

# 基于混合精度 ADC 的大规模 MIMO 中继系统物理层安全性能研究

丁青锋, 刘梦霞

(华东交通大学电气与自动化工程学院, 江西南昌 330013)

**摘 要:** 研究多天线窃听器场景基于混合精度模数转换器(Analog-to-Digital Converter, ADC)大规模多输入多输出(Multiple Input Multiple Output, MIMO)中继系统, 中继将接收到的信号放大转发, 通过在基站采用最大比合并接收信号, 推导出合法用户与窃听者的频谱效率表达式, 最终得出系统保密频谱效率表达式. 根据能量效率定义建立功耗模型, 推导保密能量效率表达式, 并分析保密频谱效率和保密能量效率之间的平衡关系, 进而揭示基站天线数、ADC 量化位数等参数对物理层安全性能的影响. 仿真结果表明, 随着窃听器天线数增多, 窃听能量增强, 保密频谱效率会减小; ADC 量化位数为 4 时, 在保证保密频谱效率的同时也能得到较高的保密能量效率.

**关键词:** 大规模 MIMO; 混合模数转换器; 放大转发; 保密频谱效率; 保密能量效率

**中图分类号:** TN918      **文献标识码:** A      **文章编号:** 0372-2112 (2021)06-1142-09

**电子学报 URL:** <http://www.ejournal.org.cn>      **DOI:** 10.12263/DZXB.20200217

## Research on Physical Layer Security Performance of Massive MIMO Relay System Based on Mixed-ADC

DING Qing-feng, LIU Meng-xia

(School of Electrical and Automation Engineering, East China Jiaotong University, Nanchang, Jiangxi 330013, China)

**Abstract:** The multi-antenna eavesdropper scenario based on a mixed-precision analog-to-digital converter massive MIMO (Multiple Input Multiple Output) relay system is studied, where the relay amplifies and forwards the received signal. Using maximum ratio to combine the received signals at the base station, the expressions of spectral efficiency of legitimate users and eavesdroppers are derived, and the expression of secrecy spectral efficiency of the system is obtained. Based on the definition of energy efficiency, a power consumption model is established. The expression of secrecy energy efficiency is derived. And the tradeoff between the secrecy spectral efficiency and the secrecy energy efficiency is analyzed. It further reveals the influence of parameters such as the number of base station antennas and the number of ADC (Analog-to-Digital Converter) quantization bits on the physical layer security performance. The simulation results show that as the number of eavesdropper antennas increases and eavesdropping energy increases, the secrecy spectral efficiency will decrease. When the number of ADC quantization bits is 4, it can also obtain a higher secrecy energy efficiency, while ensuring the secrecy spectral efficiency.

**Key words:** massive MIMO; mixed-ADC; amplify forward; secrecy spectral efficiency; secrecy energy efficiency

## 1 引言

由于无线信道的广播特性, 信道传输的信息容易被非法者窃听, 因此无线网络信息的安全传输始终是一个关键问题<sup>[1]</sup>. 沿着传统的加密技术, 从信息论的角度来看, 物理层的安全性变得越来越重要. 在这种情况下, 无论窃听者的计算能力如何, 都可以通过利用信道

特性(即衰落, 噪声和干扰)来实现安全通信<sup>[2]</sup>. 为了进一步提高无线网络的安全性能, 已针对物理层安全性提出了许多高级技术, 例如: 中继<sup>[3,4]</sup>, MIMO<sup>[5]</sup> 和干扰<sup>[6]</sup>.

随着第五代(5G)移动通信在世界范围内的开始应用<sup>[7]</sup>, 大规模多输入多输出(Multiple Input Multiple Output, MIMO)技术作为移动通信的关键技术之一, 也被广

泛研究和应用<sup>[8]</sup>. 大规模 MIMO 与传统 MIMO 系统相比在频谱效率和能量效率方面得到显著的提高<sup>[9,10]</sup>. 目前,由于大规模 MIMO 技术可以显著提高空间自由度,因此有提高物理层安全性能的潜力. 文献[11]利用大规模 MIMO 技术在多小区网络中设计了安全传输策略,通过人工噪声干扰窃听者. 文献[12]研究了大规模 MIMO 系统通过天线选择机制来提高系统安全性能,结果证明在特定场景时天线的增加可以提高系统的安全性能. 但是大规模 MIMO 物理层安全技术研究一般是在合法信道配备大规模 MIMO 天线,没有考虑窃听者的天线<sup>[13]</sup>. 因此,当窃听者存在多个天线,窃听能力增强时,如何提高系统的安全性能也是一个重要问题.

最近的研究也显示出将大规模 MIMO 与中继相结合以实现物理层安全性的强烈兴趣. 文献[14]研究了在莱斯信道下大规模 MIMO 中继系统的安全通信. 文献[15]研究了在实际信道的假设下,即在窃听者信道状态信息和非理想的合法信道的信道状态信息情况下,大规模 MIMO 中继网络在放大转发和解码转发中继策略下的保密中断容量. 对于大规模 MIMO 辅助中继系统,文献[16]研究了针对随机分布的窃听者的安全传输方案,而文献[17]研究了联合功率传输和安全传输问题. 文献[18]进一步介绍了协作干扰器,将干扰信号发送到窃听者,以提高保密能力. 考虑到这一点,在具有低(或中)分辨率 ADC (Analog-to-Digital Converter) 的大规模 MIMO 系统中,量化噪声可以起到以下作用:噪声和干扰器. 虽然低分辨率 ADC 量化会降低大规模 MIMO 系统性能,但在某些情况下,ADC 量化可能会增强保密能力. 文献[19]研究了基于双精度 ADC 大规模 MIMO 中继系统的最佳中继天线数的参数设计对保密性能的影响. 文献[20]研究了基于低精度 ADC 大规模 MIMO 中继系统的保密能量效率问题. 文献[21]研究了基于低精度数模转换器大规模 MIMO 系统的安全传输,通过将人工噪声与机密信号同时传输,来降低了窃听者的信道质量.

因此,本文提出一种基于混合 ADC 的两跳大规模 MIMO 中继架构,其中用户端通过中继站放大转发实现与基站通信. 考虑在中继转发信息时,存在窃听者窃听信息,并且窃听者配备多根天线,本文首先分析窃听者窃听能力增强时对系统安全性能的影响. 然后通过基站配备混合 ADC 结构,分别推导出合法信道的频谱效率和窃听信道的频谱效率的表达式,并且推导该系统的保密频谱效率的表达式. 接着构建系统的功耗模型,并且推导系统保密能量效率的表达式. 仿真结果验证了理论分析结果的正确性,揭示了各系统参数对物理层安全性能的影响关系.

## 2 系统模型

考虑安全大规模 MIMO 中继系统,其中有  $K$  个单天线的用户 ( $S_k, k=1,2,\dots,K$ ) 发送信息,并通过一个多天线的中继站 R 协作通信,中继站配备  $N_r$  根天线. 最后由一个多天线的目的基站 D 接收信息,目的基站配备  $M$  根天线. 同时在中继和目的基站之间的信息传输阶段有一个窃听者 E 窃听信息,窃听者配备  $N_e$  根天线. 假设合法用户到窃听者链路存在严重的路径损耗和阴影,所以窃听者无法窃听合法用户发送的信息. 同时,由于用户和目的基站之间的距离远,存在严重的阴影衰落,所以用户  $S_k$  和目的基站 D 之间没有直接链路. 中继系统使用放大转发 (Amplify and Forward, AF) 协议和半双工工作模式. 为了降低高精度 ADC 的功耗和克服低精度 ADC 的量化噪声,考虑在目的基站 D 装备混合精度 ADC 结构. 通常,混合精度 ADC 结构有  $M_0$  根天线配备全精度的 ADC 和  $M_1 = M - M_0$  根天线装配低精度的 ADC.

假设用户到中继的信道矩阵是  $\mathbf{G}_{\text{SR}} = \mathbf{H}_{\text{SR}} \mathbf{D}_{\text{SR}}^{1/2}$ , 中继到目的基站的  $M_0$  根全精度 ADC 天线的信道矩阵是  $\mathbf{G}_{\text{RD0}} = \mathbf{H}_{\text{RD0}} \mathbf{D}_{\text{RD0}}^{1/2}$ , 中继到目的基站的  $M_1$  根低精度 ADC 天线的信道矩阵是  $\mathbf{G}_{\text{RD1}} = \mathbf{H}_{\text{RD1}} \mathbf{D}_{\text{RD1}}^{1/2}$ , 其中,  $\mathbf{H}_{\text{SR}} \in \mathbb{C}^{N_r \times K}$ ,  $\mathbf{H}_{\text{RD0}} \in \mathbb{C}^{M_0 \times N_r}$  和  $\mathbf{H}_{\text{RD1}} \in \mathbb{C}^{M_1 \times N_r}$  分别代表  $\mathbf{G}_{\text{RD0}}$  和  $\mathbf{G}_{\text{RD1}}$  的小尺度衰落信道矩阵,矩阵的每个元素是服从零均值和单位方差,且独立同分布的随机变量.  $\mathbf{D}_{\text{SR}} \in \mathbb{C}^{K \times K}$ ,  $\mathbf{D}_{\text{RD0}} \in \mathbb{C}^{N_r \times N_r}$  和  $\mathbf{D}_{\text{RD1}} \in \mathbb{C}^{N_r \times N_r}$  表示大尺度衰落系数矩阵,矩阵均为对角阵,即  $\mathbf{D}_{\text{SR}}(k,k) = \beta_k (k=1,2,\dots,K)$  和  $\mathbf{D}_{\text{RD0}} = \mathbf{D}_{\text{RD1}} = \beta_r \mathbf{I}_{N_r}$ . 中继到窃听者之间的信道矩阵  $\mathbf{G}_{\text{RE}} = \mathbf{H}_{\text{RE}} \mathbf{D}_{\text{RE}}^{1/2}$ , 其中  $\mathbf{H}_{\text{RE}} \in \mathbb{C}^{N_e \times N_r}$  代表小尺度衰落信道矩阵,矩阵的每个元素是服从零均值和单位方差,且独立同分布的随机变量,  $\mathbf{D}_{\text{RE}} = \beta_e \mathbf{I}_{N_e}$  代表大尺度衰落系数矩阵.

由于中继使用半双工工作模式,不能同时接收和发送信息,因此信息传输分两个阶段. 第一个阶段是信息广播阶段,多个用户的信号发送给中继站. 这个发送信号的向量可以表示为  $\mathbf{x}_s = [x_1, x_2, \dots, x_k]$ . 该向量的期望可以表示为  $\mathbf{E}\{\mathbf{x}_s \mathbf{x}_s^H\} = \mathbf{I}_K$ .  $\mathbf{E}\{\cdot\}$  表示期望运算. 因此,在中继站 R 接收的信号可以表示为

$$\mathbf{y}_r = \sqrt{P_u} \mathbf{G}_{\text{SR}} \mathbf{x}_s + \mathbf{n}_r \quad (1)$$

式中,  $P_u$  是用户的平均发送功率,  $\mathbf{n}_r$  是均值为零方差为 1 的加性高斯白噪声,表示为  $\mathbf{n}_r \sim \mathcal{CN}(0, \mathbf{I}_{N_r})$ .

第二阶段是信息传输阶段,即中继站 R 放大转发信号给目的基站 D. 由于目的基站考虑混合 ADC 结构,全精度 ADC 和低精度 ADC 接收的信号分别为

$$\mathbf{y}_{\text{D0}} = \sqrt{P_u P_r} \gamma \mathbf{G}_{\text{RD0}} \mathbf{G}_{\text{SR}} \mathbf{x}_s + \sqrt{P_r} \gamma \mathbf{G}_{\text{RD0}} \mathbf{n}_r + \mathbf{n}_{\text{D0}} \quad (2)$$

$$\mathbf{y}_{\text{D1}} = \sqrt{P_u P_r} \gamma \mathbf{G}_{\text{RD1}} \mathbf{G}_{\text{SR}} \mathbf{x}_s + \sqrt{P_r} \gamma \mathbf{G}_{\text{RD1}} \mathbf{n}_r + \mathbf{n}_{\text{D1}} \quad (3)$$

其中,  $\mathbf{n}_{\text{D0}}$  和  $\mathbf{n}_{\text{D1}}$  都是均值为零方差为 1 的加性高斯白噪

声,分别可以表示为  $\mathbf{n}_{D0} \sim \mathcal{CN}(0, \mathbf{I}_{M_0})$  和  $\mathbf{n}_{D1} \sim \mathcal{CN}(0, \mathbf{I}_{M_1})$ .  $\gamma$  为放大因子,即中继处采用了放大转发协议. 该放大因子可以表示为

$$\gamma^2 = \frac{1}{P_U \text{Tr}(\mathbf{E}\{\mathbf{G}_{SR} \mathbf{G}_{SR}^H\}) + N_r} \quad (4)$$

式中,  $\text{Tr}(\mathbf{E}\{\mathbf{G}_{SR} \mathbf{G}_{SR}^H\}) = P_U N_r \sum_{i=1}^K \beta_i$ ,  $\text{Tr}(\cdot)$  表示矩阵的迹.

假设全精度 ADC 是理想量化,即没有量化噪声. 而低精度 ADC 采用加性量化噪声模型<sup>[22]</sup>,即有量化噪声. 在目的基站的全精度 ADC 和低精度 ADC 输出的信号分别可以表示为

$$\mathbf{y}_{q0} = \mathbf{y}_{D0}, \mathbf{y}_{q1} = \mathbf{Q}\{\mathbf{y}_{D1}\} = \alpha \mathbf{y}_{D1} + \mathbf{n}_q \quad (5)$$

其中,  $\mathbf{Q}\{\cdot\}$  代表量化运算,  $\mathbf{n}_q$  表示加性量化噪声.  $\alpha = 1 - \rho$ , 其中  $\rho$  表示信噪比和量化噪声比的倒数, 根据文献<sup>[23]</sup>可知,  $\rho \approx \pi\sqrt{3} \cdot 2^{-1-2b}$ ,  $b$  表示量化位数.

由上可知,在目的基站量化后输出的信号可以表示为

$$\mathbf{y}_D = \begin{bmatrix} \mathbf{y}_{q0} \\ \mathbf{y}_{q1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{P_U P_R} \gamma \mathbf{G}_{RD0} \mathbf{G}_{SR} \mathbf{x}_S + \sqrt{P_R} \gamma \mathbf{G}_{RD0} \mathbf{n}_R + \mathbf{n}_{D0} \\ \alpha \sqrt{P_U P_R} \gamma \mathbf{G}_{RD1} \mathbf{G}_{SR} \mathbf{x}_S + \alpha \sqrt{P_R} \gamma \mathbf{G}_{RD1} \mathbf{n}_R + \alpha \mathbf{n}_{D1} + \mathbf{n}_q \end{bmatrix} \quad (6)$$

由于低精度 ADC 有量化噪声,可以求得量化噪声  $\mathbf{n}_q$  的协方差为

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{n_q} &= \alpha(1 - \alpha) \text{diag}(\mathbf{E}\{\mathbf{y}_{D1} \mathbf{y}_{D1}^H\}) \\ &= \alpha(1 - \alpha) \text{diag}(P_U \gamma^2 (P_U \mathbf{G}_{RD1} \mathbf{G}_{SR} \mathbf{G}_{SR}^H \mathbf{G}_{RD1}^H \\ &\quad + \mathbf{G}_{RD1} \mathbf{G}_{RD1}^H) + \mathbf{I}) \end{aligned} \quad (7)$$

其中,  $\text{diag}(\cdot)$  表示取对角阵.

在第二阶段传输信息时,有一个窃听器窃听中继站发送的信息,由于窃听器不考虑 ADC 结构,因此,在窃听端窃听的信号可以表示为

$$\mathbf{y}_E = \sqrt{P_U P_R} \gamma \mathbf{G}_{RE} \mathbf{G}_{SR} \mathbf{x}_S + \sqrt{P_R} \gamma \mathbf{G}_{RE} \mathbf{n}_R + \mathbf{n}_E \quad (8)$$

在混合 ADC 结构中,利用高精度 ADC 的循环方法可以实现高精度的信道估计,并且可以降低导频开销和复杂度. 因此,假设目的基站具有理想的信道状态信息. 目的基站使用级联信道  $\mathbf{G}_{SR} \mathbf{G}_{RD}$  的 MRC 接收器检测信号:

$$\mathbf{r} = [\mathbf{G}_{SR}^H \mathbf{G}_{RD0}^H \quad \mathbf{G}_{SR}^H \mathbf{G}_{RD1}^H] \begin{bmatrix} \mathbf{y}_{q0} \\ \mathbf{y}_{q1} \end{bmatrix} \quad (9)$$

同理,假设窃听信道具有理想的信道状态信息. 窃听器也使用级联信道  $\mathbf{G}_{SR} \mathbf{G}_{RE}$  的 MRC 接收器检测信号:

$$\mathbf{r}_E = \mathbf{G}_{SR}^H \mathbf{G}_{RE}^H \mathbf{y}_E \quad (10)$$

### 3 保密频谱效率分析

本节主要通过推导出合法用户和窃听者的频谱效

率近似表达式,并基于此来获取系统保密频谱效率的近似结果. 同时,利用功率缩放定律来进一步分析系统的性能.

#### 3.1 合法用户的频谱效率分析

考虑第  $k$  个用户发送的信息经过中继放大转发给基站的接收信息可以表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{r}_k &= \sqrt{P_U P_R} \gamma (\boldsymbol{\Omega}_{0,k} + \alpha \boldsymbol{\Omega}_{1,k}) \mathbf{x}_k + \boldsymbol{\Phi}_0^H \mathbf{n}_q + \boldsymbol{\Phi}_0^H \mathbf{n}_{D0} \\ &\quad + \alpha \boldsymbol{\Phi}_1^H \mathbf{n}_{D1} + \sqrt{P_U P_R} \gamma \sum_{j \neq k} (\boldsymbol{\Omega}_{0,j} + \alpha \boldsymbol{\Omega}_{1,j}) \mathbf{x}_j \\ &\quad + \sqrt{P_R} \gamma (\boldsymbol{\Phi}_0^H \mathbf{G}_{RD0} + \alpha \boldsymbol{\Phi}_1^H \mathbf{G}_{RD1}) \mathbf{n}_R \end{aligned} \quad (11)$$

其中,  $\boldsymbol{\Omega}_{i,t} = (\mathbf{G}_{RDt} \mathbf{g}_{SR,k})^H \mathbf{G}_{RDt} \mathbf{g}_{SR,t}$  ( $i=0,1; t=k,j$ ),  $\boldsymbol{\Phi}_i = \mathbf{G}_{RDt} \mathbf{g}_{SR,k}$  ( $i=0,1$ ),  $\mathbf{g}_{SR,k}$  是信道矩阵  $\mathbf{G}_{SR}$  的第  $k$  列. 目的基站接收信号包括四个部分:第一部分是第  $k$  个用户发送的信号,第二部分是量化噪声和中继站与目的基站信道的噪声,第三部分是其他用户发送的干扰信号,第四个部分是用户与中继站信道的噪声.

因此,第  $k$  个用户上行链路的频谱效率表示为

$$\begin{aligned} R_k &= \frac{1}{2} \mathbf{E} \left\{ \log_2 \left( 1 + \frac{\mathbf{A}_k}{\mathbf{B}_k + \mathbf{C}_k + \mathbf{D}_k} \right) \right\} \\ &\approx \frac{1}{2} \log_2 \left( 1 + \frac{\mathbf{E}\{\mathbf{A}_k\}}{\mathbf{E}\{\mathbf{B}_k\} + \mathbf{E}\{\mathbf{C}_k\} + \mathbf{E}\{\mathbf{D}_k\}} \right) \end{aligned} \quad (12)$$

其中,

$$\begin{aligned} \mathbf{C}_k &= \|\boldsymbol{\Phi}_0^H \mathbf{G}_{RD0} + \alpha \boldsymbol{\Phi}_1^H \mathbf{G}_{RD1}\|^2 \\ &\quad + (\|\boldsymbol{\Phi}_0^H\|^2 + \alpha \|\boldsymbol{\Phi}_1^H\|^2) / (P_R \gamma^2), \end{aligned}$$

$$\mathbf{D}_k = (\boldsymbol{\Phi}_1^H \mathbf{R}_{n_q} \boldsymbol{\Phi}_1) / (P_R \gamma^2),$$

$$\mathbf{A}_k = P_U \|\boldsymbol{\Omega}_{0,k} + \alpha \boldsymbol{\Omega}_{1,k}\|^2,$$

$$\mathbf{B}_k = P_U \sum_{j \neq k} \|\boldsymbol{\Omega}_{0,j} + \alpha \boldsymbol{\Omega}_{1,j}\|^2.$$

根据文献<sup>[22]</sup>可知,  $\mathbf{E}\{\|\mathbf{g}_{SR,k}\|^2\} = N_r \beta_k$ ,  $\mathbf{E}\{\|\mathbf{g}_{SR,k}\|^4\} = N_r(N_r + 1)\beta_k^2$ ,  $\mathbf{E}\{\|\mathbf{g}_{SR,k} \mathbf{g}_{SR,j}\|^2\} = N_r \beta_k \beta_j$ . 令  $\vartheta_1 = (M_0 + \alpha M_1)^2$ ,  $\vartheta_2 = M_0 + \alpha^2 M_1$ , 可以进一步推导频谱效率:

$$\mathbf{E}\{\mathbf{A}_k\} = P_U \beta_k^2 \beta_r^2 N_r (N_r + 1) (\vartheta_1 + \vartheta_2) \quad (13)$$

$$\mathbf{E}\{\mathbf{B}_k\} = P_U \beta_k \beta_r^2 N_r (\vartheta_1 + N_r \vartheta_2) \sum_{j \neq k} \beta_j \quad (14)$$

$$\mathbf{E}\{\mathbf{C}_k\} = \beta_k \beta_r^2 N_r (\vartheta_1 + N_r \vartheta_2) + \frac{\beta_k \beta_r N_r \vartheta_2}{P_R \gamma^2} \quad (15)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{E}\{\mathbf{D}_k\} &= \alpha(1 - \alpha) \beta_k \beta_r^2 N_r (N_r + 1) M_1 \left[ P_U (\beta_k + \sum_{j \neq k} \beta_j) + 1 \right] \\ &\quad + \frac{\alpha(1 - \alpha) \beta_k \beta_r N_r M_1}{P_R \gamma^2} \end{aligned} \quad (16)$$

#### 3.2 窃听者的频谱效率分析

对于第  $k$  个用户发送的信息经过中继放大转发后,窃听器窃听的信息可以表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{r}_{k,E} &= \sqrt{P_U P_R} \gamma \left( \boldsymbol{\Psi}_k^H \boldsymbol{\Psi}_k \mathbf{x}_k + \sum_{j \neq k} \boldsymbol{\Psi}_k^H \boldsymbol{\Psi}_j \mathbf{x}_j \right) \\ &\quad + \sqrt{P_R} \gamma \boldsymbol{\Psi}_k^H \mathbf{G}_{RE} \mathbf{n}_R + \boldsymbol{\Psi}_k^H \mathbf{n}_E \end{aligned} \quad (17)$$

式中,  $\Psi_t = \mathbf{G}_{\text{RE}} \mathbf{g}_{\text{SR},t}$  ( $t = k, j$ ), 窃听者接收信号主要包括三个部分: 第一部分是窃听者想要窃听的信号, 第二部分是其他用户发送的干扰信号, 第三个部分是用户与中继站信道的噪声和中继站与窃听者信道的噪声。

因此, 窃听者窃听第  $k$  个用户信息的频谱效率可以表示为

$$R_{k,E} \approx \frac{1}{2} \log_2 \left( 1 + \frac{\mathbb{E}\{\mathbf{E}_k\}}{\mathbb{E}\{\mathbf{F}_k\}} \right) \quad (18)$$

其中,  $\mathbf{F}_k = \frac{\|\Psi_k^H\|^2}{P_R \gamma^2} + P_U \sum_{j \neq k} |\Psi_k^H \Psi_j|^2 + \|\Psi_k^H \mathbf{G}_{\text{RE}}\|^2$ ,  $\mathbf{E}_k = P_U |\Psi_k^H \Psi_k|^2$ .

同理, 令  $\vartheta_3 = N_e N_r (N_e + N_r)$ , 可以进一步推导窃听者频谱效率:

$$\mathbb{E}\{\mathbf{E}_k\} = P_U \beta_k^2 \beta_c^2 N_e (N_e + 1) N_r (N_r + 1) \quad (19)$$

$$\mathbb{E}\{\mathbf{F}_k\} = P_U \beta_k \beta_c^2 \vartheta_3 \sum_{j \neq k} \beta_j + \beta_k \beta_c^2 \vartheta_3 + \frac{\beta_k \beta_c N_e N_r}{P_R \gamma^2} \quad (20)$$

### 3.3 系统保密频谱效率分析

根据式(12)和式(18), 第  $k$  个用户的保密频谱效率的公式可以表示为

$$R_{\text{sec},k} = [R_k - R_{k,E}]^+ \quad (21)$$

最后, 系统的保密频谱效率可以表示为

$$R_{\text{sec}} = \sum_{k=1}^K R_{\text{sec},k} \quad (22)$$

由于系统的保密频谱效率为所有用户保密频谱效率的和, 因此, 需详细推导第  $k$  个用户的保密频谱效率的近似表达式. 当中继天线  $N_r$  足够大时, 则等式  $N_r(N_r + 1) \approx N_r^2$  成立. 推导保密频谱效率表达式需考虑不同天线比值, 可设置为:  $M/N_r \triangleq \varepsilon$ ,  $M_0/M \triangleq \mu$ ,  $N_e/N_r \triangleq \omega$ . 根据上述条件近似, 第  $k$  个用户的保密频谱效率的近似表达式为

$$R_{\text{sec},k} \approx \left[ \frac{1}{2} \log_2 \left( 1 + (P_R P_U (\beta_k \beta_r (dN_r + c))) / (f P_R \beta_r + v + v P_U \sum_{j=1}^K \beta_j + P_R P_U \beta_r (e\beta_k + f \sum_{j \neq k}^K \beta_j)) \right) - \frac{1}{2} \log_2 \left( 1 + (P_R P_U \beta_k \beta_c (\omega N_r + 1)) / (P_R \beta_c (\omega + 1) + P_U \sum_{j=1}^K \beta_j + P_R P_U \beta_c (\omega + 1) \sum_{j \neq k}^K \beta_j + 1) \right) \right]^+ \quad (23)$$

其中,  $v = \mu + \alpha(1 - \mu)$ ,  $c = \mu + \alpha^2(1 - \mu)$ ,  $d = \varepsilon v^2$ ,  $e = 2\alpha(1 - v)$ ,  $f = \varepsilon v^2 + v$ .

为进一步分析系统保密频谱效率性能, 下面将讨论两种特殊情况下的近似结果.

(1) 当用户发送功率趋于无穷, 即  $P_U \rightarrow \infty$  时, 则第  $k$  个用户的保密频谱效率可以进一步近似为

$$R_{\text{sec},k} \Big|_{P_U \rightarrow \infty} \approx \left[ \frac{1}{2} \log_2 \left( 1 + \frac{\beta_k \beta_r (dN_r + c)}{\beta_r (e\beta_k + f \sum_{j \neq k}^K \beta_j)} \right) \right]^+$$

$$- \frac{1}{2} \log_2 \left( 1 + \frac{\beta_k \beta_c (\omega N_r + 1)}{\beta_c (\omega + 1) \sum_{j \neq k}^K \beta_j} \right) \Big]^+ \quad (24)$$

(2) 当  $P_U = E_U$ ,  $P_R = E_R$ , 其中, 假设  $E_U$  和  $E_R$  是固定功率. 将这两个等式代入式(23)中, 令

$$\xi_1 = 1 + (\beta_k \beta_r (dN_r + c)),$$

$$\xi_2 = \beta_r (e\beta_k + f \sum_{j \neq k}^K \beta_j),$$

$$\xi_3 = 1 + (\beta_k \beta_c (\omega N_r + 1)),$$

$$\xi_4 = \beta_c (\omega + 1) \sum_{j \neq k}^K \beta_j,$$

$$\xi_5 = 1/E_U,$$

$$\xi_6 = 1/(E_U E_R),$$

$$\xi_7 = \frac{1}{E_R} \sum_{j=1}^K \beta_j,$$

则第  $k$  个用户的保密频谱效率可以近似为

$$R_{\text{sec},k} \approx \left[ \frac{1}{2} \log_2 \frac{(\xi_1 / (\xi_2 + f \beta_r \xi_5 + v \xi_6 + v \xi_7))}{(\xi_3 / (\xi_4 + \beta_c (\omega + 1) \xi_5 + \xi_6 + \xi_7))} \right]^+ \quad (25)$$

根据式(24)和式(25)可知, 用户发送功率和中继站的发送功率都影响系统的保密频谱效率性能. 由于低精度 ADC 造成的性能损失无法用增加用户发送功率和中继站的发送功率来补偿, 但是可以通过增加基站天线数来补偿. 因此, 利用功率缩放定律来分析用户功率和中继站信号发送功率对系统保密频谱效率的影响.

下面分析三种经典的功率缩放情况.

**推论 1** 当  $P_U = E_U/N_r$ ,  $P_R = E_R$ , 将这两个等式代入式(23)中, 则第  $k$  个用户的保密频谱效率可以近似为

$$R_{\text{sec},k} \approx \left[ \frac{1}{2} \log_2 \frac{(\xi_1 / (\xi_2 + f \beta_r N_r \xi_5 + v N_r \xi_6 + v \xi_7))}{(\xi_3 / (\xi_4 + \beta_c (\omega + 1) N_r \xi_5 + N_r \xi_6 + \xi_7))} \right]^+ \quad (26)$$

当中继站天线和目的基站持续增大, 即  $N_r \rightarrow \infty$  和  $M \rightarrow \infty$ , 但是全精度天线是固定的值, 即  $\mu$  和  $\omega$  近似为零. 同时, 对于足够大的  $E_R$ ,  $v/E_R$  和  $1/E_R$  是可以忽略的两项. 因此, 可以将式(26)简化为

$$R_{\text{sec},k} \approx \frac{1}{2} \log_2 \left( 1 + \frac{d \beta_k E_U}{f} \right) \quad (27)$$

**推论 2** 当  $P_U = E_U$ ,  $P_R = E_R/M$ , 将这两个等式代入式(23)中, 则第  $k$  个用户的保密频谱效率可以近似为

$$R_{\text{sec},k} \approx \left[ \frac{1}{2} \log_2 \frac{(\xi_1 / (\xi_2 + f \beta_r \xi_5 + v M \xi_6 + v M \xi_7))}{(\xi_3 / (\xi_4 + \beta_c (\omega + 1) \xi_5 + M \xi_6 + M \xi_7))} \right]^+ \quad (28)$$

当中继站天线和目的基站持续增大, 即  $N_r \rightarrow \infty$  和  $M \rightarrow \infty$ , 但是全精度天线是固定的值, 即  $\mu$  和  $\omega$  近似为零. 同时, 对于足够大的  $E_U$ ,  $v/E_U$  是可以忽略不计的一

项. 因此, 可以将式(28)简化为

$$R_{\text{sec},k} \approx \frac{1}{2} \log_2 \left( 1 + \frac{v\beta_k \beta_r E_R}{\sum_{j=1}^K \beta_j} \right) \quad (29)$$

**推论 3** 当  $P_U = E_U/N_r$ ,  $P_R = E_R/M$ , 将这两个等式代入式(23)中, 则第  $k$  个用户的保密频谱效率可以近似为

$$R_{\text{sec},k} \approx \left[ \frac{1}{2} \log_2 \frac{(\xi_1 / (\xi_2 + f\beta_r N_r \xi_3 + vN_r M \xi_6 + vM \xi_7))}{(\xi_3 / (\xi_4 + \beta_e (\omega + 1) N_r \xi_5 + N_r M \xi_6 + M \xi_7))} \right]^+ \quad (30)$$

#### 4 保密能量效率分析

在上一节已经分析保密频谱效率的近似表达式. 从近似表达式可知, 在相同发送功率下, 理想 ADC 结构中中继系统的保密频谱效率是优于具有混合 ADC 结构的中继系统的保密频谱效率, 因为理想 ADC 结构系统没有量化噪声. 但是其成本较高, 功耗更大, 所以分析具有混合 ADC 结构的中继系统的保密能量效率. 令保密频谱效率和保密能量效率达到一个平衡, 使系统性能可以在这两个指标下达到最好.

在本节中, 讨论使用功耗模型的保密能量效率. 根据文献[24], 保密能量效率可以定义为:

$$\eta = \frac{BR_{\text{sec}}}{P_{\text{total}}} \quad (31)$$

式中,  $B$  表示系统的传输带宽,  $R_{\text{sec}}$  表示系统总的保密频谱效率,  $P_{\text{total}}$  表示系统总的消耗功率.

本文的功耗模型仅考虑每个用户和中继站的放大器功耗和混合 ADC 接收器电路功耗, 未考虑中继站等功耗. 因此系统总消耗功率表示为<sup>[24-26]</sup>:

$$P_{\text{total}} = P_{\text{TX}} + P_{\text{C}} \quad (32)$$

式中,  $P_{\text{TX}}$  表示每个用户和中继的功率放大器的损耗功率,  $P_{\text{C}}$  表示混合 ADC 接收器的电路损耗功率.

每个用户和中继的功率放大器的损耗功率进一步表示为:

$$P_{\text{TX}} = \frac{P_U}{\eta_U} + \frac{P_R}{\eta_R} \quad (33)$$

式中,  $P_U$  表示每个用户的发送功率,  $P_R$  表示中继站的发送功率,  $\eta_U$  表示用户的功率放大器效率,  $\eta_R$  表示中继站的功率放大器效率.

混合 ADC 接收器的电路损耗功率可以进一步表示为<sup>[25]</sup>:

$$P_{\text{C}} = P_{\text{LO}} + M(P_{\text{LNA}} + P_{\text{H}} + 2P_{\text{M}}) + P_{\text{BB}} + 2M_0(P_{\text{AGC}} + P_{\text{ADC}}^{\text{F}}) + 2M_1(\delta P_{\text{AGC}} + P_{\text{ADC}}^{\text{L}}) \quad (34)$$

其中,  $P_{\text{LO}}$  表示本地振荡器消耗的功率,  $P_{\text{LNA}}$  表示低噪声放大器,  $P_{\text{H}}$  表示混合缓冲,  $P_{\text{M}}$  表示混合器,  $P_{\text{AGC}}$  表示自动增益控制,  $P_{\text{ADC}}^{\text{F}}$  表示全精度 ADC,  $P_{\text{ADC}}^{\text{L}}$  表示低精度

ADC,  $P_{\text{BB}}$  表示基带处理器.  $\delta$  与低精度 ADC 的量化位数有关, 它可以表示为

$$\delta = \begin{cases} 0, & b = 1 \\ 1, & b > 1 \end{cases} \quad (35)$$

此外, ADC 的消耗功率可以表示为 ADC 量化位数的函数. 该函数如下所示

$$P_{\text{ADC}} = F_{\text{ISSCC}} \cdot f_s \cdot 2^b \quad (36)$$

其中,  $F_{\text{ISSCC}}$  表示用于描述 ADC 精度和速度品质因数, 由 fJ/conversion 测量<sup>[25]</sup>,  $f_s$  表示奈奎斯特采样率.

#### 5 系统仿真与性能分析

为验证本文理论推导的准确性, 利用蒙特卡洛法来进行仿真验证. 分析大规模 MIMO 中继的一些参数对保密能量效率和保密频谱效率的影响, 比如目的基站的天线数, 窃听者的天线数, 低精度 ADC 的量化位数和用户的发送功率. 此外, 在不同低精度 ADC 的量化位数下分析保密能量效率和保密频谱效率的权衡. 在仿真中, 一些参数设置如下: 目的基站的天线数  $M = 256$ , 中继站的天线数  $N_r = 128$ , 窃听者的天线数  $N_e = 8$ ; 考虑  $100\text{m} \leq d_{k,R}, d_{R,D}, d_{R,E} \leq 1000\text{m}$ , 用户的大尺度衰落系数  $\beta_k = (d_0/d_{k,R})^\nu$ , 中继的大尺度衰落系数  $\beta_r = (d_0/d_{R,D})^\nu$ , 窃听者的大尺度衰落系数  $\beta_e = (d_0/d_{R,E})^\nu$ , 参考距离  $d_0 = 100\text{m}$ , 用户和中继站的距离  $d_{k,R} = [200, 400, 300, 250, 350]\text{m}$ , 中继站和目的基站的距离  $d_{R,D} = 250\text{m}$ , 中继站和窃听者的距离  $d_{R,E} = 350\text{m}$ , 路径损耗指数  $\nu = 3.6$ , 用户个数  $K = 5$ , 其余参数值设置如表 1 所示<sup>[25,26]</sup>.

表 1 仿真参数值

参数	设定值
LNA 的消耗功率	$P_{\text{LNA}} = 5.4\text{mW}$
LO 的消耗功率	$P_{\text{LO}} = 22.5\text{mW}$
基带处理器的消耗功率	$P_{\text{BB}} = 200\text{mW}$
混合缓冲的消耗功率	$P_{\text{H}} = 3\text{mW}$
混合器的消耗功率	$P_{\text{M}} = 0.3\text{mW}$
AGC 的消耗功率	$P_{\text{AGC}} = 2\text{mW}$
ISSCC 品质因数	$F_{\text{ISSCC}} = 200\text{fJ/conversion}$
用户的功率放大器效率	$\eta_U = 0.3$
中继的功率放大器效率	$\eta_R = 0.39$

图 1 描述了用户发送功率的变化对保密频谱效率性能的影响. 在该仿真中一些参数设定如下: 量化位数  $b = 1$ , 中继站发送功率  $P_R = KP_U$ , 窃听者的天线数  $N_e = 12$ . 同时, 考虑目的基站天线数是固定值时, 三种全精度 ADC 的天线和低精度 ADC 的天线的情况对保密频谱效率性能的影响. 三种特殊天线数设定情况为:  $M_0 = 0$  和

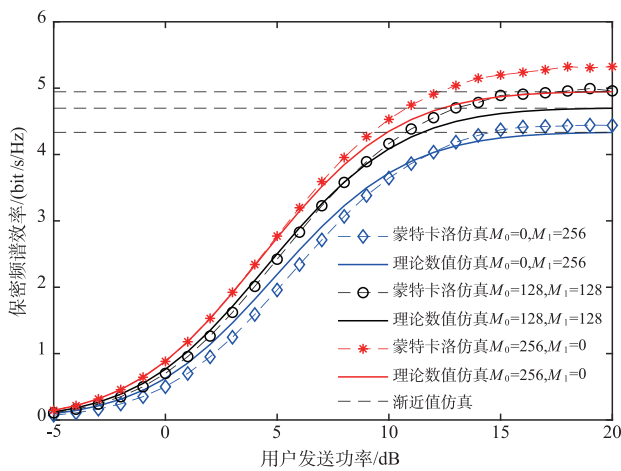


图1 不同目的基站天线数下的用户发送功率与保密频谱效率情况

$M_1 = 256$ ;  $M_0 = 128$  和  $M_1 = 128$ ;  $M_0 = 256$  和  $M_1 = 0$ . 从图 1 可以看出,随着用户发送功率的增加,系统的保密频谱效率越大,系统性能更好. 当全精度 ADC 的天线数增加时,系统的保密频谱效率会逐渐变大. 因此,全精度 ADC 天线数也大,系统性能越好,但硬件成本较高. 但是从图中可知,全精度 ADC 的天线数为  $M_0 = 0$  和  $M_0 = 128$  的两个曲线之间的距离大于全精度 ADC 的天线数为  $M_0 = 128$  和  $M_0 = 256$  的两个曲线之间的距离. 因此,混合精度 ADC 既可以提高系统的保密频谱效率,又可以降低硬件成本. 同时,系统的理论推导分析结果与蒙特卡洛仿真结果有精确的一致性. 最后图中三条水平虚线曲线验证了文中式 (24) 的近似情况,即当用户发送功率足够大时,系统的保密频谱效率会达到一个固定值.

图 2 显示用户发送功率的变化对保密频谱效率性能的影响. 在该仿真中一些参数设定如下:量化位数  $b = 1$ ,中继站发送功率  $P_R = KP_U$ ,全精度 ADC 的天线数  $M_0 = 128$  和低精度 ADC 的天线数  $M_1 = 128$ . 同时,分析不同窃听者的天线数对保密频谱效率性能的影响. 考

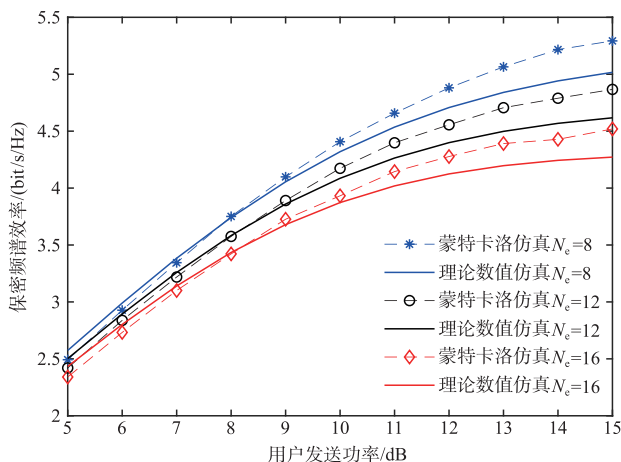


图2 不同窃听者天线数下的用户发送功率与保密频谱效率情况

考虑三种天线数的设定情况:  $N_e = 8$ ;  $N_e = 12$ ;  $N_e = 16$ . 从图 2 可以看出,理论分析结果和蒙特卡洛结果一致. 同时,随着窃听者的天线数增加,系统的保密频谱效率越小,系统性能更差. 这是因为窃听者天线数增加,窃听者窃听能力增强,导致系统的保密性能变差.

在图 3 中,分别验证 3.3 节中三个经典功率缩放情况下系统保密频谱效率分析:

$$\text{Case 1: } P_U = E_U/N_r, P_R = E_R;$$

$$\text{Case 2: } P_U = E_U, P_R = E_R/M;$$

$$\text{Case 3: } P_U = E_U/N_r, P_R = E_R/M.$$

其中实线表示理论表达式的仿真结果,带有标记的虚线表示蒙特卡洛仿真结果,虚线表示渐进结果. 仿真中参数设定如下:量化位数  $b = 1$ ,窃听者的天线数  $N_e = 12$ ,目的基站与中继站天线数的比值  $\epsilon = 2$ ,全精度 ADC 与目的基站总天线数比值  $\mu = 1/2$ ,固定功率设置为:  $E_U = 15\text{dB}$ ,  $E_R = 30\text{dB}$ . 从图 3 中可以看出在推论 1 和推论 2 的功率缩放情况下,随着目的基站天线数的增加,保密频谱效率也会随着增加. 而且随着目的基站的天线数无穷大时,该保密频谱效率趋于一个固定值. 在推论 3 的功率缩放情况下,随着目的基站的天线数增加,保密频谱效率会逐渐减小.

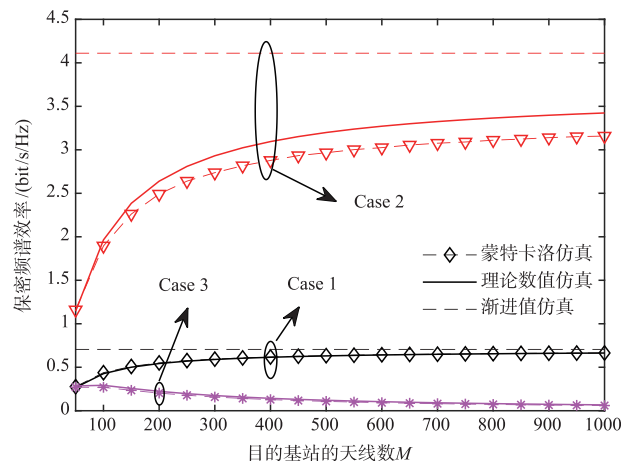


图3 不同功率缩放情况下的目的基站天线数与保密频谱效率

图 4 显示目的基站天线数的变化对保密频谱效率性能的影响. 在该仿真中一些参数设定如下:量化位数  $b = 1$ ,用户发送功率  $P_U = 15\text{dB}$ ,中继站发送功率  $P_R = KP_U$ ,窃听者的天线数  $N_e = 12$ . 同时,分析不同全精度 ADC 天线数与目的基站天线数之比对保密频谱效率性能的影响. 考虑三种天线比例设定情况:  $\mu = 0$ ;  $\mu = 1/2$ ;  $\mu = 1$ . 从图 4 可以看出,随着目的基站的天线数增加,系统的保密频谱效率会逐渐增加,系统性能更好. 同时,随着全精度 ADC 天线数与目的基站天线数的比例越大,系统的保密频谱效率会逐渐增加,系统性能更好.

图 5 描述用户发送功率的变化对保密能量效率性

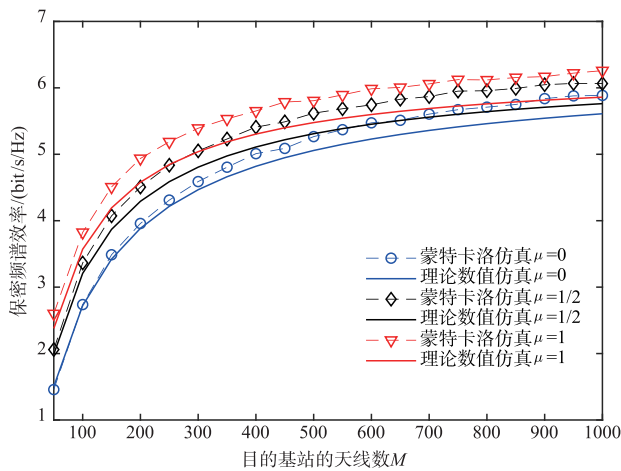


图4 不同全精度ADC天线数与目的基站天线数的比例下的目的基站天线数与保密频谱效率情况

能的影响. 在该仿真中一些参数设定如下: 量化位数  $b=1$ , 中继站发送功率  $P_R = KP_U$ , 窃听器天线数  $N_e = 12$ . 同时, 考虑目的基站天线数是固定值时, 三种全精度 ADC 的天线和低精度 ADC 的天线的情况对保密频谱效率性能的影响. 三种特殊天线数设定情况为:  $M_0 = 68$  和  $M_1 = 188$ ;  $M_0 = 128$  和  $M_1 = 128$ ;  $M_0 = 256$  和  $M_1 = 0$ . 从图 5 可以看出, 随着用户发送功率的增加, 系统的保密能量效率会先增加后减小. 当全精度 ADC 的天线数增加时, 系统的保密能量效率会逐渐变小. 因此, 增加全精度 ADC 天线数可以利用全精度 ADC 的潜力, 但这是牺牲保密能量效率为代价实现的. 同时, 系统的理论推导分析结果与蒙特卡洛仿真结果有精确的一致性. 最后, 从图中曲线可知用户发送功率不是越大越好, 根据最大保密能量效率选出最优的用户发送功率.

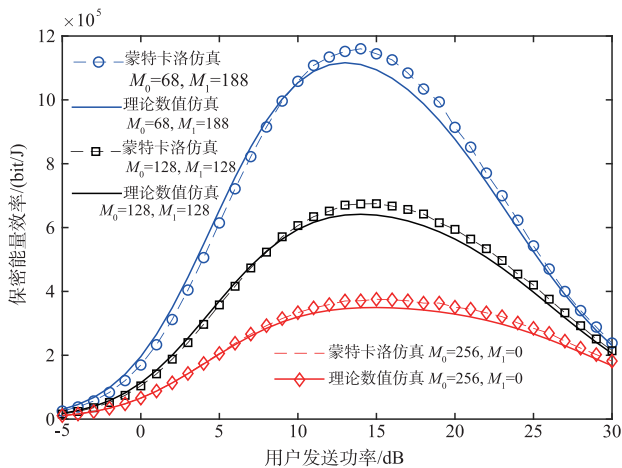


图5 不同目的基站天线数下的用户发送功率与保密能量效率情况

图 6 描述了 ADC 量化位数的变化对保密能量效率性能的影响. 在该仿真中一些参数设定如下: 用户发送功率  $P_U = 15$  dB, 中继站发送功率  $P_R = KP_U$ , 窃听者的天

线数  $N_e = 12$ . 同时, 考虑目的基站天线数是固定值时, 四种全精度 ADC 的天线和低精度 ADC 的天线的情况对保密能量效率性能的影响. 四种特殊天线数设定情况为:  $M_0 = 0$  和  $M_1 = 256$ ;  $M_0 = 28$  和  $M_1 = 228$ ;  $M_0 = 68$  和  $M_1 = 188$ ;  $M_0 = 256$  和  $M_1 = 0$ . 从图 6 可以看出, 与全精度 ADC 相比, 混合精度 ADC 的保密能量效率更好. 原因是全精度 ADC 的功耗可以随着 ADC 量化位数呈指数级增长. 同时, 低精度 ADC 的保密能量效率最大. 这表明, 在混合精度 ADC 中, 随着全精度 ADC 的天线数增加, 系统的保密能量效率逐渐减小. 尽管低精度 ADC 的保密能量效率比混合精度 ADC 的保密能量效率高, 但是低精度 ADC 的保密频谱效率比混合精度 ADC 的保密频谱效率小. 结合以上结果, 表明通过使用混合精度 ADC 可以获得出色的保密频谱效率并且实现高的保密能量效率. 同时, 从图 6 可以看出, ADC 量化位数在  $b=1$  到  $b=4$  的范围内, 随着量化位数的增加, 保密能量效率也会提高; 但当 ADC 量化位数  $b > 4$  时, 随着量化位数的增加, 保密能量效率会降低. 因此, ADC 量化位数为  $b=4$ , 该量化位数时的保密能量效率最高.

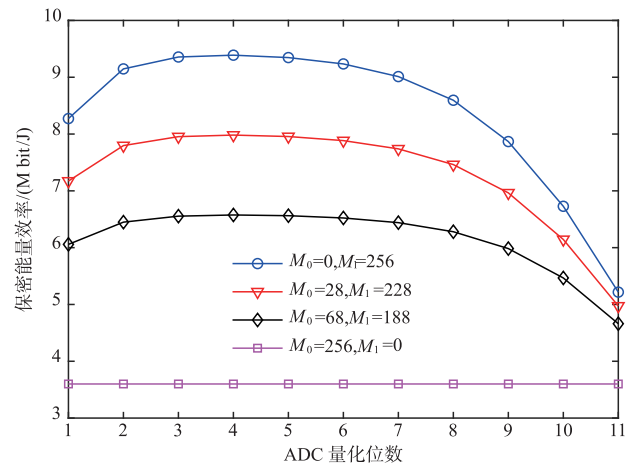


图6 不同目的基站天线数下的ADC量化位数与保密能量效率情况

图 7 描述保密频谱效率和保密能量效率随量化精度由 1 ~ 11 位的变化关系. 该图的量化位数范围与图 6 量化位数范围相同. 在该仿真中一些参数设定如下: 中继站发送功率  $P_R = KP_U$ , 窃听者的天线数  $N_e = 12$ . 同时, 考虑三种不同用户发送功率:  $P_U = 9$  dB;  $P_U = 12$  dB;  $P_U = 15$  dB. 在目的基站天线数是固定值时, 研究三种全精度 ADC 的天线和低精度 ADC 的天线的情况对保密能量效率性能的影响. 三种特殊天线数设定情况为:  $M_0 = 0$  和  $M_1 = 256$ ;  $M_0 = 28$  和  $M_1 = 228$ ;  $M_0 = 68$  和  $M_1 = 188$ . 从图 7 可以看出, 随着量化位数的增加, 保密频谱效率会增加, 最后达到饱和值; 而保密能量效率会先增加后减小. 同时, 全精度 ADC 天线数越多, 保密频谱效率越大, 保密能量效率越小. 用户发送功率越大, 保密频

谱效率越大,保密能量效率越小.最后,从图中可知,量化位数为  $b=4$  时,可以得到出色保密频谱效率的同时也得到了较高的保密能量效率.综上可知,略微增大保密频谱效率将导致保密能量效率大幅度降低.

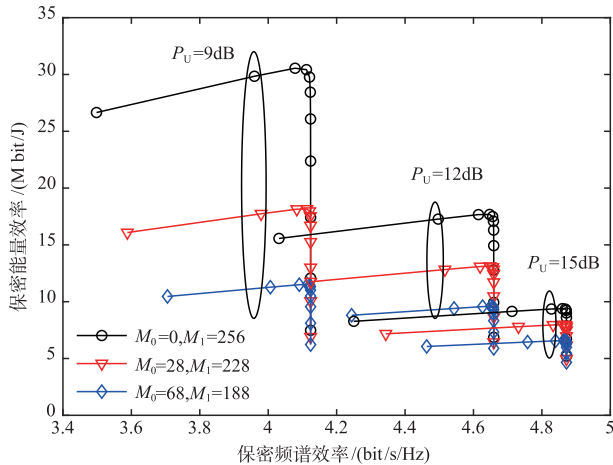


图7 不同目的基站天线数下的保密频谱效率与保密能量效率情况

## 6 结束语

本文对存在窃听者的情况下,基于混合 ADC 大规模 MIMO 中继系统进行了研究.系统的中继采用放大转发协议,目的基站采用最大比合并方式.考虑目的基站配备混合 ADC 结构时,分析了中继系统的保密频谱效率和保密能量效率的表达式.根据保密频谱效率和保密能量效率的表达式可以分析影响系统的参数有中继天线数,目的基站的天线数,窃听者的天线数,用户发送功率,中继发送功率,ADC 量化位数和混合 ADC 中高精度 ADC 的比率.仿真结果可以表明,随着用户发送功率增加,系统的保密频谱效率会变大,系统的保密能量效率会先变大后减小.随着窃听者的天线数增加,系统的保密频谱效率会减小.同时,在所有 ADC 结构中,低精度 ADC 的保密能量效率最大.与高精度 ADC 的保密能量效率相比,混合精度 ADC 的保密能量效率更大.因此,混合 ADC 系统的保密频谱更好同时保密能量效率更高.

### 参考文献

[1] 杨斌,王文杰,殷勤业.基于混合信号的放大转发中继系统的物理层安全传输[J].电子学报,2016,44(2):268-274.  
Yang Bin, Wang Wen-jie, Yin Qin-ye. Secure wireless communication for AF relay system with hybrid signals[J]. Acta Electronica Sinica, 2016, 44(2): 268-274. (in Chinese)

[2] Zeng M, Nguyen N, Dobre O A, et al. Securing downlink massive MIMO-NOMA networks with artificial noise[J].

IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 2019, 13(3): 685-699.

[3] Wang D, Bai B, Chen W, Han Z. Achieving high energy efficiency and physical-layer security in AF relaying[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2016, 15(1): 740-752.

[4] 杨炜伟,陈剑,陈德川.射频能量采集非可信中继网络中物理层安全传输[J].电子学报,2019,47(8):1792-1796.  
Yang Wei-wei, Chen Jian, Chen De-chuan. Physical layer secure transmission in RF-powered energy harvesting untrusted relay networks[J]. Acta Electronica Sinica, 2019, 47(8): 1792-1796. (in Chinese)

[5] Zhao R, Lin H, He Y, et al. Secrecy performance of transmit antenna selection for MIMO relay systems with outdated CSI[J]. IEEE Transactions on Communications, 2018, 66(2): 546-559.

[6] Huo Y, Fan X, Ma L, et al. Secure communications in tiered 5G wireless networks with cooperative jamming[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2019, 18(6): 3265-3280.

[7] Wang C, et al. Cellular architecture and key technologies for 5G wireless communication networks[J]. IEEE Communications Magazine, 2014, 52(2): 122-130.

[8] Larsson E G, Edfors O, Tufvesson F, et al. Massive MIMO for next generation wireless systems[J]. IEEE Communications Magazine, 2013, 52(2): 186-195.

[9] 雷维嘉,王娟兵,谢显中.大规模 MIMO 中继系统中多用户物理层安全传输方案[J].电子学报,2018,46(12):2878-2887.  
Lei Wei-jia, Wang Juan-bing, Xie Xian-zhong. Security transmission scheme on physical layer for multi-user in massive MIMO relay system[J]. Acta Electronica Sinica, 2018, 46(12): 2878-2887. (in Chinese)

[10] 王毅,马鹏阁,黄开枝,等.导频序列长度对多用户大规模 MIMO FDD 系统速率的性能影响及优化[J].通信学报,2018,39(07):92-102.  
Wang Yi, Ma Peng-ge, Huang Kai-zhi, et al. Effects and optimization of pilot sequence length on rate in multiuser massive MIMO FDD system[J]. Journal on Communications, 2018, 39(07): 92-102. (in Chinese)

[11] Zhu J, Schober R, Bhargava V K. Linear precoding of data and artificial noise in secure massive MIMO systems[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2015, 15(3): 2245-2261.

[12] Saba A, Ali B, Rabiee A M, et al. Optimal transmit antenna selection for massive MIMO wiretap channels[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2018, 36(4): 817-828.

- [13] 彭建华,张帅,许晓明,等. 物联网中一种抗大规模天线阵列窃听者的噪声注入方案[J]. 电子与信息学报, 2019,41(01):67-73.  
Peng Jian-hua,Zhang Shuai,Xu Xiao-ming, et al. A noise injection scheme resistant to massive MIMO eavesdropper in IoT[J]. Journal of Electronics & Information Technology,2019,41(01):67-73. (in Chinese)
- [14] Zhang X,Guo D,Guo K. Secure performance analysis for multi-pair AF relaying massive MIMO systems in Ricean channels[J]. IEEE Access,2018,6:57708-57720.
- [15] Chen X,Lei L,Zhang H,Yuen C. On the secrecy outage capacity of physical layer security in large-scale MIMO relaying systems with imperfect CSI[A]. 2014 IEEE International Conference on Communications (ICC)[C]. Sydney,NSW:IEEE,2014. 2052-2057.
- [16] Hoang T M,Duong T Q,Tuan H D,Poor H V. Secure massive MIMO relaying systems in a poisson field of eavesdroppers[J]. IEEE Transactions on Communications,2017,65(11):4857-4870.
- [17] Chen X,Chen J,Liu T. Secure transmission in wireless powered massive MIMO relaying systems:performance analysis and optimization[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology,2016,65(10):8025-8035.
- [18] Tang X,Liu R,Spasojević P,Poor H V. Interference assisted secret communication[J]. IEEE Transactions on Information Theory,2011,57(5):3153-3167.
- [19] Jia X,Zhou M,Xie M, et al. Optimal design of secrecy massive MIMO amplify-and-forward relaying systems with double-resolution ADCs antenna array[J]. IEEE Access,2016,4:8757-8774.
- [20] Xu Q,Ren P. Secrecy energy efficiency of massive MIMO AF relaying system with low-resolution ADCs[A]. 2018 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM)[C]. Abu Dhabi United Arab Emirates:IEEE,2018. 1-6.
- [21] Xu J,Xu W,Zhu J, et al. Secure massive MIMO communication with low-resolution DACs[J]. IEEE Transactions on Communications,2019,67(5):3265-3278.
- [22] Fan L,Jin S,Wen C K, et al. Uplink achievable rate for massive MIMO systems with low-resolution ADC[J]. IEEE Communications Letters,2015,19(12):2186-2189.
- [23] Joel Max. Quantizing for minimum distortion[J]. IEEE Transactions on Information Theory,1960,6(1):7-12.
- [24] Mo J,Alkhateeb A,Abu-Surra S, et al. Hybrid architectures with few-bit ADC receivers:achievable rates and energy-rate tradeoffs[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications,2017,16(4):2274-2287.
- [25] Said S,Saad W,Shokair M, et al. Spectral and energy efficiency for massive MIMO relaying systems with double resolution ADC receivers[A]. 2019 36th National Radio Science Conference (NRSC)[C]. Port Said Egypt:IEEE,2019. 135-144.
- [26] Zhang J,Dai L,He Z, et al. Performance analysis of mixed-ADC massive MIMO systems over Rician fading channels[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications,2017,35(6):1327-1338.

#### 作者简介



丁青锋 男,1980年7月出生于安徽安庆. 现为华东交通大学电气与自动化工程学院教授,硕士生导师,研究方向为轨道交通无线通信、智能优化算法等.  
E-mail:brandy724@sina.com



刘梦霞(通讯作者) 女,1995年2月生出生于江西九江. 现为华东交通大学电气与自动化工程学院硕士生,研究领域为协同通信与物理层安全.  
E-mail:2534847230@qq.com