

存在干扰的星地混合协作传输性能分析

林 敏¹, 姜杨威², 欧阳键³, 安 康²

(1. 南京电讯技术研究所, 江苏南京 210007; 2. 解放军理工大学通信工程学院, 江苏南京 210007;
3. 南京邮电大学信号处理与传输研究院, 江苏南京 210003)

摘 要: 分析了地面多个中继节点采用放大转发协议辅助卫星通信构成的星地混合协作网存在同信道干扰时的性能. 首先在用户端采用最大比合并方案并受到同信道干扰的情况下, 得到其输出信噪比的表达式. 其次针对卫星链路服从阴影莱斯分布和地面链路服从瑞利分布的情况, 推导出输出信噪比的矩母函数, 并进一步得到系统平均误符号率的解析表达式. 接着, 推导出高信噪比条件下系统平均误符号率的近似表达, 为估算系统的性能提供了更加快速的方法. 最后, 计算机仿真验证了理论计算公式的准确性, 并分析了信道参数、中继数目和调制方式对星地混合协作传输的影响.

关键词: 放大转发; 星地混合协作网; 同信道干扰; 阴影莱斯; 平均误符号率

中图分类号: TN92 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2018)01-0008-07

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn> **DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2018.01.002

The Performance of a Hybrid Satellite-Terrestrial Cooperative Networks with Interferences

LIN Min¹, JIANG Yang-wei², OUYANG Jian³, AN Kang²

(1. *Nanjing Telecommunications Technology Research Institute, Nanjing, Jiangsu 210007, China;*

2. *College of Communication Engineering, PLA University of Science and Technology, Nanjing, Jiangsu 210007, China;*

3. *Institute of Signal Processing and Transmission, Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing, Jiangsu 210003, China)*

Abstract: This paper makes an investigation of the performance of a hybrid satellite-terrestrial cooperative network (HSTCN). In this system, some terrestrial amplify-and-forward (AF) relays with fixed-gain are employed to assist the signal transmission from a satellite to a destination which is corrupted by multiple co-channel interferences (CCIs), and the satellite links experience Shadowing-Rician fading while the terrestrial links undergo Rayleigh fading. Then, by assuming that maximum ratio combining (MRC) is used at the destination, the output signal-to-interference-plus-noise ratio (SINR) is obtained. Afterwards, we derive the moment generating function (MGF) of the destination and then present the analytical average symbol error rate (ASER) expression for the considered cooperative system. In addition, to obtain further insights, we also develop the asymptotic ASER analysis on the diversity order and array gain. Finally, numerical results are obtained with the help of computer, which demonstrates the validity of the performance analysis and the impacts of shadowing parameters, relay number and CCIs on the considered HSTCN.

Key words: amplify-and-forward relaying; hybrid satellite-terrestrial cooperative network; co-channel interference; shadowing-Rician; average symbol error rate

1 引言

在多媒体服务需求不断增长的今天, 用户对移动通信的要求越来越高, 推动着移动通信向数据化、高速

化、宽带化发展. 尽管传统无线通信地面蜂窝网的覆盖区域在不断的扩大. 但对偏远区域的用户而言, 实现地面蜂窝网覆盖存在着效费比不高的问题. 在这种情况下, 宽带移动卫星通信引起了学术界和工程界的广泛

收稿日期: 2016-07-13; 修回日期: 2017-02-21; 责任编辑: 孙瑶

基金项目: 国家自然科学基金 (No. 61271255); 中国博士后科学基金 (No. 2015M571784); 江苏省自然科学基金青年基金 (No. BK20160911); 江苏省高校自然科学研究面上项目 (No. 16KJB510027)

关注.与地面移动通信相比,卫星通信具有传输容量大、覆盖范围广、组网方便迅速且便于实现远距离通信等众多优点,但也存在传输时延大、直达径(Line Of Sight, LOS)条件没有满足时容易出现通信盲区^[1]等缺点.为了提升卫星通信的可靠性,研究人员提出了一些有效的物理层技术,例如自适应编码调制^[2]、分集纠错编码^[3]等.但对于建筑物内的卫星用户而言,由于LOS条件得不到满足,即使采用上述技术也不能有效地建立起通信链路,而采用中继技术构成星地混合协作网(Hybrid Satellite-Terrestrial Cooperative Network, HSTCN)被认为是解决上述问题的最佳途径^[4,5].

在HSTCN中,分布在地面的多个中继站将接收到的卫星信号转发给用户,从而显著提升卫星通信质量.目前常用的中继协议主要有两种:放大转发(Amplify-and-Forward, AF)和译码转发(Decode and Forward, DF).但在实际应用时,AF协议由于复杂度低而更为研究人员青睐^[6-8].针对采用AF协议的星地混合协作网,在假定用户端采用最大比合并(Maximum Ratio Combining, MRC)的前提下,文献[9]推导了系统的中断概率(Outage Probability, OP)和平均误符号率(Average Symbol Error Rate, ASER),文献[10]分析了系统的遍历容量;文献[11]首先推导出采用AF协议的协同链路的矩母函数(Moment Generating Function, MGF),然后计算出该系统的ASER和分集度,并进一步分析了在中继增益固定时的遍历容量及高阶下的ASER近似表达式.与此同时,基于DF协议的HSTCN也得到了研究.例如,文献[12,13]提出一种最佳中继选择方案,并对其性能进行了分析.但是,在无线通信系统中,频谱共享技术虽被认为是提升频谱效率的一种有效途径,但它会导致设备间存在同信道干扰(Co-Channel Interferences, CCI)^[14].在前期的工作^[15]中,我们对中继节点采用DF协议时目标节点存在CCI的HSTCN进行了性能分析.然而,据我们所知,迄今为止还没有文献对考虑同信道干扰条件下,多个中继节点采用AF协议对卫星信号进行转发的星地混合协作网进行性能分析.

本文在卫星链路满足阴影莱斯分布,而地面链路满足瑞利分布的情况下,推导出用户端存在多个同信道干扰的星地混合协作传输系统的MGF和ASER的解析表达式.具体而言,针对地面存在多个中继节点采用AF协议来提升卫星通信可靠性的应用场景,首先在用户端采用MRC方案同时受到多个CCI的条件下,推导出输出信干噪比(Signal-to-Interference-plus-Noise Ratio, SINR)的MGF解析表达式,并进一步得到平均误符号率的理论计算公式,接着推导出高信噪比(Signal to Noise Ratio, SNR)条件下系统的近似平均误符号率表达式,为估算系统的性能提供了更加快速、有效的公式.最

后,仿真结果验证了理论推导的正确性,并进一步分析了信道参数、中继个数及调制方式对系统性能的影响.

2 系统模型

在图1所示的HSTCN中,由于卫星(S)与用户端($\bar{\gamma}_{1,l} = \bar{\gamma}$)之间不存在直达链路,利用 L 个地面中继 R_l ($l = 1, 2, \dots, L$)转发卫星信号来提升通信质量.不失一般性,我们假设卫星链路为阴影莱斯衰落信道^[16],而地面链路为瑞利衰落信道.此外,由于当前频谱资源非常稀缺,地面无线通信广泛采用频率复用以提升频谱效率,导致对用户端产生类似蜂窝移动网中存在的同信道干扰.在中继工作模式下,信息从S至D的传输需要两个正交时隙,在第一个时隙,卫星发送信号 $x(t)$ 到中继,第 l 路中继接收到的信号可表示为

$$y_l(t) = \sqrt{P_s} h_{1,l}(t) x(t) + n_{1,l}(t); l = 1, 2, \dots, L \quad (1)$$

式(1)中 P_s 表示卫星发射功率, $x(t)$ 满足 $E[|x(t)|^2] = 1$, $h_{1,l}(t)$ 为第 l 条S-R链路的阴影莱斯信道系数, $n_{1,l}(t) \sim N_c(0, \sigma_{1,l}^2)$ 为加性高斯白噪声(Additive White Gaussian Noise, AWGN).

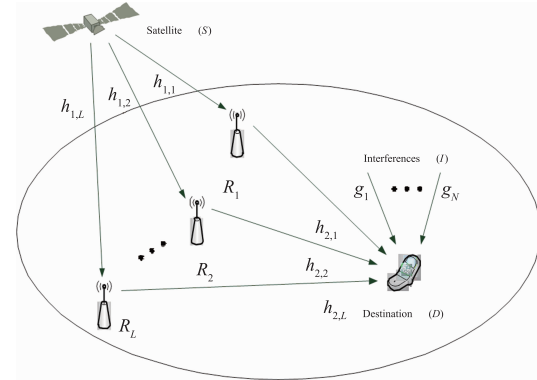


图1 存在同信道干扰的HSTCN系统模型

在第二个时隙,每路中继以固定增益^[11]

$$G_l = \sqrt{\frac{1}{P_{R,l} E[|h_{1,l}(t)|^2] + \sigma_{1,l}^2}}$$

放大接收到的信号,并将其转发至D.考虑收到的CCI $s_i(t)$, ($i = 1, 2, \dots, N$)的影响,第 l 条链路的接收信号可写成

$$\begin{aligned} z_l(t) &= \sqrt{P_{R,l}} G_l h_{2,l}(t) y_l(t) + \sum_{i=1}^N \sqrt{P_{I,i}} g_i(t) s_i(t) + n_{2,l}(t) \\ &= \sqrt{P_s P_{R,l}} G_l h_{1,l}(t) h_{2,l}(t) x(t) + \sum_{i=1}^N \sqrt{P_{I,i}} g_i(t) s_i(t) \\ &\quad + \sqrt{P_{R,l}} G_l h_{2,l}(t) n_{1,l}(t) + n_{2,l}(t) \end{aligned} \quad (2)$$

其中 $P_{R,l}$ 表示第 l 个中继的发射功率, $P_{I,i}$ 是第 i 条同信道干扰的发射功率, $h_{2,l}(t)$ 和 $g_i(t)$ 分别为第 l 条R-D链路和第 i 条I-D链路的信道系数, $n_{2,l}(t) \sim N_c(0, \sigma_{2,l}^2)$ 是用户端的噪声.因此,第 l 条链路的信干噪比

(SINR)可表示为

$$\gamma_l = \frac{P_S P_{R,l} |h_{1,l}(t)|^2 |h_{2,l}(t)|^2}{P_{R,l} |h_{2,l}(t)|^2 \sigma_{1,l}^2 + \left(\sum_{i=1}^N P_{I,i} |g_i(t)|^2 + \sigma_{2,l}^2 \right) / G_l^2} \quad (3)$$

更进一步,与文献[17,18]类似,考虑到 D 接收的干扰功率要强于噪声,因此将式(3)的 SINR 可以简化为

$$\gamma_l \approx \frac{\gamma_{1,l} \gamma_{2,l}}{\gamma_{2,l} + C_l \gamma_{3,l}} \quad (4)$$

式(4)中, $C_l = E[\gamma_{1,l}] + 1$, $\gamma_{1,l} = |h_{1,l}(t)|^2 \bar{\gamma}_{1,l}$, $\gamma_{2,l} = |h_{2,l}(t)|^2 \bar{\gamma}_{2,l}$, $\gamma_{3,l} = \sum_{i=1}^N |g_i(t)|^2 \bar{\gamma}_{3,l,i}$, $\bar{\gamma}_{1,l} = P_S / \sigma_{1,l}^2$, $\bar{\gamma}_{2,l} = P_{R,l} / \sigma_{2,l}^2$, $\bar{\gamma}_{3,l,i} = P_{I,i} / \sigma_{2,l}^2$.

通过在 D 采用最大比合并,可得到输出的信干噪比为

$$\gamma_d = \sum_{l=1}^L \gamma_l \quad (5)$$

3 平均误符号率

由文献[19]可知衰落信道下各种常用调制信号的平均误符号率可用下式计算得到:

$$P_e = \sum \int_0^\phi a M_{\gamma_s} \left(\frac{b}{\sin^2 \theta} \right) d\theta \quad (6)$$

式(6)中 a , b 和 ϕ 为与调制方式有关的参数, $M_{\gamma_s}(s)$ 是关于 γ 的 MGF, 即 $M_{\gamma_s}(s) = E[e^{-s\gamma}]$. 考虑每个中继链路的独立性, 式(5)中 γ_d 的 MGF 可由下面的公式计算得到

$$M_{\gamma_d}(s) = \prod_{l=1}^L M_{\gamma_l}(s) \quad (7)$$

根据式(4)(7)中 γ_l 的 MGF 可写成

$$\begin{aligned} M_{\gamma_l}(s) &= E \left[\exp \left(-s \frac{\gamma_{1,l} \gamma_{2,l}}{\gamma_{2,l} + C_l \gamma_{3,l}} \right) \right] \\ &= \int_0^\infty \int_0^\infty \int_0^\infty \exp \left(-\frac{sxy}{y + C_l z} \right) f_{\gamma_{1,l}}(x) f_{\gamma_{2,l}}(y) f_{\gamma_{3,l}}(z) dx dy dz \end{aligned} \quad (8)$$

因 $S-R$ 链路满足阴影莱斯衰落的特性, 由文献[13]可知 $\gamma_{1,l}$ 的概率密度函数 (Probability Density Function, PDF) 为

$$f_{\gamma_{1,l}}(x) = \frac{\alpha_l}{\gamma_{1,l}} \exp \left(-\frac{\beta_l}{\gamma_{1,l}} x \right) F_1 \left(m_l; 1; \frac{\delta_l}{\gamma_{1,l}} x \right), x \geq 0 \quad (9)$$

式(9)中, $\alpha_l = 0.5(2b_l m_l / (2b_l m_l + \Omega_l))^{m_l} / b_l$, $\beta_l = 0.5/b_l$, $\delta_l = 0.5\Omega_l / (2b_l^2 m_l + b_l \Omega_l)$, Ω_l 表示直达径的平均功率, $2b_l$ 为多径部分的平均功率, $0 \leq m_l \leq \infty$ 代表 Nakagami 参数, ${}_1F_1(a; b; z)$ 为合流超几何分布函数^[20]. 此外, 考虑到 $R-D$ 和 $I-D$ 链路都服从瑞利衰落, 由文

献[19]可知 $\gamma_{2,l}$ 的 PDF 为

$$f_{\gamma_{2,l}}(x) = \frac{1}{\gamma_{2,l}} \exp \left(-\frac{x}{\gamma_{2,l}} \right), x \geq 0 \quad (10)$$

同时, 由文献[17]可知 $\gamma_{3,l}$ 的 PDF 为

$$f_{\gamma_{3,l}}(x) = \sum_{i=1}^l \sum_{j=1}^{v(i)} \frac{\varphi(i,j)}{\Gamma(j) (\bar{\gamma}_{3,l,i})^j} x^{j-1} \exp \left(-\frac{x}{\bar{\gamma}_{3,l,i}} \right), x \geq 0 \quad (11)$$

式(11)中的 $\Gamma(x)$ 为伽玛函数; $v(i)$ 为 $\bar{\gamma}_{3,l,i}$ 的重复次数, 且满足 $\sum_{i=1}^l v(i) = N$. 另外, 系数 $\varphi(i,j)$ 为

$$\varphi(i,j) = \frac{1}{(v_i - j)! (\bar{\gamma}_{3,l,i})^{v_i - j}} \left. \frac{\partial^{v_i - j}}{\partial s^{v_i - j}} \left[\prod_{k=1, k \neq i}^l \frac{1}{1 + s \bar{\gamma}_{3,l,k}} \right] \right|_{s = -\frac{1}{\bar{\gamma}_{3,l,i}}}$$

将式(9)(10)代入式(8), 可以得到

$$\begin{aligned} M_{\gamma_l}(s) &= \frac{\alpha_l}{\gamma_{1,l} \gamma_{2,l}} \sum_{i=1}^l \sum_{j=1}^{v(i)} \frac{\varphi(i,j)}{\Gamma(j) (\bar{\gamma}_{3,l,i})^j} \\ &\quad \times \int_0^\infty \int_0^\infty I_1(s) z^{j-1} \exp \left(-\frac{y}{\gamma_{2,l}} \right) \exp \left(-\frac{z}{\bar{\gamma}_{3,l,i}} \right) dy dz \end{aligned} \quad (12)$$

式(12)中,

$$\begin{aligned} I_1(s) &= \int_0^\infty \exp \left(-\left(\frac{sy}{y + C_l z} + \frac{\beta_l}{\gamma_{1,l}} \right) x \right) F_1 \left(m_l; 1; \frac{\delta_l}{\gamma_{1,l}} x \right) dx \\ &= \frac{\bar{\gamma}_{1,l} (y + C_l z) ((\beta_l + \bar{\gamma}_{1,l} s) y + C_l \beta_l z)^{m_l - 1}}{((\beta_l - \delta_l + \bar{\gamma}_{1,l} s) y + C_l (\beta_l - \delta_l) z)^{m_l}} \end{aligned} \quad (13)$$

在推导式(13)的过程中, 我们利用了文献[20]中的恒等式 [Eq. (7.621.4)] 和 [Eq. (9.121.1)]. 再令

$$d_l = \begin{cases} \lfloor m_l \rfloor - 1 & m_l > 1 \\ 0 & m_l \leq 1 \end{cases}$$

和

$$e_l = \begin{cases} m_l - \lfloor m_l \rfloor & m_l > 1 \\ m_l - 1 & m_l \leq 1 \end{cases}$$

这里 $\lfloor x \rfloor$ 代表不超过 x 的最大整数. 将上式代入式(13)计算 $I_1(s)$, 可得

$$I_1(s) = \frac{\bar{\gamma}_{1,l} (\beta_l + \bar{\gamma}_{1,l} s)^{m_l - 1} (y + C_l z) (y + \rho_l z)^{d_l}}{(\beta_l - \delta_l + \bar{\gamma}_{1,l} s)^{m_l} (y + \eta_l z)^{m_l - e_l}} \left(\frac{y + \rho_l z}{y + \eta_l z} \right)^{e_l} \quad (14)$$

式中, $\rho_l = \frac{C_l \beta_l}{\beta_l + \bar{\gamma}_{1,l} s}$, $\eta_l = \frac{C_l (\beta_l - \delta_l)}{\beta_l - \delta_l + \bar{\gamma}_{1,l} s}$. 由文献[21]可知阴影莱斯信道下有 $\beta_l \gg \delta_l$, 因此, 运用近似式 $(1+x)^\alpha \approx 1 + \alpha x$ ($|x| < 1$), 可得

$$\begin{aligned} I_1(s) &\approx \frac{\bar{\gamma}_{1,l} (\beta_l + \bar{\gamma}_{1,l} s)^{m_l - 1} (y + C_l z) (y + \rho_l z)^{d_l}}{(\beta_l - \delta_l + \bar{\gamma}_{1,l} s)^{m_l} (y + \eta_l z)^{m_l - e_l}} \\ &\quad \times \left(1 + \frac{e_l (\rho_l - \eta_l) z}{y + \eta_l z} \right) \end{aligned} \quad (15)$$

在本文第五部分将说明此近似式与精确结果吻合.

再将式(15)代入式(12),并运用二项式展开,不难得到

$$M_{\gamma_l}(s) \approx \frac{\alpha_l (\beta_l + \bar{\gamma}_{1,l} s)^{m_l-1}}{\bar{\gamma}_{2,l} (\beta_l - \delta_l + \bar{\gamma}_{1,l} s)^{m_l}} \sum_{i=1}^l \sum_{j=1}^{v(i)} \sum_{k=0}^{d_i} \binom{d_i}{k} \frac{\varphi(i,j) \rho_l^{d_i-k}}{\Gamma(j) (\bar{\gamma}_{3,l,i})^j} \times \left(\begin{array}{l} I_2(k+1, d_i - k + j - 1, m_l - e_l) \\ + C_l I_2(k, d_i - k + j, m_l - e_l) \\ + e_l (\rho_l - \eta_l) I_2(k+1, d_i - k + j, m_l - e_l + 1) \\ + C_l e_l (\rho_l - \eta_l) I_2(k, d_i - k + j + 1, m_l - e_l + 1) \end{array} \right) \quad (16)$$

式(16)中

$$I_2(a, b, c) = \int_0^{\infty} \left(\int_0^{\infty} \frac{y^a}{(y + \eta_l z)^c} \exp\left(-\frac{y}{\bar{\gamma}_{2,l}}\right) dy \right) z^b \exp\left(-\frac{z}{\bar{\gamma}_{3,l,i}}\right) dz \quad (17)$$

式(17)中括号内积分可由文献[20]的式[Eq. (2.3.6.9)]求得,而括号外 $I_2(a, b, c)$ 的积分可表示为

$$I_2(a, b, c) = \Gamma(a+1) \eta_l^{a-c+1} \int_0^{\infty} z^{a+b-c+1} \exp\left(-\frac{z}{\bar{\gamma}_{3,l,i}}\right) \times {}_1F_1\left(a+1, a-c+2; \frac{\eta_l}{\bar{\gamma}_{2,l}} z\right) dz \quad (18)$$

其中 ${}_1F_1(a, b; z)$ 是合流超几何分布函数^[20]. 然后,运用文献[20]的式[Eq. (7.621.6)],并经过代数运算, $I_2(a, b, c)$ 可进一步表示为

$$I_2(a, b, c) = \frac{\Gamma(a+1) \Gamma(b+1) \Gamma(a+b-c+2)}{\Gamma(a+b+2)} \eta_l^{a-c+1} \bar{\gamma}_{3,l,i}^{a+b-c+2} \times {}_2F_1\left(a+1, a+b-c+2; a+b+2; 1 - \frac{\eta_l \bar{\gamma}_{3,l,i}}{\bar{\gamma}_{2,l}}\right) \quad (19)$$

式(19)中 ${}_2F_1(a, b; c; z)$ 是高斯超几何分布函数^[22]. 此外,使用式(9)和文献[16]的式[Eq. (7.621.4)],式(16)中的 C_l 可表示为

$$C_l = E[\gamma_{1,l}] + 1 = \frac{\alpha_l}{\beta_l^2} {}_2F_1\left(m_l, 2; 1; \frac{\delta_l}{\beta_l}\right) \bar{\gamma}_{1,l} + 1 \quad (20)$$

将式(16)代入式(7),可得到 γ_d 的MGF

$$M_{\gamma_d}(s) \approx \prod_{l=1}^L \left(\frac{\alpha_l (\beta_l + \bar{\gamma}_{1,l} s)^{m_l-1}}{\bar{\gamma}_{2,l} (\beta_l - \delta_l + \bar{\gamma}_{1,l} s)^{m_l}} \sum_{i=1}^l \sum_{j=1}^{v(i)} \sum_{k=0}^{d_i} \binom{d_i}{k} \frac{\varphi(i,j) \rho_l^{d_i-k}}{\Gamma(j) (\bar{\gamma}_{3,l,i})^j} \times \left(\begin{array}{l} I_2(k+1, d_i - k + j - 1, m_l - e_l) \\ + C_l I_2(k, d_i - k + j, m_l - e_l) \\ + e_l (\rho_l - \eta_l) I_2(k+1, d_i - k + j, m_l - e_l + 1) \\ + C_l e_l (\rho_l - \eta_l) I_2(k, d_i - k + j + 1, m_l - e_l + 1) \end{array} \right) \right) \quad (21)$$

虽然将式(20)(21)代入式(6)可计算出ASER,但

这需要通过数值的方法得到. 为解决这个问题,我们采用一个近似公式来计算ASER. 例如,对广泛用于卫星通信的M-PSK(多进制相移键控, M-ary Phase Shift Keying)调制信号,由文献[22]可知

$$P_e^{M\text{-PSK}} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{(M-1)\pi}{M}} M_{\gamma_d} \left(\frac{\sin^2(\pi/M)}{\sin^2\theta} \right) d\theta \approx \left(\frac{M-1}{2M} - \frac{1}{6} \right) M_{\gamma_d} \left(\sin^2 \left(\frac{\pi}{M} \right) \right) + \frac{1}{4} M_{\gamma_d} \left(\frac{4}{3} \sin^2 \left(\frac{\pi}{M} \right) \right) + \left(\frac{M-1}{2M} - \frac{1}{4} \right) M_{\gamma_d} \left(\frac{\sin^2(\pi/M)}{\sin^2((M-1)\pi/M)} \right) \quad (22)$$

将式(21)代入式(22),就能直接得到M-PSK调制方式下星地混合协作网的ASER. 在实际的星地传输中,M-PSK调制方式运用最为广泛,因此在此主要围绕其展开分析. 除了M-PSK调制方式之外,我们的方法也适用于M-PAM(多进制脉冲振幅调制, M-ary Pulse Amplitude Modulation)、M-QAM(多进制正交振幅调制, M-ary Quadrature Amplitude Modulation)等调制方式. 根据文献[23],将得到的MGF表达式代入相应的公式即可计算出M-PAM、M-QAM等调制方式下星地混合协作网的ASER.

4 渐近性分析

为更加深入的分析系统性能,我们推导出高SNR条件下MGF的近似表达式,并利用MGF得到了HSTCN的ASER与该网的分集度及天线增益的关系. 令

$$\bar{\gamma}_{1,l} = \mu_{1,l} \bar{\gamma} \text{ 和 } \bar{\gamma}_{2,l} = \mu_{2,l} \bar{\gamma},$$

这里 $\bar{\gamma}$ 为平均信噪比,同时运用文献[24]中 ${}_2F_1(a, b; c; x)$, $x \rightarrow 1$ 时的近似关系式

$${}_2F_1(a, b; c; x) = \begin{cases} \frac{B(c, a+b-c)}{B(a, b)} (1-x)^{c-a-b}, & a+b > c \\ \frac{2\Psi(1) - \Psi(a) - \Psi(b) - \ln(1-x)}{B(a, b)}, & a+b = c \\ \frac{\Gamma(c) \Gamma(c-a-b)}{\Gamma(c-a) \Gamma(c-b)}, & a+b < c \end{cases}$$

其中 $B(a, b) = \Gamma(a) \Gamma(b) / \Gamma(a+b)$,而 $\Psi(x)$ 是双伽玛函数^[20],可以得到高SNR条件下 $M_{\gamma_l}(s)$ 的近似表达式

$$M_{\gamma_l}^{\infty}(s) = \frac{\alpha_l}{s \bar{\gamma}} \sum_{i=1}^l \sum_{j=1}^{v(i)} \sum_{k=0}^{d_i} \binom{d_i}{k} \frac{\Gamma(j+1) \varphi(i,j)}{\Gamma(j) \Gamma(d_i+j+2)} \frac{\eta_l \bar{\gamma}_{3,l,i}}{\mu_{2,l}} \Xi_l \quad (23)$$

其中 Ξ_l 分两种情况得到

$k = d$ 时,

$$\Xi_l = \frac{\Gamma(j)\Gamma(d_l+2)B(d_l+j+2,1)}{B(d_l+2,j+1)} \frac{\mu_{2,l}}{\eta_l \mu_{1,l} \gamma_{3,l,i}} + \frac{\Gamma(j+1)\Gamma(d_l+1)}{B(d_l+1,j+1)} \quad (24a)$$

$k < d$ 时,

$$\Xi_l = \frac{\Gamma(k+1)\Gamma(d_l+j+2)\Gamma(d_l-k)}{\Gamma(d_l+1)} \left(\frac{\beta_l - \delta_l}{\beta_l} \right)^{k-d_l} \quad (24b)$$

由文献[25]可知,通过将式(23)和式(7)代入式(6),可得到星地混合协作网在高 SNR 条件下的 ASER 近似表达式为

$$P_e^* = (G_a \bar{\gamma})^{-G_d} + O(\bar{\gamma}^{-(G_d+1)}) \quad (25)$$

式(25)中, $O(\cdot)$ 表示高阶项, G_d 表示分集度, G_a 表示多个中继节点天线构成的一个虚拟天线阵的阵列增益,且

$$G_d = L \quad (26)$$

$G_a =$

$$\left(\Phi \prod_{l=1}^L \left(\alpha_l \sum_{i=1}^l \sum_{j=1}^{v(i)} \sum_{k=0}^{d_l} \binom{d_l}{k} \frac{\Gamma(j+1)\varphi(i,j)}{\Gamma(j)\Gamma(d_l+j+2)} \frac{\eta_l \gamma_{3,l,i}}{\mu_{2,l}} \Xi_l \right) \right)^{-\frac{1}{L}} \quad (27)$$

由式(26)可知,即使存在多个 CCI,该星地混合协作网的分集度仍等于中继个数.式(27)中 Φ 在 M -PSK 情况下为

$$\Phi = \frac{1}{\pi \sin^{2L} \left(\frac{\pi}{M} \right)} \int_0^{\frac{(M-1)\pi}{M}} \sin^{2L} \theta d\theta \quad (28)$$

利用 $\sin(x)$ 函数的对称性和周期性,可进一步计算出

$$\begin{aligned} \Phi &= \frac{1}{\sin^{2L} \left(\frac{\pi}{M} \right)} \left(\int_0^{\frac{\pi}{2}} \sin^{2L} \theta d\theta + \int_{\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{M}} \sin^{2L} \theta d\theta \right) \\ &= \frac{1}{\sin^{2L} \left(\frac{\pi}{M} \right)} \left(\frac{\sqrt{\pi}}{2} \frac{\Gamma \left(L + \frac{1}{2} \right)}{\Gamma(L+1)} \right. \\ &\quad \left. + \cos \left(\frac{\pi}{M} \right) {}_2F_1 \left(\frac{1}{2}, \frac{1}{2} - L; \frac{3}{2}; \cos^2 \left(\frac{\pi}{M} \right) \right) \right) \quad (29) \end{aligned}$$

5 计算机仿真

本节通过计算机仿真来验证理论分析的正确性并研究信道参数、中继个数及同信道干扰对 HSTCN 的影响.考虑到实际情况下星地链路信噪比一般会低于地面链路信噪比,所以在本文仿真中星地链路信噪比设置为 $\bar{\gamma}_{1,l} = \bar{\gamma}$,地面链路信噪比设置为 $\bar{\gamma}_{2,l} = 1.5\bar{\gamma}$,即 $\bar{\gamma}_{1,l}/\bar{\gamma}_{2,l} = 2/3$ ($l = 1, 2, \dots, L$),且用户端接收到的三个 CCI 的 SNR 分别是 $\bar{\gamma}_{3,1} = 3\text{dB}$, $\bar{\gamma}_{3,2} = 4\text{dB}$, $\bar{\gamma}_{3,3} = 5\text{dB}$.采用的阴影莱斯卫星信道模型的参数如表 1 所示.

假设 $L = 3$,即有 3 个中继节点用于转发卫星信号的时,图 2 给出了 BPSK 和 8PSK 两种调制方式下系统的 ASER 随 $\bar{\gamma}$ 变化的曲线.可以看到,由理论计算得到的 ASER 曲线与 Monte Carlo 仿真基本一致,并且在高 SNR 时它们都与渐近解得到的曲线非常接近,这就验证了推导的 ASER 表达式(22)和高 SNR 条件下的 ASER 近似表达式(25)的正确性.从图中可以得到一个很有意思的结论,无论采用哪种调制方式以及阴影参数如何变化,该协作网的分集度都为 $G_d = 3$,这表明分集度仅由中继数目决定.此外,还可以发现卫星链路中的阴影增加 (ILS \rightarrow AS \rightarrow FHS) 会导致 ASER 出现明显下降.这是由于阴影衰落的增加引发信道质量下降,从而造成输出 SNR 的降低.

表 1 卫星信道参数^[15]

Shadowing	b_l	m_l	Ω_l
Frequent Heavy Shadowing (FHS)	0.063	0.739	8.97×10^{-4}
Average Shadowing (AS)	0.126	10.1	0.835
Infrequent Light Shadowing (ILS)	0.158	19.4	1.29

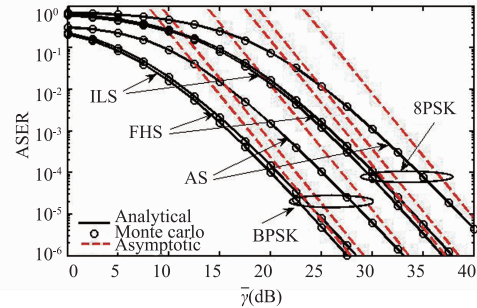


图 2 不同阴影条件下采用 BPSK 和 8PSK 时的 ASER 曲线

图 3 给出了卫星链路在 AS 衰落条件下,中继数目 L 不同时,采用 QPSK 调制方式下系统的 ASER 随 SNR 变化的曲线,该图说明系统的性能随着中继数目的增加而上升.因此,可通过增加中继节点数来提高星地混合协作网的性能.此外,从图 3 很容易看出,由推导的解析表达式得到的结果与 Monte Carlo 仿真高度一致,且该协作网络的分集度等于中继数目.

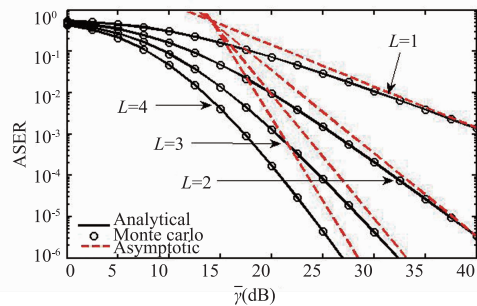


图 3 不同中继数目情况下采用 QPSK 调制时的 ASER 曲线

6 结论

星地混合协作传输技术被认为是未来移动通信的重要组成,它的合理使用有助于提升卫星通信的可靠性和有效性. 本文首次分析了地面多个中继节点采用 AF 协议辅助卫星通信构成的 HSTCN 存在 CCI 时的性能. 首先在用户端采用 MRC 并受到同信道干扰的情况下,得到其输出 SINR 的表达式. 其次针对卫星链路服从阴影莱斯分布和地面链路服从瑞利分布的情况,推导出输出 SINR 的 MGF,并进一步得到系统 ASER 的解析表达式. 接着,推导出高 SNR 条件下系统 ASER 的近似表达,为估算系统的性能提供了更加快速的方法. 最后,计算机仿真验证了理论分析的正确,并进一步分析了中继数目、信道参数和调制方式对系统性能的影响,从而为星地混合协作传输的性能评估和工程设计提供了一些参考和依据.

参考文献

- [1] MARAL G, BOUSQUET M, SUN Z. Satellite Communications Systems, Systems, Techniques and Technology, 5th Edition[M]. USA: Wiley, 2010.
- [2] CASTRO M A V, GRANADOS G S. Cross-layer packet scheduler design of a multibeam broadband satellite system with adaptive coding and modulation[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2007, 6(1): 248 – 258.
- [3] KNILL E, LAFLAMME R. A theory of quantum error-correcting codes[J]. Physical Review A, 1996, 55(2): 900 – 911.
- [4] PAOLO C, GIOVANNI G, SASTRI K. A survey on mobile satellite systems[J]. International Journal of Satellite Communications & Networking, 2009, 28(1): 29 – 57.
- [5] BHATNAGAR M R, ARTI M K. Performance analysis of AF based hybrid satellite-terrestrial cooperative network over generalized fading channels[J]. IEEE Communications Letters, 2013, 17(10): 1912 – 1915.
- [6] LABRADOR Y, KARIMI M, PAN D, et al. An approach to cooperative satellite communications in 4G mobile systems[J]. Journal of Communications, 2009, 4(10): 815 – 826.
- [7] 杨斌, 王文杰, 殷勤业. 基于混合信号的放大转发中继系统的物理层安全传输[J]. 电子学报, 2016, 44(2): 268 – 274.
YANG Bin, WANG Wen-jie, YIN Qin-ye. Secure wireless communication for AF relay system with hybrid signals[J]. Acta Electronica Sinica, 2016, 44(2): 268 – 274. (in Chinese)
- [8] 赵睿, 李春国, 王海荣. Nakagami-m 衰落信道下固定增益中继系统性能分析[J]. 电子学报, 2011, 39(1): 162 – 167.
ZHAO Rui, LI Chun-guo, WANG Hai-rong, YANG Lü-xi. Performance analysis of fixed gain relaying systems in nakagami-m fading channels[J]. Acta Electronica Sinica, 2011, 39(1): 162 – 167. (in Chinese)
- [9] IQBAL A, AHMED K M. A hybrid satellite-terrestrial cooperative network over non identically distributed fading channels[J]. Journal of Communications, 2011, 6(7): 581 – 589.
- [10] IQBA A, AHMED K M. Integrated satellite-terrestrial system capacity over mix shadowed rician and nakagami channels[J]. International Journal of Communication Networks & Information Se, 2013, 5(2): 104 – 109.
- [11] BU Y J, LIN M, AN K, et al. Performance analysis of hybrid satellite-terrestrial cooperative systems with fixed gain relaying[J]. Wireless Personal Communications, 2016, 89(2): 427 – 445.
- [12] SRENG S, ESCRIG B, BOUCHERET M L. Exact outage probability of a hybrid satellite terrestrial cooperative system with best relay selection[A]. Proceedings of IEEE International Conference on Communications (ICC)[C]. USA: IEEE, 2013. 4520 – 4524.
- [13] SRENG S, ESCRIG B, BOUCHERET M L. Exact symbol error probability of hybrid/integrated satellite-terrestrial cooperative network[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2013, 12(3): 1310 – 1319.
- [14] 邹应全, 赵睿, 杨绿溪. 存在同信道干扰和多用户分集的多蜂窝系统性能分析[J]. 电子学报, 2011, 39(10): 2235 – 2239.
ZOU Ying-quan, ZHAO Rui, YANG Lü-xi. Performance analysis of multi-cell systems with cochannel interferences and multiuser diversity[J]. Acta Electronica Sinica, 2011, 39(10): 2235 – 2239. (in Chinese)
- [15] AN K, LIN M, OUYANG J, et al. Symbol error analysis of hybrid satellite-terrestrial cooperative networks with co-channel interference[J]. IEEE Communications Letters, 2014, 18(11): 1947 – 1950.
- [16] 宋高俊, 曹寿国. 基于部分信道信息的卫星多波束联合预编码优化方法[J]. 电子学报, 2015, 43(11): 2232 – 2236.
SONG Gao-jun, CAO Shou-guo. Joint precoding optimization of multibeam satellite system based on partial channel information[J]. Acta Electronica Sinica, 2015, 43(11): 2232 – 2236. (in Chinese)
- [17] SURAWEERA H A, GARG H K, NALLANATHAN A. Performance analysis of two hop amplify-and-forward systems with interference at the relay[J]. IEEE Communications Letters, 2010, 14(8): 692 – 694.
- [18] AN K, LIN M, OUYANG J, et al. Performance analysis of beam-forming in two-hop AF relay networks with antenna

- correlation and interference[J]. AEU-International Journal of Electronics and Communications, 2014, 68 (7): 587 - 594.
- [19] SIMON M, ALOUINI M. Digital Communication over Fading Channels [M]. USA: Wiley-IEEE Press, 2005. 758 - 795.
- [20] GRADSHTEYN I S, RYZHIK I M. Table of Integrals, Series and Products, 7th ed[M]. New York: Academic, 2007.
- [21] ABDI A, LAU W C, ALOUINI M S, et al. A new simple model for land mobile satellite channels: first-and second-order statistics [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2003, 2(3): 519 - 528.
- [22] MCKAY M R, ZANELLA A, COLLINGS I B, et al. Error probability and SINR analysis of optimum combining in Rician fading [J]. IEEE Transactions on Communications, 2009, 57(3): 676 - 687.
- [23] LI M, LIN M, YU Q, et al. Optimal beamformer design for dual-hop MIMO AF relay networks over rayleigh fading channels [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2012, 30(8): 1402 - 1414.
- [24] SAIGO M, SRIVASTAVA H M. The behavior of the zero-balanced hypergeometric series ${}_pF_{p-1}$ near the boundary of its convergence region [J]. Proceedings of the American Mathematical Society, 1990, 110(1): 71.
- [25] WANG Z, GIANNAKIS G B. A simple and general parameterization quantifying performance in fading channels [J]. IEEE Transactions on Communications, 2003, 51(8): 1389 - 1398.

作者简介



林敏 男, 1972 年 10 月出生于浙江台州, 博士, 研究员, 博士生导师, 解放军理工大学学科带头人, 中国电子学会高级会员. 主要从事无线和卫星通信、智能信号处理等领域的研究工作. 获国家科技进步二等奖 1 项, 军队科技进步二等奖 4 项, 国家发明专利 3 项, 共发表学术论文 100 余篇, 其中 IEEE 期刊论文 12 篇, 是国内外多家核心刊物的特邀审稿人.

E-mail: linmin63@163.com



姜杨威 男, 1981 年 10 月出生于江苏东台, 解放军理工大学硕士研究生. 主要研究方向为无线通信、阵列信号处理等.

E-mail: jiangyangwei@126.com

欧阳键 男, 1983 年 12 月出生于江苏南京, 博士, 南京邮电大学讲师, 主要研究方向为无线通信网络、无人机通信等. 已发表学术论文 20 余篇, 其中 SCI 收录 8 篇.

安康 男, 1989 年 8 月出生于新疆石河子, 解放军理工大学博士研究生. 主要研究方向为协同通信、阵列信号处理等. 已发表学术论文 20 余篇, 其中 SCI 收录 9 篇.