

DOI:10.16356/j.1005-2615.2021.S.014

## 基于非正交多址接入的认知星地融合 中继网络性能分析

刘 瑞<sup>1</sup>, 郭克锋<sup>1,2</sup>, 郭蕴欣<sup>3</sup>, 帅海峰<sup>1</sup>, 安 康<sup>4</sup>

(1. 航天工程大学航天信息学院, 北京 101416; 2. 南京航空航天大学电子与信息工程学院, 南京 211106;  
3. 北京空间信息传输中心, 北京 100094; 4. 国防科技大学第 63 研究所, 南京 210007)

**摘要:** 为了提高星地融合网络(Integrated satellite-terrestrial relay network, ISTRN)的频谱利用率, 本文在存在多个主用户(Primary users, PUs)的频谱共享环境中, 研究了基于非正交多址接入(Non-orthogonal multiple access, NOMA)的星地融合中继网络的性能。推导了系统在多个相邻 PUs 干扰约束下的中断概率(Outage probability, OP)和遍历容量(Ergodic capacity, EC)的闭式表达式。为了进一步研究, 本文还得到了高信噪比下 OP 的渐近解。最后, 通过模拟仿真, 验证了理论推导的正确性, 并分析了关键参数对系统性能的影响。

**关键词:** 星地融合中继网络; 认知无线电; 非正交多址接入; 中断概率

**中图分类号:** TN927      **文献标志码:** A      **文章编号:** 1005-2615(2021)S-0083-07

## Performance of NOMA-Based Integrated Satellite-Terrestrial Relay Networks

LIU Rui<sup>1</sup>, GUO Kefeng<sup>1,2</sup>, GUO Yunxin<sup>3</sup>, SHUAI Haifeng<sup>1</sup>, AN Kang<sup>4</sup>

(1. School of Space Information, Space Engineering University, Beijing 101416, China;  
2. College of Electronic and Information Engineering, Nanjing University of Aeronautics & Astronautics,  
Nanjing 211106, China; 3. Beijing Space Information Relay Research Centre, Beijing 100094, China;  
4. Sixty-Third Research Institute, National University of Defense Technology, Nanjing 210007, China)

**Abstract:** In order to improve the spectrum efficiency of the integrated satellite-terrestrial relay network (ISTRN), the performance of ISTRN based on NOMA in the presence of multiple primary users (PUs) is investigated under the spectrum sharing environment. Specifically, the closed-form expressions of outage probability (OP) and ergodic capacity (EC) of the system under the interference constraint imposed by multiple adjacent PUs are derived. For further study, the asymptotic expression of OP under high signal-to-noise ratios (SNRs) is obtained. Finally, the theoretical derivation is verified by numerical simulation, and the influence of key parameters on system performance is analyzed.

**Key words:** integrated satellite-terrestrial relay network (ISTRN); cognitive radio; non-orthogonal multiple access (NOMA); outage probability (OP)

随着无线业务和高速数据接入需求的快速增长, 卫星通信(Satellite communication, SatCom)因为具有无缝覆盖、通信距离远和没有地形限制等优势, 在导航、地震等各种实际应用中, 引起了学术界

和业界专家的极大兴趣<sup>[1-3]</sup>。由于卫星通信与地面通信的结合可以提供更具创新性和前瞻性的服务, 学者们提出了星地融合中继网(Integrated satellite-terrestrial relay network, ISTRN), 其通过大容量

收稿日期: 2021-05-10; 修订日期: 2021-06-25

通信作者: 郭克锋, 男, 讲师, 硕士生导师, E-mail: guokefeng.cool@163.com。

引用格式: 刘瑞, 郭克锋, 郭蕴欣, 等. 基于非正交多址接入的认知星地融合中继网络性能分析[J]. 南京航空航天大学学报, 2021, 53(S): 83-89. LIU Rui, GUO Kefeng, GUO Yunxin, et al. Performance of NOMA-Based integrated satellite-terrestrial relay networks[J]. Journal of Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, 2021, 53(S): 83-89.

和高质量的服务需求实现与偏远地区的无缝连接<sup>[4-6]</sup>。在已有的工作中,文献[7]研究了硬件损伤(Hardware impairments, HIs)对双向ISTRN的影响,并推导出了精确中断概率(Outage probability, OP)和渐近OP的表达式。文献[8]研究了同信道干扰和HIs对上行链路ISTRN的影响,导出了OP和吞吐量的解析表达式和渐近表达式。此外,文献[9]还将中继选择方案应用于改善ISTRN的下行链路传输质量,并对系统的性能进行了讨论。

由于ISTRN对频谱的需求日益增加,提高频谱利用率具有重要意义。近年来,认知无线电(Cognitive radio, CR)被认为是一种解决该问题的很有前景的方法<sup>[10-11]</sup>。现有的许多工作在频谱共享方式下构建了认知星地融合中继网(Cognitive integrated satellite-terrestrial relay network, CISTRN)<sup>[12-13]</sup>。文献[14]分析了CISTRN的性能,推导出了二次网络OP的精确闭式表达式。文献[15]研究了HIs对CISTRN性能的影响。

此外,非正交多址接入(Non-orthogonal multiple access, NOMA)已被证明是提高频谱利用率的一种很好的方法<sup>[16-18]</sup>。现有的一些工作考虑了NOMA方案在ISTRN中的潜在应用。在文献[19]中,作者导出了基于NOMA方案的ISTRN的精确和渐近OP表达式。文献[20]研究了基于合作NOMA的最佳中继选择ISTRN的性能。此外,还可以将NOMA方案应用于星地混合内容传输网络中,以提高频谱利用率和减少时延<sup>[21]</sup>。

但是,频谱共享环境中基于NOMA的CISTRN还没有被讨论。因此,本文建立了一个新的基于NOMA方案的CISTRN框架,其中CR和NOMA用于提高频谱利用率。然后,结合多个主用户(Primary users, PUs)的干扰功率约束,本文推导出了OP和遍历容量(Ergodic capacity, EC)的精确闭式表达式。并得到了高信噪比条件下OP的渐近表达式。此外,本文还研究了关键参数对系统的影响,并通过数值结果验证了理论分析的有效性。

## 1 系统模型

本文考虑一个采用NOMA方案的CISTRN,它由 $M$ 个地面主用户、一个次级卫星(S)、一个次级地面中继(R)、两个次级地面用户( $SU_1$ 和 $SU_2$ )组成。所有的节点都配备了单天线。由于一些严重的阴影衰落,假定S不能直接将消息发送到

$SU_i(i=1,2)$ 。所以S需要在R的帮助下与 $SU_i$ 通信。此外,R工作在半双工模式下并采用解码转发(Decode-and-forward, DF)协议。由于主发射机(Primary transmitter, PT)与R或S之间的距离较长,因此假定PT不会干扰R和 $SU_i$ 。

在该模型中,需要两个时隙来完成传输。在第一个时隙中,根据NOMA方案的特点,S利用叠加编码技术(Superposition coding technique, SCT)向R发送消息,可以表示为 $s = \sqrt{\beta_1 P_S} s_1 + \sqrt{\beta_2 P_S} s_2$ ,其中 $P_S$ 为S的发射功率, $s_i(i=1,2)$ 表示发送给 $SU_i$ 的信号, $\beta_i$ 表示功率分配因子, $\beta_1 + \beta_2 = 1$ 。假设R到 $SU_1$ 的信道状态比R到 $SU_2$ 的信道状态差,因此可以得到 $\beta_1 > \beta_2$ 。然后,R处的接收信号可以表示为

$$y_R = h_{SR}(\sqrt{\beta_1 P_S} s_1 + \sqrt{\beta_2 P_S} s_2) + n_R \quad (1)$$

式中: $h_{SR}$ 表示在S和R之间经历阴影Rician(Shadowed-Rician, SR)衰落的信道系数, $n_R$ 为在R接收机处的加性高斯白噪声(Additive white Gaussian noise, AWGN), $n_R \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_R^2)$ 。

在第二时隙中,R采用DF协议和SCT将信号转发到 $SU_i$ ,在 $SU_i$ 处接收的信号可以表示为

$$y_i = h_{SU_i}(\sqrt{\beta_1 P_R} s_1 + \sqrt{\beta_2 P_R} s_2) + n_i \quad (2)$$

式中: $P_R$ 表示R的传输功率, $h_{SU_i}$ 为R和 $SU_i$ 之间经历瑞利衰落的信道系数, $n_i$ 表示 $SU_i$ 接收机处的AWGN, $n_i \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_D^2)$ 。

根据CISTRN的底层模式的特性, $P_S$ 和 $P_R$ 必须受到PUs的干扰约束 $I$ 的限制,因此S和R的发射功率应满足以下假设, $E\left[P_S \sum_{p=1}^M |h_{SP_p}|^2\right] \leq I$ 和

$$E\left[P_R \sum_{p=1}^M |h_{RP_p}|^2\right] \leq I^D, \text{ 其中 } h_{SP_p} \text{ 和 } h_{RP_p} \text{ 分别是S和第 } p \text{ 个主用户之间的信道系数,以及R和第 } p \text{ 个主用户之间的信道系数。因此,可以得到 } P_S = I / \sum_{p=1}^M |h_{SP_p}|^2 \text{ 和 } P_R = I / \sum_{p=1}^M |h_{RP_p}|^2。$$

为了解码 $s_i$ ,R采用连续干扰消除(Successive interference cancellation, SIC)技术。首先,R将 $s_2$ 作为串行干扰来解码 $s_1$ ,然后从 $y_R$ 中删除 $s_1$ 。最后, $s_2$ 被R解码。因此,从式(1)中,可以得到R处的 $s_i$ 的信干噪比(Signal-to-interference plus noise ratio, SINR)

①假设PUs的位置彼此接近,因此本文考虑模型的干扰约束比分布式PUs更严格。一般来说,假设在相同的卫星波束半径下的PUs具有相同的衰落严重程度参数和平均功率。

$$\gamma_{s_1} = \frac{I\gamma_{SR}\beta_1}{I\gamma_{SR}\beta_2 + \gamma_{SP}\sigma_R^2} \quad (3)$$

$$\gamma_{s_2} = \frac{I\gamma_{SR}\beta_2}{\gamma_{SP}\sigma_R^2} \quad (4)$$

式中:  $\gamma_{SR} = I|h_{SR}|^2/\sigma_R^2$ ,  $\gamma_{SP} = I\sum_{p=1}^M|h_{SP_p}|^2/\sigma_R^2$ 。

与  $R$  的解码过程类似,  $SU_1$  将  $s_2$  作为串行干扰来解码  $s_1$ , 因此,  $SU_1$  处的 SINR 可以表示为

$$\gamma_1 = \frac{I\gamma_{SU_1}\beta_1}{I\gamma_{SU_1}\beta_2 + \gamma_{RP}\sigma_D^2} \quad (5)$$

式中:  $\gamma_{SU_1} = I|h_{SU_1}|^2/\sigma_D^2$ ,  $\gamma_{RP} = I\sum_{p=1}^M|h_{RP_p}|^2/\sigma_D^2$ 。

在解码  $s_2$  之前,  $SU_2$  必须正确解码  $s_1$ , 因此,  $s_1$  在  $SU_2$  处的 SINR 可以表示为

$$\gamma_{1 \rightarrow 2} = \frac{I\gamma_{SU_2}\beta_1}{I\gamma_{SU_2}\beta_2 + \gamma_{RP}\sigma_D^2} \quad (6)$$

$$\gamma_2 = \frac{I\gamma_{SU_2}\beta_2}{\gamma_{RP}\sigma_D^2} \quad (7)$$

本文引入了一个标度参数  $L_{SV}$ ,  $V = \{R, P\}$  来表示实际的传播影响, 因此可以得到

$$|h_{SR}|^2 = L_{SR}^2 |g_{SR}|^2, \|h_{SP}\|^2 = L_{SP}^2 \|g_{SP}\|^2 \quad (8)$$

式中:  $g_{SR}$  和  $g_{SP}$  分别表示在  $S$  和  $R$  之间的信道系数和在  $S$  和 PUs 之间的信道系数向量, 信道系数向量服从 SR 衰落。  $L_{SV} = C\sqrt{G_{t,SV}G_{r,SV}}/(4\pi fd_{SV}\sqrt{kTB})$ , 其中  $C$  表示光速,  $f$  表示载波频率,  $d_{SV}$  表示卫星到目的地的距离,  $k=1.38 \times 10^{-23}$  J/K 表示玻耳兹曼常数,  $T$  表示噪声温度,  $B$  表示带宽,  $G_{t,SV}$  表示传输增益,  $G_{r,SV}$  表示接收增益。

$$G_{t,SV} = G_{\max} \left( \frac{J_1(u)}{2u} + 36 \frac{J_3(u)}{u^3} \right)^2, \text{ 其中, } G_{\max} \text{ 为}$$

最大传输增益,  $J_n(\cdot)$  为第一类  $n$  阶贝塞尔函数,  $u = 2.70123 \frac{\sin\theta}{\sin\theta_{3\text{dB}}}$ ,  $\theta$  表示波束中心和接收机相对于卫星的位置之间的角度,  $\theta_{3\text{dB}}$  表示 3 dB 角度。

因此, 可以得到

$$\gamma_{SR} = IL_{SR}^2 |g_{SR}|^2 / \sigma_R^2 \stackrel{\Delta}{=} \bar{\gamma}_{SR} |g_{SR}|^2 \quad (9a)$$

$$\gamma_{SP} = IL_{SP}^2 \|g_{SP}\|^2 / \sigma_R^2 \stackrel{\Delta}{=} \bar{\gamma}_{SP} \|g_{SP}\|^2 \quad (9b)$$

式中:  $\bar{\gamma}_{SR} = IL_{SR}^2 / \sigma_R^2$  表示从  $S$  到  $R$  传输链路的平均 SNR,  $\bar{\gamma}_{SP} = IL_{SP}^2 / \sigma_R^2$  表示从  $S$  到 PUs 传输链路的平均 SNR。

## 2 性能分析

根据文献[22],  $\gamma_L$  的概率密度函数 (Probability distribution function, PDF) 可以表示为

$$f_{\gamma_L}(x) = \sum_{k_1=0}^{m_L-1} \cdots \sum_{k_N=0}^{m_L-1} \Xi(N) x^{\Lambda_L-1} e^{-\Delta_L x} \quad (10)$$

式中:  $L = \{SR, SP\}$ ,  $N = \{1, M\}$ ,  $\Xi(N) \triangleq \prod_{n=1}^N \xi(k_n) \alpha_L^N \prod_{q=1}^{N-1} B\left(q + \sum_{r=1}^q k_r, k_{q+1} + 1\right)$ ,  $\xi(k_n) = \frac{(1-m_L)_{k_n} (-\delta_L)_{k_n}}{(k_n!)^2 (\bar{\gamma}_L)^{k_n+1}}$ ,  $B(\cdot, \cdot)$  表示 Beta 函数<sup>[23]</sup>。

$$\Lambda_L \triangleq N + \sum_{n=1}^N k_n, \quad \Delta_L = \frac{\beta_L - \delta_L}{\bar{\gamma}_L}, \quad \beta_L \triangleq \frac{1}{2b_L},$$

$$\alpha_L \triangleq \frac{1}{2b_L} \left( \frac{2b_L m_L}{2b_L m_L + \Omega_L} \right)^{m_L}, \quad \delta_L \triangleq \frac{\Omega_L}{2b_L (2b_L m_L + \Omega_L)}.$$

$2b_L$  和  $\Omega_L$  分别表示多径分量和视距分量的平均功率,  $m_L \in (0, \infty)$  表示 Nakagami-m 参数。

借助于文献[23]和式(10), 经过一些数学运算, 可以得到  $\gamma_L$  的累积分布函数 (Cumulative distribution function, CDF)

$$F_{\gamma_L}(x) = 1 - \sum_{k_1=0}^{m_L-1} \cdots \sum_{k_N=0}^{m_L-1} \sum_{t=0}^{m_L-1} \frac{\Xi(N) (\Lambda_L - 1)!}{t! \Delta_L^{\Lambda_L-t} e^{\Delta_L x}} x^t \quad (11)$$

根据文献[24], 令  $\{\mu_i\}_{i=1}^T$ ,  $T \in \{1, M\}$  表示传输链路的平均 SNR,  $\gamma_U$  的 PDF 可以表示为

$$f_{\gamma_U}(x) = \sum_{i=1}^{\rho(A_U)\tau_i(A_U)} \sum_{j=1}^{\tau_i(A_U)} \chi_{i,j}(A_U) \frac{\mu_{(i)}^{-j}}{(j-1)!} x^{j-1} e^{-\frac{x}{\mu_{(i)}}} \quad (12)$$

式中:  $U = \{SU_1, SU_2, RP\}$ ,  $A_U = \text{diag}(\mu_1, \mu_1, \dots, \mu_T)$ ,  $\rho(A_U)$  表示  $A_U$  的不同对角线元素数,  $\mu_{(1)} > \mu_{(2)} > \dots > \mu_{(\rho(A_U))}$  为按降序排列的不同对角线元素,  $\tau_i(A_U)$  为  $\mu_{(i)}$  的重数,  $\chi_{i,j}(A_U)$  为  $A_U$  的第  $(i, j)$  个特征系数。

根据文献[24],  $\gamma_U$  的 CDF 可以表示为

$$F_{\gamma_U}(x) = 1 - \sum_{i=1}^{\rho(A_U)\tau_i(A_U)} \sum_{j=1}^{\tau_i(A_U)} \sum_{t=0}^{j-1} \frac{\chi_{i,j}(A_U)}{t!} \left( \frac{x}{\mu_{(i)}} \right)^t e^{-\frac{x}{\mu_{(i)}}} \quad (13)$$

### 2.1 OP

本文定义了全局 OP, 即只有当所有节点对相应的  $s_i$  解码成功时, 系统才视为连通, 否则视为中断, 因此必须满足以下条件

$$R_{s_1} = 0.5 \log_2(1 + \gamma_{s_1}) \geq R_{s_1}^{\text{th}}$$

$$R_{s_2} = 0.5 \log_2(1 + \gamma_{s_2}) \geq R_{s_2}^{\text{th}}$$

$$R_1 = 0.5 \log_2(1 + \gamma_1) \geq R_1^{\text{th}}$$

$$R_{1 \rightarrow 2} = 0.5 \log_2(1 + \gamma_{1 \rightarrow 2}) \geq R_{1 \rightarrow 2}^{\text{th}}$$

$$R_2 = 0.5 \log_2(1 + \gamma_2) \geq R_2^{\text{th}}$$

式中:  $R_{s_1}^{\text{th}}$ ,  $R_{s_2}^{\text{th}}$ ,  $R_{1 \rightarrow 2}^{\text{th}}$  分别表示  $s_i$  在  $R$  处的目标速率、 $s_i$  在  $SU_i$  处的目标速率和  $s_1$  在  $SU_2$  处的目标速率。假设  $s_1$  或  $s_2$  的目标速率是相同的, 即  $R_{s_1}^{\text{th}} = R_{1 \rightarrow 2}^{\text{th}} =$

$R_1^{\text{th}}$  和  $R_{s_2}^{\text{th}} = R_2^{\text{th}}$ 。因此, OP 可以表示为

$$P_{\text{out}} = 1 - \bar{P}_{\text{out}} = 1 - \underbrace{\Pr(R_{s_1} \geq R_1^{\text{th}}, R_{s_2} \geq R_2^{\text{th}})}_{Q_1} \cdot \underbrace{\Pr(R_1 \geq R_1^{\text{th}}, R_{1 \rightarrow 2} \geq R_1^{\text{th}}, R_2 \geq R_2^{\text{th}})}_{Q_2} \quad (14)$$

式中  $\bar{P}_{\text{out}}$  表示系统连通的概率。

通过计算  $Q_1$  和  $Q_2$  可以得到  $P_{\text{out}}$  的闭式表达式。为了简化计算, 假设  $\sigma_R^2 = \sigma_D^2 = \sigma^2$ 。

首先, 将式(3)和式(4)代入  $Q_1$  并经过一些数学运算, 当  $\beta_1 > \beta_2(2^{2R_1^{\text{th}}} - 1)$ <sup>②</sup> 满足时, 可以得到

$$Q_1 = \Pr\{\gamma_{SR} \geq \varphi_{\max} \gamma_{SP}\} = \int_0^{\infty} [1 - F_{\gamma_{SR}}(\varphi_{\max} y)] f_{\gamma_{SP}}(y) dy \quad (15)$$

$$\text{式中: } \varphi_{\max} = \{\varphi_1, \varphi_2\}, \varphi_1 = \frac{(2^{2R_1^{\text{th}}} - 1)\sigma^2}{I[\beta_1 - \beta_2(2^{2R_1^{\text{th}}} - 1)]}, \varphi_2 = \frac{(2^{2R_2^{\text{th}}} - 1)\sigma^2}{I\beta_2}。$$

然后, 将式(10)和式(11)代入式(15), 借助文献[23], 可以得到

$$Q_1 = \sum_{k_1=0}^{m_{SP}-1} \cdots \sum_{k_M=0}^{m_{SP}-1} \Xi(M) \sum_{k_{SR}=0}^{m_{SR}-1} \sum_{t=0}^{m_{SR}-1-k_{SR}} \frac{\Xi(1) (\Lambda_{SR} - 1)!}{t! \Delta_{SR}^{\Lambda_{SR}-t}} \cdot \varphi_{\max}^t (t + \Lambda_{SR} - 1)! (\Delta_{SP} + \Delta_{SR} \varphi_{\max})^{-(\Lambda_{SP}+t)} \quad (16)$$

采取同样的方式, 可以得到

$$Q_2 = \sum_{i_1=1}^{\rho(A_{SU_1})} \sum_{j_1=1}^{\tau_{i_1}(A_{SU_1})} \sum_{t_1=0}^{j_1-1} \frac{\chi_{i_1, j_1}(A_{SU_1})}{t_1!} \left( \frac{\varphi_1}{\mu_{\langle i_1 \rangle}} \right)^{t_1} \cdot \sum_{i_2=1}^{\rho(A_{SU_2})} \sum_{j_2=1}^{\tau_{i_2}(A_{SU_2})} \sum_{t_2=0}^{j_2-1} \frac{\chi_{i_2, j_2}(A_{SU_2})}{t_2!} \left( \frac{\varphi_{\max}}{\mu_{\langle i_2 \rangle}} \right)^{t_2} \sum_{ii=1}^{\rho(A_{RP})} \sum_{jj=1}^{\tau_{ii}(A_{RP})} \chi_{ii, jj}(A_{RP}) \frac{\mu_{\langle ii \rangle}^{-jj}}{(jj-1)!} (t_1 + t_2 + jj - 1)! \cdot \left( \frac{\varphi_1}{\mu_{\langle i_1 \rangle}} + \frac{\varphi_{\max}}{\mu_{\langle i_2 \rangle}} + \frac{1}{\mu_{\langle ii \rangle}} \right)^{-(t_1 + t_2 + jj)} \quad (17)$$

最后, 将式(16)和式(17)代入式(14), 可以得到 OP 的闭式表达式, 由于篇幅的限制, 最终表达式省略。

## 2.2 渐进 OP

根据文献[15], 在高平均 SNR 的情况下,  $\gamma_{SR}$  和  $\gamma_{SU_1}$  的渐近 CDF 可以表示为

$$F_{\gamma_{SR}}(x) \triangleq \frac{\alpha_{SR} x}{\bar{\gamma}_{SR}} \quad (18)$$

$$F_{\gamma_{SU_1}}(x) \triangleq \frac{x}{\bar{\gamma}_{SU_1}} \quad (19)$$

然后, 将式(18)和式(10)代入式(15), 借助文献[23], 可以得到渐近  $Q_1$

$$Q_1^{\text{asy}} = \sum_{k_1=0}^{m_{SP}-1} \cdots \sum_{k_M=0}^{m_{SP}-1} \Xi(M) [(\Lambda_{SP} - 1)! \cdot \Delta_{SP}^{-\Lambda_{SP}} - \frac{\alpha_{SR} \varphi_{\max}}{\bar{\gamma}_{SR}} (\Lambda_{SP})! \Delta_{SP}^{-(\Lambda_{SP}+1)}] \quad (20)$$

采用相同的方法, 可以得到

$$Q_2^{\text{asy}} = \sum_{ii=1}^{\rho(A_{RP})} \sum_{jj=1}^{\tau_{ii}(A_{RP})} \chi_{ii, jj}(A_{RP}) \left[ 1 - \frac{\varphi_1 jj \mu_{\langle ii \rangle}}{\mu_{\langle i_1 \rangle}} - \frac{\varphi_{\max} jj \mu_{\langle ii \rangle}}{\mu_{\langle i_2 \rangle}} \right] \quad (21)$$

最后, 将式(20)和式(21)代入  $P_{\text{out}}^{\text{asy}} = 1 - Q_1^{\text{asy}} Q_2^{\text{asy}}$ , 可以得到 OP 的渐近表达式。

从渐近 OP, 可以很容易地得到分集阶数 (Diversity order, DO)<sup>[11, 15, 19]</sup>

$$\text{DO} = \begin{cases} 1 & \beta_1 > \beta_2(2^{2R_1^{\text{th}}} - 1) \\ 0 & \beta_1 \leq \beta_2(2^{2R_1^{\text{th}}} - 1) \end{cases} \quad (22)$$

## 2.3 EC

根据文献[25], 系统的 EC 定义为第一跳和第二跳瞬时容量平均值的最小值, 可以表示为

$$\text{EC} = \min [E(C_{SR}), E(C_{RU})] \quad (23)$$

式中:  $C_{SR}$  和  $C_{RU}$  分别表示 S 到 R 和 R 到  $SU_1$  以及  $SU_2$  的瞬时容量。

**定理 1**  $E(C_{SR})$  的最终表达式由式(24)给出, 其中  $B = I/\sigma^2$ ,  $\varphi(\cdot)$  表示 Psi 函数<sup>[23]</sup>。

$$E(C_{SR}) = \frac{1}{2 \ln 2} \sum_{k_1=0}^{m_{SP}-1} \cdots \sum_{k_M=0}^{m_{SP}-1} \Xi(M) \cdot \left\{ \sum_{k_{SP}=0}^{m_{SP}-1} \Xi(1) \left( \frac{1}{B} \right)^{\Lambda_{SR} - \Lambda_{SR} - 1} \sum_{k=0}^{\Lambda_{SR} - 1} \binom{\Lambda_{SR} - 1}{k} (-1)^k \cdot (\Lambda_{SP} - 1 + k)! \left( \frac{\Delta_{SR}}{B} \right)^{-(\Lambda_{SR} - k)} \left( \Delta_{SP} - \frac{\Delta_{SR}}{B} \right)^{-(\Lambda_{SP} + k)} \cdot \Gamma(\Lambda_{SR} - k) \left[ \varphi(\Lambda_{SR} - k) - \ln \left( \frac{\Delta_{SR}}{B} \right) \right] - \Delta_{SP}^{-\Lambda_{SP}} \Gamma(\Lambda_{SP}) [\varphi(\Lambda_{SP}) - \ln \Delta_{SP}] \right\} \quad (24)$$

**证明** 根据 EC 的定义,  $E(C_{SR})$  可以表示为

$$E(C_{SR}) = \frac{1}{2} \{ E[\log_2(1 + \gamma_{s_1})] + E[\log_2(1 + \gamma_{s_2})] \} \quad (25)$$

通过将式(3)和式(4)代入式(25), 可以得到

$$E(C_{SR}) = \frac{1}{2 \ln 2} \{ E[\ln(\gamma_{SP} + B\gamma_{SR})] - E[\ln(\gamma_{SP})] \} \quad (26)$$

令  $\gamma_{SR} = x$ ,  $\gamma_{SP} = y$ ,  $\gamma_{SP} + B\gamma_{SR} = z$ , 运用概率转化公式, 可以得到

② 当  $\beta_1 \leq \beta_2(2^{2R_1^{\text{th}}} - 1)$  时, 系统始终中断。

$$f_z(z) = \frac{1}{B} \int_0^\infty f_{\gamma_{SR}}(y) f_{\gamma_{SR}}\left(\frac{z-y}{B}\right) dy \quad (27)$$

将式(10)代入式(27),借助于文献[23],可以得到

$$f_z(z) = \sum_{k_1=0}^{m_{SP}-1} \cdots \sum_{k_M=0}^{m_{SP}-1} \Xi(M) \sum_{k_{SP}=0}^{m_{SP}-1} \Xi(N) \cdot$$

$$\left(\frac{1}{B}\right)^{A_{SR}} z^{A_{SR}-1-k} e^{-\Delta_{SR} \frac{z}{B}} \sum_{k=0}^{A_{SR}-1} \binom{A_{SR}-1}{k} (-1)^k \cdot$$

$$E(C_{RU}) = \sum_{ii=1}^{\rho(A_{RP})\tau_{ii}(A_{RP})} \sum_{jj=1}^{\rho(A_{RP})\tau_{jj}(A_{RP})} \chi_{ii,jj}(A_{RP}) \frac{\mu_{\langle ii \rangle}^{-jj}}{(jj-1)!} \left[ \left(\frac{1}{B}\right)^{j_2} \sum_{i_2=1}^{\rho(A_{SU_2})\tau_{i_2}(A_{SU_2})} \sum_{j_2=1}^{\rho(A_{SU_2})\tau_{j_2}(A_{SU_2})} \chi_{i_2,j_2}(A_{SU_2}) \frac{\mu_{\langle i_2 \rangle}^{-j_2}}{(j_2-1)!} \cdot \right. \\ \left. \sum_{k_2=0}^{j_2-1} \binom{j_2-1}{k_2} (-1)^{k_2} (jj-1+k_2)! \left(\frac{1}{\mu_{\langle ii \rangle}} - \frac{1}{\mu_{\langle i_2 \rangle} B}\right)^{-(jj+k_2)} \left(\mu_{\langle i_2 \rangle} B\right)^{j_2-k_2} \Gamma(j_2-k_2) \cdot \right. \\ \left. \left[ \varphi(j_2-k_2) + \ln(\mu_{\langle i_2 \rangle} B) \right] + \left(\frac{1}{B}\right)^{j_1} \sum_{i_1=1}^{\rho(A_{SU_1})\tau_{i_1}(A_{SU_1})} \sum_{j_1=1}^{\rho(A_{SU_1})\tau_{j_1}(A_{SU_1})} \chi_{i_1,j_1}(A_{SU_1}) \frac{\mu_{\langle i_1 \rangle}^{-j_1}}{(j_1-1)!} \cdot \right. \\ \left. \sum_{k_1=0}^{j_1-1} \binom{j_1-1}{k_1} (-1)^{k_1} (jj-1+k_1)! \left(\frac{1}{\mu_{\langle ii \rangle}} - \frac{1}{\mu_{\langle i_1 \rangle} B}\right)^{-(jj+k_1)} \left(\mu_{\langle i_1 \rangle} B\right)^{j_1-k_1} \Gamma(j_1-k_1) \cdot \right. \\ \left. \left[ \varphi(j_1-k_1) + \ln(\mu_{\langle i_1 \rangle} B) \right] - \left(\frac{1}{B\beta_2}\right)^{j_1} \sum_{i_1=1}^{\rho(A_{SU_1})\tau_{i_1}(A_{SU_1})} \sum_{j_1=1}^{\rho(A_{SU_1})\tau_{j_1}(A_{SU_1})} \chi_{i_1,j_1}(A_{SU_1}) \frac{\mu_{\langle i_1 \rangle}^{-j_1}}{(j_1-1)!} \cdot \right. \\ \left. \sum_{k_1=0}^{j_1-1} \binom{j_1-1}{k_1} (-1)^{k_1} (jj-1+k_1)! \left(\frac{1}{\mu_{\langle ii \rangle}} - \frac{1}{\mu_{\langle i_1 \rangle} B\beta_2}\right)^{-(jj+k_1)} \left(\mu_{\langle i_1 \rangle} B\beta_2\right)^{j_1-k_1} \Gamma(j_1-k_1) \cdot \right. \\ \left. \left[ \varphi(j_1-k_1) + \ln(\mu_{\langle i_1 \rangle} B\beta_2) \right] - \mu_{\langle ii \rangle}^j \Gamma(jj) [\varphi(jj) + \ln(\mu_{\langle ii \rangle})] \right] \quad (30)$$

**证明** 证明过程类似于定理1。由于篇幅的限制,过程省略。

最后,将式(24)和式(30)代入式(23),可以得到EC的最终表达式。

### 3 数值模拟

在这一节中,蒙特卡罗(Monte Carlo, MC)仿真结果验证本文理论分析的有效性,并揭示关键参数对系统性能的影响。假设  $\bar{\gamma}_{SR} = \bar{\gamma}_{SP} = \bar{\gamma}_{SU_1} = \bar{\gamma}_{SU_2} = \bar{\gamma}_{RP} = \bar{\gamma}$ ,其余参数的设置在表1中给出。

图1描绘了在不同M情况下,不同平均SNR和 $\beta_1$ 与OP的关系。分析结果与MC模拟结果吻合较好,验证了本文推导的有效性。此外,OP随PUs的增加而降低。这是因为随着PUs数量的增加,主系统的干扰约束变得更加严格。值得一提的是,在图1(a)中,OP随着 $\beta_1$ 的增加先提高后降低,当 $\beta_1 = 0.67$ 时,系统的性能最好。这表明系统具有最优的功率分配因子。从图1(b)可以看出,在高信噪比情况下,渐近运算与精确结果之间是一致的,这证明了导出的渐近分析的有效性。此外,从图中还可以发现,OP的性能随着 $R_2^b$ 的增长而恶

$$\int_0^\infty y^{A_{SP}-1+k} e^{\frac{\Delta_{SR}y}{B} - \Delta_{SP}y} dy \quad (28)$$

此外,式(26)也可以写为

$$EC_{SR} = \frac{1}{2\ln 2} \left[ \int_0^\infty \ln z f_z(z) dz - \int_0^\infty \ln y f_y(y) dy \right] \quad (29)$$

最后将式(10)和式(28)代入式(29),借助于文献[23],可以推导出式(24)。证毕。

**定理2**  $E(C_{RU})$ 的最终表达式由式(30)给出。

表1 系统参数

Table 1 System parameters

参数名称	参数值
卫星	GEO
$f/\text{GHz}$	2
$\theta_{3\text{dB}}/(\text{°})$	0.8
$G_{\text{max}}/\text{dB}$	48
$G_{r,sj}/\text{dB}$	4
$B/\text{MHz}$	15
$T/(\text{°})$	300
$\sigma^2$	1
$m_L$	1
$b_L$	0.063
$\Omega_L$	0.0007

化,即随着目标速率的提高,系统更容易被中断。

图2绘制了在不同平均SNR情况下,EC与M和 $\beta_1$ 的对比图。从图2中可以观察到,EC随着 $\bar{\gamma}$ 增加,并且当 $\bar{\gamma}$ 足够小时,EC约等于0,因为R和 $SU_i$ 由于 $\bar{\gamma}$ 过小而不能解码信号。此外,在图2(a)中,可以发现EC的性能随着M的增长而恶化。从图2(b)中,EC曲线在高SNR时重合,因为系统的

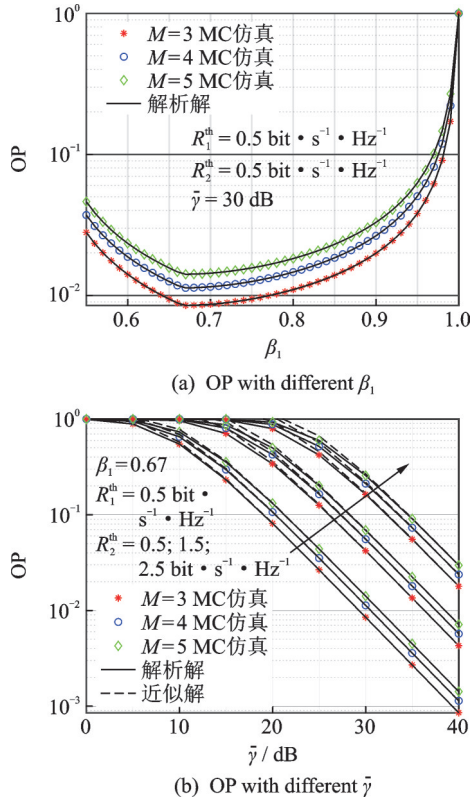


图1 OP在不同M下的对比图

Fig.1 OP versus different M

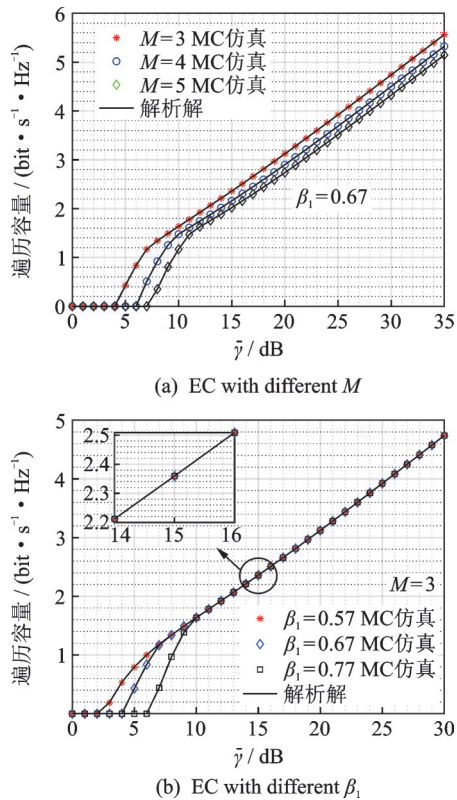


图2 EC在不同gamma\_bar下的对比图

Fig.2 EC versus different gamma\_bar

EC在高SNR时取为 $E(C_{SR})$ ,这与 $\beta_1$ 无关。相比之下,在低信噪比时,系统的EC取 $E(C_{RU})$ ,EC随 $\beta_1$ 的增加而减小。

## 4 结 论

本文研究了一个基于NOMA方案的CISTRN的性能,该系统具有多个PUs。推导了该系统OP和EC的闭式表达式。并进一步推导了高SNRs下OP的渐近表达式。可以观察到,系统的性能随着PUs的减少而提高。此外,功率分配因子和速率阈值对系统性能也有显著影响。在不同的系统条件下, $\beta_1$ 有不同的最优值来最小化OP,并且在低SNR下EC随着 $\beta_1$ 的增加而降低。最后,当速率阈值较大时,OP性能会恶化。

### 参考文献:

- [1] CHITI F, FANTACCI R, TARCHI D, et al. QoS provisioning in GEO satellite with onboard processing using predictor algorithms[J]. IEEE Wireless Communication, 2005, 12(5): 21-27.
- [2] KOUROGIORGAS C I, LYRAS N, PANAGOPOULOS A D, et al. Capacity statistics evaluation for next generation broadband MEO satellite systems[J]. IEEE Transactions Aerospace and Electronics Systems Magazine, 2017, 53(5): 2344-2358.
- [3] GUO K, LIN M, ZHANG B, et al. On the performance of LMS communication with hardware impairments and interference[J]. IEEE Transactions Communication, 2019, 67(2): 1490-1505.
- [4] RUAN Y, LI Y, WANG C, et al. Energy efficient adaptive transmissions in integrated satellite-terrestrial networks with SER constraints[J]. IEEE Transaction Wireless Communication, 2018, 17(1): 210-222.
- [5] AN K, LIN M, LIANG T, et al. Performance analysis of multi-Antenna hybrid satellite-terrestrial relay networks in the presence of interference[J]. IEEE Transaction Communication, 2015, 63(11): 4390-4404.
- [6] HUANG Q, LIN M, ZHU W P, et al. Performance analysis of integrated satellite-terrestrial multiantenna relay networks with multiuser scheduling[J]. IEEE Transactions Aerospace and Electronics Systems Magazine, 2020, 56(4): 2718-2731.
- [7] GUO K, ZHANG B, HUANG Y, et al. Performance analysis of two-way satellite terrestrial relay networks with hardware impairments[J]. IEEE Wireless Communication letter, 2017, 6(4): 430-433.
- [8] GUO K, AN K, ZHANG B, et al. On the performance of the uplink satellite multi-terrestrial relay networks with hardware impairments and interference[J]. IEEE Systems Journal, 2019, 13(3): 2297-2308.

- [9] GUO K, LIN M, ZHANG B, et al. Performance analysis of hybrid satellite-terrestrial cooperative networks with relay selection[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2020, 69(8): 9053-9067.
- [10] ARIENZO L, TARCHI D. Stochastic optimization of cognitive networks[J]. *IEEE Transactions on Green Communications and Networking*, 2017, 1(1): 40-58.
- [11] SHARMA P K, UPADHYAY P K, DA COSTA D B, et al. Performance analysis of overlay spectrum sharing in hybrid satellite-terrestrial systems with secondary network selection[J]. *IEEE Transaction Wireless Communication*, 2017, 16(10): 6586-6601.
- [12] LIN Z, LIN M, ZHU W, et al. Robust secure beamforming for wireless powered cognitive satellite-terrestrial networks[J]. *IEEE Transaction Cognitive Communication*, 2020. DOI: 10.1109/TCCN.2020.3016096.
- [13] AN K, MIN L, JIAN O, et al. Secure transmission in cognitive satellite terrestrial networks[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2016, 34(11): 3025-3037.
- [14] AN K, LIN M, ZHU W, et al. Outage performance of cognitive satellite terrestrial networks with interference constraint[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2016, 65(11): 9397-9404.
- [15] GUO K, AN K, ZHANG B, et al. Outage analysis of cognitive hybrid satellite-terrestrial networks with hardware impairments and multi-primary users[J]. *IEEE Wireless Communication Letter*, 2018, 7(5): 816-819.
- [16] LIN Z, LIN M, WANG J, et al. Joint beamforming and power allocation for satellite-terrestrial integrated networks with non-orthogonal multiple access[J]. *IEEE Journal on Selected Topics in Signal Processing*, 2019, 13(3): 657-670.
- [17] SINGH V, UPADHYAY P K, LIN M. On the performance of NOMA-assisted overlay multiuser cognitive satellite-terrestrial networks[J]. *IEEE Wireless Communication Letter*, 2020, 9(5): 638-642.
- [18] ZHANG X, AN K, ZHANG B, et al. Vickrey auction-based secondary relay selection in cognitive hybrid satellite-terrestrial overlay networks with non-orthogonal multiple access[J]. *IEEE Wireless Communication Letter*, 2020, 9(5): 628-632.
- [19] YAN X, XIAO H, WANG C, et al. Outage performance of NOMA-based hybrid satellite-terrestrial relay networks[J]. *IEEE Wireless Communication Letter*, 2018, 7(4): 538-541.
- [20] YAN X, XIAO H, AN K, et al. Hybrid satellite terrestrial relay networks with cooperative non-orthogonal multiple access[J]. *IEEE Communication Letter*, 2018, 22(5): 978-981.
- [21] ZHANG X, ZHANG B, AN K, et al. On the performance of hybrid satellite-terrestrial content delivery networks with non-orthogonal multiple access [J]. *IEEE Wireless Communication Letter*, 2020. DOI: 10.1109/LWC.2020.3029621.
- [22] MIRIDAKIS N I, VERGADOS D D, MICHALAS A. Dual-hop communication over a satellite relay and shadowed rician channels[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2015, 64(9): 4031-4040.
- [23] GRADSHTEYN I S, RYZHIK I M, JEFFREY A, et al. Table of integrals, series and products[M]. 7th ed. Amsterdam, Boston: Elsevier, 2007.
- [24] BLETSAS A, SHIN H, WIN M Z. Cooperative communication with outage-optimal opportunistic relaying[J]. *IEEE Transaction Wireless Communication*, 2007, 6(9): 3450-3460.
- [25] FARHADI G, BEAULIEU N C. On the ergodic capacity of multi-hop wireless relaying systems[J]. *IEEE Transaction Wireless Communication*, 2009, 8(5): 2286-2291.

(编辑:夏道家)