

郭克锋,李明贵,李成,等.基于非理想硬件的星地融合 NOMA 网络性能[J].湖南科技大学学报(自然科学版),2021,36(2): 73-80. doi:10.13582/j.cnki.1672-9102.2021.02.011

GUO K F, LI M G, LI C, et al. Outage Analysis of NOMA-Based Hybrid Satellite-Terrestrial Networks with Multiple Terrestrial Relays and Hardware Impairments[J]. Journal of Hunan University of Science and Technology (Natural Science Edition), 2021, 36 (2): 73-80. doi:10.13582/j.cnki.1672-9102.2021.02.011

基于非理想硬件的星地融合 NOMA 网络性能

郭克锋^{1*}, 李明贵², 李成³, 韩崇砚², 郝家杰²

(1.中国人民解放军航天工程大学 航天信息学院,北京 101407;2.中国人民解放军 63780 部队,海南 三亚 572400;
3.中国人民解放军陆军工程大学 通信工程学院,江苏 南京 210007)

摘要:主要研究非理想硬件和部分中继选择策略对非正交多址接入(Non-orthogonal Multiple Access, NOMA)星地融合多中继网络的影响.NOMA 技术可以增加频谱的利用效率,可以同时信号传给多个用户.另外,部分中继选择策略的应用可以有效地降低系统的中断概率,提高系统的性能.特别地,得到了基于非理想硬件和部分中继选择策略下的星地融合 NOMA 多中继网络下的中断概率的闭式表达式,同时,为了进一步分析非理想硬件和部分中继选择策略对所考虑系统的影响,得到了中断概率在高信噪比下的渐进表达式,通过蒙特卡洛仿真可以验证所得公式的正确性.

关键词:非正交多址接入;星地融合中继网络;多中继;非理想硬件;中断概率

中图分类号:TN927 **文献标志码:**A **文章编号:**1672-9102(2021)02-0073-08

Outage Analysis of NOMA-Based Hybrid Satellite-Terrestrial Networks with Multiple Terrestrial Relays and Hardware Impairments

GUO Kefeng¹, LI Minggui², LI Cheng³, HAN Chongyan², HAO Jiajie²

(1. School of Space Information, Space Engineering University, Beijing 101407, China; 2. No.63780 Army of PLA, Sanya 572400, China;
3. School of Communications Engineering, Army Engineering University of PLA, Nanjing 210007, China)

Abstract: The impacts that of hardware impairments (HIs) and partial relay selection scheme on non-orthogonal multiple access (NOMA)-based hybrid satellite-terrestrial multi-relay networks (HSTMRNs) were investigated. NOMA technology brought huge system performance improvement. In addition, when using the partial relay selection scheme, the outage probability (OP) was degraded and the system performance was enhanced. Particularly, the closed-form expression and asymptotic expressions for the OP of the considered networks were also derived, which provided fast ways to evaluate the system performance. Finally, some Monte Carlo (MC) results were given to verify the correctness of our performance analysis.

Keywords: non-orthogonal multiple access (NOMA); hybrid satellite-terrestrial networks (HSTRNs); multiple terrestrial relays; hardware impairments (HIs); outage probability (OP)

星地融合网络是一种能够有效地提高卫星通信可靠性的技术^[1].到目前为止,已经有很多文章研究星地融合网络中的不同性能,如在单天线场景中,中断概率(Outage Probability, OP)、遍历容量、误码率、吞吐量等性能分量已经被研究,在这些网络中,地面中继用来辅助卫星信号的传输.另外,现有的工作已经扩

展到多天线的场景中,很多技术都应用到此种场景中,Arti 和 Bhatnagar 等^[2-3]分别研究了正交空时编码技术和波束成形技术在星地融合网络中的应用。

多中继网络与单中继网络相比可以显著地提高系统的性能^[4-10].Upadhyay 等^[4]在星地融合网络中应用了多中继技术,特别地,部分中继选择策略被应用到网络中来提高系统的性能,当应用此技术后,系统的性能被显著加强;Kefeng 等^[5]研究了星地融合多中继网络中的中断概率,得到了中断概率的准确闭式表达式和高信噪比下的渐进表达式;Kefeng 等^[6]在星地融合多中继网络中提出了一种新的中继选择策略,此种新的中继选择策略可以显著地减小所考虑网络的中断概率;Kefeng 等^[7]将双向中继技术用在了星地融合网络多中继网络中,和单向中继网络相比,双向中继网络可以显著地提高所考虑系统的频谱利用率和降低中断概率;Sharma 等^[8-9]在星地融合网络中研究了多中继问题;Kefeng 等^[10]将多中继选择策略用在了星地融合安全传输网络中,并分析了多中继网络对系统安全性能的影响。

星地融合多中继网络允许地面网络和卫星网络同时共享相同的频率,可以有效地提高频谱利用率.非正交多址接入技术(Non-orthogonal Multiple Access, NOMA)是另一种可以有效地提高频谱利用率的技术^[11],和传统的正交多址接入技术不同(Orthogonal Multiple Access, OMA),NOMA 技术中的多个用户可以利用完整的可用资源,如时间、频率,从而显著地提高频谱效率^[12].NOMA 技术最大的优势是可以允许不同的用户在不同的功率条件下利用相同的频率资源^[13].

到目前为止,很少有文章研究卫星网络和星地融合网络中的 NOMA 关键技术.Yan 等^[14]研究了基于 NOMA 关键技术的下行卫星地面通信网络中的系统性能,包括遍历容量、能量效率和中断该概率;Shao 等^[15]研究了 ALOHA 技术对基于 NOMA 关键技术的卫星通信网络的影响;Wan 等^[16]研究了协作传输方法对基于 NOMA 关键技术的卫星通信网络的影响;Zhu 等^[17]在干扰温度的基础上,提出了联合的优化算法以最大化总系统的通信容量;Yan 等^[18]得到了基于协作 NOMA 关键技术下的星地融合网络中的中断概率的准确闭式表达式,同时得到了中断概率在高信噪比下的渐进表达式;Yan 等^[19]分析了基于 NOMA 关键技术的遍历容量和中断概率等系统性能分量;Yan 等^[20]研究了基于 NOMA 关键技术下的认知星地融合网络的遍历容量;Lin 等^[21]基于 NOMA 关键技术的星地融合网络提出了一个联合的波束成形技术和功率控制算法,以提高传输网络的性能。

要注意的是,在现实的无线传输网络中,通信的节点由于一些现实的原因并不都是完美的,例如,功放的非线性、I/Q 支路的不均衡和相位噪声^[22-23].Bjornson 等^[24]总结了所有的因素,并提出了一个一般的非理想硬件的模型,其可适用于大多数无线通信网络;Kefeng 等^[25]研究了非理想硬件对星地融合网络的影响;Kefeng 等^[26]研究了非理想硬件对卫星通信网络性能的影响,并且得到了所考虑网络基于独立不同分布信道下的中断概率的准确闭式表达式和高信噪比下的渐进表达式。

首先,本文提出了一个基于 NOMA 关键技术下的星地融合多中继网络的模型,特别地,同时考虑非理想硬件和部分中继选择策略对系统性能的影响.其次,得到了所考虑系统中中断概率的准确闭式表达式,可以有效地评估非理想硬件和部分中继选择策略对系统性能的影响.最后,为了得到非理想硬件和 NOMA 关键技术在高信噪比下对所考虑网络系统性能的影响,得到了所考虑网络高信噪比下的渐进表达式。

1 系统模型和问题建立

系统模型如图 1 所示,考虑的是基于 NOMA 关键技术的星地融合多中继传输网络,包含了一个卫星 S , N 个地面中继 R 和 2 个目的端 D_1 和 D_2 .特别地,中继应用的是译码转发协议,因此,整个传输过程需要 2 个时隙.假设由于雨水、雾霾和其他影响,在源端 S 和目的端 $D_j, j \in \{1, 2\}$ 并不存在直传链路^[5].从一般性而言,假设所有的传输节点是单天线的,要注意的是,虽然在模型中,所有的节点装备的都是单天线,但是研究结论仍然适用于多天线的场景。

在第 1 个时隙中, S 将所传输的信号 $s(t)$ 传输到第 i 个中继处, $s(t)$ 满足 $E[|s(t)|^2] = 1$, 其中 $E[\cdot]$ 代表期望函数.由此,在第 i 个中继处收到的信号可表示为

$$y_{R_i}(t) = h_{SR_i} [\sqrt{P_S} s(t) + \eta_{SR_i}(t)] + n_{R_i}(t). \quad (1)$$

式中: h_{SR_i} 为源端 S 到第 i 个中继 R_i 处的信道衰落分量,其可以建模为阴影莱斯信道; P_S 为从源端 S 传输的功率; $\eta_{SR_i}(t)$ 为由于非理想硬件而引起的损伤噪声, $\eta_{SR_i}(t) \sim CN(0, k_{SR_{i1}}^2 a_1^2 P_S + k_{SR_{i2}}^2 a_2^2 P_S)$ [26]; $n_{R_i}(t)$ 为在第 i 个中继处的高斯白噪声, $n_{R_i}(t) \sim CN(0, \delta_{R_i}^2)$.

由于采用 NOMA 技术,传输的信号可以表示为

$$s(t) = a_1 x_1(t) + a_2 x_2(t).$$

式中: $x_1(t)$ 和 $x_2(t)$ 为要传到目的端 D_1 和 D_2 的信号; a_1 和 a_2 为相对于目的端 D_1 和 D_2 的传输功率分配因子(要注意的是本文中的功率分配因子是固定的,对于功率分配因子的研究超出了本文的研究范围),特别地,由于采用 NOMA 关键技术,所以有 $a_1^2 + a_2^2 = 1$.

进一步,假设到目的端 D_1 的信道要弱于到目的端 D_2 的信道,为了保证公平,将较大功率分配给 D_1 同时有 $a_1 > a_2$.

当第 i 个中继处接收到信号,完美的串码消除技术应用到系统中^[11-12],具体表述:首先, $x_1(t)$ 先被解码,再将其从接收到的信号中删除;然后, $x_2(t)$ 将从后续的信号中继续解码.由此,在第 i 个中继处对于 $x_1(t)$ 的信干损噪比(Signal-to-interference-plus-noise-and-distortion-ratio, SINDR)可表示为

$$\gamma_{R_i,1} = \frac{|h_{SR_i}|^2 P_S a_1^2}{|h_{SR_i}|^2 k_{SR_{i1}}^2 a_1^2 P_S + |h_{SR_i}|^2 (1 + k_{SR_{i2}}^2) a_2^2 P_S + \delta_{R_i}^2} = \frac{\gamma_{1i} a_1^2}{\gamma_{1i} [k_{SR_{i1}}^2 a_1^2 + (1 + k_{SR_{i2}}^2) a_2^2] + 1}. \quad (2)$$

式中: δ_{R_i} 为噪声功率; $\gamma_{1i} = \frac{|h_{SR_i}|^2 P_S}{\delta_{R_i}^2}$; $k_{SR_{i2}}$ 为中继处的非理想噪声程度^[27].

当完美干扰消除技术应用到第 i 个中继处时,对于 $x_2(t)$ 的信损噪比(Signal-to-noise-and-distortion ratio, SNDR)可表示为

$$\gamma_{R_i,2} = \frac{\gamma_{1i} a_2^2}{\gamma_{1i} k_{SR_{i2}}^2 a_2^2 + \gamma_{1i} k_{SR_{i1}}^2 a_1^2 + 1} = \frac{\gamma_{1i} a_2^2}{\gamma_{1i} (k_{SR_{i2}}^2 a_2^2 + k_{SR_{i1}}^2 a_1^2) + 1}. \quad (3)$$

当应用 NOMA 技术后, $\gamma_{R_i,2}$ 在 $\gamma_{R_i,1} > \gamma_{th}$ (γ_{th} 为系统设置的中断门限)的基础上可以成功解码,也就是说,完美干扰消除技术成功应用到第 i 个中继处,以此来消除信号 $x_1(t)$.

正如前文所提及的一样,部分中继选择策略被用在源端 S 到中继 R 的链路中,基于文献[5],最终在中继 R 处得到 $x_1(t)$ 和 $x_2(t)$ 的信干损噪比和信损噪比可表示为

$$\gamma_{R,1} = \max_{i \in \{1, N\}} (\gamma_{R_i,1}); \quad (4)$$

$$\gamma_{R,2} = \max_{i \in \{1, N\}} (\gamma_{R_i,2}). \quad (5)$$

在第 2 个时隙,选中的中继 R 将检测到的信号 $s(t)$ 传输到目的端 D_1 和 D_2 , 在目的端 D_j 的接收信号可表示为

$$y_{D_j}(t) = h_{R,D_j} \{ \sqrt{P_{R_i}} [\zeta_1 x_1(t) + \zeta_2 x_2(t) + \eta_{R,D_j}(t)] \} + n_{D_j}(t). \quad (6)$$

式中: h_{R,D_j} 为选中的第 i 个中继到目的端 D_j 的信道衰落参数,其建模为瑞利信道; P_{R_i} 为第 i 个中继处的传输功率; $x_j(t)$ 为目的接收端的接收信号; $\zeta_p, p \in \{1, 2\}$, 满足 $\zeta_1 > \zeta_2$ 且 $\zeta_1^2 + \zeta_2^2 = 1$ 是在第 i 个中继处的功率分配因子(同样的假设应用到目的端 D_1 和 D_2 , D_1 的信道要劣于 D_2 的信道); $\eta_{R,D_j}(t)$ 为由于非理想硬件引起的损伤噪声,其可表示为 $\eta_{R,D_j}(t) \sim CN(0, k_{R,D_1}^2 \zeta_1^2 P_{R_i} + k_{R,D_2}^2 \zeta_2^2 P_{R_i})$ [26] (k_{R,D_1} 和 k_{R,D_2} 为目的端 D_j 的非理想噪声程度^[27]); $n_{D_j}(t)$ 为在目的端 D_j 处的高斯白噪声,其可表示为 $n_{D_j}(t) \sim CN(0, \delta_{D_j}^2)$.

因此, D_2 应用完美的干扰消除技术来检测 $x_1(t)$ (将自身的信号 $x_2(t)$ 当成噪声).在式(6)的帮助

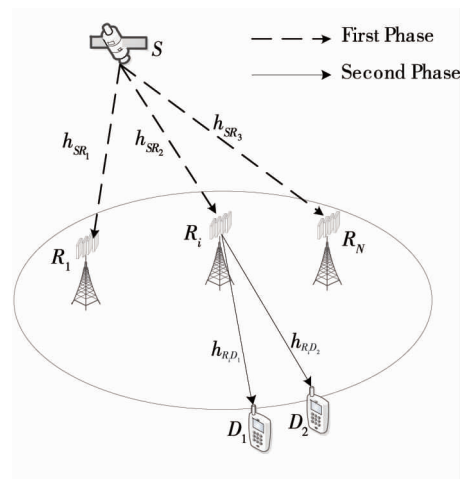


图1 系统模型

下,在 D_2 处检测 $x_1(t)$ 信号后得到的信干损噪比可写为

$$\gamma_{D_2,1} = \frac{\gamma_2 \zeta_1^2}{\gamma_2 [k_{R,D_1}^2 \zeta_1^2 + (1 + k_{R,D_2}^2) \zeta_2^2] + 1}. \quad (7)$$

$$\text{式中: } \gamma_2 = \frac{|h_{R,D_2}|^2 P_{R_i}}{\delta_{D_2}^2}.$$

应用和式(2)相同的方法, $\gamma_{D_2,1}$ 要满足 $\gamma_{D_2,1} \geq \gamma_{th} D_2$ 从接收到的信号检测自己的信号,因此,最终 $x_2(t)$ 处的信损噪比可表示为

$$\gamma_{D_2,2} = \frac{\gamma_2 \zeta_2^2}{\gamma_2 (k_{R,D_2}^2 \zeta_2^2 + k_{R,D_1}^2 \zeta_1^2) + 1}. \quad (8)$$

接下来, D_1 检测 $x_1(t)$ 的同时将 $x_2(t)$ 作为噪声信号对待,由此在 D_1 处的信干损噪比可表示为

$$\gamma_{D_1,1} = \frac{\gamma_3 \zeta_1^2}{\gamma_3 [k_{R,D_1}^2 \zeta_1^2 + (1 + k_{R,D_2}^2) \zeta_2^2] + 1}. \quad (9)$$

$$\text{式中: } \gamma_3 = \frac{|h_{R,D_1}|^2 P_{R_i}}{\delta_{D_1}^2}.$$

由于译码转发协议应用在第 i 个中继处,在式(4),式(7)和式(9)的帮助下, D_1 处的最终信干损噪比可表示为

$$\gamma_{D_1} = \min(\gamma_{R,1}, \gamma_{D_2,1}, \gamma_{D_1,1}). \quad (10)$$

应用同样的方法,在式(5)和式(8)的帮助下,最终在 D_2 处得到的信干损噪比可表示为

$$\gamma_{D_2} = \min(\gamma_{R,2}, \gamma_{D_2,2}). \quad (11)$$

2 性能分析

2.1 系统信道模型

2.1.1 卫星信道模型

由文献[5]和文献[26]可知, γ_{li} 的概率密度函数可表示为

$$f_{\gamma_{li}}(x) = \frac{\alpha_{li}}{\gamma_{li}} e^{-\frac{\beta_{li}}{\gamma_{li}} x} F_1 \left(m_{li}; 1; \frac{\delta_{li}}{\gamma_{li}} x \right), x > 0. \quad (12)$$

式中: $\alpha_{li} = \left(\frac{2b_{li}m_{li}}{2b_{li}m_{li} + \Omega_{li}} \right)^{m_{li}} / (2b_{li})$; $\bar{\gamma}_{li}$ 为信道的平均信噪比; $\beta_{li} = \frac{1}{2b_{li}}$; ${}_1F_1(a; b; x)$ 为合流超几何函

数^[28]; $\delta_{li} = \frac{\Omega_{li}}{2b_{li}(2b_{li}m_{li} + \Omega_{li})}$ (Ω_{li} 为视距链路的传输功率; $2b_{li}$ 为径链路的传输功率; m_{li} 为从 $0 \sim \infty$ 的平均衰落系数, $m_{li} \geq 0$).

当 m_{li} 为整数时, γ_{li} 的概率密度函数可表示为

$$f_{\gamma_{li}}(x) = \alpha_{li} \sum_{k_1=0}^{m_{li}-1} \frac{(1 - m_{li})_{k_1}}{(k_1!)^2 (\bar{\gamma}_{li})^{k_1+1}} x^{k_1} \exp(-\Delta_{li} x). \quad (13)$$

$$\text{式中: } \Delta_{li} = \frac{\beta_{li} - \delta_{li}}{\bar{\gamma}_{li}}.$$

根据文献[26], γ_{li} 的累积分布函数可表示为

$$F_{\gamma_{li}}(x) = 1 - \sum_{k_1=0}^{m_{li}-1} \sum_{i=0}^{k_1} \frac{\alpha_{li} (1 - m_{li})_{k_1} (-\delta_{li})^{k_1}}{i! \Delta_{li}^{k_1-i+1} \bar{\gamma}_{li}^{k_1+1} k_1!} x^{k_1} \exp(-\Delta_{li} x). \quad (14)$$

2.1.2 地面信道模型

假设所有的地面信道都服从瑞利衰落.应用熟知的信道模型, γ_2 和 γ_3 的概率密度函数可表示为

$$f_{\gamma_U}(x) = \frac{1}{\bar{\gamma}_U} e^{-\frac{x}{\bar{\gamma}_U}}, U \in \{2, 3\}. \quad (15)$$

式中: $\bar{\gamma}_U$ 为信道的平均信噪比.

应用同样的方法, γ_U 的累积分布函数可写为

$$F_{\gamma_U}(x) = 1 - e^{-\frac{x}{\bar{\gamma}_U}}. \quad (16)$$

2.2 中断概率

在卫星通信系统中, 中断概率是一种重要的性能评估指标. 在本文所考虑的 NOMA 通信系统中, 中断概率可表示为

$$P_{\text{out}}(\gamma_{\text{th}}) = 1 - \Pr(\gamma_{D_1} > \gamma_{\text{th}}) \Pr(\gamma_{D_2} > \gamma_{\text{th}}) = P_1 + P_2 - P_1 P_2. \quad (17)$$

式中: $P_1 = \Pr(\gamma_{D_1} \leq \gamma_{\text{th}})$; $P_2 = \Pr(\gamma_{D_2} \leq \gamma_{\text{th}})$, 其具体的表达式将会在后续详细给出.

定理 1: P_1 的准确闭式表示为

$$P_1 = 1 - \sum_{n=1}^N \binom{N}{n} (-1)^n \left[\sum_{k_1=0}^{m_{1i}-1} \sum_{i=0}^{k_1} \frac{\alpha_{1i} (1 - m_{1i})^{k_1} (-\delta_{1i})^{k_1}}{i! \Delta_{1i}^{k_1-i+1} \bar{\gamma}_1^{k_1+1} k_1!} \left(\frac{\Delta_{1i} \gamma_{\text{th}}}{A - B \gamma_{\text{th}}} \right)^{k_1} \right]^n \exp \left\{ - \left[\left(\frac{\Delta_{1i} \gamma_{\text{th}}}{A - B \gamma_{\text{th}}} \right)^n + \frac{\gamma_{\text{th}}}{\bar{\gamma}_3 (E - F \gamma_{\text{th}})} + \frac{\gamma_{\text{th}}}{\bar{\gamma}_2 (C - D \gamma_{\text{th}})} \right] \right\}. \quad (18)$$

式中: $A = a_1^2$; $B = k_{SR_1}^2 a_1^2 + (1 + k_{SR_2}^2) a_2^2$; $E = \zeta_1^2$; $F = k_{R_1 D_1}^2 \zeta_1^2 + (1 + k_{R_1 D_2}^2) \zeta_2^2$; $C = \zeta_1^2$; $D = k_{R_1 D_1}^2 \zeta_1^2 + (1 + k_{R_1 D_2}^2) \zeta_2^2$.

证明: 详细过程见附录 A.

定理 2: P_2 的准确闭式表示为

$$P_2 = 1 - \sum_{k_1=0}^{m_{1i}-1} \sum_{i=0}^{k_1} \frac{\alpha_{1i} (1 - m_{1i})^{k_1} (-\delta_{1i})^{k_1}}{i! \Delta_{1i}^{k_1-i+1} \bar{\gamma}_1^{k_1+1} k_1!} \left(\frac{\Delta_{1i} \gamma_{\text{th}}}{G - H \gamma_{\text{th}}} \right)^{k_1} \exp \left[- \left(\frac{\Delta_{1i} \gamma_{\text{th}}}{G - H \gamma_{\text{th}}} + \frac{\gamma_{\text{th}}}{\bar{\gamma}_2 (P - Q \gamma_{\text{th}})} \right) \right]. \quad (19)$$

式中: $G = a_2^2$; $H = k_{SR_2}^2 a_2^2 + k_{SR_1}^2 a_1^2$; $P = \zeta_2^2$; $Q = k_{R_1 D_2}^2 \zeta_2^2 + k_{R_1 D_1}^2 \zeta_1^2$.

证明: 详细过程见附录 B.

2.3 中断概率渐进解

从之前的分析中可知, 当 $\bar{\gamma}_{1i}$ 足够大时, 式(14)可表示为

$$F_{\gamma_{1i}}(x) \approx \frac{\alpha_{1i}}{\bar{\gamma}_{1i}} x + o(x). \quad (20)$$

式中: $o(x)$ 为 x 的高阶无穷小.

应用同样的方法, 当 $\bar{\gamma}_U$ 足够大时, 式(16)可重写为

$$F_{\gamma_U}(x) \approx \frac{x}{\bar{\gamma}_U} + o(x). \quad (21)$$

定理 3: 高信噪比中断概率的渐进解可以表示为

$$P_{\text{out}}^\infty(\gamma_{\text{th}}) \approx \left[\frac{\alpha_{1i}}{\bar{\gamma}_{1i}} \left(\frac{\Delta_{1i} \gamma_{\text{th}}}{A - B \gamma_{\text{th}}} + \frac{\Delta_{1i} \gamma_{\text{th}}}{G - H \gamma_{\text{th}}} \right) \right]^N + \frac{\gamma_{\text{th}}}{\bar{\gamma}_3 (E - F \gamma_{\text{th}})} + \frac{\gamma_{\text{th}}}{\bar{\gamma}_2} \left[\frac{1}{(C - D \gamma_{\text{th}})} + \frac{1}{(P - Q \gamma_{\text{th}})} \right]. \quad (22)$$

证明: 将式(14)和式(16)换成式(20)和式(21), 然后用相同的方法可以得到中断概率的渐进解.

3 仿真验证

信道的仿真参数如表 1 所示.

不失一般性, 假设 $\delta_{R_i}^2 = \delta_{D_j}^2 = 1$ 且 $\gamma_{\text{th}} = 3$ dB, $\bar{\gamma}_{1i} = \bar{\gamma}_2 = \bar{\gamma}_3 = \bar{\gamma}$, $k_{SR_1} = k_{SR_2} = k_{R_1 D_1} = k_{R_1 D_2} = k$.

考虑 2 种功率分配方案: (1) Case I: $a_1^2 = \zeta_1^2 = 0.7$, $a_2^2 = \zeta_2^2 = 0.3$; (2) Case II: $a_1^2 = \zeta_1^2 = 0.8$, $a_2^2 = \zeta_2^2 = 0.2$.

表1 系统参数

衰落种类	m_{l_i}	b_{l_i}	Ω_{l_i}
FHS(重衰落)	1	0.063	0.000 7
AS(一般衰落)	5	0.251	0.279 0
IIS(轻衰落)	10	0.158	1.290 0

图2给出了Case I在不同信噪比和不同衰落情况下的中断概率值.从图2中可以看出:系统的理论值与仿真值十分贴合,渐进解与仿真值在高信噪比下同样十分符合,从而可验证本文理论分析的正确性;非理想硬件对于系统的性能有着巨大的影响,也就是说,当非理想的程度越高时,系统的中断概率值越大,当信道处于严重衰落时,中断概率将会更大.

图3为Case I在不同的 N 和不同的信噪比下的中断概率值,衰落条件为FHS.从图3可以看出:理论分析的结果和仿真结果吻合的很好,从而证明了本文理论分析的正确性,同时可得,当 N 从1增加到2时,系统的中断概率提升十分明显,而当 N 从2上升到更高值时,系统的中断概率值变化幅度相对较小.

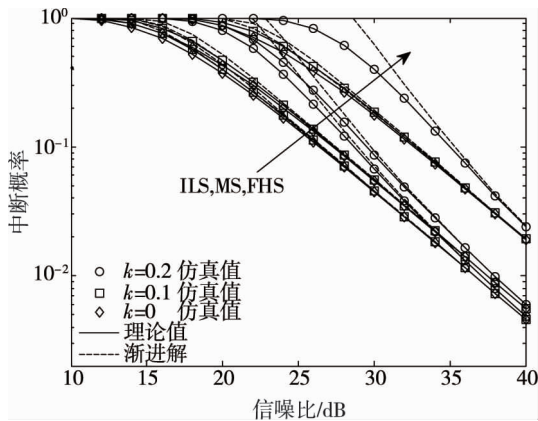


图2 不同衰落情况下的中断概率($N=2$, Case I)

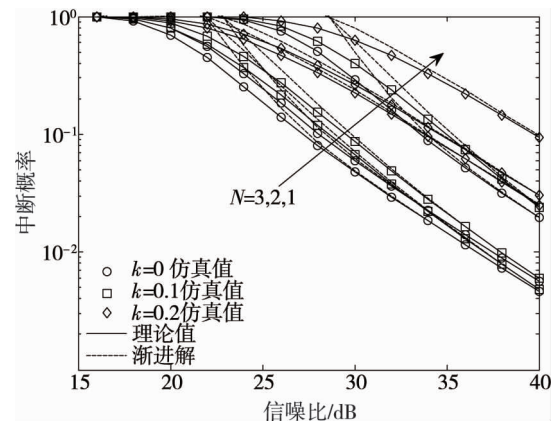


图3 不同 N 和不同信噪比下的中断概率(FHS, Case I)

图4为在Case I和Case II这两种方案中,不同中断门限下系统的中断概率,信噪比设置为30 dB, $N=2$.从图4可以看出:当中断门限增加到一定值时,系统的信干损噪比将会有个上界,也就是说,当中断门限增加到一特定值时,系统的中断概率将会为1,此后,无论中断门限如何增加,系统的中断概率恒为1.本文发现,此特定值与非理想硬件的程度和功率控制有关,也就是说,当非理想硬件程度变大,系统的中断概率变大;当功率因子相差较大时,系统的中断概率将会变小.

图5为在FHS衰落的条件下, $N=2$ 时TDMA/NOMA系统的中断概率.从图5中可以看出:NOMA技术的系统的中断概率要小于TDMA协议下的中断概率值,这也展示了NOMA技术的优势.

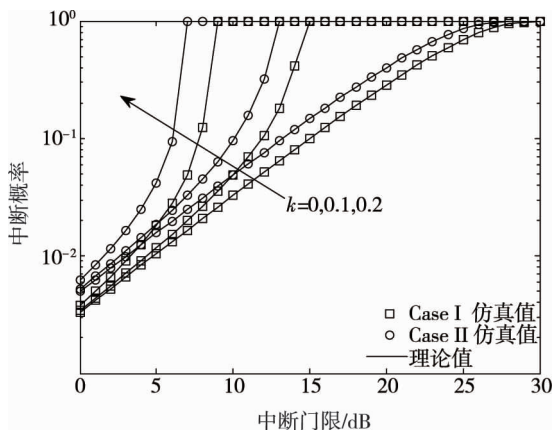


图4 Case I和Case II在不同中断门限下的中断概率(信噪比为30 dB, $N=2$)

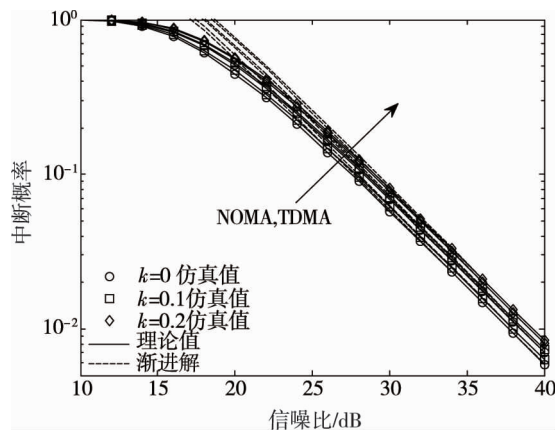


图5 FHS衰落的条件下, $N=2$ 时TDMA/NOMA系统的中断概率

4 结论

- 1) 增加功率分配因子的差距,增加中继的数量可显著地提高系统的性能.
- 2) 当信道处于轻衰落时,系统的性能将会变好.
- 3) 当非理想硬件的程度增加时,系统的性能将会变差.

参考文献:

- [1] Vazquez M A, Perez-Neira A, Christopoulos D, et al. Precoding in Multibeam Satellite Communications: Present and Future Challenges[J]. *IEEE Wireless Communications*, 2015, 23(6):88-95.
- [2] Arti M K, Jindal S K. OSTBC Transmission in Shadowed-Rician Land Mobile Satellite Links[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2016, 65(7):5771-5777.
- [3] Bhatnagar M, Rrti M K. On the Closed-Form Performance Analysis of Maximal Ratio Combining in Shadowed-Rician Fading LMS Channels[J]. *IEEE Communications Letters*, 2014, 18(1):54-57.
- [4] Upadhyay P K, Sharma P K. Max-Max User-Relay Selection Scheme in Multiuser and Multirelay Hybrid Satellite-Terrestrial Relay Systems[J]. *IEEE Communications Letters*, 2015, 20(2):268-271.
- [5] Guo K, An K, Zhang B, et al. On the Performance of the Uplink Satellite Multiterrestrial Relay Networks With Hardware Impairments and Interference[J]. *IEEE Systems Journal*, 2019, 13(3): 2297-2308.
- [6] Guo K, Zhang B, Huang Y, et al. Performance analysis of a satellite-multi-terrestrial relay network with hardware impairments using switch-and-stay combining scheme[J]. *International Journal of Distributed Sensor Networks*, 2017, 13(9):1-11.
- [7] Guo K, An K, Zhang B, et al. Performance Analysis of Two-Way Satellite Multi-Terrestrial Relay Networks with Hardware Impairments[J]. *Sensors*, 2018, 18(5): 1574.
- [8] Sharma P K, Upadhyay P K, Costa D B D, et al. Performance analysis of overlay spectrum sharing in hybrid satellite-terrestrial systems with secondary network selection[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2017, 16(10): 6586-6601.
- [9] Guo K, An K, Zhang B, et al. On the performance of cognitive satellite-terrestrial relay networks with channel estimation error and hardware impairments[J]. *Sensors*, 2018, 18(10): 1-12.
- [10] Guo K, An K, Zhang B, et al. Physical layer security for hybrid satellite terrestrial relay networks with joint relay selection and user scheduling[J]. *IEEE Access*, 2018, 6: 55815-55827.
- [11] Arzykulov S, Nauryzbayev G, Tsiftsis T A, et al. Outage performance of underlay CR-NOMA networks[C]//2018 10th International Conference on Wireless Communications and Signal Processing (WCSP). IEEE, 2018: 1-6.
- [12] Islam S M R, Zeng M, Dobre O A, et al. Resource allocation for downlink NOMA systems: Key techniques and open issues[J]. *IEEE Wireless Communications*, 2018, 25(2): 40-47.
- [13] Yue X, Liu Y, Kang S, et al. Outage performance of two-way relay non-orthogonal multiple access systems[C]//2018 IEEE International Conference on Communications (ICC). IEEE, 2018: 1-6.
- [14] Yan X, Xiao H, Wang C X, et al. Performance analysis of NOMA-based land mobile satellite networks[J]. *IEEE Access*, 2018, 6: 31327-31339.
- [15] Shao X, Sun Z, Yang M, et al. NOMA-Based Irregular Repetition Slotted ALOHA for Satellite Networks[J]. *IEEE Communications Letters*, 2019, 23(4): 624-627.
- [16] Wan R, Zhu L, Li T, et al. A NOMA-PSO based cooperative transmission method in satellite communication systems[C]//2017 9th International Conference on Wireless Communications and Signal Processing (WCSP). IEEE, 2017: 1-6.
- [17] Zhu X, Jiang C, Kuang L, et al. Non-orthogonal multiple access based integrated terrestrial-satellite networks[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2017, 35(10): 2253-2267.
- [18] Yan X, Xiao H, Wang C X, et al. Outage performance of NOMA-based hybrid satellite-terrestrial relay networks[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2018, 7(4): 538-541.
- [19] Yan X, Xiao H, An K, et al. Hybrid satellite terrestrial relay networks with cooperative non-orthogonal multiple access[J].

- IEEE Communications Letters, 2018, 22(5): 978–981.
- [20] Yan X, Xiao H, Wang C X, et al. On the ergodic capacity of NOMA-based cognitive hybrid satellite terrestrial networks[C]// 2017 IEEE/CIC International Conference on Communications in China (ICCC). IEEE, 2017: 1–5.
- [21] Lin Z, Lin M, Wang J B, et al. Joint beamforming and power allocation for satellite-terrestrial integrated networks with non-orthogonal multiple access[J]. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 2019, 13(3): 657–670.
- [22] Costa E, Pupolin S. M-QAM-OFDM system performance in the presence of a nonlinear amplifier and phase noise[J]. IEEE transactions on Communications, 2002, 50(3): 462–472.
- [23] Schenk T. RF imperfections in high-rate wireless systems: impact and digital compensation[M]. Berlin: Springer Science & Business Media, 2008.
- [24] Bjornson E, Matthaiou M, Debbah M. A new look at dual-hop relaying: Performance limits with hardware impairments[J]. IEEE Transactions on Communications, 2013, 61(11): 4512–4525.
- [25] Guo K, Guo D, Huang Y, et al. Performance analysis of a dual-hop satellite relay network with hardware impairments[C]// 2016 25th Wireless and Optical Communication Conference (WOCC). IEEE, 2016: 1–5.
- [26] Guo K, Lin M, Zhang B, et al. On the performance of LMS communication with hardware impairments and interference[J]. IEEE Transactions on Communications, 2018, 67(2): 1490–1505.
- [27] 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.
- [28] Gradshteyn I S, Ryzhik I M. Table of integrals, series, and products[M]. 7th ed. Salt Lake City: Academic press, 2014.

附录 A:定理 1 的证明

回顾式(10)和式(17), P_1 可重写为

$$P_1 = \Pr(\gamma_{D_1} \leq \gamma_{th}) = \Pr[\min(\gamma_{R,1}, \gamma_{D_2,1}, \gamma_{D_1,1}) \leq \gamma_{th}] = \Pr[\min(\gamma_{R,1}, \gamma_{D_2,1}), \gamma_{D_1,1}] = \Pr(\gamma_{R,1} \leq \gamma_{th}) + \Pr(\gamma_{D_2,1} \leq \gamma_{th}) - \Pr(\gamma_{R,1} \leq \gamma_{th}) \Pr(\gamma_{D_2,1} \leq \gamma_{th}) + \Pr(\gamma_{D_1,1} \leq \gamma_{th}) - [\Pr(\gamma_{R,1} \leq \gamma_{th}) + \Pr(\gamma_{D_2,1} \leq \gamma_{th}) - \Pr(\gamma_{R,1} \leq \gamma_{th}) \Pr(\gamma_{D_2,1} \leq \gamma_{th})] \Pr(\gamma_{D_1,1} \leq \gamma_{th}). \quad (23)$$

由式(2)和式(4)可得, $\Pr(\gamma_{R,1} \leq \gamma_{th})$ 可写为

$$\Pr(\gamma_{R,1} \leq \gamma_{th}) = \{F_{\gamma_{1i}}[\gamma_{th}/(A - B\gamma_{th})]\}^N. \quad (24)$$

利用与得到 $\Pr(\gamma_{R,1} \leq \gamma_{th})$ 相同的方法,可得到 $\Pr(\gamma_{D_2,1} \leq \gamma_{th})$ 和 $\Pr(\gamma_{D_1,1} \leq \gamma_{th})$ 的表达式为

$$\Pr(\gamma_{D_2,1} \leq \gamma_{th}) = F_{\gamma_2}[\gamma_{th}/(C - D\gamma_{th})]; \quad (25)$$

$$\Pr(\gamma_{D_1,1} \leq \gamma_{th}) = F_{\gamma_3}[\gamma_{th}/(E - F\gamma_{th})]. \quad (26)$$

将式(24)~式(26)代入到式(23)中,然后经过简单的化简, P_1 可得最终的表达式.

附录 B:定理 2 的证明

回顾式(11), P_2 可重写为

$$P_2 = \Pr(\gamma_{D_2} \leq \gamma_{th}) = \Pr(\gamma_{D_2,2} \leq \gamma_{th}) + \Pr(\gamma_{R,2} \leq \gamma_{th}) - \Pr(\gamma_{D_2,2} \leq \gamma_{th}) \Pr(\gamma_{R,2} \leq \gamma_{th}). \quad (27)$$

利用和附录 A 相同的方法,可得

$$\Pr(\gamma_{R,2} \leq \gamma_{th}) = \{F_{\gamma_{1i}}[\gamma_{th}/(G - H\gamma_{th})]\}^N; \quad (28)$$

$$\Pr(\gamma_{D_2,2} \leq \gamma_{th}) = F_{\gamma_2}[\gamma_{th}/(P - Q\gamma_{th})]. \quad (29)$$

然后,将式(28)和式(29)代入到式(27)中,最终 P_2 的表达式可得.