

非对称成对载波多址接入系统下行链路中的功率分配优化

刘爱军^① 宫立平*^① 韩晨^② 高志祥^① 林鑫^①

^①(中国人民解放军陆军工程大学 南京 210007)

^②(国防科技大学第六十三研究所 南京 210007)

摘要: 为提高卫星通信系统的和速率, 该文研究了非对称成对载波多址接入(APCMA)系统下行链路的功率分配问题。以最大化系统和速率为目标, 在总功率和满足各用户最低服务质量的约束下, 通过凸优化的方法, 得到了最优功率分配方案, 并给出了两种次优功率分配方案。该文以正交多址接入(OMA)中的经典算法作为对比, 仿真结果表明, 所提功率方案能够最大化和速率, 展示了APCMA系统相比OMA系统在频谱效率方面有更优性能。

关键词: 卫星通信; 非对称成对载波多址接入; 和速率; 功率分配; 服务质量

中图分类号: TN927.2

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2023)11-4016-10

DOI: 10.11999/JEIT230799

Power Allocation Optimization in the Downlink of Asymmetric Paired Carrier Multiple Access Systems

LIU Aijun^① GONG Liping^① HAN Chen^② GAO Zhixiang^① LIN Xin^①

^①(Army Engineering University of PLA, Nanjing 210007, China)

^②(The 63th Institute, National University of Defense Technology, Nanjing 210007, China)

Abstract: In order to improve the sum rate in the satellite communication system, power allocation in downlink of Asymmetric Paired Carrier Multiple Access (APCMA) system is investigated. Under the constraint of total power and the minimum quality of service for each user, the optimal power allocation scheme is obtained via the methods of convex optimization with the objective of maximizing the sum capacity, and two suboptimal power allocation schemes are given. Compared with the classic algorithm in Orthogonal Multiple Access (OMA), the simulation results show that the proposed scheme in APCMA maximizes the sum rate, and has superior performance in spectral efficiency.

Key words: Satellite communication; Asymmetric Paired Carrier Multiple Access (APCMA); Sum capacity; Power allocation; Quality of Service(QoS)

1 引言

卫星通信具有通信容量大、通信距离远等特点, 是未来空天地一体化网络的重要组成部分。在当前的卫星通信系统中, 频谱资源是限制其提高通

信系统容量、改善用户服务质量的重要因素^[1]。频分多址接入(Frequency Division Multiple Access, FDMA)、时分多址接入(Time Division Multiple Access, TDMA)、码分多址接入(Code Division Multiple Access, CDMA)、正交频分多址接入(Orthogonal Frequency Division Multiple Access, OFDMA)等多址技术可在一定程度上改善频谱资源紧张的困境, 但受限于通信资源分配的正交性, 无法满足未来通信高频谱利用率的要求^[2,3]。成对载波多址接入(Paired Carry Multiple Access, PCMA)是一种先进的卫星通信多址接入技术^[4], 该技术允许通信双方在同一时刻使用相同的频段、时隙或码字资源发送信号。PCMA有两种应用模式: 对称PCMA和非对称PCMA (Asymmetric PCMA, APCMA)^[5]。其中, 对称PCMA适用于点对点通信,

收稿日期: 2023-08-01; 改回日期: 2023-10-10; 网络出版: 2023-10-25

*通信作者: 宫立平 gonglp_cn@163.com

基金项目: 国家重点研发计划(2018YFB1801103), 江苏省前沿引领技术基础研究项目(BK20192002), 国家自然科学基金(61901516, 62171466, 62201593), 国防科技大学科研计划(ZK22-08)

Foundation Items: The National Key Research and Development Program of China (2018YFB1801103), The Natural Science Foundation on Frontier Leading Technology Basic Research Project of Jiangsu Province (BK20192002), The National Natural Science Foundation of China (61901516, 62171466, 62201593), The Research Program of National University of Defense Technology (ZK22-08)

通信双方信号功率相差不大，所占频谱带宽相同。APCMA适用于点对多点通信，包含1个主站与多个小站，主站信号的功率、带宽比小站信号大得多。APCMA在形式上与“服务器+客户端”的星状网结构极为相似，更符合当前卫星互联网的组网模式，并已经在小口径天线终端(Very Small Aperture Terminal, VSAT)网络中得到了一定程度的应用。因此，PCMA技术在频谱资源分配上打破了传统多址接入技术的正交性，理论上可以有效节省频带资源，在频谱资源紧张的卫星通信中潜力巨大。同时，由于APCMA中的小信号“淹没”在大信号之下，在军事通信和保密通信中有着独特的优势^[6]。

由于PCMA可与现有多址接入技术兼容的特点，该技术在卫星通信中得到了广泛的应用，也吸引了众多研究者的注意。当前对于PCMA的研究主要分为两类：一类聚焦于己方发送信号的参数变化，包括振幅^[7,8]、频偏^[9,10]、相位^[11,12]等参数的估计，其中，文献^[7]利用循环相关及循环累积量等统计特性对信号功率进行估计。信噪比在5~10 dB范围内，该方法的均方根误差小于1 dB；信噪比超过该范围时，估计性能则明显下降。文献^[8]利用4次方法估计强信号的幅度，再利用循环累积量估计弱信号的幅度，该方法估计精度高、适用范围广，但计算复杂度较高。文献^[9]基于“混合”信号的循环统计特性，提出了一种对符号速率及频偏进行估计的算法。该方法先利用接收信号的自相关特性对符号速率进行估计，再利用时变共轭矩阵特性对频偏进行估计。频偏范围限制在符号速率的1/20以下。该方法性能受限于观测序列长度。文献^[10]基于辅助序列自相关的离散傅里叶变换进行频偏估计，并给出了Cramer-Rao界，该方法在低信噪比的情况下有较好的性能表现。文献^[11]基于循环统计量对相位进行初步的粗略估计，再利用变步长最小均方(Least Mean Square, LMS)自适应滤波进一步提高估计精度。该方法的估计精度依赖于迭代次数。文献^[12]在文献^[9]的基础上，利用信号的循环平稳特性，提出了基于时变矩阵及周期系数的两种相位估计方案。所提方案性能依赖于序列长度。文献^[13,14]研究了多个参数的联合估计，文献^[13]提出了一种联合训练序列估计与自回归模型预测的信道估计方案，该方案借鉴了叠加训练序列的思想，利用自回归模型预测信道状态，并通过迭代的方式提高精度。文献^[14]基于软信息统计值估计信道状态，通过分级搜索减少复杂度，利用迭代提高估计的精度，该方法在8PSK调制的信号估计上有较大优势。另一类主要研究信号的检测^[5]、调制方式的识别^[15,16]及

“混合”信号的盲分离^[17,18]；文献^[5]提出了符号层干扰消除算法，通过引入前向纠错编码，减少错误译码，提高算法性能，省略了以往文献中的大功率信号“重构”环节。文献^[15]使用高阶累积量构造信号的特征参数，通过4次方谱线特征对8种调制方式进行识别，该方法受频偏影响小，不依赖先验信息，但需要较多的符号数才能得到较好的性能。文献^[16]基于深度学习的方法进行调制识别，克服了高阶统计量方法需要较多符号的弊端，具有较强的鲁棒性，但算法复杂度高。文献^[17]基于组合优化的思想，提出了迭代量子遗传优化算法，该算法降低了计算复杂度，利用迭代促进分离结果的收敛，具有并行实现的特性。文献^[18]提出了一种基于M算法进行QR分解(QR Decomposition with M algorithm, QRD-M)的Gibbs采样器，该方法适用于高阶调制混合信号的分离，并具有一定的扩展性。

如上文所述，当前对于PCMA的研究主要集中在参数估计及盲分离两大方面，而在非正交多址接入方案中，系统资源的分配是提高系统吞吐量、兼顾用户公平性的重要手段^[9]，也是当前研究的热点^[20]。文献^[21]研究了不完美信道状态信息下大规模多入多出低轨卫星系统中的功率分配问题，以最大化系统和速率为目标，通过对目标函数进行泰勒展开近似，使用凸优化的方法得到了优化解，并提出了迭代算法，其收敛性能较其他算法有优势。文献^[22]将地面移动通信系统中最大和速率作为目标函数，首先证明了信号的最佳解调顺序，然后在服务质量约束的条件下，使用凸优化的方法得到最优功率分配方式。文献^[23]研究了功率、带宽资源的联合分布问题，通过引入松弛变量将非凸问题转化为凸问题，基于凹凸过程提出迭代算法达到了能量效率的最大化。PCMA作为一种非正交的多址接入方案，其资源的分配有着重要的研究意义。目前，在APCMA系统中通过功率优化实现和速率提升的相关研究尚未展开。因此，本文旨在保证各用户服务质量的前提下，探索最大化系统和速率的功率分配方案。所提方法将用户最低服务质量要求及转发器总功率作为约束条件，将系统和速率作为目标函数，在证明该问题为凸性的基础上，使用KKT条件^[24]获得全局最优解。由于对称PCMA系统可以视为两用户的APCMA系统，故本文中的结论同样适用于对称PCMA系统。

文章结构安排如下：第2节描述系统模型及数学模型，形成最优解问题；第3节对问题进行求解，并给出3种功率分配方案；第4节为仿真结果；第5节为结束语。

2 系统模型及数学模型

2.1 系统模型

图1所示为APCMA系统的下行链路,该系统由1颗卫星和多个地球站组成,地球站包含1个中心站A与*m*个小站 U_i , $1 \leq i \leq m$ 。通信双方在同一时刻使用相同频段发送信息,其中, S_0 是中心站A的发送信号, S_i ($1 \leq i \leq m$)是小站 U_i 的发送信号,各信号所占频谱带宽记作 B_i ,如图2所示。发送信号在卫星上混叠后,通过透明转发器发送给地球站。中心站A接收到混合信号后,通过自干扰消除技术^[25],从混合信号中减去自身发送信号 S_0 ,剩余部分即为各个小站 U_i 的发送信号,也是中心站即将解调的信号。由于各小站需要解调中心站A的发送信号 S_0 ,且 S_0 的功率远大于各小信号功率之和,故可将各小信号视为干扰,直接对混合信号进行解调。

在APCMA系统中的下行链路中,“透明”转发器的发送信号为

$$x = \sum_{i=0}^m \sqrt{p_i} s_i \quad (1)$$

其中, s_i 表示第*i*个地球站发送到卫星的上行信号, p_i 表示该信号下行时的发送功率。 $0 \leq i \leq m$, $i=0$ 表示中心站, $i \neq 0$ 表示第*i*个小站。各地球站的接收信号为

$$y_i = h_i x + n_i \quad (2)$$

其中, n_i 为加性高斯白噪声,其双边功率谱密度为 $N_0/2$, h_i 为转发器到第*i*个地球站的信道系数,计算公式为^[26,27]

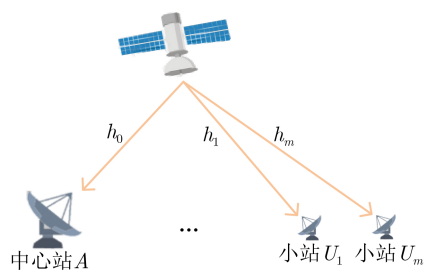


图1 下行链路示意图

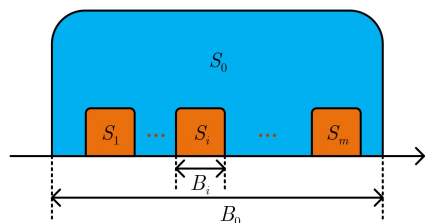


图2 频谱示意图

$$[h_i] = [\text{EIRP}] + [G/T_i] - [L_i] - [k] - [B_i] \quad (3)$$

其中, $[\cdot]$ 表示变量的分贝形式, $[\text{EIRP}]$ 为卫星转发器的全向有效辐射功率, $[G/T_i]$ 第*i*个地球站的品质因数, $[k]$ 为玻尔兹曼常数, $[B_i]$ 为第*i*个地球站的信号带宽, $[L_i]$ 表示卫星到第*i*个地球站的下行链路损耗,该系数与距离损耗、馈线损耗、气体衰减等因素有关,其计算公式为

$$L_i = 92.44 + 20 \lg f_c + 20 \lg d_i + c \quad (4)$$

其中, f_c 表示载波中心频率, d_i 表示卫星到地球站的距离, c 表示其他损耗,较理想情况下可取1.5 dB。

在实际的卫星通信系统中,中心站的天线尺寸远大于小站的天线尺寸,而各小站的性能参数基本一致,故同一点波束覆盖范围内的小站到达卫星的链路质量几乎相同^[28]。所以,为简单起见本文做以下假设:

(1)各小信号所占带宽相同,即 $B_i = B$,且不考虑各小信号间的过渡带,即 $B_0 = m \cdot B$;

(2)各地球站的噪声功率谱密度相等;记大信号带宽内的噪声功率为 $\sigma^2 = (N_0/2) \cdot B_0$,小信号带宽内的噪声功率为 σ_0^2 ,即 $\sigma^2 = m \times \sigma_0^2$;

(3)中心站到卫星的链路增益远大于小站到卫星的链路增益,即 $h_0 > h_1 = h_2 = \dots = h_m$;

(4)为避免各信号之间产生交叉调制现象,卫星转发器应工作在线性区^[29],所以, $\sum_{i=0}^m p_i = p_{\text{total}}$,其中 p_{total} 可看作常数。

2.2 数学模型

由香农公式可知,信道的可达速率与接收信号的信干噪比(Signal to Interference plus Noise Ratio, SINR)相关。在非对称PCMA系统中,卫星到小站的发送信号功率越大,其可达速率就越高;但该信号又会对大信号造成干扰,影响卫星中心站的可达速率。为改善系统性能,使用凸优化的方法寻找合适的功率分配方案,最大化系统和速率。

在APCMA系统中,小站需接收中心站的发送信息,则卫星到各小站的可达速率均为

$$C_0 = B_0 \log_2 \left(1 + \frac{|h_1|^2 P_0}{|h_1|^2 \sum_{i=1}^m p_i + \sigma^2} \right) \quad (5)$$

中心站需接收各小站的发送信息,则卫星到中心站的下行链路可达速率为

$$\sum_i C_i = B \log_2 \left(1 + \frac{|h_0|^2 P_i}{\sigma_0^2} \right), 1 \leq i \leq m \quad (6)$$

因此,在总功率和满足用户最低服务质量的约束下,最大化下行链路和速率的优化问题可表示为

$$P_0 : \max R = \max_{p_i} \sum_{i=0}^m C_i \quad (7)$$

$$\text{s.t. } p_i \geq [p_i]_{\text{th}}, i = 0, 1, \dots, m \quad (7a)$$

$$p_{\text{total}} = \sum_{i=0}^m p_i \quad (7b)$$

$$p_0 \geq \sum_{i=1}^m p_i \quad (7c)$$

其中, 约束条件式(7a)表示每个信号的功率须大于最低功率要求 $[p_i]_{\text{th}}$, 用以满足各地球站的速率、误码率、备余量等现实需求, 可通过动态调整 $[p_i]_{\text{th}}$ 满足实际需要, 且该条件暗含 $\sum_{i=0}^m [p_i]_{\text{th}} \leq p_{\text{total}}$ 。约束式(7b)表示所有信号功率之和须在卫星转发器的线性工作区内。约束式(7c)表示大信号的功率须大于所有小信号功率之和, 保证大信号可以顺利解调。

3 功率分配方案

本节使用凸优化的方法解决上述问题 P_0 。由目标函数 R 的Hesse矩阵可知, 该矩阵为非负定(见附录1)。因此, 目标函数 P_0 为凸函数, 又因为约束条件形成的集合为凸集, 故最优化问题为凸问题, 且KKT (Karush-Kuhn-Tucker)条件是目标函数 P_0 最优解的充要条件。

利用目标函数与约束条件联合建立拉格朗日函数为

$$\begin{aligned} L &= -R + \sum_{i=0}^m \lambda_i (-p_i + [p_i]_{\text{th}}) + \mu \left(\sum_{i=0}^m p_i - p_{\text{total}} \right) \\ &= -B_0 \cdot \log_2 \left(1 + \frac{|h_1|^2 p_0}{|h_1|^2 \sum_{i=1}^m p_i + \sigma^2} \right) \\ &\quad - \sum_{i=1}^m B \cdot \log_2 \left(1 + \frac{|h_0|^2 p_i}{\sigma^2} \right) \\ &\quad + \sum_{i=0}^m \lambda_i (-p_i + [p_i]_{\text{th}}) + \mu \left(\sum_{i=0}^m p_i - p_{\text{total}} \right) \\ &= -B_0 \cdot \log_2 \left(|h_1|^2 \sum_{i=0}^m p_i + \sigma^2 \right) \\ &\quad + B_0 \cdot \log_2 \left(|h_1|^2 \sum_{i=1}^m p_i + \sigma^2 \right) \\ &\quad - \sum_{i=1}^m B \cdot \log_2 (|h_0|^2 p_i + \sigma^2) + \sum_{i=1}^m B \cdot \log_2 \sigma^2 \\ &\quad + \sum_{i=0}^m \lambda_i (-p_i + [p_i]_{\text{th}}) + \mu \left(\sum_{i=0}^m p_i - p_{\text{total}} \right) \quad (8) \end{aligned}$$

其中, $-R = -\sum_{i=0}^m C_i \leq 0$, λ_i 和 μ 为约束条件式(7a)和式(7b)的拉格朗日乘数。根据KKT条件, 对目标函数 L 的各参数求导为

$$\nabla_{p_j} L = 0 \quad (9)$$

$$\sum_{i=0}^m p_i - p_{\text{total}} = 0 \quad (10)$$

$$\lambda_j (-p_i + [p_i]_{\text{th}}) = 0 \quad (11)$$

$$\lambda_j \geq 0 \quad (12)$$

将式(9)进一步展开, 可得如式(13)和式(14)的形式

$$\frac{\partial L}{\partial p_0} = -B_0 \cdot \frac{|h_1|^2}{|h_1|^2 p_{\text{total}} + \sigma^2} \cdot \frac{1}{\ln 2} - \lambda_0 + \mu = 0 \quad (13)$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial L}{\partial p_i} &= -B_0 \cdot \frac{|h_1|^2}{|h_1|^2 p_{\text{total}} + \sigma^2} \cdot \frac{1}{\ln 2} \\ &\quad + B_0 \cdot \frac{|h_1|^2}{|h_1|^2 \sum_{i=1}^m p_i + \sigma^2} \cdot \frac{1}{\ln 2} \\ &\quad - B \cdot \frac{|h_0|^2}{|h_0|^2 p_i + \sigma^2} \cdot \frac{1}{\ln 2} - \lambda_i + \mu \\ &= 0, 1 \leq i \leq n \quad (14) \end{aligned}$$

分为以下几种情况讨论:

(1) $\lambda_i > 0$; (2) $\lambda_i = 0$; (3) 部分 $\lambda_i > 0$, 部分 $\lambda_i = 0$ 。

详细讨论情况如下:

(1) 当 $\lambda_i > 0$ 时, 即 $p_i = [p_i]_{\text{th}}$, 则 $\sum_{i=0}^m p_i = \sum_{i=0}^m [p_i]_{\text{th}} < p_{\text{total}}$ 。故无解。

(2) $\lambda_i = 0$ 时

将式(13)代入式(14), 可得

$$B_0 \cdot \frac{|h_1|^2}{|h_1|^2 p_{\text{total}} + \sigma^2} \cdot \frac{1}{\ln 2} - B \cdot \frac{|h_0|^2}{|h_0|^2 p_i + \sigma^2} \cdot \frac{1}{\ln 2} = 0 \quad (15)$$

这意味着, p_i 相等, 也就是 $p_i = (p_{\text{total}} - p_0)/m$, 其中 $1 \leq i \leq m$ 。代入式(15)可得

$$\begin{aligned} m \cdot B \cdot \frac{|h_1|^2}{|h_1|^2 \cdot m \cdot p_i + n \cdot \sigma^2} \cdot \frac{1}{\ln 2} \\ - B \cdot \frac{|h_0|^2}{|h_0|^2 p_i + \sigma^2} \cdot \frac{1}{\ln 2} = 0 \quad (16) \end{aligned}$$

只有 $|h_1|^2 = |h_0|^2$ 时, 才能使得等式成立, 与系统模型中的第2点假设矛盾。无解。

(3) 部分 $\lambda_i > 0$, 部分 $\lambda_i = 0$, 该类情况又可分为以下4种情形讨论:

(a) $\lambda_0 = 0, \lambda_i > 0, 1 \leq i \leq m$, 即 $p_i = [p_i]_{\text{th}}$, 则

$$p_0 = p_{\text{total}} - m \cdot p_i.$$

将式(13)代入式(14), 可得

$$\lambda_i = B \cdot \frac{1}{\ln 2} \cdot \left(\frac{1}{p_i + \sigma_0^2 / |h_1|^2} - \frac{1}{p_i + \sigma_0^2 / |h_0|^2} \right) \quad (17)$$

当 $|h_1|^2 < |h_0|^2$ 时, $\lambda_i < 0$, 与已知条件矛盾。无解。

(b) $\lambda_0 = 0$, 部分 $\lambda_i > 0$, 部分 $\lambda_i = 0$, 其中, $1 \leq i \leq m$ 。

由式(14)可知

$$\begin{aligned} \lambda_i + B \cdot \frac{|h_0|^2}{|h_0|^2 p_i + \sigma_0^2} \cdot \frac{1}{\ln 2} \\ = -B_0 \cdot \frac{|h_1|^2}{|h_1|^2 p_{\text{total}} + \sigma^2} \cdot \frac{1}{\ln 2} \\ + B_0 \cdot \frac{|h_1|^2}{|h_1|^2 \sum_{i=1}^n p_i + \sigma^2} \cdot \frac{1}{\ln 2} - \mu \end{aligned} \quad (18)$$

其中, 等式的右侧为固定值。

由于假设部分 $\lambda_i > 0$, 部分 $\lambda_i = 0$ 。不妨令 $\lambda_1 > 0, \lambda_2 = 0$, 则有 $p_2 > [p_i]_{\text{th}} = p_1$ 。故 $|h_0|^2 \cdot p_2 + \sigma_0^2 > |h_0|^2 \cdot p_1 + \sigma_0^2$, 即 $B \cdot \frac{|h_0|^2}{|h_0|^2 \cdot p_2 + \sigma_0^2} \cdot \frac{1}{\ln 2} < B \cdot \frac{|h_0|^2}{|h_0|^2 \cdot p_1 + \sigma_0^2} \cdot \frac{1}{\ln 2}$ 。又因为 $\lambda_2 < \lambda_1$, 即 $\lambda_2 + B \cdot \frac{|h_0|^2}{|h_0|^2 \cdot p_2 + \sigma_0^2} \cdot \frac{1}{\ln 2} < \lambda_1 + B \cdot \frac{|h_0|^2}{|h_0|^2 \cdot p_1 + \sigma_0^2} \cdot \frac{1}{\ln 2}$, 与等式(16)矛盾。故无解。

(c) $\lambda_0 > 0$, 部分 $\lambda_i > 0$, 部分 $\lambda_i = 0$, 其中, $1 \leq i \leq m$ 。

证明同(b)。

(d) $\lambda_0 > 0, \lambda_i = 0, 1 \leq i \leq m$, 即 $\lambda_0 > 0 \Rightarrow p_0 = [p_0]_{\text{th}}, \lambda_i = 0 \Rightarrow p_1 = p_2 = \dots = p_m > [p_i]_{\text{th}}$ 。

将式(13)代入式(14), 可得

$$\lambda_0 = B \cdot \frac{1}{\ln 2} \cdot \left(\frac{1}{p_i + \sigma_0^2 / |h_0|^2} - \frac{1}{p_i + \sigma_0^2 / |h_1|^2} \right) \quad (19)$$

因为 $|h_1|^2 < |h_0|^2$, 所以 $\lambda_0 > 0$ 恒成立。

根据前面的讨论可知, 只有情形(d)恒成立, 其中假设条件 ($\lambda_0 > 0, \lambda_i = 0, 1 \leq i \leq m$) 意味着 $p_0 = [p_0]_{\text{th}}, p_i > [p_i]_{\text{th}}$ 。

4 仿真结果

本节采用Matlab仿真来验证所提方案的性能。仿真参数为: 卫星距地面高度设为 10^4 km, 卫星转发器线性工作区允许的最大功率为 $35 \sim 55$ dBm, 根据文献[28]设置相关信道系数, 具体链路参数如表1所示。

表1 非对称PCMA系统下行链路参数表

仿真参数	仿真值
载波频率	20 GHz
转发器带宽	480 MHz
噪声温度	321 K
玻尔兹曼常数	-228 dBW/(K·Hz)
卫星天线增益	54.3 dB
小站的G/T值	2.6 dB/K
中心站的G/T值	12.6 dB/K

由2.2可知: $\sum_{i=0}^m [p_i]_{\text{th}} \leq p_{\text{total}}$, 定义剩余功率 $p_{\text{rest}} = p_{\text{total}} - \sum_{i=0}^m [p_i]_{\text{th}}$, 又由于 $p_i \geq [p_i]_{\text{th}}$, 故功率分配问题可转化为 p_{rest} 的分配问题。通过第2节的分析可知, 最优功率分配方案(OP): 在满足各地球站服务需求的前提下, 将剩余功率 p_{rest} 全部平均分配给小信号。此时, 大信号的功率刚好满足最低服务质量要求, 小信号的功率大于最低服务质量要求, 即 $p_0 = [p_0]_{\text{th}}, p_i > [p_i]_{\text{th}}$ 。

作为对比, 提出以下两种次优功率分配方案:

A1方案: 在满足各地球站服务需求的前提下, 将剩余功率 p_{rest} 全部分配给大信号。此时, 大信号的功率大于最低服务质量要求, 小信号的功率等于最低服务质量要求, 即 $p_0 > [p_0]_{\text{th}}, p_i = [p_i]_{\text{th}}$ 。

AVG方案: 在满足各地球站服务需求的前提下, 将剩余功率 p_{rest} 平均分配给大、小信号。此时, 大、小信号的功率均大于最低服务质量要求, 即 $p_0 > [p_0]_{\text{th}}, p_i > [p_i]_{\text{th}}$ 。

为了便于同OMA对比, 在仿真工作中加入了OMA的注水算法作为比较^[30-32], 并将该方案的可达速率作为3种功率分配方案中各地球站的服务质量要求, 即定义 $[p_i]_{\text{th}} = p_{\text{OMA}}$ 。

在仿真中, 本文将注水算法的大、小信号的速率作为最低服务质量要求, 并同所提的3种方案做比较。由图3(a)可以看出, 3种功率分配方案中, 各自大、小信号的曲线均不低于注水算法的大、小信号曲线, 意味着3种功率分配方案均可满足服务质量要求。以最优方案为例, 其大信号速率曲线与注水算法的大信号速率曲线重合, 小信号速率曲线在注水算法的小信号速率上方, 这也反映了最优算法的功率分配原则: 满足大信号的服务质量要求, 将剩余功率分配给小信号。同理, A1方案、AVG方案不同的功率分配策略也在其各自的速率曲线上得到了体现。注水算法的大信号速率(红色虚线)在 $35 \sim 44$ dBm区间内为0 bit/s, 这是因为大信号所占的频谱带宽比小信号更宽、噪声功率更大, 且大信号带宽内的噪声功率大于小信号的功率。此时,

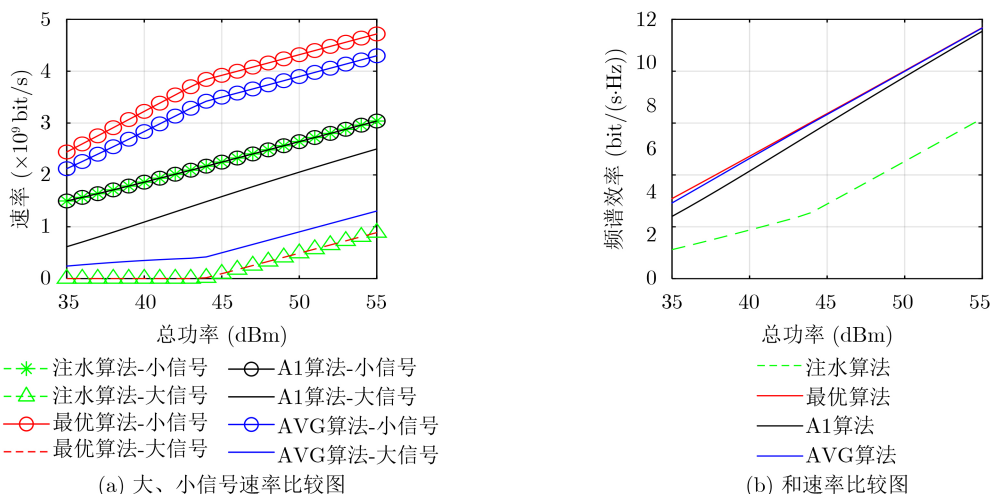


图 3 不同功率分配方案比较

注水算法将功率全部分给了小信号。当总功率大于 44 dBm 时，大信号的速率不再为 0 bit/s，其速率曲线在此处发生了改变。

由图 3(b) 可以看出，最优方案的频谱效率最高，也意味着其和速率最大。注水算法曲线在 44 dBm 处有一折点，该折点由图 3(a) 中大信号速率在 44 dBm 处发生改变导致。同时，还可以看出，在系统功率过剩、频谱紧张的场景下，非正交多址接入的频谱利用率大于正交多址接入。该场景与当下卫星通信中的实际情况相符。此外，通过 3 种功率分配方案的比较可以看出，在 PCMA 中小信号的速率是决定系统和速率的关键因素，而小信号是由卫星发送到中心站的，该链路的信道增益是所有链路中最大的，这说明将剩余功率分配给信道增益最大的链路，是提高系统和速率的关键。

图 4 为 PCMA 最优功率分配方案相较于注水算法的频谱功率增益，其计算公式为： $(\text{PCMA 和速率} - \text{注水和速率}) / \text{系统带宽}$ 。可以看出，PCMA 有着具有更高的频谱效率。根据香农公式 $C = B \cdot \log_2(1 + S/N)$ 可知，信道容量与带宽呈线性关系。在 PCMA 中，各信号的带宽均为 OMA 中的 2 倍，虽然引入了干扰，依旧能够获得更高的频谱效率；也正是由于引入了干扰，系统频谱效率低于 2。“总功率-高度”平面上有 8 条不同颜色的等高线，在任意一条等高线上频谱效率相等。左上部分 6 条等高线相对密集，意味着频谱效率增加较快，此时，无论是降低高度还是增加总功率，都会带来频谱效率的明显提升；左边两条等高线间隔较大，意味着频

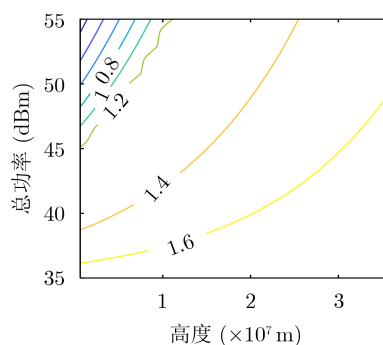


图 4 频谱效率比较图

谱效率的增加变缓，此时，一味地提高系统总功率所带来的频谱效率收益将明显降低。

5 结论

本文考虑了非对称 PCMA 系统下行链路中，在保证各用户最低服务质量要求的前提下，实现系统和速率最大化的功率分配问题。本文首先证明了该问题为凸优化问题，再利用 KKT 条件得到了功率分配的最优方案：在满足各用户最低功率要求的前提下，将剩余的功率优先分配给大信号；并提出两种次优方案：将剩余的功率优先分配给小信号，或平均分配给所有信号。仿真结果表明，3 种功率分配方案均能满足最低服务质量需求，且具有较低的计算复杂度；同时，最优化方案具有最大的系统和速率，显示了 PCMA 相对 OMA 在频谱利用率方面有着明显的优势。

附录 1 正定的证明

(以下， $1 \leq i, l, k \leq m, B_0 = m \cdot B, \sigma^2 = m \cdot \sigma_0^2$)

$$\begin{aligned}
R &= -B_0 \cdot \log_2 \left(1 + \frac{|h_1|^2 p_0}{|h_1|^2 \sum_{i=1}^m p_i + \sigma^2} \right) - \sum_{i=1}^m B \cdot \log_2 \left(1 + \frac{|h_0|^2 p_i}{\sigma_0^2} \right) \\
&= -B_0 \cdot \log_2 \left(\frac{|h_1|^2 \sum_{i=0}^m p_i + \sigma^2}{|h_1|^2 \sum_{i=1}^m p_i + \sigma^2} \right) - \sum_{i=1}^m B \cdot \log_2 \left(\frac{|h_0|^2 p_i + \sigma_0^2}{\sigma_0^2} \right) \\
&= -B_0 \cdot \log_2 \left(|h_1|^2 \sum_{i=0}^m p_i + \sigma^2 \right) + B_0 \cdot \log_2 \left(|h_1|^2 \sum_{i=1}^m p_i + \sigma^2 \right) \\
&\quad - \sum_{i=1}^m B \cdot \log_2 (|h_0|^2 p_i + \sigma_0^2) + m \cdot B \cdot \log_2 (\sigma_0^2)
\end{aligned} \tag{20}$$

R 的Hesse矩阵为

$$\mathbf{H}(R) = \begin{bmatrix} \frac{\partial^2 R}{\partial p_0^2} & \frac{\partial^2 R}{\partial p_0 \partial p_1} & \cdots & \frac{\partial^2 R}{\partial p_0 \partial p_m} \\ \frac{\partial^2 R}{\partial p_1 \partial p_0} & \frac{\partial^2 R}{\partial p_1^2} & \cdots & \frac{\partial^2 R}{\partial p_1 \partial p_m} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial^2 R}{\partial p_m \partial p_0} & \frac{\partial^2 R}{\partial p_m \partial p_1} & \cdots & \frac{\partial^2 R}{\partial p_m^2} \end{bmatrix} \tag{21}$$

等式(20)两边分别对 p_0, p_i 求2阶偏导, 可得

$$\frac{\partial^2 R}{\partial p_0^2} = B_0 \cdot \frac{|h_1|^4}{\left(|h_1|^2 \sum_{i=1}^m p_i + \sigma^2 \right)^2} \tag{22}$$

$$\frac{\partial^2 R}{\partial p_0 \partial p_i} = \frac{\partial^2 R}{\partial p_0 \partial p_i} = \frac{\partial^2 R}{\partial p_i \partial p_0} = \frac{\partial^2 R}{\partial p_0^2} \tag{23}$$

当 $l = k \neq 0$ 时

$$\frac{\partial^2 R}{\partial p_l \partial p_k} = B_0 \cdot \frac{|h_1|^4}{\left(|h_1|^2 \sum_{i=0}^m p_i + \sigma^2 \right)^2} - B_0 \cdot \frac{|h_1|^4}{\left(|h_1|^2 \sum_{i=1}^m p_i + \sigma^2 \right)^2} + B \cdot \frac{|h_0|^4}{\left(|h_0|^2 p_i + \sigma_0^2 \right)^2} \tag{24}$$

当 $l \neq k$ 时

$$\frac{\partial^2 R}{\partial p_l \partial p_k} = B_0 \cdot \frac{|h_1|^4}{\left(|h_1|^2 \sum_{i=0}^m p_i + \sigma^2 \right)^2} - B_0 \cdot \frac{|h_1|^4}{\left(|h_1|^2 \sum_{i=1}^m p_i + \sigma^2 \right)^2} \tag{25}$$

令 $R_1 = B_0 \cdot \frac{|h_1|^4}{\left(|h_1|^2 \sum_{i=0}^m p_i + \sigma^2 \right)^2}$, $R_2 = B_0 \cdot \frac{|h_1|^4}{\left(|h_1|^2 \sum_{i=1}^m p_i + \sigma^2 \right)^2}$, $R_3 = B \cdot \frac{|h_0|^4}{\left(|h_0|^2 p_i + \sigma_0^2 \right)^2}$, 则有

$$\frac{\partial^2 R}{\partial p_0 \partial p_i} = \frac{\partial^2 R}{\partial p_i \partial p_0} = \frac{\partial^2 R}{\partial p_0^2} = R_1, \text{ 当 } l = k \text{ 时, } \frac{\partial^2 R}{\partial p_l \partial p_k} = R_1 - R_2 + R_3. \text{ 当 } l \neq k \text{ 时, } \frac{\partial^2 R}{\partial p_l \partial p_k} = R_1 - R_2.$$

则 R 的Hesse矩阵可简化为

$$\begin{aligned}
 \mathbf{H} &= \begin{bmatrix} R_1 & R_1 & R_1 & \cdots & R_1 \\ R_1 & R_1 - R_2 + R_3 & R_1 - R_2 & \cdots & R_1 - R_2 \\ R_1 & R_1 - R_2 & R_1 - R_2 + R_3 & \cdots & R_1 - R_2 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ R_1 & R_1 - R_2 & R_1 - R_2 & \cdots & R_1 - R_2 + R_3 \end{bmatrix} \\
 \mathbf{H} \rightarrow & \begin{bmatrix} R_1 & R_1 & R_1 & \cdots & R_1 \\ 0 & R_3 - R_2 & -R_2 & \cdots & -R_2 \\ 0 & -R_2 & R_3 - R_2 & \cdots & -R_2 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & -R_2 & -R_2 & \cdots & R_3 - R_2 \end{bmatrix} \triangleq \begin{bmatrix} R_1 & * \\ 0 & \mathbf{H}_2 \end{bmatrix} \tag{26}
 \end{aligned}$$

其中, $\mathbf{H}_2 = R_3 \cdot \mathbf{I}_m - R_2 \cdot \mathbf{A}_m$, \mathbf{I}_m 为 m 维单位矩阵, $\mathbf{A}_m = \begin{bmatrix} 1 & \cdots & 1 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & \cdots & 1 \end{bmatrix}$

则存在可逆矩阵 \mathbf{P} , 使得

$$\mathbf{H}_2 = R_3 \cdot \mathbf{P}^{-1} \cdot \mathbf{P} - R_2 \cdot \mathbf{P}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} m & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & 0 \end{bmatrix} \cdot \mathbf{P} \tag{27}$$

可知, \mathbf{H}_2 的特征值为: $R_3 - m \cdot R_2, R_3, \dots, R_3$ 。则 \mathbf{H} 可化简为

$$\mathbf{H} \rightarrow \begin{bmatrix} R_1 & & & & * \\ & R_3 - m \cdot R_2 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & R_3 & \cdots & 0 \\ & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ & 0 & 0 & \cdots & R_3 \end{bmatrix} \tag{28}$$

因为 $R_3 - m \cdot R_2 > 0$ (证明见附录 2), $R_3 > 0, R_1 > 0$ 。

所以, \mathbf{H} 为正定矩阵。得证。

附录 2 $R_3 - m \cdot R_2 > 0$ 的证明

$$\begin{aligned}
 R_3 - m \cdot R_2 &= B \cdot \frac{|h_0|^4}{(|h_0|^2 p_i + \sigma_0^2)^2} - m \cdot B_0 \cdot \frac{|h_1|^4}{\left(|h_1|^2 \sum_{i=1}^m p_i + \sigma^2\right)^2} \\
 &= \frac{n^2 \cdot B \cdot |h_0|^4}{(|h_0|^2 \cdot m \cdot p_i + m \cdot \sigma_0^2)^2} - \frac{m \cdot B_0 \cdot |h_1|^4}{\left(|h_1|^2 \sum_{i=1}^m p_i + \sigma^2\right)^2} \\
 &= m \cdot B_0 \cdot \left(\frac{1}{\left(\frac{m \cdot p_i}{|h_0|^2} + \frac{\sigma^2}{|h_0|^2}\right)^2} - \frac{1}{\left(\frac{\sum_{i=1}^m p_i}{|h_1|^2} + \frac{\sigma^2}{|h_1|^2}\right)^2} \right) \tag{29}
 \end{aligned}$$

因为 $|h_1|^2 < |h_0|^2$, 所以 $R_3 - m \cdot R_2 > 0$ 。得证。

参考文献

- [1] WANG Xiaoyun, SUN Tao, DUAN Xiaodong, *et al.* Holistic service-based architecture for space-air-ground integrated network for 5G-advanced and beyond[J]. *China Communications*, 2022, 19(1): 14–28. doi: [10.23919/JCC.2022.01.002](https://doi.org/10.23919/JCC.2022.01.002).
- [2] LIU Yi, JIANG Li, QI Qi, *et al.* Energy-efficient space-air-ground integrated edge computing for internet of remote things: A federated DRL approach[J]. *IEEE Internet of Things Journal*, 2023, 10(6): 4845–4856. doi: [10.1109/JIOT.2022.3220677](https://doi.org/10.1109/JIOT.2022.3220677).
- [3] ZHANG Xuejun, ZHU Lina, LI Tian, *et al.* Multiple-user transmission in space information networks: Architecture and key techniques[J]. *IEEE Wireless Communications*, 2019, 26(2): 17–23. doi: [10.1109/MWC.2019.1800274](https://doi.org/10.1109/MWC.2019.1800274).
- [4] DANKBERG M. Paired carrier multiple access (PCMA) for satellite communication[R]. ViaSat Inc., 1998.
- [5] MO Pinghua, FAN Xiaoxing, and YOU Ling. A novel and blind detection scheme for asymmetric PCMA system[C]. 2013 3rd International Conference on Computer Science and Network Technology, Dalian, China, 2013: 854–857. doi: [10.1109/ICCSNT.2013.6967240](https://doi.org/10.1109/ICCSNT.2013.6967240).
- [6] ZHAO Yuanke, RAN Xiaomin, LIU Guangyi, *et al.* A spatiotemporal multi-channel learning framework for PCMA signal detection and recognition algorithm[C]. 2023 4th International Conference on Computer Engineering and Application, Hangzhou, China, 2023: 657–662. doi: [10.1109/ICCEA58433.2023.10135477](https://doi.org/10.1109/ICCEA58433.2023.10135477).
- [7] FEDER A, HIRSCHBECK M, and GERSTACKER W. Blind estimation of the carrier powers and SNRs in PCMA satellite signals by cyclic statistics[C]. The MILCOM 2022–2022 IEEE Military Communications Conference, Rockville, USA, 2022. doi: [10.1109/MILCOM55135.2022.10017551](https://doi.org/10.1109/MILCOM55135.2022.10017551).
- [8] 魏驰, 彭华, 郭一鸣, 等. PCMA信号幅度的联合估计算法[J]. *系统工程与电子技术*, 2019, 41(2): 433–437. doi: [10.3969/j.issn.1001-506X.2019.02.28](https://doi.org/10.3969/j.issn.1001-506X.2019.02.28).
WEI Chi, PENG Hua, GUO Yiming, *et al.* Amplitude joint estimating algorithm for PCMA signals[J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2019, 41(2): 433–437. doi: [10.3969/j.issn.1001-506X.2019.02.28](https://doi.org/10.3969/j.issn.1001-506X.2019.02.28).
- [9] FEDER A, WICKE W, HIRSCHBECK M, *et al.* Blind symbol rate and frequency offset estimation for PCMA signals via cyclic correlations[C]. The GLOBECOM 2020–2020 IEEE Global Communications Conference, Taipei, China, 2020. doi: [10.1109/GLOBECOM42002.2020.9348196](https://doi.org/10.1109/GLOBECOM42002.2020.9348196).
- [10] SONG Boxiang, LI Jiping, and CHEN Peng. Estimation algorithm of interference frequency offset in PCMA system[C]. The IEEE 2nd Advanced Information Technology, Electronic and Automation Control Conference, Chongqing, China, 2017: 1094–1097. doi: [10.1109/IAEAC.2017.8054182](https://doi.org/10.1109/IAEAC.2017.8054182).
- [11] 贺伟, 刘晓芳, 宋伟. 变步长LMS算法在PCMA信号相位估计中的应用[J]. *火力与指挥控制*, 2022, 47(5): 75–79,85. doi: [10.3969/j.issn.1002-0640.2022.05.011](https://doi.org/10.3969/j.issn.1002-0640.2022.05.011).
HE Wei, LIU Xiaofang, and SONG Wei. Application of variable step LMS algorithm in PCMA signal phase estimation[J]. *Fire Control & Command Control*, 2022, 47(5): 75–79,85. doi: [10.3969/j.issn.1002-0640.2022.05.011](https://doi.org/10.3969/j.issn.1002-0640.2022.05.011).
- [12] FEDER A, GERSTACKER W, and HIRSCHBECK M. Blind symbol timing and carrier phase estimation for PCMA satellite signals via cyclic statistics[C]. 2021 IEEE Global Communications Conference, Madrid, Spain, 2021: 1–7. doi: [10.1109/GLOBECOM46510.2021.9685301](https://doi.org/10.1109/GLOBECOM46510.2021.9685301).
- [13] 王宇琦, 江诗禹, 刘子威, 等. 基于低轨卫星PCMA信号的信道估计算法研究[J]. *光通信研究*, 待发表.
WANG Yuqi, JIANG Shiyu, LIU Ziwei, *et al.* Research on channel estimation algorithm based on LEO satellite PCMA signal[J]. *Study on Optical Communications*, To be published.
- [14] 付君, 彭华, 郭一鸣, 等. 一种非数据辅助PCMA信号参数联合估计算法[J]. *信息工程大学学报*, 2018, 19(5): 574–579. doi: [10.3969/j.issn.1671-0673.2018.05.013](https://doi.org/10.3969/j.issn.1671-0673.2018.05.013).
FU Jun, PENG Hua, GUO Yiming, *et al.* Non-data aided joint parameters estimation algorithm for PCMA signals[J]. *Journal of Information Engineering University*, 2018, 19(5): 574–579. doi: [10.3969/j.issn.1671-0673.2018.05.013](https://doi.org/10.3969/j.issn.1671-0673.2018.05.013).
- [15] 贾子欣, 陈卫东, 杨松. PCMA信号调制识别研究[J]. *电子测量技术*, 2020, 43(20): 133–138. doi: [10.19651/j.cnki.emt.2004934](https://doi.org/10.19651/j.cnki.emt.2004934).
JIA Zixin, CHEN Weidong, and YANG Song. Research on PCMA signal modulation recognition[J]. *Electronic Measurement Technology*, 2020, 43(20): 133–138. doi: [10.19651/j.cnki.emt.2004934](https://doi.org/10.19651/j.cnki.emt.2004934).
- [16] 李林俊, 戴旭初. 基于CNN的PCMA信号调制识别方法[J]. *遥测遥控*, 2019, 40(4): 17–22. doi: [10.13435/j.cnki.ttc.003013](https://doi.org/10.13435/j.cnki.ttc.003013).
LI Linjun and DAI Xuchu. A modulation identification approach for PCMA signals based on convolutional neural networks[J]. *Journal of Telemetry, Tracking and Command*, 2019, 40(4): 17–22. doi: [10.13435/j.cnki.ttc.003013](https://doi.org/10.13435/j.cnki.ttc.003013).
- [17] DENG Qi, ZHANG Shanshan, CHEN Gang, *et al.* Blind separation of PCMA signals based on iterative quantum genetic optimization[C]. 2019 International Conference on High Performance Big Data and Intelligent Systems, Shenzhen, China, 2019: 35–40. doi: [10.1109/HPBDIS.2019.8735456](https://doi.org/10.1109/HPBDIS.2019.8735456).
- [18] YANG Yong, PENG Hua, ZHANG Dongling, *et al.* Markov chain Monte Carlo-based separation of paired carrier multiple access signals[J]. *IEEE Communications Letters*,

- 2016, 20(11): 2209–2212. doi: [10.1109/LCOMM.2016.2599874](https://doi.org/10.1109/LCOMM.2016.2599874).
- [19] ISLAM S M R, AVAZOV N, DOBRE O A, *et al.* Power-domain non-orthogonal multiple access (NOMA) in 5G systems: Potentials and challenges[J]. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 2017, 19(2): 721–742. doi: [10.1109/COMST.2016.2621116](https://doi.org/10.1109/COMST.2016.2621116).
- [20] KUMAR A, PERVEEN S, SINGH S, *et al.* 6th Generation: Communication, signal processing, advanced infrastructure, emerging technologies and challenges[C]. 2021 6th International Conference on Computing, Communication and Security, Las Vegas, USA, 2021: 1–16. doi: [10.1109/ICCCS51487.2021.9776334](https://doi.org/10.1109/ICCCS51487.2021.9776334).
- [21] GAO Zhixiang, LIU Aijun, HAN Chen, *et al.* Sum rate maximization of massive MIMO NOMA in LEO satellite communication system[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2021, 10(8): 1667–1671. doi: [10.1109/LWC.2021.3076579](https://doi.org/10.1109/LWC.2021.3076579).
- [22] YANG Zhaohui, XU Wei, PAN Cunhua, *et al.* On the optimality of power allocation for NOMA downlinks with individual QoS constraints[J]. *IEEE Communications Letters*, 2017, 21(7): 1649–1652. doi: [10.1109/LCOMM.2017.2689763](https://doi.org/10.1109/LCOMM.2017.2689763).
- [23] WANG Jun, XU Hongbo, FAN Lvrong, *et al.* Energy-efficient joint power and bandwidth allocation for NOMA systems[J]. *IEEE Communications Letters*, 2018, 22(4): 780–783. doi: [10.1109/LCOMM.2018.2794521](https://doi.org/10.1109/LCOMM.2018.2794521).
- [24] BOYD S and VANDENBERGHE L. *Convex Optimization*[M]. Cambridge: Cambridge University Press, 2004: 535–593.
- [25] TIAN Lu, WANG Shuai, CHENG Zhiheng, *et al.* All-digital self-interference cancellation in zero-IF full-duplex transceivers[J]. *China Communications*, 2016, 13(11): 27–34. doi: [10.1109/CC.2016.7781715](https://doi.org/10.1109/CC.2016.7781715).
- [26] 赵佳颖, 洪涛, 张更新. 一种基于机器学习的卫星重叠隐蔽通信方法[J]. *信号处理*, 2023, 39(3): 482–495. doi: [10.16798/j.issn.1003-0530.2023.03.011](https://doi.org/10.16798/j.issn.1003-0530.2023.03.011).
- ZHAO Jiaying, HONG Tao, and ZHANG Gengxin. A satellite covert overlap communication method based on machine learning[J]. *Journal of Signal Processing*, 2023, 39(3): 482–495. doi: [10.16798/j.issn.1003-0530.2023.03.011](https://doi.org/10.16798/j.issn.1003-0530.2023.03.011).
- [27] 代健美, 文泓斐. Starlink星地链路性能仿真分析与启示[J]. *通信技术*, 2022, 55(12): 1589–1596. doi: [10.3969/j.issn.1002-0802.2022.12.011](https://doi.org/10.3969/j.issn.1002-0802.2022.12.011).
- DAI Jianmei and WEN Hongfei. Simulation and enlightenment of Starlink satellite ground link performance[J]. *Communications Technology*, 2022, 55(12): 1589–1596. doi: [10.3969/j.issn.1002-0802.2022.12.011](https://doi.org/10.3969/j.issn.1002-0802.2022.12.011).
- [28] GAO Zhixiang, LIU Aijun, and LIANG Xiaohu. The performance analysis of downlink NOMA in LEO satellite communication system[J]. *IEEE Access*, 2020, 8: 93723–93732. doi: [10.1109/ACCESS.2020.2995261](https://doi.org/10.1109/ACCESS.2020.2995261).
- [29] LOUIS J. *Satellite Communications Systems Engineering*[M]. Beijing: National Defense Industry Press, 2012: 265.
- [30] CHO Y S. *MIMO-OFDM Wireless Communications with MATLAB*[M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2014: 119–121.
- [31] HE P, ZHAO Lian, ZHOU Sheng, *et al.* Water-filling: A geometric approach and its application to solve generalized radio resource allocation problems[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2013, 12(7): 3637–3647. doi: [10.1109/TWC.2013.061713.130278](https://doi.org/10.1109/TWC.2013.061713.130278).
- [32] KOBAYASHI M and CAIRE G. An iterative water-filling algorithm for maximum weighted sum-rate of Gaussian MIMO-BC[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2006, 24(8): 1640–1646. doi: [10.1109/JSAC.2006.879410](https://doi.org/10.1109/JSAC.2006.879410).
- 刘爱军: 男, 博士, 教授, 研究方向为卫星通信、信号处理、空间异构网络、信道编码和信息论等。
- 宫立平: 男, 硕士生, 研究方向为卫星通信。
- 韩晨: 男, 博士, 工程师, 研究方向为天地一体化信息网络、通信抗干扰。
- 高志祥: 男, 博士, 研究方向为卫星通信。
- 林鑫: 男, 博士生, 研究方向为战术通信、车联网技术等。

责任编辑: 余蓉