

紧凑空间下大规模数字相控阵混合ADC接收机性能分析

张毅¹, 高航², 马松¹, 郭鸿儒², 夏斌², 张朝贤³

(1. 中国西南电子技术研究所, 四川 成都 610036;

2. 上海交通大学电子信息与电气工程学院, 上海 200240;

3. 厦门大学嘉庚学院, 福建 漳州 363105)

摘要: 针对紧凑空间互耦效应影响下的大规模数字相控阵混合ADC接收机性能评估问题, 提出一种混合ADC接收机性能分析方法。首先, 通过联合考虑三维信道模型、互耦效应模型和ADC量化噪声模型, 对互耦效应影响下的传播信道进行建模; 然后, 采用线性最大比合并接收机, 基于随机矩阵理论, 推导给定天线阵列拓扑结构下系统可达速率的闭式表达式; 最后, 分别对均匀线性阵列、均匀平面阵列在不同混合ADC配置方案下的可达速率进行理论计算和数值仿真。计算与仿真结果均表明优化混合ADC配置方案可以有效提升系统可达速率, 该结论可以为紧凑空间下高可达速率的混合ADC接收机设计提供理论支撑。

关键词: 大规模数字相控阵; 紧凑空间; 互耦效应; 可达速率

中图分类号: TN929.52

文献标识码: A

doi: 10.11959/j.issn.2096-8930.2024025

Performance Analysis of Large-Scale Digital Phased Array Mixed-ADC Receiver in Compact Space

ZHANG Yi¹, GAO Hang², MA Song¹, GUO Hongru², XIA Bin², ZHANG Chaoxian³

1. Southwest China Institute of Electronic Technology, Chengdu 610036, China

2. School of Electronic Information and Electrical Engineering, Shanghai Jiao Tong University, Shanghai 200240, China

3. Xiamen University Tan Kah Kee College, Zhangzhou 363105, China

Abstract: In order to evaluate the performance of large-scale digital phased array mixed-ADC receivers under the influence of mutual coupling effects in compact spaces, a performance analysis method was proposed. Firstly, the propagation channel under the influence of mutual coupling effects was modeled by jointly considering the three-dimensional channel model, mutual coupling effect model, and ADC quantization noise model. Then, used a linear maximum ratio combining receiver and based on random matrix theory, a closed form expression for the achievable rate of the system under a given antenna array topology was derived. Finally, the achievable rates of uniform linear arrays and uniform planar arrays under different mixed-ADC configurations were theoretically calculated and numerically simulated. The calculation and simulation results both indicated that optimizing the mixed-ADC configuration scheme could effectively improve the system achievable rate, and the conclusion could provide theoretical support for the design of high achievable rate mixed-ADC receivers in compact spaces.

Keywords: large-scale digital phased array, compact space, mutual coupling effect, achievable rate

0 引言

大规模数字相控阵凭借其灵活的波束成形、空间功

率合成以及空间滤波等技术优势, 已经成为卫星互联网的关键使能技术^[1-6]。通过相控阵天线的波束成形能力, 天线覆盖范围可以动态调整, 系统性能得到提升^[7-12]。

收稿日期: 2024-05-18; 修回日期: 2024-08-30

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No.62131005)

Foundation Item: The National Natural Science Foundation of China (No.62131005)

而在采用具有较小天线尺寸的毫米波频段时，相控阵的天线数量可以进一步增大以获得更广的覆盖能力和更高的通信速率。

数字相控阵天线数量的增加与系统能耗和成本增加正相关。由于数字相控阵中接收信号需要通过模数转换器（Analog-to-Digital Converter, ADC）量化以进行数字处理，每个ADC的能耗随ADC的分辨率呈指数增长。对于大规模数字相控阵，若采用传统设计，为所有天线均配备高分辨率ADC，系统能耗将随着接收天线数量的增加而增加，同时系统成本也将变得无法承受。因此，低量化精度ADC的引入成为大规模数字相控阵能耗和成本控制的重要途径。

参考文献[13]分析了在宽带场景和正交频分复用调制系统中具有单比特ADC的大规模数字相控阵的接收性能。参考文献[14]针对单比特ADC大规模数字相控阵，提出了一种基于Busgang分解的信道估计方法。在单比特ADC大规模数字相控阵中，严重的非线性信号处理会引起许多问题，例如速率损失大、基于导频的信道估计开销大^[15]和预编码器设计的高复杂性^[16]。出于以上考虑，参考文献[17]提出了一种混合ADC架构，其中ADC由高分辨率ADC和单比特ADC组成。参考文献[18]推导了在理想和非理想两种信道状态信息下，独立瑞利信道上的混合ADC大规模数字相控阵的发射信号与量化输出信号之间的遍历互信息的闭式表达式。参考文献[19]通过加性量化噪声模型（Additive Quantization Noise Model, AQNM）获得了具有理想信道状态信息和不完美信道状态信息的Rician信道混合ADC大规模数字相控阵接收机可达速率的闭式表达式。

上述研究中假设相控阵天线元件之间电磁相互作用产生的互耦效应忽略不计，该假设只在天线单元间距较大时成立。在以低轨卫星为代表的紧凑空间平台上，大规模数字相控阵的总尺寸受限，天线间距往往较小。虽然已有一些文献关注其带来的影响，但只是关注其导致的天线之间信道相关性^[20-21]，忽视了互耦效应的影响。

参考文献[22]研究了给定长度的均匀线性阵列的互耦效应。该研究表明，在给定天线阵列总尺寸的情况下，随着天线数目的增加，互耦效应对系统容量有很大的影响。参考文献[23]介绍了当两个天线单元间距较近时，相互之间的耦合原理。参考文献[24]将互耦原理应用到给定空间下的大规模天线系统中。结果表明，在给定空间尺寸下，天线单元间距越小，相邻天线间的互耦效应越明

显，系统的信道容量越小。此外，结合考虑混合ADC结构的影响，参考文献[25]分析了空间受限条件下互耦效应对大规模数字相控阵信道估计和频谱效率性能的影响。结果表明，混合ADC结构可以有效提高信道估计精度以及系统频谱效率。

基于以上研究基础，本文进一步探究了紧凑空间下互耦效应对大规模数字相控阵混合ADC接收机性能的作用机理，并对考虑互耦效应的混合ADC接收机可达速率进行理论分析与仿真验证，以指导紧凑空间下大规模数字相控阵混合ADC配置方案的优化设计。

1 系统建模

如图1所示，考虑一个基于大规模数字相控阵混合ADC接收机的上行多用户通信系统，假设在基站侧配置具有 N 副接收天线的大规模数字相控阵，用户侧配置有 K 个单天线用户， K 个用户同时进行通信。用 $\mathbf{g}_k \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 来表示第 k 个用户的信道向量。

通过基于射线追踪的三维信道模型，对于基站侧的接收天线阵列，假设信道中包含 P 条入射径，即

$$\mathbf{g}_k = \mathbf{Z} \mathbf{A} \mathbf{h}_k \sqrt{\beta_k} \quad (1)$$

其中， $\mathbf{Z} \in \mathbb{C}^{N \times N}$ 表示天线之间的互耦矩阵； $\mathbf{A} = [\mathbf{a}_1, \dots, \mathbf{a}_P]$ ， $\mathbf{a}_p \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ ，表示第 p 条入射径的信道导向矩阵； $\mathbf{h}_k \in \mathbb{C}^{P \times 1}$ 表示所有 P 条入射径的小尺度衰落矩阵， $\mathbf{h}_k \sim \mathcal{CN}(0, \mathbf{I}_P)$ ， β_k 表示第 k 个用户对应的大尺度衰落。

互耦矩阵^[23] $\mathbf{Z}$ 定义为

$$\mathbf{Z} = (\mathbf{Z}_A + \mathbf{Z}_L)(\mathbf{\Gamma} + \mathbf{Z}_L \mathbf{I})^{-1} \quad (2)$$

其中， $\mathbf{Z}_A$ 、 $\mathbf{Z}_L$ 分别表示天线阻抗与负载阻抗； $\mathbf{\Gamma}$ 表示互阻抗矩阵，可以利用感应电动势方法，由天线间距 d 、本征阻抗 η_0 、波数 β 、波长 λ 、对偶极子的长度 L 等参数确定。

综上所述， K 个用户与基站之间的上行信道定义为

$$\mathbf{G} = [\mathbf{g}_1, \mathbf{g}_2, \dots, \mathbf{g}_K] = \mathbf{Z} \mathbf{A} \mathbf{H} \mathbf{D} \quad (3)$$

其中， $\mathbf{H}$ 为每个用户的小尺度衰落矩阵， $\mathbf{D}$ 为每个用户的大尺度衰落矩阵。

因此，基站侧的接收信号为

$$\mathbf{y} = \sqrt{P_u} \mathbf{G} \mathbf{x} + \mathbf{n} \quad (4)$$

其中， P_u 为每个用户的发射功率， $\mathbf{x}$ 表示所有用户的发射信号； $\mathbf{n}$ 表示加性高斯白噪声，满足 $\mathbf{n} \sim \mathcal{CN}(0, \mathbf{I}_N)$ 。

不失一般性，通过调整接收信号 $\mathbf{y}$ 、信道矩阵 $\mathbf{G}$ 与噪声 $\mathbf{n}$ 中每一行对应元素的位置，可以将 $\mathbf{y}$ 表示为分别由高分辨率和单比特ADC来量化的两部分接收信号 $\mathbf{y}_H$ 和 $\mathbf{y}_L$ 。基于该前提，接收信号可以进一步表示为

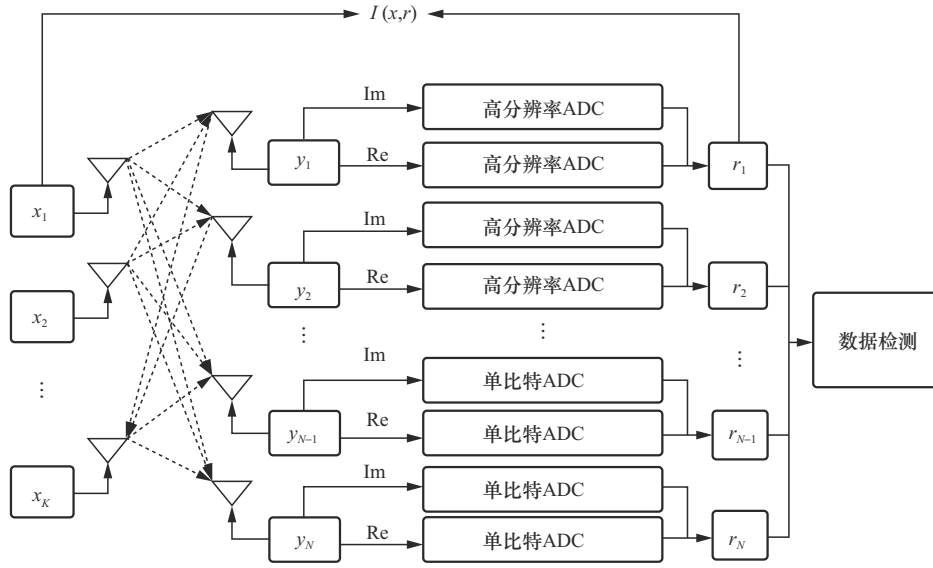


图1 上行多用户通信系统模型

$$\mathbf{y} = \begin{bmatrix} \mathbf{y}_H \\ \mathbf{y}_L \end{bmatrix} \approx \begin{bmatrix} \sqrt{P_u} \mathbf{G}_H \mathbf{x} + \mathbf{n}_H \\ \sqrt{P_u} \mathbf{G}_L \mathbf{x} + \mathbf{n}_L \end{bmatrix} \quad (5)$$

其中， $\mathbf{G}_H = \mathbf{Z}_H \mathbf{A} \mathbf{H} \mathbf{D}$ ， $\mathbf{G}_L = \mathbf{Z}_L \mathbf{A} \mathbf{H} \mathbf{D}$ ，而 $\mathbf{Z} = [\mathbf{Z}_H^T \mathbf{Z}_L^T]^T$ ，下标H表示高分辨率ADC量化部分，下标L表示单比特ADC量化部分。根据AQNM模型^[19]，当相较于基站侧接收信号的功率，加性噪声的功率较高时，ADC的量化输出可以看作原有接收信号经过线性增益 α 与一个不相关的量化噪声 $\mathbf{n}_q$ 之和。采用AQNM来近似量化操作，量化后的信号可以表示为

$$\mathbf{r} = \mathcal{Q}(\mathbf{y}) = \begin{bmatrix} \mathbf{r}_H \\ \mathbf{r}_L \end{bmatrix} \approx \begin{bmatrix} \sqrt{P_u} \mathbf{G}_H \mathbf{x} + \mathbf{n}_H \\ \sqrt{P_u} \alpha \mathbf{G}_L \mathbf{x} + \alpha \mathbf{n}_L + \mathbf{n}_q \end{bmatrix} \quad (6)$$

其中， $\alpha = 0.6366$ ，表示量化后的线性增益。

2 接收机可达速率推导

用 $\mathbf{W}$ 来表示线性接收机，则量化后的信号可以进一步处理为 $\hat{\mathbf{x}} = \mathbf{W} \mathbf{r}$ 。对于最大比合并（Maximal Ratio Combining, MRC）线性接收机， $\mathbf{W}$ 可以写作

$$\mathbf{W} = \mathbf{G}^H \quad (7)$$

因此，对于第 k 个用户，其接收信号 $\hat{\mathbf{x}}$ 可以表示为

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{x}}_k &= \sqrt{P_u} (\mathbf{g}_{H,k}^H \mathbf{g}_{H,k} + \alpha \mathbf{g}_{L,k}^H \mathbf{g}_{L,k}) x_k + \\ &\quad \sqrt{P_u} \sum_{k'=1, k' \neq k}^K (\mathbf{g}_{H,k}^H \mathbf{g}_{H,k'} + \alpha \mathbf{g}_{L,k}^H \mathbf{g}_{L,k'}) x_{k'} + \\ &\quad \mathbf{g}_{H,k}^H \mathbf{n}_H + \alpha \mathbf{g}_{L,k}^H \mathbf{n}_L + \mathbf{g}_{L,k}^H \mathbf{n}_q \end{aligned} \quad (8)$$

在上述信号模型中，右侧第一项为所需要的信号，

而剩余4项则可以看作对于第 k 个用户而言的噪声与干扰。

因此，通过假设干扰与噪声服从高斯分布，且与发射信号 $\mathbf{x}$ 独立，可以得到第 k 个用户可达速率的下界

$$R_k = \mathbb{E} \left[\log_2 \left(1 + \frac{P_u |\mathbf{g}_{H,k}^H \mathbf{g}_{H,k} + \alpha \mathbf{g}_{L,k}^H \mathbf{g}_{L,k}|^2}{\Delta_1 + \Delta_2 + \Delta_3} \right) \right] \quad (9)$$

其中， $\Delta_1 = P_u \sum_{k'=1, k' \neq k}^K |\mathbf{g}_{H,k}^H \mathbf{g}_{H,k'} + \alpha \mathbf{g}_{L,k}^H \mathbf{g}_{L,k'}|^2$ ， $\Delta_2 = |\mathbf{g}_{H,k}^H + \alpha \mathbf{g}_{L,k}^H|^2$ ，以及 $\Delta_3 = |\mathbf{g}_{L,k}^H \mathbf{n}_q|^2$ 。此外，在接下来的分析中，为了表述简洁，用 $\mathbf{F}$ 、 $\mathbf{F}_H$ 与 $\mathbf{F}_L$ 来表示 $\mathbf{Z} \mathbf{A}$ 、 $\mathbf{Z}_H \mathbf{A}$ 与 $\mathbf{Z}_L \mathbf{A}$ 。

当 N 较大且采用MRC接收机时，通过大数定律，可以有以下假设： $\mathbb{E} \left[\log_2 \left(1 + \frac{X}{Y} \right) \right] \approx \log_2 \left(1 + \frac{\mathbb{E}[X]}{\mathbb{E}[Y]} \right)$ ，因此式（9）中的可达速率可以近似为

$$R_k = \log_2 \left(1 + \frac{P_u \mathbb{E} \left[|\mathbf{g}_{H,k}^H \mathbf{g}_{H,k} + \alpha \mathbf{g}_{L,k}^H \mathbf{g}_{L,k}|^2 \right]}{\mathbb{E}[\Delta_1 + \Delta_2 + \Delta_3]} \right) \quad (10)$$

接着，令下标 $\mathbf{S} \in \{\mathbf{L}, \mathbf{H}\}$ ，可以得到

$$\mathbb{E} \left[|\mathbf{g}_{S,k}^H \mathbf{g}_{S,k}|^2 \right] = \beta_k \beta_{k'} \mathbb{E} \left[|\mathbf{h}_k^H \mathbf{A}^H \mathbf{Z}_S^H \mathbf{Z}_S \mathbf{A} \mathbf{h}_k'|^2 \right] \quad (11)$$

对于 $k \neq k'$ ，式（11）可以进一步化简为

$$\mathbb{E} \left[|\mathbf{g}_{S,k}^H \mathbf{g}_{S,k}|^2 \right] = \beta_k \beta_{k'} \text{Tr}(\mathbf{R}_S^2) \quad (12)$$

其中， $\mathbf{R}_S = \mathbf{F}_S^H \mathbf{F}_S$ 。

对于 $k=k'$ ，利用参考文献[26]中的定理二，式(12)可以进一步化简为

$$\mathbb{E}\left[\left|\mathbf{g}_{S,k}^H \mathbf{g}_{S,k}\right|^2\right] = \beta_k^2 \left(\text{Tr}(\mathbf{R}_S^2) + \text{Tr}(\mathbf{R}_S)^2\right) \quad (13)$$

综上所述，有

$$\mathbb{E}\left[\left|\mathbf{g}_{H,k}^H \mathbf{g}_{H,k} + \alpha \mathbf{g}_{L,k}^H \mathbf{g}_{L,k}\right|^2\right] = \beta_k^2 \left(\text{Tr}(\mathbf{R}_H + \alpha \mathbf{R}_L)^2 + \text{Tr}(\mathbf{R}_H + \alpha \mathbf{R}_L)^2\right) \quad (14)$$

此外， $\mathbb{E}[\Delta_1]$ 可以表示为

$$\mathbb{E}[\Delta_1] = P_u \sum_{k'=1, k' \neq k}^{K'} \beta_k \beta_{k'} \left(\text{Tr}(\mathbf{R}_H^2) + \alpha^2 \text{Tr}(\mathbf{R}_L^2) + 2\alpha(\text{Tr}(\mathbf{R}_H \mathbf{R}_L))\right) \quad (15)$$

接着，对于 Δ_2 求期望，有

$$\mathbb{E}[\Delta_2] = \beta_k (\text{Tr}(\mathbf{R}_H) + \alpha^2 \text{Tr}(\mathbf{R}_L)) \quad (16)$$

最后，对 Δ_3 求期望，有

$$\mathbb{E}[\Delta_3] = \alpha(1-\alpha)\beta_k \left(P_u \sum_{i=1}^{N_L} [\mathbf{F}_L \mathbf{F}_L^H]_{i,i}^2 \left(\sum_{k'=1}^K (\beta_{k'} + \beta_k) + \sum_{i=1}^{N_L} [\mathbf{F}_L \mathbf{F}_L^H]_{i,i}\right)\right) \quad (17)$$

将上述公式代入式(10)中，则得到第 k 个单天线用户的近似遍历可达速率。进一步地，当用户发射功率 P_u 趋于无穷大时，用户 k 的可达速率收敛于

$$\lim_{P_u \rightarrow \infty} R_k = \log_2 \left(1 + \frac{\beta_k R_d}{P_d}\right) \quad (18)$$

其中，

$$R_d = \text{Tr}(\mathbf{R}_H + \alpha \mathbf{R}_L)^2 + \text{Tr}((\mathbf{R}_H + \alpha \mathbf{R}_L)^2) \quad (19)$$

$$P_d = \sum_{k'=1, k' \neq k}^{K'} \beta_{k'} \left(\text{Tr}(\mathbf{R}_H^2) + \alpha^2 \text{Tr}(\mathbf{R}_L^2) + 2\alpha(\text{Tr}(\mathbf{R}_H \mathbf{R}_L))\right) + \alpha(1-\alpha) \left(\sum_{i=1}^{N_L} [\mathbf{F}_L \mathbf{F}_L^H]_{i,i}^2 \left(\sum_{k'=1}^K (\beta_{k'} + \beta_k) + \sum_{i=1}^{N_L} [\mathbf{F}_L \mathbf{F}_L^H]_{i,i}\right)\right) \quad (20)$$

这表明，在采用线性接收机的情况下，用户的可达速率不会随着发射功率的增大而无限增大。

3 性能仿真与分析

为了评估理论推导结果的正确性，这里基于式(9)对混合ADC接收机的可达速率性能进行蒙特卡洛仿真，并将其结果与基于式(20)计算得到的理论分析结果进行对比分析。同时，选取典型阵列模型，分别对不同混合ADC配置方案下的接收机可达速率性能进行分析，以验证推导结论对大规模数字相控阵混合ADC接收机设计的理论指导意义。

3.1 天线阵列建模

选取均匀线性阵列和均匀平面阵列两类典型天线阵列进行分析，具体天线阵列排布模型分别如图2和图3所示。

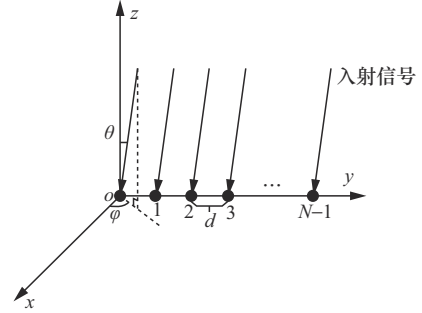


图2 均匀线性阵列

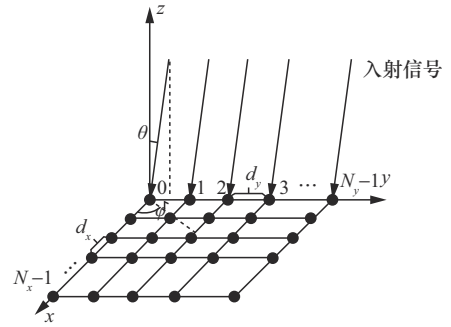


图3 均匀平面阵列

3.2 仿真条件

对于大尺度衰落 β_k 的假设：假设网络中所有单天线用户采用完美的功率控制，所有用户的大尺度衰落均一致，即对于 $\forall i \neq j$ ，有 $\beta_i = \beta_j = 1$ 。

对于小尺度衰落 $\mathbf{h}_k$ 的假设：如上文中的假设， $\mathbf{h}_k \sim \mathcal{CN}(0, \mathbf{I}_p)$ ，且对于不同的用户，其小尺度衰落信道独立生成。

对于方位角 φ_p 与水平角 θ_p 的假设[27]：假设方位角 φ_p 在区间 $[0, 2\pi)$ 内均匀分布；假设水平角 θ_p 服从拉普拉斯分布，且其均值为 90° ，方差为 1.9° 。

互耦矩阵 $\mathbf{Z}$ 中各参数设置参考文献[23]中的定义，天线阻抗 $\mathbf{Z}_A$ 为 50Ω ，负载阻抗 $\mathbf{Z}_L$ 为天线阻抗的共轭复数，互阻抗矩阵 $\mathbf{\Gamma}$ 定义为

$$\mathbf{\Gamma}_{i,j} = \begin{cases} \frac{\eta_0}{4\pi} [0.577 + \ln(2\pi) - \text{Ci}(2\pi) + j\text{Si}(2\pi)], i=j \\ \frac{\eta_0}{4\pi} [2\text{Ci}(\beta d) - \text{Ci}(\beta u_1) - \text{Ci}(\beta u_2)] - j \frac{\eta_0}{4\pi} [2\text{Si}(\beta d) - \text{Si}(\beta u_1) - \text{Si}(\beta u_2)], i \neq j \end{cases} \quad (21)$$

其中,

$$\begin{cases} \mu_1 = \sqrt{d^2 + L^2} + L \\ \mu_2 = \sqrt{d^2 + L^2} - L \end{cases} \quad (22)$$

$$\text{Ci}(x) = \int_{-\infty}^x \frac{\cos x}{x} dx \quad (23)$$

$$\text{Si}(x) = \int_{-\infty}^x \frac{\sin x}{x} dx$$

$$\eta_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} \approx 120\pi \quad (24)$$

$$\beta = 2\pi/\lambda \quad (25)$$

$$L = 0.5\lambda \quad (26)$$

3.3 仿真结果与分析

在图4中,给出了采用均匀线性阵列时,不同混合ADC配置方案下第 k 个用户的可达速率随着用户发射功率的变化情况。基站侧的接收天线数量为 $N=256$ 副,单天线用户的个数为 $K=10$ 个,相邻天线间距为 $d=0.3\lambda$ 。单比特量化天线的数目 N_L 设置为总接收天线数目的50%。采用了3种ADC配置方案:方案一和方案二分别将阵列中央部分的天线通过单比特ADC和高分辨率ADC来量化,而边缘部分的天线则通过另一种ADC来量化;方案三将单比特ADC在天线阵列中等间隔放置。

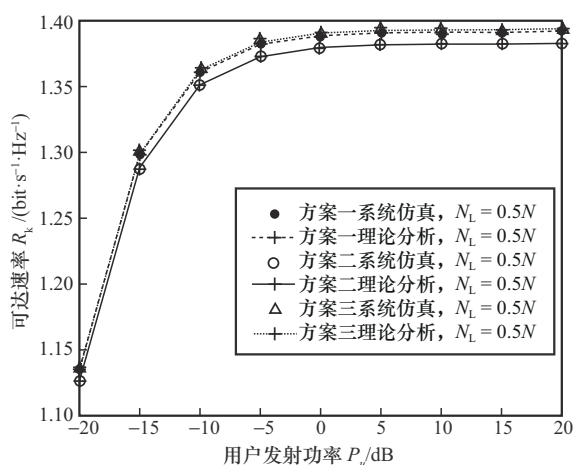


图4 均匀线性阵列下3种方案用户发射功率与可达速率的关系

通过性能对比,可以看出理论分析结果与系统仿真结果可以很好地拟合,两个结果都显示方案一会获得较高的可达速率。这是因为方案一中将均匀线性阵列的中间部分采用单比特ADC来量化,而这些天线受互耦效应的影响也较大,因此低分辨率量化带来的性能损失较小。根据分析和仿真可以知道,在均匀线性阵列中,在给定单比特ADC数目的情况下,为了取得更高的接收机可达速率,可以为阵列中央的天线配备单比特ADC。

在图5中,本文对均匀平面阵列可达速率随着用户发射功率的变化情况进行了理论分析结果与系统仿真结果的对比。在此对比中,假设基站天线数目为 16×16 ,单比特ADC量化天线的数目 N_L 设置为总接收天线数目的50%。考虑了两种ADC配置方案:一种是将由单比特ADC量化的天线集中放置在天线阵列中央;另一种则是将由单比特ADC量化的天线分散放置在天线阵列边缘。

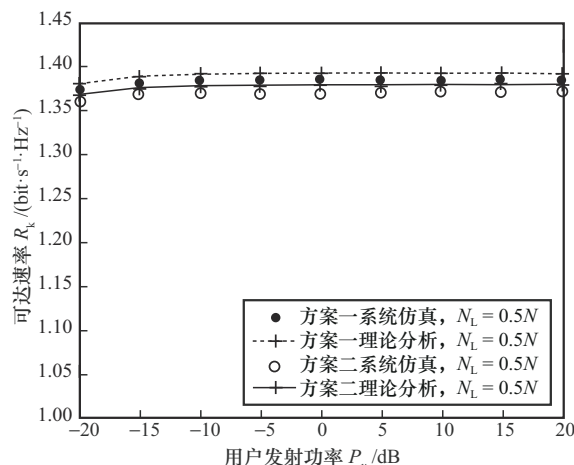


图5 均匀平面阵列下两种方案用户发射功率与可达速率的关系

从图5中可以看出,仿真结果与理论分析得到的结果同样拟合得很好。同时,不同混合ADC配置方案的对比结果表明,当由单比特ADC来量化的天线集中放置在均匀平面阵列的中央时,会获得更高的可达速率。这是因为均匀平面阵列中央的天线受互耦影响较大,对其进行单比特ADC量化造成的性能损失较小。

参考文献:

- [1] DI B Y, SONG L Y, LI Y H, et al. Ultra-dense LEO: integration of satellite access networks into 5G and beyond[J]. IEEE Wireless Communications, 2019, 26(2): 62-69.
- [2] GIORDANI M, ZORZI M. Non-terrestrial networks in the 6G era: challenges and opportunities[J]. IEEE Network, 2021, 35(2): 244-251.
- [3] WALID S, MEHDI B, CHEN M Z. A vision of 6G wireless systems: applications, trends, technologies, and open research problems[J]. IEEE Network, 2019, 34(3): 1-9.
- [4] SU Y T, LIU Y Q, ZHOU Y Q, et al. Broadband LEO satellite communications: architectures and key technologies[J]. IEEE Wireless Communications, 2019, 26(2): 55-61.
- [5] MARAL G, BOUSQUET M, SUN Z L. Satellite communications systems[M]. Chichester: Wiley, 2020.

- [6] HONG W, JIANG Z H, YU C, et al. Multibeam antenna technologies for 5G wireless communications[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2017, 65(12): 6231-6249.
- [7] 李科新, 尤力, 高西奇. 基于大规模MIMO的低轨卫星通信系统[J]. 天地一体化信息网络, 2022, 3(1): 2-8.
- LI K X, YOU L, GAO X Q. Massive MIMO LEO satellite communications system[J]. Space-Integrated-Ground Information Networks, 2022, 3(1): 2-8.
- [8] LI L, CHEN T, WANG W, et al. LoS MIMO transmission for LEO satellite communication systems[J]. China Communications, 2022, 19(10): 180-193.
- [9] CHAKER E, CHAFAI A, AF A, et al. New MIMO antenna with filtration for the future multiuser systems in satellite communications [J]. Wireless Communications and Mobile Computing, 2022.
- [10] YOU L, LI K X, WANG J H, et al. Massive MIMO transmission for LEO satellite communications[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2020, 38(8): 1851-1865.
- [11] LI K X, YOU L, WANG J H, et al. Downlink transmit design for massive MIMO LEO satellite communications[J]. IEEE Transactions on Communications, 2022, 70(2): 1014-1028.
- [12] 刘越, 黄印, 林玉洁, 等. 星地融合网络相控阵天线应用研究进展[J]. 空间电子技术, 2023, 20(6): 52-63.
- LIU Y, HUANG Y, LIN Y J, et al. Recent advances of phased array application in satellite-terrestrial convergence networks[J]. Space Electronic Technology, 2023, 20(6): 52-63.
- [13] MOLLEN C, CHOJ J, LARSSON E G, et al. Uplink performance of wideband massive MIMO with one-bit ADCs[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2016, 16(1): 87-100.
- [14] LI Y, TAO C, 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.
- [15] YUAN S A, CHEN X, HUANG C, et al. Effects of mutual coupling on degree of freedom and antenna efficiency in holographic MIMO communications[J]. IEEE Open Journal of Antennas and Propagation, 2023, 4: 237-244.
- [16] STEIN M, THEILER S, NOSSEK J A. Overdemodulation for high-performance receivers with low-resolution ADC[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2015, 4(2): 169-172.
- [17] LIANG N, ZHANG W. Mixed-adc massive mimo[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2016, 34(4): 983-997.
- [18] GAO H, XIAO K, XIA B, et al. Mutual information analysis of mixed-ADC MIMO systems over Rayleigh channels based on random matrix theory[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2020, 19(7): 4894-4906.
- [19] 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.
- [20] ZHENG Y, WANG C X, HUANG J, et al. Measurements and characteristics analysis of 6G ultra-massive MIMO wireless channels with different antenna configurations and scenarios[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2023, 72(8): 9720-9732.
- [21] WANG M, GUO Y, XIA B. Multi-polarized channel model and performance analysis for massive MIMO systems[C]//2021 IEEE Globecom Workshops. Piscataway: IEEE Press, 2021: 1-6.
- [22] WANG M, CHEN J, TAO J, et al. Over-the-air antenna array calibration for mmWave hybrid beamforming systems based on monte Carlo Markov chain method[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2023, 72(5): 6068-6079.
- [23] BALANIS C A. Antenna theory: analysis and design[M]. John Wiley & Sons, 2015.
- [24] 胡启芳, 郭爱煌. 互耦效应对超大规模MIMO天线系统信道容量的影响[J]. 电讯技术, 2023, 63(11): 1765-1770.
- HU Q F, GUO A H. Influence of mutual coupling effect on channel capacity of ultra-massive MIMO antenna system[J]. Telecommunication Engineering, 2023, 63(11): 1765-1770.
- [25] PIRZADEH H, SWINDLEHURST A L, Nossek J A. Space-constrained mixed-ADC massive MIMO[C]//2019 IEEE 20th International Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC). Piscataway: IEEE Press, 2019: 1-5.
- [26] BJÖRNSON E, MATTHAIU M, DEBBAH M. Massive MIMO with non-ideal arbitrary arrays: hardware scaling laws and circuit-aware design[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2015, 14(8): 4353-4368.
- [27] MILLER C L, SMITH P J, DMOCHOWSKI P A. Space-constrained arrays for massive MIMO[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2021, 10(5): 948-952.

[作者简介]



张毅(1989-),男,中国西南电子技术研究所高级工程师,主要研究方向为无线通信与网络。



高航(1996-),男,上海交通大学电子信息与电气工程学院硕士生,主要研究方向为多天技术。



马松（1990-），男，中国西南电子技术研究所高级工程师，主要研究方向为通信抗干扰技术。



夏斌（1973-），男，上海交通大学电子信息与电气工程学院教授，主要研究方向为无线通信与网络。



郭鸿儒（1999-），男，上海交通大学电子信息与电气工程学院硕士生，主要研究方向为通感一体化。



张朝贤（1983-），男，厦门大学嘉庚学院副教授，主要研究方向为下一代移动通信网络。