

基于低精度量化的大规模MIMO-OFDM系统可达速率的研究

陶成^{*①②} 郑文博^① 李泳志^① 刘留^{①②}

^①(北京交通大学宽带无线移动通信研究所 北京 100044)

^②(东南大学移动通信国家重点实验室 南京 211189)

摘要: 该文针对大规模MIMO-OFDM系统, 研究当基站端仅配备低精度模数转换器且采用最大比合并(MRC)接收算法时系统中用户可达速率的性能。通过采用加性量化噪声模型(AQNM)将非线性量化函数转化为线性量化函数, 首先推导出用户上行可达速率的闭式表达式。然后基于此表达式, 将具备低精度模数转换器系统与传统具有无穷精度的模数转换器系统性能进行分析比较。最后将该文所得到的结果进行仿真分析。同时, 该文还指出通过增加基站端天线数目可以弥补由于低精度模数转换器所造成的系统性能的损失。

关键词: MIMO-OFDM; 低精度量化; 加性量化噪声模型; 可达速率

中图分类号: TN929.5

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2018)10-2294-07

DOI: 10.11999/JEIT180088

Achievable Rate Analysis on Massive MIMO-OFDM Systems with Low-resolution ADC

TAO Cheng^{①②} ZHENG Wenbo^① LI Yongzhi^① LIU Liu^{①②}

^①(Institute of Broadband Wireless Mobile Communications, Beijing Jiaotong University, Beijing 100044, China)

^②(National Mobile Communications Research Laboratory, Southeast University, Nanjing 211189, China)

Abstract: The achievable rate performance for the massive MIMO-OFDM system is investigated, where each antenna is equipped with low-resolution Analog-to-Digital Converters (ADC) and the Maximum Ratio Combining (MRC) receiver is assumed to be employed. The closed-form expression for the uplink achievable rate is firstly derived by using the Additive Quantization Noise Model (AQNM) model, which reforms the nonlinear quantization function into a linear one. Then the performance between the low-resolution quantization system and the conventional system with infinite resolution ADCs is compared based on the derived closed-form expression. Simulation results are presented to verify the analytical results. In addition, it is illustrated that the performance loss of using low-resolution ADCs can be compensated for by deploying more antennas at the base station.

Key words: MIMO-OFDM; Low-resolution Analog-to-Digital Converters (ADC); Additive Quatization Noise Model (AQNM); Achievable rate

1 引言

作为第5代(5G)移动通信的关键技术之一的大规模MIMO技术具有非常高的研究价值和发展前

景。在当前无线资源紧张的情况下, 大规模MIMO技术能够充分利用空间资源, 提升频谱效率和能量效率^[1-3]。现如今, 随着通信技术的不断发展, 用户对于系统容量的需求不断增加, 因此在未来无线通信系统中需要采用宽带传输来进一步提高系统速率与频谱效率, 而宽带大规模MIMO系统会面临频率选择性衰落等问题。为改善此问题, 可以将大规模MIMO技术与OFDM技术相结合, 以此来将频率选择性衰落信道转化为若干平坦衰落子信道, 大幅提高无线通信系统的信道容量。也就是说大规模MIMO-OFDM系统的主要优势在于既可以成倍提升频谱效率, 又能够对抗由衰落所带来的影响, 有助于数字信号处理技术的实现。

收稿日期: 2018-01-23; 改回日期: 2018-06-21; 网络出版: 2018-07-13

*通信作者: 陶成 chtao@bjtu.edu.cn

基金项目: 北京市科技新星计划(Z161100004916068), 国家自然科学基金(61471027), 东南大学移动通信国家重点实验室开放研究基金(2014D05, 2017D01), 北京市自然科学基金(4152043)

Foundation Items: Beijing Nova Programme (Z161100004916068), The National Natural Science Foundation of China (61471027), The Research Fund of National Mobile Communications Research Laboratory, Southeast University (2014D05, 2017D01), Beijing Natural Science Foundation (4152043)

至今, 已有很多文献针对大规模MIMO-OFDM系统进行研究和分析^[4,5], 但这些文献均是假设系统接收端配备了具有高成本高功耗的无穷精度的模数转换器(Analog-to-Digital Converters, ADC), 忽略了量化噪声对系统的影响。对于具有大量天线阵元的大规模MIMO系统来说, 为每根天线配备高成本的模数转换器将大大增加系统成本和复杂性。例如, 因大规模MIMO-OFDM系统将会使用更大的频率带宽传输信号, 若射频带宽为100 MHz时, 当采用单片的12位最高采样率为125 Msps的AD转换器(AD9627-125, 单片价格41美元), 256天线阵元基站端仅AD芯片成本将超过1万美元, 此外, 高量化精度的ADC也会使得大规模MIMO-OFDM系统也面临大量数据处理等问题。为有效解决上述问题, 可以采用的技术手段之一是采用低精度量化器, 从而达到低成本、低功耗的目的^[6]。

目前已经有部分文献研究了仅具有低精度量化能力的通信系统的性能^[7-12]。文献^[7]针对高斯白噪声信道研究了有限精度量化时的系统容量界限。文献^[8,9]研究了1 bit大规模MIMO系统的频谱效率, 指出当基站端天线仅配备1 bit量化精度的模数转换器时, 用户的发射功率仍然可以随发射天线数按比例降低, 同时维持固定的系统性能。文献^[10,11]提出一种加性量化噪声模型(Additive Quantization Noise Model, AQNM)将非线性的量化函数转化为量化函数。文献^[12,13]中利用该模型分析研究了低精度大规模MIMO窄带系统中的可达速率性能, 其结果表明当采用低精度量化时, 可以利用基站端配备大量的天线阵列来提高整个系统增益, 从而使得系统可以在较低的信噪比下获得较高的频谱效率。

本文为了进一步探究低精度量化器在宽带系统中的应用情况, 将针对接收端仅配备低精度ADC的大规模MIMO-OFDM系统的性能进行研究与分

析。首先, 本文假设系统具有完整的信道状态信息(Channel State Information, CSI)且接收端采用最大比合并算法(Maximum Ratio Combining, MRC)对发送信号进行处理, 通过利用加性量化噪声模型对低精度量化过程进行建模, 推导得出了系统上行可达速率的闭式表达式。然后基于该表达式对系统性能进行进一步分析。最后, 通过与传统大规模MIMO-OFDM系统相对比, 指出在低精度量化系统中由量化噪声引起的性能损失可以通过在基站端安装更多的天线来弥补。

2 系统模型

2.1 系统架构与信号模型

本文考虑一种大规模MIMO-OFDM系统的上行链路, 如图1所示。该系统具有 K 个单天线用户和1个配备 M 根接收天线的基站, 其中 $M \gg K$ 。在上行链路传输阶段, 用户端利用OFDM调制将数据符号发送至基站端, 然后基站端再进行一系列处理。与传统大规模MIMO-OFDM系统不同的是, 本文假设基站端每根接收天线均配备1个低精度的模数转换器来对接收信号进行量化处理。

假设在第 i 个时刻, K 个用户同时向基站发送数据符号。发送的信号经过IFFT处理后, 基站接收端第 m 根天线所接收到的模拟信号可以表示为

$$\mathbf{y}_m[i] = \sqrt{\rho_u} \sum_{k=1}^K \sum_{l=0}^{L-1} \mathbf{g}_{m,k,l} \mathbf{x}_k[i-l] + \mathbf{z}_m[i] \quad (1)$$

其中, $\mathbf{x}_k[i]$ 表示第 k 个用户在第 i 时刻发送的已经经过IFFT调制的数字符号。 ρ_u 表示每个用户的平均发射功率, L 表示用户端到基站接收端信道的多径数目。其中 $\mathbf{g}_{m,k,l} = \sqrt{d_{k,l}} \mathbf{h}_{m,k,l}$ 表示从第 k 个用户到第 m 根天线的第 l 条信道增益, 其中小尺度衰落系数满足 $\mathbf{h}_{m,k,l} \sim \mathcal{CN}(0, 1)$, $d_{k,l}$ 表示大尺度衰落, 本

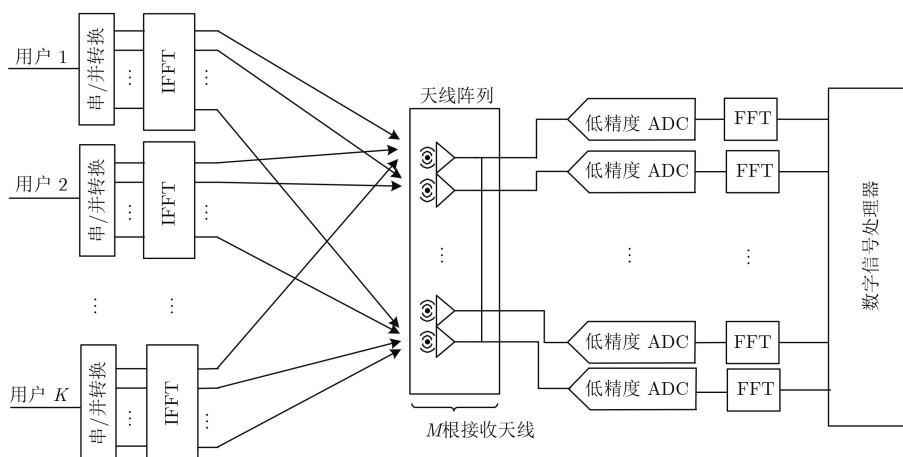


图1 低精度量化的大规模MIMO-OFDM系统架构

文假设对于所有基站的天线元素来说, K 个用户经历相同的衰落。并满足

$$\mathbb{E} \left[\left| \sum_{l=0}^{L-1} \mathbf{g}_{m,k,l} \right|^2 \right] = \sum_{l=0}^{L-1} d_{k,l} = \beta_k \quad (2)$$

$\mathbf{z}_m[i] \sim \mathcal{CN}(0, 1) \in \mathbb{C}^{MN_C}$ 表示加性高斯白噪声。为了不失一般性且便于分析, 本文假设噪声向量中的每一个元素方差均为1。此外, 假设一个OFDM符号的长度为 $N_{\text{OFDM}} = N_C + N_{\text{CP}}$, 其中 N_{CP} 表示循环前缀的长度, N_C 表示子载波个数。为了完全消除多径引起的干扰, 假设循环前缀长度满足 $N_{\text{CP}} \geq L - 1$ 。

将式(1)写成矩阵的形式, 则基站接收到的信号可以表示为

$$\mathbf{y} = \sqrt{\rho_u} \sum_{k=1}^K \mathbf{G}_k \mathbf{x}_k + \mathbf{z} \quad (3)$$

其中,

$$\mathbf{x}_k \triangleq \begin{bmatrix} x_k[N_{\text{OFDM}} - N_C + 1] \\ x_k[N_{\text{OFDM}} - N_C] \\ \vdots \\ x_k[N_{\text{OFDM}}] \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^{N_C}$$

$$\mathbf{y} \triangleq \begin{bmatrix} y_1[0] \\ y_2[1] \\ \vdots \\ y_{N_C}[N_C - 1] \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^{MN_C}$$

$$\mathbf{y}_v[i] \triangleq \begin{bmatrix} y_1[N_{\text{OFDM}} - N_C + i] \\ y_2[N_{\text{OFDM}} - N_C + i] \\ \vdots \\ y_M[N_{\text{OFDM}} - N_C + i] \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^M$$

且 $v = 1, 2, \dots, N_C$ 。矩阵 \mathbf{G}_k 是 $MN_C \times N_C$ 维的块循环矩阵^[14], 表示由用户到基站的信道矩阵, 且每一个块均由长度为 M 的列向量组成。

2.2 低精度量化模型

在通信系统中, 低精度量化过程显然是一个非线性过程, 当输入信号为 \mathbf{x} , 输出信号为 \mathbf{y} 时, 二者关系可以由式(4)表示。

$$\mathbf{y} = \mathcal{Q}(\mathbf{x}) \quad (4)$$

其中函数 $\mathcal{Q}(\cdot)$ 表示低精度量化函数。为将非线性量化函数转化为线性量化函数, 本文采用加性量化噪声量化模型对低精度量化进行理论分析与推导, 其模型结构如图2所示^[10]。

通过该模型, 可以将式(3)中接收到的模拟信号进行量化, 得到量化信号 \mathbf{y}_q 表示为

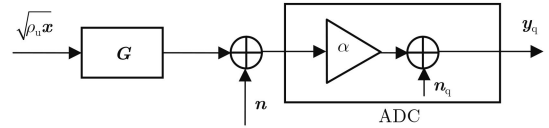


图2 加性噪声量化模型(AQNM)

$$\mathbf{y}_q = \alpha \mathbf{y} + \mathbf{n}_q = \alpha \sqrt{\rho_u} \sum_{k=1}^K \mathbf{G}_k \mathbf{x}_k + \alpha \mathbf{z} + \mathbf{n}_q \quad (5)$$

其中 $\mathbf{n}_q \in \mathbb{C}^{MN_C}$ 表示加性高斯量化噪声向量, 并且与接收信号 \mathbf{y} 统计不相关。 $\alpha = 1 - \rho$, 其中 ρ 表示量化信噪比的倒数。定义 b 表示量化精度, 表1中给出了当输入信号服从高斯分布, 采用最小均方误差量化器且量化精度 $b \leq 5$ 时, 不同量化精度所对应的 ρ 值, 并且当 $b > 5$ 时, $\rho = 2^{-2b} \cdot \pi\sqrt{3}/2$ ^[12]。

表1 量化精度 b 对应的 ρ 值

b	1	2	3	4	5
ρ	0.363400	0.117500	0.034540	0.009497	0.002499

对于给定的信道矩阵 $\mathbf{G} = [\mathbf{G}_1 \mathbf{G}_2 \dots \mathbf{G}_K]$, 可以将量化噪声 \mathbf{n}_q 的协方差矩阵表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{n_q} &= \mathbb{E} \{ \mathbf{n}_q \mathbf{n}_q^H | \mathbf{G} \} \\ &= \alpha(1 - \alpha) \text{diag}(\rho_u \mathbf{G} \mathbf{R}_x \mathbf{G}^H + \mathbf{I}) \end{aligned} \quad (6)$$

其中, \mathbf{R}_x 表示输入信号 $\mathbf{x} = [x_1^T x_2^T \dots x_K^T]^T$ 的协方差矩阵, 且输入信号 $\mathbf{x}_k \sim \mathcal{CN}(0, \mathbf{I}_{N_C})$, 因此式(6)可以表示为^[13]

$$\mathbf{R}_{n_q} = \alpha(1 - \alpha) \text{diag}(\rho_u \mathbf{G} \mathbf{G}^H + \mathbf{I}) \quad (7)$$

3 系统性能分析

本节将首先假设基站端具有完整CSI且采用MRC接收算法对用户的数据符号进行处理。然后从互信息量的角度, 推导得出低精度量化的大规模MIMO-OFDM系统中用户到基站端的上行可达速率的近似闭式表达式。通过研究该闭式表达式, 分析研究采用低精度量化器对大规模MIMO-OFDM系统性能的影响。

3.1 可达速率推导

首先将量化后的信号 \mathbf{y}_q 进行FFT处理, 得到频域的量化信号可以表示为

$$\mathbf{y}_{F,q} = \alpha \sqrt{\rho_u} \sum_{k=1}^K \mathbf{G}_{F,k} \mathbf{x}_{F,k} + \alpha \mathbf{z}_F + \mathbf{n}_{F,q} \quad (8)$$

其中, $\mathbf{G}_{F,k} \triangleq (\mathbf{F}_{N_C} \otimes \mathbf{I}_M) \mathbf{G}_k \mathbf{F}_{N_C}^H = \text{blkdiag}\{g_{k,1}, g_{k,2}, \dots, g_{k,N_C}\}$, 向量 $\mathbf{g}_{k,p} \in \mathbb{C}^M$ 表示第 k 个用户在第 p 个子载波上的信道频率响应。 $\mathbf{y}_{F,q} \triangleq (\mathbf{F}_{N_C} \otimes \mathbf{I}_M) \mathbf{y}_q$, $\mathbf{x}_{F,k} \triangleq \mathbf{F}_{N_C} \mathbf{x}_k$, $\mathbf{z}_F \triangleq (\mathbf{F}_{N_C} \otimes \mathbf{I}_M) \mathbf{z}$, $\mathbf{n}_{F,q} \triangleq (\mathbf{F}_{N_C} \otimes \mathbf{I}_M) \mathbf{n}_q$

$\mathbf{I}_M \mathbf{n}_q$, \mathbf{F}_{N_C} 代表维度为 N_C 的FFT变换矩阵, \otimes 代表Kronecker乘积。

因此, 利用MRC得到的第 k 个用户的检测信号 \mathbf{r}_k 表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{r}_k &= \mathbf{G}_{F,k}^H \mathbf{y}_{F,q} = \alpha \sqrt{\rho_u} \sum_{k=1}^K \mathbf{G}_{F,k}^H \mathbf{G}_{F,k} \mathbf{x}_{F,k} \\ &\quad + \alpha \mathbf{G}_{F,k}^H \mathbf{z}_F + \mathbf{G}_{F,k}^H \mathbf{n}_{F,q} \end{aligned} \quad (9)$$

令 $\mathcal{G}_k \triangleq \mathbb{E} [\mathbf{G}_{F,k}^H \mathbf{G}_{F,k}]$,

$$\begin{aligned} \mathbf{E} \mathbf{N}_k &= \alpha \sqrt{\rho_u} (\mathbf{G}_{F,k}^H \mathbf{G}_{F,k} - \mathcal{G}_k) \mathbf{x}_{F,k} + \alpha \sqrt{\rho_u} \\ &\quad \cdot \sum_{p=1, p \neq k}^K \mathbf{G}_{F,k}^H \mathbf{G}_{F,p} \mathbf{x}_{F,p} + \alpha \mathbf{G}_{F,k}^H \mathbf{z}_F + \mathbf{G}_{F,k}^H \mathbf{n}_{F,q} \end{aligned} \quad (10)$$

则式(9)可以改写为

$$\mathbf{r}_k = \alpha \sqrt{\rho_u} \mathcal{G}_k \mathbf{x}_{F,k} + \mathbf{E} \mathbf{N}_k \quad (11)$$

由于低精度量化函数为非线性函数, 因此量化噪声 \mathbf{n}_q 不服从高斯分布, 然而文献[15]已经证明, 呈高斯分布的噪声将最小化输入信号与输出信号的互信息, 因此本文将量化噪声 \mathbf{n}_q 建模为高斯噪声, 此时第 k 个用户的上行可达速率下界为

$$R_k = \log_2 |\mathbf{I}_{N_C} + \alpha^2 \rho_u \mathcal{G}_k^{-1} \mathbf{C}_k^{-1} \mathcal{G}_k| \quad (12)$$

其中, \mathbf{C}_k 表示 $\mathbf{E} \mathbf{N}_k$ 的协方差矩阵[14]。

接下来, 本节将对式(12)进行进一步的计算和化简, 推导出系统上行可达速率的闭式表达式。

定理1 在低精度量化MIMO-OFDM系统中, 若基站端具有完整的信道状态信息且采用MRC接收机对用户数据进行处理时, 则第 k 个用户的上行可达速率下界为

$$R_k = N_C \log_2 \left(1 + \frac{\alpha \rho_u M \beta_k}{1 + \rho_u \sum_{i=1}^K \beta_i + (1 - \alpha) \rho_u \beta_k} \right) \quad (13)$$

证明 根据文献[16]可知用户 k 在第 p 个子载波上的信道频率响应 $\mathbf{g}_{k,p}$ 的方差满足

$$\sigma^2 = \sum_{l=0}^{L-1} d_{k,l} = \beta_k \quad (14)$$

由于 $\mathbf{G}_{F,k}$ 是矩阵维度为 $M N_C \times N_C$ 的块对角矩阵, 且每一个块由 $\mathbf{g}_{k,p} \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ 组成, 因此 \mathcal{G}_k 可以表示为

$$\mathcal{G}_k \triangleq \mathbb{E} [\mathbf{G}_{F,k}^H \mathbf{G}_{F,k}] = M \beta_k \mathbf{I}_{N_C} \quad (15)$$

接下来对 \mathbf{C}_k 进行求解, \mathbf{C}_k 表示 $\mathbf{E} \mathbf{N}_k$ 的协方差矩阵, 即 $\mathbf{C}_k = \mathbb{E} [\mathbf{E} \mathbf{N}_k \mathbf{E} \mathbf{N}_k^H]$, 利用大数定理可知,

$\mathbf{E} \mathbf{N}_k$ 的前3项的协方差矩阵可以表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{C}_k^1 &= \alpha^2 \rho_u \text{var} (\mathbf{G}_{F,k}^H \mathbf{G}_{F,k}) + \alpha^2 \rho_u \mathbb{E} \left\{ \sum_{p=1, p \neq k}^K \mathbf{G}_{F,k}^H \right. \\ &\quad \cdot \left. \mathbf{G}_{F,p} \mathbf{G}_{F,p}^H \mathbf{G}_{F,k} \right\} + \alpha^2 \mathbb{E} \{ \mathbf{G}_{F,k}^H \mathbf{G}_{F,k} \} \\ &= \alpha^2 M \beta_k \left(\rho_u \sum_{i=1}^K \beta_i + 1 \right) \mathbf{I}_{N_C} \end{aligned} \quad (16)$$

接下来计算量化噪声部分协方差矩阵为

$$\begin{aligned} \mathbf{C}_k^2 &= \mathbb{E} [\mathbf{G}_{F,k}^H \mathbf{n}_{F,q} \mathbf{n}_{F,q}^H \mathbf{G}_{F,k}] \\ &= \mathbb{E} [\mathbf{G}_{F,k}^H (\mathbf{F}_{N_C} \otimes \mathbf{I}_M) \mathbf{R}_{n_q} (\mathbf{F}_{N_C}^H \otimes \mathbf{I}_M) \mathbf{G}_{F,k}] \end{aligned} \quad (17)$$

将式(7)代入式(17), 可以得到

$$\mathbf{C}_k^2 = \mathbb{E} [\mathbf{G}_{F,k}^H \alpha (1 - \alpha) \text{diag}(\rho_u \mathbf{G}_F \mathbf{G}_F^H + \mathbf{I}_{M N_C}) \mathbf{G}_{F,k}] \quad (18)$$

其中 $\text{diag}(\rho_u \mathbf{G}_F \mathbf{G}_F^H + \mathbf{I}_{M N_C})$ 第 m 行对角元素为

$$[\text{diag}(\rho_u \mathbf{G}_F \mathbf{G}_F^H + \mathbf{I}_{M N_C})]_{mm} = 1 + \rho_u \sum_{i=1}^K |g_{m,i}|^2 \quad (19)$$

然后, 根据式(18), 式(19)可以得到

$$\begin{aligned} &\mathbb{E} \{ \mathbf{G}_{F,k}^H \text{diag}(\rho_u \mathbf{G}_F \mathbf{G}_F^H + \mathbf{I}_{M N_C}) \mathbf{G}_{F,k} \} \\ &= \mathbb{E} \{ \mathbf{g}_k^H \text{diag}(\rho_u \mathbf{g}_k \mathbf{g}_k^H + \mathbf{I}_M) \mathbf{g}_k \} \mathbf{I}_{N_C} \\ &= \mathbb{E} \left\{ \sum_{m=1}^M |g_{m,k}|^2 \left(1 + \rho_u \sum_{i=1, i \neq k}^K |g_{m,i}|^2 + \rho_u |g_{m,k}|^2 \right) \right\} \mathbf{I}_{N_C} \\ &= \left(M \beta_k + M \rho_u \beta_k \sum_{i=1}^K \beta_i + M \rho_u \beta_k^2 \right) \mathbf{I}_{N_C} \end{aligned} \quad (20)$$

最后, 将式(16), 式(18), 式(20)代入式(12), 即可得证。

因此, 对于每一个OFDM符号, 第 k 个用户的上行速率可以表示为

$$\hat{R}_k = \frac{1}{N_C} \cdot \frac{N_C}{N_{\text{OFDM}}} R_k \quad (21)$$

3.2 可达速率分析

从上一小节计算推导得出的式(13)可以看出该系统的上行可达速率与天线数目 M 、用户发射功率 ρ_u 以及量化精度 b 均有紧密的关系。为了能够更进一步了解在宽带系统中低精度ADC对可达速率的影响, 本小节将该表达式进行进一步的推导与分析, 并得到以下推论。

推论1 当量化精度 b 与天线数目 M 固定, 且 $\rho_u \rightarrow \infty$ 时, 式(13)趋近于

$$\lim_{\rho_u \rightarrow \infty} \tilde{R}_k = N_C \log_2 \left(1 + \frac{\alpha M \beta_k}{\sum_{i=1}^K \beta_i + (1 - \alpha) \beta_k} \right) \quad (22)$$

证明 令式(13)中 $\rho_u \rightarrow \infty$ 即可得证。

通过式(22)可以看出,若不断增加信号功率,系统的上行速率并不能无限增大,而是趋近于一个常数。并且系统的上行速率还与量化器的量化精度有关系,这一点说明,采用低精度量化器对系统的上行速率所造成的影响是不能通过增大发送信号的功率来消除的。

推论2 当发射信号功率 ρ_u 与天线数目一定,且量化精度 $b \rightarrow \infty$ 时,式(13)可以化简为

$$\lim_{b \rightarrow \infty} \tilde{R}_k = N_C \log_2 \left(1 + \frac{\rho_u M \beta_k}{1 + \rho_u \sum_{i=1}^K \beta_i} \right) \quad (23)$$

证明 当量化精度 $b \rightarrow \infty$ 时,对应的失真因子 $\rho = 1 - \alpha = 0$,则令式(13)中 $\alpha \rightarrow 1$ 即可得证。

当 $b \rightarrow \infty$ 时,此时该大规模MIMO-OFDM系统相当于接收端配备了高精度量化器,忽略了量化噪声对该系统的影响。这与文献[17]中的结果吻合。

推论3 假定每个用户的发射信号功率随着天线数目 M 的增加而降低,即 $\rho_u = E_u/M$,其中, E_u 表示某一个固定常数,则式(13)表示为

$$\lim_{M \rightarrow \infty} \tilde{R}_k \Big|_{\rho_u = \frac{E_u}{M}} \rightarrow N_C \log_2 (1 + \alpha E_u \beta_k) \quad (24)$$

证明 令式(13)中 $\rho_u = E_u/M$ 即可得证。

式(24)表明,当基站端配备低精度量化器时,系统仍可以通过配备大量的天线阵元来降低用户的发射功率同时维持固定的用户可达速率不变。

本文通过研究发现可以采用增加基站端天线数目的方法来提升系统速率,因此在本节中还将具体讨论如何弥补由于低精度量化器所带来的系统性能损失。假设传统大规模MIMO-OFDM系统基站天线数目为 M_∞ ,低精度量化大规模MIMO-OFDM系统基站天线数目为 M_α 。将式(13)系统传输速率表达式作为基准。为比较低精度量化大规模MIMO-OFDM系统与传统大规模MIMO-OFDM系统达到相同传输速率时基站端天线数目比值,本文给出如式(25)所示优化问题。

$$\left. \begin{array}{l} \min M_\alpha \\ \text{s.t. } R_\alpha = R_\infty \end{array} \right\} \quad (25)$$

其中, R_∞ 是通过假设 $\alpha = 1$ 并根据式(13)得到的,即

$$R_\infty = N_C \log_2 \left(1 + \frac{\rho_u M_\infty \beta_k}{1 + \rho_u \sum_{i=1}^K \beta_i} \right) \quad (26)$$

因此可以得到最优的 M_α 表示为

$$M_\alpha = \frac{1}{\alpha} M_\infty + \frac{(1 - \alpha) \rho_u \beta_k}{\alpha \left(1 + \rho_u \sum_{i=1}^K \beta_i \right)} M_\infty \quad (27)$$

特别地,当系统信噪比较低时,可以得到

$$\lim_{\rho_u \rightarrow 0} M_\alpha^* = \frac{1}{\alpha} M_\infty \quad (28)$$

也就是说,当系统信噪比较低时,最优的天线数 M_α 仅仅与量化精度相关。

4 仿真结果分析

本节将通过计算机仿真来验证说明以上小节所得到的分析结果。

首先验证式(13)与实际信道情况是否吻合。为节省运行时间并解决Matlab运行内存不足等问题,在本次仿真中采用的参数如下:用户数目 $K = 5$,基站端接收天线数目 $M = 100$,信道多径数目 $L = 5$,发射功率 $\rho_u = 10$ dB,基站端接收天线数目 $M = 100$,OFDM子载波数目 $N_C = 32$,循环前缀 $N_{CP} = L - 1 = 4$ 。并且假设每一个用户经历相同的衰落,即采用衰落系数 $\beta_k = 1$ 。

图3中将实际信道的上行速率表达式(12)与推导得出的闭式表达式(13)进行对比分析。从图中可以看出,本文推导得出的用户可达速率闭式表达式与实际信道环境下的用户可达速率基本符合一致,这验证了本文所得到的闭式表达式的正确性。此外从图3中还可以看出随着用户发射功率的增大,用户可达速率将趋近于常数值,这也验证了推论1的结论。

图4表示当用户功率 $\rho_u = E_u/M$ 时,用户的平均可达速率随基站天线数的变化曲线,其中

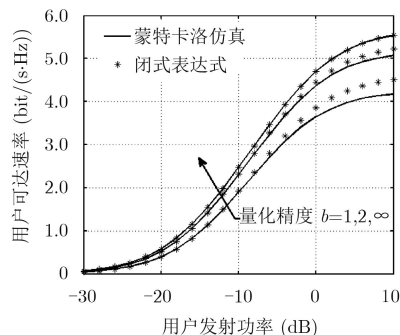


图3 上行链路用户平均速率随用户发射功率的曲线变化

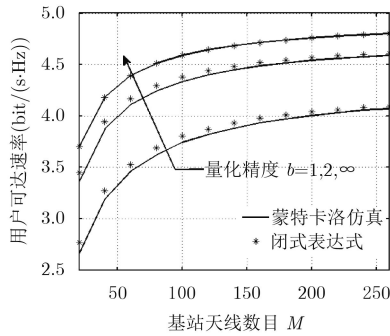


图4 用户功率 $\rho_u = E_u/M$ ，用户平均速率随天线数目的曲线变化

$E_u = 10$ dB。从图4中可以看出，即使基站端配备了低量化精度的模数转换器，且用户端的发射功率随着基站天线数的增加而降低，系统仍可以维持一个固定的可达速率。

图5中反映了用户可达速率与量化精度的变化曲线，通过该仿真结果，可以看出用户可达速率随着量化精度的增加而提高，并且趋近于无穷量化精度情况下的可达速率。同时可以发现，当量化精度 $b = 2, 3, 4$ 时，可达速率与无穷精度下的可达速率相差不大。这表明采用低量化精度的模数转换器仍然能够达到较好的用户可达速率性能。

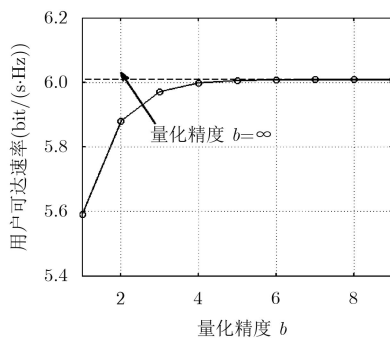


图5 上行链路用户可达速率随量化精度b的曲线变化

图6中对比了当低精度量化的大规模MIMO-OFDM系统与传统大规模MIMO-OFDM系统达到相同用户可达速率时，基站端所需要安装的天线数目比值 $\kappa_\alpha = M_\alpha/M_\infty$ 的累积分布概率。为达到与传统系统相同的传输速率，当量化精度为1 bit时，低量化精度系统的基站端需要安装至少1.58倍的天线数；当量化精度为2 bit时，低量化精度系统的基站端需要安装至少1.13倍的天线数。

5 结束语

本文研究了低精度量化的大规模MIMO-OFDM系统中用户上行可达速率的性能。首先利用AQNM模型将非线性量化函数关系转化成为线性函数关系。然后推导出采用最大比合并接收算法时

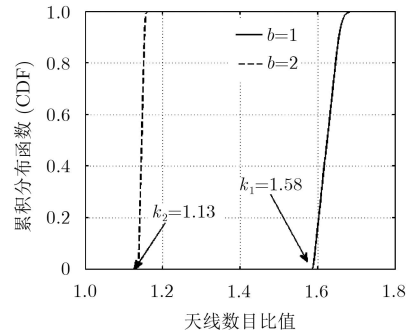


图6 低精度量化大规模MIMO-OFDM与传统大规模MIMO-OFDM系统达到相同速率时所需天线数目比的累积分布

的用户上行可达速率的闭式表达式。基于该闭式表达式，分析得出当基站端天线仅配备低精度量化器时，用户的发射功率可以随着天线数的增加而降低，同时维持用户可达速率性能不变。最后通过将低精度量化系统与传统系统相对比，指出由于低精度量化器所造成的性能损失可以通过增加基站端的天线数目来进行补偿，这也证明了在大规模MIMO-OFDM系统中配备低精度量化器具有灵活性和实用性。

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. doi: 10.1109/TWC.2010.092810.091092.
- [2] LARSSON E G, EDFORS O, and TUFVESSON F. Massive MIMO for next generation wireless systems[J]. *IEEE Communications Magazine*, 2014, 52(2): 186–195. doi: 10.1109/MCOM.2014.6736761.
- [3] 胡莹, 黄永明, 俞菲, 等. 多用户大规模MIMO系统能效资源分配算法[J]. *电子与信息学报*, 2015, 37(9): 2198–2203. doi: 10.11999/JEIT150088.
- HU Ying, HUANG Yongming, YU Fei, et al. Energy-efficient resource allocation based on multi-user massive MIMO system[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2015, 37(9): 2198–2203. doi: 10.11999/JEIT150088.
- [4] ZAIB A, MASOOD M, ALI A, et al. Distributed channel estimation and pilot contamination analysis for massive MIMO-OFDM systems[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2016, 64(11): 4607–4621. doi: 10.1109/TCOMM.2016.2593924.
- [5] ZAIB A, MASOOD M, GHOGHO M, et al. Distributive estimation of frequency selective channels for massive MIMO systems[C]. 2015 23rd European Signal Processing Conference (EUSIPCO), Nice, France 2015: 889–893. doi: 10.1109/EUSIPCO.2015.7362511.

- [6] SARAJLIC M, LIU L, and EDFORS O. An energy efficiency perspective on massive MIMO quantization[C]. 2016 50th Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, California, America, 2016: 473–478. doi: [10.1109/ACSSC.2016.7869084](https://doi.org/10.1109/ACSSC.2016.7869084).
- [7] SINGH J, DABEER O, and MADHOW U. On the limits of communication with low-precision analog-to-digital conversion at the receiver[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2009, 57(12): 3629–3639. doi: [10.1109/TCOMM.2008.12.080559](https://doi.org/10.1109/TCOMM.2008.12.080559).
- [8] 刘留, 李泳志, 陶成, 等. 基于阵列域大尺度衰落模型的1-bit大规模MIMO系统性能的分析[J]. 电子与信息学报, 2017, 39(6): 1515–1519. doi: [10.11999/JEIT161248](https://doi.org/10.11999/JEIT161248).
LIU Liu, LI Yongzhi, TAO Cheng, *et al.* Performance analysis for one-bit massive MIMO systems based on large scale fading model in antenna-array domain[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2017, 39(6): 1515–1519. doi: [10.11999/JEIT161248](https://doi.org/10.11999/JEIT161248).
- [9] LI Yongzhi, TAO Cheng, SECO-GRANADOS G, *et al.* Channel estimation and performance analysis of one-bit massive MIMO systems[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2017, 65(15): 4075–4089. doi: [10.1109/TSP.2017.2706179](https://doi.org/10.1109/TSP.2017.2706179).
- [10] ORHAN O, ERKIP E, and RANGAN S. Low power analog-to-digital conversion in millimeter wave systems: Impact of resolution and bandwidth on performance[C]. 2015 Information Theory and Applications Workshop (ITA), La Jolla, America, 2015: 191–198. doi: [10.1109/ITA.2015.7308988](https://doi.org/10.1109/ITA.2015.7308988).
- [11] BAI Q, MEZGHANI A, and NOSSEK J A. On the optimization of ADC resolution in multi-antenna systems[C]. ISWCS 2013; The Tenth International Symposium on Wireless Communication Systems, Ilmenau, Germany, 2013: 1–5.
- [12] FAN Li, JIN Shi, WEN Chaokai, *et al.* Uplink achievable rate for massive MIMO systems with low-resolution ADC[J]. *IEEE Communications Letters*, 2015, 19(12): 2186–2189. doi: [10.1109/LCOMM.2015.2494600](https://doi.org/10.1109/LCOMM.2015.2494600).
- [13] ZHANG Jiayi, DAI Linglong, SUN Shengyang, *et al.* On the spectral efficiency of massive MIMO systems with low-resolution ADCs[J]. *IEEE Communications Letters*, 2016, 20(5): 842–845. doi: [10.1109/LCOMM.2016.2535132](https://doi.org/10.1109/LCOMM.2016.2535132).
- [14] PITAROKOILIS A, BJÖRNSSON E, and LARSSON E. Performance of the massive MIMO uplink with OFDM and phase noise[J]. *IEEE Communications Letters*, 2016, 20(8): 1595–1598. doi: [10.1109/LCOMM.2016.2581169](https://doi.org/10.1109/LCOMM.2016.2581169).
- [15] HASSIBI B and HOCHWALD B M. How much training is needed in multiple-antenna wireless links?[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2003, 49(4): 951–963. doi: [10.1109/TIT.2003.809594](https://doi.org/10.1109/TIT.2003.809594).
- [16] SHUICHI O and GIANNAKIS G B. Capacity maximizing MMSE-optimal pilots for wireless OFDM over frequency-selective block Rayleigh-fading channels[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2004, 50(9): 2138–2145. doi: [10.1109/TIT.2004.833365](https://doi.org/10.1109/TIT.2004.833365).
- [17] ZHANG Qi, JIN Shi, WONG Kaikit, *et al.* Power scaling of uplink massive MIMO systems with arbitrary-rank channel means[J]. *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, 2014, 8(5): 966–981. doi: [10.1109/JSTSP.2014.2324534](https://doi.org/10.1109/JSTSP.2014.2324534).
- 陶成: 男, 1963年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为无线通信、MIMO、扩频通信。
- 郑文博: 女, 1994年生, 硕士生, 研究方向为大规模MIMO、1 bit 量化。
- 李泳志: 男, 1990年生, 博士生, 研究方向为大规模MIMO、1 bit 量化、信号处理。
- 刘留: 男, 1981年生, 教授, 研究方向为大规模MIMO、信道测量与建模、1 bit 量化。