 言

近年来,随着智能手机的广泛普及与移动互联网的快速发展,人们对无线数据传输速率的要求显著增加。传统的小规模多用户多输入多输出(Multiple-input multiple-output, MIMO)技术由于具备较高的频谱效率,已经被 4G 标准采纳为关键技术之一。功率分配和波束成形是传统小规模多用户 MIMO 系统的两种关键技术<sup>[1-11]</sup>。前者可明显提高系统的可靠性<sup>[1-3]</sup>,而后者可有效减少多用户间的干扰,显著提高系统的信息传输速率<sup>[4-11]</sup>。发射端波束成形的代表算法有匹配滤波(Matched filter, MF)、迫零(Zero forcing, ZF)<sup>[4-5]</sup>、块对角化(Block diagonalization, BD)<sup>[6]</sup>、最大化信泄噪比(Maximum signal-to-leakage-and-noise ratio, Max-SLNR)<sup>[7]</sup>、特征值分解<sup>[8]</sup>、最小均方误差(Minimum mean square error, MMSE)<sup>[9-10]</sup>和酉速率控制<sup>[11]</sup>。

大规模 MIMO 相比于小规模 MIMO,可进一步显著提高频谱效率,正在日益受到关注,现已成为无线通信领域的热点研究方向之一,并被视为下一代无线通信的关键技术之一。不仅如此,大规模 MIMO 技术可以用较低的功耗提供很高的频谱效率,因此,非常适合于绿色无线通信<sup>[12-14]</sup>。传统小规模多用户 MIMO 的波束成形及功率分配可以推广到大规模多用户 MIMO 系统中,但其中基于信道矩阵分解的一类发射波束成形算法,如 BD, Max-SLNR, MMSE, ZF 需要大约  $KN^3$  次数的复乘运算(其中,  $K$  为用户数,  $N$  为基站发射天线数),当基站天线数达到几百或几千副时,它们的复杂度就变得相当巨大。文献<sup>[15]</sup>考虑消除多用户大规模 MIMO 系统中的较大干扰项,以简化 ZF 预编码器的复杂度。文献<sup>[16]</sup>则采用二项式分解降低 ZF 预编码中矩阵求逆的复杂度,同时优化相关系数,以最大化多基站 MIMO 系统的信干噪比(Signal-to-interference-and-noise ratio, SINR)。然而,这些改进算法要达到与原有算法相近的误码性能或和速率性能,运算的复杂度就要远高于 MF 预编码的复杂度  $KN$  次复乘运算。MF 作为低复杂度的预编码器,在  $N$  为大规模时将与其他预编码趋于同样的和速率<sup>[12-15]</sup>,因而在大规模 MIMO 中极具实用潜能。考虑到 MF 在大规模 MIMO 中具有较强的实用性,文献<sup>[17]</sup>推导了在该环境下采用 MF 预编码的 SINR 的近似概率密度函数(Probability density function, PDF)表达式。但文献<sup>[17]</sup>着重考察高信噪比下 MF 预编码的近似 PDF,对低信噪比下噪声与干扰相当的情况研究较少,因此本文针对一般信噪比下的大规模 MU-MIMO 环境,推导了 MF 预编码近似 SINR 的 PDF,并通过仿真验证所推导的公式的准确性。

## 1 系统模型

本文研究一个配置单基站和  $K$  个用户的下行链路大规模 MIMO 系统。基站配有  $N$  根发射天线,每用户配有单个接收天线。用户  $k$  的 MF 预编码向量定义为  $\mathbf{v}_k = \frac{\mathbf{h}_k^*}{\|\mathbf{h}_k\|}$ <sup>[16]</sup>,其中  $\mathbf{h}_k$  是用户  $k$  的服从  $CN(0, \sigma_h^2)$  分布的  $N \times 1$  维信道向量,  $N$  表示基站的传输天线个数。在基站应用 MF 预编码波束成形算法,用户  $k$  的接收信号可表示为

$$r_k = \rho \frac{1}{\sqrt{N}\sigma_h} \mathbf{h}_k^T \frac{\mathbf{h}_k^*}{\|\mathbf{h}_k\|} s_k + \rho \frac{1}{\sqrt{N}\sigma_h} \mathbf{h}_k^T \sum_{l=1, l \neq k}^K \frac{\mathbf{h}_l^*}{\|\mathbf{h}_l\|} s_l + n_k \quad (1)$$

式中:  $\rho$  定义为基站的总发射功率,  $s_k$  和  $s_l$  分别表示基站发送给用户  $k$  和用户  $l$  的数据符号,  $n_k$  是均值为 0 且方差为  $\sigma_n^2$  的加性白高斯噪声。用户  $k$  的 SINR 可表示为

$$\gamma_k = \frac{\frac{\rho^2}{N\sigma_h^2} (\mathbf{h}_k^T \mathbf{h}_k^*)}{\sigma_n^2 + \frac{\rho^2}{N\sigma_h^2} \sum_{l=1, l \neq k}^K \mathbf{h}_k^T \frac{\mathbf{h}_l^*}{\|\mathbf{h}_l\|} \frac{\mathbf{h}_l^T}{\|\mathbf{h}_l\|} \mathbf{h}_k^*} \quad (2)$$

当基站发射天线数较多时,  $\|\mathbf{h}_l\|_2$  将近似为常数  $\sqrt{N}\sigma_h$ , 因此, 在大规模 MIMO 系统中, 可将该常数代入原始的波束成形向量  $\mathbf{v}_1 = \frac{\mathbf{h}_1^*}{\|\mathbf{h}_1\|_2}$  中, 并简化式(2)为

$$\tilde{\gamma}_k = \frac{\frac{\rho^2}{N\sigma_h^2} (\mathbf{h}_k^T \mathbf{h}_k^*)}{\sigma_n^2 + \frac{\rho^2}{(N\sigma_h^2)^2} \sum_{l=1, l \neq k}^K \mathbf{h}_k^T \mathbf{h}_l^* \mathbf{h}_l^T \mathbf{h}_k^*} \quad (3)$$

基于式(1,3), 易获得所有用户的和速率为

$$R_{\text{sum}} = \sum_{k=1}^K \log_2 (1 + \tilde{\gamma}_k) \quad (4)$$

## 2 信干噪比的近似概率密度函数

为了便于推导式(3)定义的 SINR 的 PDF, 首先定义两个新的随机变量

$$x = \frac{\rho^2}{N\sigma_h^2} \mathbf{h}_k^T \mathbf{h}_k^* \quad (5)$$

和

$$y_l = \frac{\rho}{N\sigma_h^2} \mathbf{h}_k \mathbf{h}_l^* \quad (6)$$

则式(3)可简化为

$$\tilde{\gamma}_k = \frac{x}{\sigma_n^2 + \sum_{l=1, l \neq k}^K y_l y_l^*} \quad (7)$$

为方便推导,  $\tilde{\gamma}_k$  简化为  $\tilde{\gamma}$ . 若要推导随机变量  $\tilde{\gamma}$  的 PDF, 需要首先获得随机变量  $x$  和  $y_l$  的 PDF.

因此, 首先推导  $x$  的 PDF. 将式(5)展开, 有

$$x = \frac{\rho^2}{2N} \underbrace{\sum_{i=1}^N \left( \left[ \frac{\sqrt{2}}{\sigma_h} \text{Re}(h_{ki}) \right]^2 + \left[ \frac{\sqrt{2}}{\sigma_h} \text{Im}(h_{ki}) \right]^2 \right)}_{\tilde{x}} = c_s \tilde{x} \quad (8)$$

式中:  $\text{Re}(h_{ki})$  和  $\text{Im}(h_{ki})$  分别表示复变量  $h_{ki}$  的实部和虚部,  $c_s = \frac{\rho^2}{2N}$ .  $\tilde{x}$  可表示为  $2N$  个独立同分布的实高斯随机变量的平方和, 即  $\tilde{x}$  服从自由度为  $2N$  的 Chi 平方分布

$$f_{\tilde{x}}(\tilde{x}) = \frac{\tilde{x}^{N-1} e^{-\frac{\tilde{x}}{2c_s}}}{2^N \Gamma(N)} \quad (9)$$

式中  $\tilde{x} \geq 0$ , 且

$$\Gamma(a) = \int_0^{+\infty} t^{a-1} e^{-t} dt \quad (10)$$

依据式(8,9), 可获得  $x$  的概率密度函数

$$f_x(x) = \frac{x^{N-1} e^{-\frac{x}{2c_s}}}{(2c_s)^N \Gamma(N)} \quad (x \geq 0) \quad (11)$$

下面推导  $y_l$  的概率密度函数. 根据式(6),  $y_l$  可展开为

$$y_l = \frac{\rho}{N\sigma_h^2} \mathbf{h}_k \mathbf{h}_l^* = \frac{\rho}{N\sigma_h^2} \sum_{n=1}^N h_{kn} h_{ln}^* \quad (12)$$

由式(12)可知,  $y_l$  可视为  $N$  个独立随机变量  $h_{kn} h_{ln}^*$  ( $n \in \{1, 2, \dots, N\}$ ) 之和. 在大规模 MIMO 中,  $N$  通常较大, 根据概率论中的中心极限定理,  $y_l$  可近似为均值为  $\mu_y$ 、方差为  $\sigma_y^2$  的复高斯随机变量.

若  $k \neq l$  或  $n \neq m$ , 则  $h_{kn}$  与  $h_{lm}$  相互独立, 它们的积也相互独立。因此, 对所有  $k \neq l$  或  $n \neq m$ , 有

$$E(h_{kn}h_{lm}^*) = 0 \quad (13)$$

式(12)所示的  $y_l$  的统计平均值为

$$\mu_y = E(y_l) = 0 \quad (14)$$

随机变量  $y_l$  的方差定义为

$$\sigma_y^2 = E\{[y_l - E(y_l)]^2\} = E(y_l^2) - (\mu_{y_l})^2 = \frac{\rho^2}{N^2 \sigma_h^4} \sum_{m=1}^N \sum_{n=1}^N E(h_{kn}h_{lm}^*h_{ln}h_{km}^*) \quad (15)$$

根据零均值随机变量的独立特性, 式(15)求和符号后的求期望过程只在  $m=n$  时存在不为零的值  $\sigma_h^4$ , 则有

$$\sigma_y^2 = \frac{\rho^2}{N} \quad (16)$$

令

$$z = \sum_{l=1, l \neq k}^K y_l y_l^* + \sigma_n^2 = \frac{\sigma_y^2}{2} \underbrace{\sum_{l=1, l \neq k}^K [\operatorname{Re}(\tilde{y}_l)]^2 + [\operatorname{Im}(\tilde{y}_l)]^2}_{\tilde{z}} + \sigma_n^2 = a\tilde{z} + b \quad (17)$$

式中  $a = \frac{\sigma_y^2}{2}$ ,  $b = \sigma_n^2$ 。与式(8)类似,  $\tilde{z}$  服从自由度  $2K-2$  的 Chi 平方分布

$$f_{\tilde{z}}(\tilde{z}) = \frac{\tilde{z}^{K-2} e^{-\frac{\tilde{z}}{2}}}{2^{K-1} \Gamma(K-1)} \quad (18)$$

式中  $\tilde{z} \geq 0$ 。

结合式(8)与式(17), 式(7)可简化为

$$\frac{1}{\gamma} = \frac{b}{c_s} \underbrace{\frac{1}{\tilde{x}}}_{x_1} + \frac{K-1}{N} \underbrace{\frac{\tilde{z}/(2K-2)}{\tilde{x}/(2N_l)}}_{x_2} \quad (19)$$

应用 Jacobi 变换, 可由  $\tilde{x}$  的 PDF 得到  $x_1$  的 PDF

$$f_{x_1}(x_1) = \frac{e^{-\frac{1}{x_1}}}{x_1^{N+1} 2^N \Gamma(N)} \quad (20)$$

式中  $x_1 \geq 0$ 。

另一方面, 随机变量  $x_2$  服从第 1 自由度为  $2K-2$ , 第 2 自由度为  $2N$  的  $F$  分布

$$f_{x_2}(x_2) = \frac{\left(\frac{K-1}{N}\right)^{K-1} x_2^{K-2}}{B(K-1, N) \left(1 + \frac{K-1}{N} x_2\right)^{K+N-1}} \quad (21)$$

式中  $x_2 \geq 0$ , 且

$$B(K-1, N) = \frac{\Gamma(K-1)\Gamma(N)}{\Gamma(K+N-1)} \quad (22)$$

令

$$\hat{\gamma} = \frac{1}{\gamma} = \beta_1 x_1 + \beta_2 x_2 \quad (23)$$

式中

$$\beta_1 = \frac{b}{c_s}, \beta_2 = \frac{K-1}{N} \quad (24)$$

则  $\hat{\gamma}$  的累积分布函数为

$$F_{\hat{\gamma}} = P(\beta_1 x_1 + \beta_2 x_2 < \hat{\gamma}) = \int_0^{\frac{\hat{\gamma}}{\beta_1}} \int_0^{\frac{\hat{\gamma} - \beta_1 x_1}{\beta_2}} f_{x_1}(x_1) f_{x_2}(x_2) dx_1 dx_2 \quad (25)$$

可得  $\hat{\gamma}$  的 PDF 如下

$$f_{\hat{\gamma}} = \frac{dF}{d\hat{\gamma}} = \frac{1}{\beta_1} \int_0^{\frac{\hat{\gamma}}{\beta_1}} f_{x_1}\left(\frac{\hat{\gamma} - \beta_2 x_2}{\beta_1}\right) f_{x_2}(x_2) dx_2 \quad (26)$$

考虑到  $\tilde{\gamma}$  是  $\hat{\gamma}$  的倒数, 根据式(26), 可获得 SINR 的 PDF 为

$$f_{\tilde{\gamma}} = \frac{1}{\tilde{\gamma}^2} f_{\hat{\gamma}}\left(\frac{1}{\tilde{\gamma}}\right) = \frac{1}{\beta_1 \tilde{\gamma}^2} \int_0^{\frac{1}{\beta_1 \tilde{\gamma}}} f_{x_1}\left(\frac{1 - \beta_2 \tilde{\gamma} x_2}{\beta_1 \tilde{\gamma}}\right) f_{x_2}(x_2) dx_2 \quad (27)$$

将式(20)与式(21,27)联合, 有

$$f_{\tilde{\gamma}} = \frac{(\beta_1 \tilde{\gamma} N / 2)^N (K-1)^{K-1}}{\tilde{\gamma} \Gamma(N) B(K-1, N)} \int_0^{\frac{1}{\beta_1 \tilde{\gamma}}} \frac{x_2^{K-2} e^{-\frac{\beta_2 \tilde{\gamma} x_2}{1 - \beta_2 \tilde{\gamma} x_2}}}{(1 - \beta_2 \tilde{\gamma} x_2)^{N+1} [N + (K-1)x_2]^{K+N-1}} dx_2 \quad (28)$$

式中  $\tilde{\gamma} \geq 0$ 。

至此完成了 SINR 的 PDF 推导过程。

### 3 仿真结果

为了验证本文推导的 SINR 的 PDF 公式的正确性, 下面通过 Matlab 软件仿真产生充足的信道向量  $\mathbf{h}_k$  的随机样本, 然后根据式(3)获得模拟的 SINR 值并利用 Matlab 软件里的 `ksdensity()` 函数计算出 SINR 的 PDF, 并以此作为参考值和由本文推导的式(28)直接计算得到的 SINR 的 PDF 相比较。目前, 3G 与 4G 移动通信系统相邻蜂窝均采用频率复用因子为 1 的工作模式, 由于相邻蜂窝同信道干扰的影响, 实际系统的工作信噪比通常较低。因此, 本文主要仿真低信噪比下 SINR 的 PDF。

图 1 和图 2 分别给出了在不同典型信噪比和发射天线与用户数的情况下, 推导的 SINR 和纯仿真的 PDF 曲线趋势图(其中,  $N=4K$ )。由图可知, 在  $N=32, N=64$  时, 本文推导得出的 PDF 和仿真模拟的 PDF 基本重合, 尤其在低信噪比( $\text{SNR}=-5$  dB)时, 推导与纯仿真获得的 PDF 曲线几乎重合。

图 3 和图 4 给出了在固定用户数  $K=8$  时, 不同信噪比, 不同发射天线条件下的 SINR 的 PDF 曲线。同图 1~2 的结论类似, 本文推导的概率密度函数在低信噪比下与实际概率密度曲线相差甚微, 但

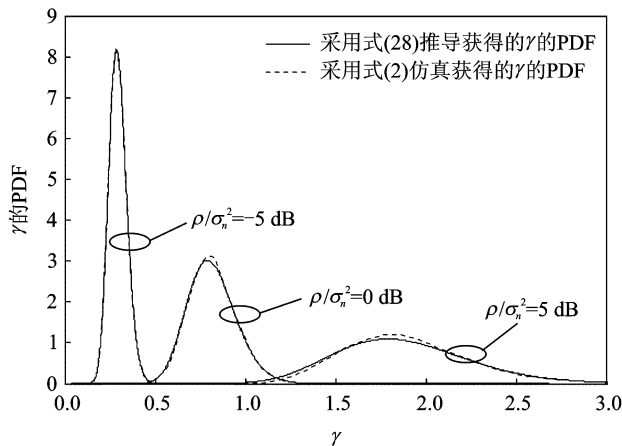


图 1 固定用户数与基站发射天线数时, 推导与仿真 SINR 的 PDF 曲线随信噪比变化的趋势图( $N=32, K=8$ )

Fig. 1 Comparison between derived PDF of SINR and simulated PDF with fixed numbers of users and transmit antennas ( $N=32, K=8$ )

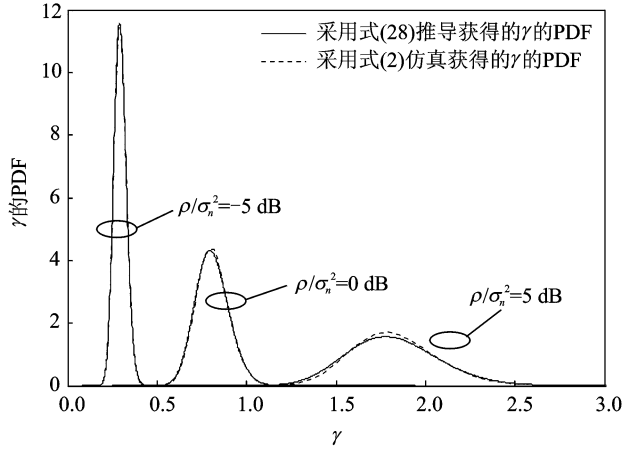


图 2 固定用户数与基站发射天线数时,推导与仿真 SINR 的 PDF 曲线随信噪比变化的趋势图( $N=64, K=16$ )

Fig. 2 Comparison between derived PDF of SINR and simulated PDF with fixed numbers of users and transmit antennas ( $N=64, K=16$ )

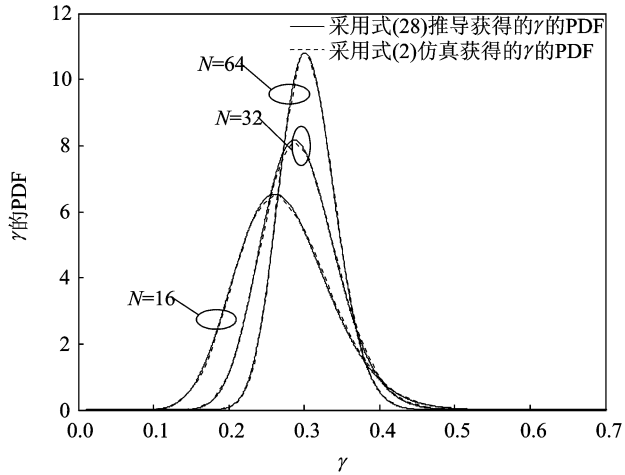


图 3 固定用户数与信噪比时,推导与仿真的 SINR 的 PDF 曲线随基站发射天线数变化的趋势图( $\text{SNR}=-5 \text{ dB}, K=8$ )

Fig. 3 Comparison between derived PDF of SINR and simulated PDF with fixed numbers of users and SNR ( $\text{SNR}=-5 \text{ dB}, K=8$ )

在天线数较少且信噪比高于 0 dB 时,由于对干扰部分概率分布的近似,使得推导的 PDF 同实际 PDF 曲线相比仍存在一定的改进空间,例如,在  $N=16, \text{SNR}=0 \text{ dB}$  时,仿真与推导得出的 PDF 曲线存在 7% 的峰值偏差。随着天线数增加,本文推导的公式与仿真的结果逐步趋于重合,最后收敛于同一曲线。另外,由图 3 与图 4 可知,随着信噪比的增加,基站配置越多发射天线,越能保证推导的公式与仿真结果接近重合。

#### 4 结束语

本文推导了在中等规模 MIMO 系统下采用 MF 波束成形算法的 SINR 概率密度函数的表达式。通

过仿真验证,该 PDF 在基站天线趋于大规模时逼近实际的概率分布。该结果为大规模 MIMO 通信系统平均误符号率、中断概率和平均速率和的推导与分析奠定了数学基础。

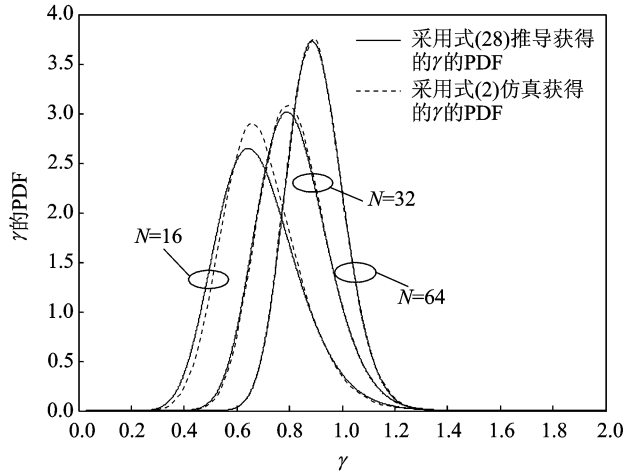


图 4 固定用户数与信噪比时,推导与仿真的 SINR 的 PDF 曲线随基站发射天线数变化的趋势图(SNR=0 dB,  $K=8$ )

Fig. 4 Comparison between derived PDF of SINR and simulated PDF with fixed numbers of users and SNR (SNR=0 dB,  $K=8$ )

#### 参考文献:

- [1] Shu Feng, Wang Mao, Wang Yaxi, et al. An efficient power allocation scheme for leakage-based precoding in multi-cell multiuser MIMO downlink[J]. *IEEE Communications Letters*, 2011,15(10):1053-1055.
- [2] Shu Feng, Wang Mao, Liu Tingting. Leakage-based precoding with power allocation for multi-cellular multiuser MIMO downlink[J]. *IET Electronics Letters*, 2010,46(24):1629-1630.
- [3] 王大鸣,吕璐,窦冬冬,等.一种虚拟 MIMO 中的低复杂度功率分配算法[J]. *数据采集与处理*,2013,28(3):280-283.  
Wang Daming, Lü Lu, Dou Dongdong, et al. Fast power allocation in virtual-MIMO systems[J]. *Journal of Data Acquisition and Processing*, 2013,28(3):280-283.
- [4] Spencer Q H, Swindlehurst A L, Haardt M. Zero-forcing methods for downlink spatial multiplexing in multiuser MIMO channels[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2004,52(2):461-471.
- [5] Wiesel A, Yonina C E, Shlomo S. Zero-forcing precoding and generalized inverses[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2008,56(9):4409-4418.
- [6] Choi L U, Murch R D. A transmit preprocessing technique for multiuser MIMO systems using a decomposition approach[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communication*, 2004,3(1):20-24.
- [7] Sadek M, Tarighat A, Sayed A H. A leakage-based precoding scheme for downlink multi-user MIMO channels[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communication*, 2007,6(5):1711-1721.
- [8] Liu W, Yang L L, Hanzo L. SVD-assisted multiuser transmitter and multiuser detector design for MIMO systems[J]. *IEEE Transactions on Vehicle Technology*, 2009,58(2):1016-1021.
- [9] Peel C B, Hochwald B M, Swindlehurst A L. A vector-perturbation technique for near-capacity multi-antenna multiuser communication-part I: channel inversion and regularization[J]. *IEEE Transactions on Communication*, 2005,53(1):195-202.
- [10] Hakjae S, Sang-Rim L, Inkyu L. Generalized channel inversion methods for multiuser MIMO systems[J]. *IEEE Transactions on Communication*, 2009,57(11):3489-3499.
- [11] 卢敏,鄧广增,孟庆民.多用户 MIMO 系统低复杂度收发联合波束成形方案[J]. *数据采集与处理*,2012,27(4):417-421.  
Lu Min, Feng Guangzeng, Meng Qingmin. Joint beamforming scheme with low complexity for multiuser MIMO system[J]. *Journal of Data Acquisition and Processing*, 2012,27(4):417-421.

- [12] Rusek F, Persson D, Buon Kiong Lau, et al. Scaling up MIMO: Opportunities and challenges with very large arrays[J]. IEEE Signal Process Magazine, 2013,30(1):40-60.
- [13] Thomas L M. Non-cooperative cellular wireless with unlimited numbers of base station antennas[J]. IEEE Transactions on Wireless Communication, 2010,9(11):3590-3600.
- [14] Erik G L, Fredrik T, Ove E, et al. Massive MIMO for next generation wireless systems[J]. IEEE Communication Magazine, 2014,52(2):186-195.
- [15] Chan-Sic P, Yong-Suk B, Aman M B, et al. Complexity reduced zero-forcing beamforming in massive MIMO systems[C]// International Theory and Application Workshop, 2014. San Diego, CA: IEEE, 2014:1-5.
- [16] Kammoun A, Muller A, Bjornson E, et al. Linear precoding based on polynomial expansion: Large-scale multi-cell MIMO systems[J]. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 2014,8(5):861-875.
- [17] Zhang W, Pan C, Du B, et al. Downlink SINR study in multiuser large scale antenna systems[J]. Wireless Personal Communications, 2014,79(2):1539-1556.

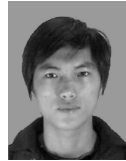
## 作者简介:



**束锋** (1973-), 男, 博士, 研究员, 博士生导师, 研究方向: 无线通信与移动网络, 雷达信号处理以及无线定位, E-mail: shufeng@njust.edu.cn。



**李隽** (1990-), 女, 硕士研究生, 研究方向: 无线通信系统中的预编码技术。



**顾晨** (1991-), 男, 硕士研究生, 研究方向: 无线网络与通信。



**王进** (1989-), 男, 博士研究生, 研究方向: 无线网络与通信。



**周叶** (1991-), 女, 硕士研究生, 研究方向: 无线网络与通信。



**徐彦青** (1990-), 男, 硕士研究生, 研究方向: 无线网络与通信。



**钱玉文** (1975-), 男, 博士, 硕士生导师, 研究方向: 网络信息安全, 网络隐蔽通信, 网络入侵检测。