

存在干扰下的星地融合协作传输系统平均误符号率分析

刘笑宇 林敏 王金元 欧阳键 黄清泉

Average symbol error rate for integrated satellite-terrestrial cooperative transmission with interference

Liu Xiao-Yu Lin Min Wang Jin-Yuan Ouyang Jian Huang Qing-Quan

引用信息 Citation: *Acta Physica Sinica*, 68, 128401 (2019) DOI: 10.7498/aps.68.20190123

在线阅读 View online: <https://doi.org/10.7498/aps.68.20190123>

当期内容 View table of contents: <http://wulixb.iphy.ac.cn>

您可能感兴趣的其他文章

Articles you may be interested in

中纬度地区电离层偶发E层对量子卫星通信性能的影响

Influence of the ionospheric sporadic E layer on the performance of quantum satellite communication in the mid latitude region

物理学报. 2017, 66(7): 070302 <https://doi.org/10.7498/aps.66.070302>

一种面向中继协作频谱感知系统的自适应全局最优化算法

An adaptive global optimization algorithm of cooperative spectrum sensing with relay

物理学报. 2015, 64(1): 018404 <https://doi.org/10.7498/aps.64.018404>

X射线通信系统的误码率分析

Bit error rate analysis of X-ray communication system

物理学报. 2015, 64(12): 120701 <https://doi.org/10.7498/aps.64.120701>

基于超导纳米线单光子探测器深空激光通信模型及误码率研究

Model of bit error rate for laser communication based on superconducting nanowire single photon detector

物理学报. 2017, 66(19): 198501 <https://doi.org/10.7498/aps.66.198501>

一种通用的卫星导航信号时延估计误差评估方法

Universal evaluation criteria for code delay estimation error of satellite navigation signals

物理学报. 2017, 66(12): 129101 <https://doi.org/10.7498/aps.66.129101>

基于光量子态避错及容错传输的量子通信

Quantum error rejection and fault tolerant quantum communication

物理学报. 2018, 67(13): 130301 <https://doi.org/10.7498/aps.67.20180598>

存在干扰下的星地融合协作传输系统 平均误符号率分析*

刘笑宇¹⁾ 林敏^{2)†} 王金元²⁾ 欧阳键¹⁾ 黄清泉³⁾

1) (南京邮电大学通信与信息工程学院, 南京 210003)

2) (南京邮电大学, 宽带无线通信与传感网技术教育部重点实验室, 南京 210003)

3) (陆军工程大学通信工程学院, 南京 210007)

(2019年1月22日收到; 2019年3月10日收到修改稿)

卫星通信技术作为构建新一代泛在无线通信网不可或缺的一种手段, 近几年来受到了国内外学者的广泛关注. 本文研究了引入多天线中继技术构成的星地融合协作传输系统在干扰条件下的性能. 首先, 针对用户同时接收到直达信号和中继译码转发信号, 并且受到干扰的情况下, 得到经过最大比合并后的输出信干噪比表达式. 其次, 假设卫星链路和地面链路的衰落分别服从阴影莱斯分布和瑞利分布, 基于 Meijer-G 函数, 分别推导出直达链路和中继链路的矩母函数闭合表达式, 并进一步得到系统平均误符号率的闭合表达式. 最后, 计算机仿真不仅验证了理论性能分析的正确性, 而且定量分析了天线数、干扰数目和调制方式等对系统性能产生的影响.

关键词: 卫星通信, 协作传输, 译码转发, 平均误符号率

PACS: 84.40.Ua, 43.60.Gk, 02.60.Cb

DOI: 10.7498/aps.68.20190123

1 引言

近几年来, 我国的通信基础设施建设取得了前所未有的成就, 将有线通信和无线通信相结合构成的现代通信网已经颇具规模. 尽管地面移动通信网络经过几十年的快速发展, 已经覆盖了人口聚集的地域, 但在人口稀少的偏远地区, 由于通信设施建设成本过高, 还无法满足用户随时随地进行无线接入的需求. 相比于地面无线通信系统, 卫星通信具有覆盖范围广、传输距离远、不受地理条件限制、组网灵活等优点^[1], 已被广泛应用于导航定位^[2,3]、天气预报^[4]、地震救灾等领域, 并成为新一代无线通信系统不可或缺的关键技术之一^[5]. 由于卫星通

信通常工作在微波或者毫米波频段, 要求卫星与地面终端之间存在直达链路. 但在实际应用时, 遮蔽效应往往导致稳定的卫星通信链路很难建立起来. 因此, 基于中继转发的星地融合协作传输技术被认为是提升卫星通信服务质量的一种有效手段^[6].

在星地融合协作传输系统中, 分布在卫星覆盖区域内的地面中继站通常将接收到的卫星信号经过放大转发 (amplify-and-forward, AF) 协议或者译码转发 (decode-and-forward, DF) 协议转发给用户, 以达到扩大覆盖范围、提升系统性能的目的. 在假设地面用户采用最大比合并 (maximal ratio combining, MRC) 的情况下, 文献^[7]和文献^[8]分别针对地面中继采用 AF 协议和 DF 协议的星地融合协作传输网络, 推导出系统平均误符号率

* 重点国际合作项目 (批准号: 61720106003)、国家自然科学基金 (批准号: 61701254, 61801234)、江苏省自然科学基金 (批准号: BK20170901, BK20160911) 和宽带无线通信与传感器网络技术教育部重点实验室开放课题基金 (批准号: JZNY201701, JZNY201706) 资助的课题.

† 通信作者. E-mail: linmin@njupt.edu.cn

(average symbol error rate, ASER) 的闭合表达式; 针对星地融合协作传输网络的下行链路, 文献 [9] 推导出系统遍历容量的闭合表达式; 针对地面多用户的星地融合协作传输网络, 文献 [10] 研究了最优用户选择方案下系统中断概率和遍历容量性能. 与此同时, 多天线技术具有抑制干扰、增加系统容量^[11]、提高频谱利用率^[12]等优势, 在无线通信领域得到了广泛的研究, 并逐渐应用于卫星通信中. 文献 [13] 采用波束成形技术, 首先推导出 DF 协议下的星地融合协作传输系统中断概率的闭合表达式, 然后分析了高信噪比 (signal-to-noise ratio, SNR) 下中断概率的渐近性能, 并进一步得到系统的分集增益和阵列增益; 文献 [14] 推导出地面中继接收时采用 MRC、发射时采用最大比发射 (maximal ratio transmission, MRT) 波束成形方案下系统 ASER 的闭合表达式和高 SNR 下的渐近表达式.

文献 [7—10] 对星地融合协作传输系统的性能进行了分析, 并且验证了基于中继的协作传输技术能显著提升卫星通信的链路质量和覆盖范围. 但需要指出的是, 考虑到当前频谱资源稀缺, 无线通信广泛采用频率复用技术提升频谱效率, 导致地面用户受到同频信号的干扰, 而上述文献都没有考虑到同信道干扰, 这在无线通信系统当中是不切实际的. 虽然文献 [15] 和文献 [16] 分别针对用户和中继受干扰情况下的星地融合协作传输网络, 推导出中继链路的输出信干噪比 (signal-to-interference-plus-noise ratio, SINR) 的矩母函数 (moment generating function, MGF), 并进一步得到系统的 ASER, 但他们只考虑单天线的场景, 没有充分利用空间资源, 改善通信质量. 因此, 基于多天线中继的星地融合协作网络仍然需要深入的研究.

本文考虑卫星链路信道服从阴影莱斯分布以及地面链路信道服从瑞利分布的条件下, 对用户端存在多个同信道干扰的星地融合协作网络进行研究. 具体而言, 本文针对地面多天线中继采用 DF 协议来提升卫星通信可靠性的场景, 在中继采用波束成形方案和用户采用 MRC, 同时用户受到同信道干扰的条件下, 分别推导出直达链路和中继链路的 SINR 的 MGF 表达式, 并进一步得到系统 ASER 的闭合表达式. 最后, 计算机仿真不仅验证了理论推导的正确性, 而且进一步分析了调制方式、信道参数、中继天线个数以及干扰对系统性能的影响. 因此本文工作为估算星地融合协作传输系统的性

能提供了更加快速、有效的公式, 也可为实际的系统设计提供参考.

符号说明: $E[\cdot]$, 数学期望; $|\cdot|$, 绝对值; $N_c(\cdot, \cdot)$, 复高斯分布; $\|\cdot\|$, 向量范数; $\mathbf{I}_N$, 单位矩阵; $\mathbb{C}^{N \times M}$, $N \times M$ 维空间; $\min(\cdot, \cdot)$, 最小值.

2 系统模型

如图 1 所示, 本文考虑的星地融合协作传输网络由通信卫星 (S), 配置 N_r 根天线的中继 (R), 以及配置单根天线的地面用户 (D) 组成. 在该系统中, 地面用户既接收到卫星的信号, 又接收到中继的信号, 同时还接收到 K 个同信道干扰 $s_i(t)$ ($i = 1, 2, \dots, K$). 整个信息传输过程分为两个时隙. 在第一个时隙, S 以广播的形式发射信号 $x_s(t)$, 满足 $E[|x_s(t)|^2] = 1$. 那么地面用户 D 接收到的信号可以表示为

$$y_{sd}(t) = \sqrt{P_s} h_{sd} x_s(t) + \sum_{i=1}^K \sqrt{P_{li}} g_i s_i(t) + n_0(t), \quad (1)$$

其中 P_s 和 P_{li} 分别表示卫星的发射功率和地面第 i 个同频干扰的功率; $n_0(t)$ 是均值为 0, 方差为 σ^2 的高斯加性白噪声 (additive white Gaussian noise, AWGN); $\{s_i(t)\}_{i=1}^K$ 表示地面用户接收到的干扰信号, 且满足 $E[|s_i(t)|^2] = 1$; h_{sd} 为 S-D 链路信道增益; g_i ($i = 1, 2, \dots, K$) 为干扰源和地面用户间的信道增益. S-D 链路的 SINR 可表示为

$$\gamma_d = \frac{\gamma_{sd}}{\gamma_i + 1} = \frac{\frac{P_s |h_{sd}|^2}{\sigma^2}}{\sum_{i=1}^K \frac{P_{li} |g_i|^2}{\sigma^2} + 1} \triangleq \frac{\bar{\gamma}_{sd} |h_{sd}|^2}{\sum_{i=1}^K \bar{\gamma}_{li} |g_i|^2 + 1}, \quad (2)$$

其中 $\bar{\gamma}_{sd} = P_s / \sigma^2$ 和 $\bar{\gamma}_{li} = P_{li} / \sigma^2$.

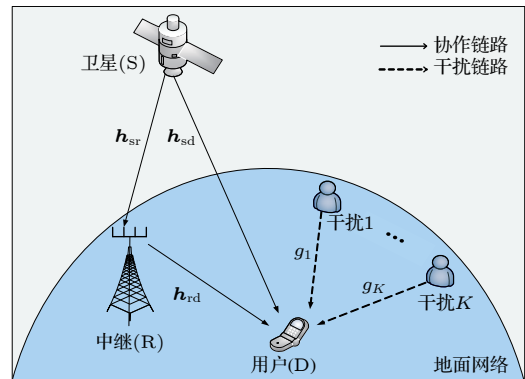


图 1 系统模型

Fig. 1. System model.

为了得到最大输出 SNR, 在中继 R 处采用接收波束成形方案. 因此, 中继 R 接收到的信号可以表示为

$$y_{sr}(t) = \sqrt{P_s} \mathbf{w}_1^H \mathbf{h}_{sr} x_s(t) + \mathbf{w}_1^H \mathbf{n}_1(t), \quad (3)$$

其中 $\mathbf{n}_1(t)$ 表示中继处的 AWGN, 且满足 $\mathbf{n}_1(t) \sim N_c(\mathbf{0}, \sigma^2 \mathbf{I}_{N_r})$; $\mathbf{h}_{sr} \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$ 为 S-R 链路的信道矢量, $\mathbf{w}_1 \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$ 为接收波束成形权矢量, 满足 $\|\mathbf{w}_1\|_F^2 = 1$. 与文献 [13, 14] 相同, 考虑中继已知准确信道状态信息采用 MRC 准则, 即 $\mathbf{w}_1 = \mathbf{h}_{sr} / \|\mathbf{h}_{sr}\|_F$, 那么, (3) 式可等效为

$$y_{sr}(t) = \sqrt{P_s} \|\mathbf{h}_{sr}\|_F x_s(t) + \mathbf{w}_1^H \mathbf{n}_1(t). \quad (4)$$

根据 (4) 式, S-R 链路的输出 SNR 可表示为

$$\gamma_{sr} = \frac{P_s |\mathbf{h}_{sr}|^2}{\sigma^2} = \bar{\gamma}_{sr} |\mathbf{h}_{sr}|^2, \quad (5)$$

其中 $\bar{\gamma}_{sr} = P_s / \sigma^2$.

在第二个时隙, 地面中继 R 采用 DF 协议, 先对接收到的信号 $y_{sr}(t)$ 进行解码, 然后把重新编码后的信号 $x_r(t)$ 经过发射波束成形权矢量 $\mathbf{w}_2 \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$ 处理后发送到地面用户 D. 因此, D 接收到的来自中继 R 的信号可表示为

$$y_{rd}(t) = \sqrt{P_r} \mathbf{h}_{rd}^H \mathbf{w}_2 x_r(t) + \sum_{i=1}^K \sqrt{P_i} g_i s_i(t) + n_2(t), \quad (6)$$

其中 P_r 为中继发射功率; $\mathbf{h}_{rd} \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$ 为 R-D 链路的信道增益矢量; $n_2(t)$ 表示均值为 0, 方差为 σ^2 的 AWGN. 在 (6) 式中, 发送信号满足 $E[|x_r(t)|^2] = 1$, 而中继采用 MRT 准则后, 发送权矢量满足 $\mathbf{w}_2 = \mathbf{h}_{rd} / \|\mathbf{h}_{rd}\|_F$. 因此, (6) 式可以进一步表示为

$$y_{rd}(t) = \sqrt{P_r} \|\mathbf{h}_{rd}\|_F x_r(t) + \sum_{i=1}^K \sqrt{P_i} g_i s_i(t) + n_2(t), \quad (7)$$

从而, R-D 链路的 SINR 可表示为

$$\tilde{\gamma}_{rd} = \frac{\gamma_{rd}}{\gamma_I + 1} = \frac{\frac{P_r \|\mathbf{h}_{rd}\|^2}{\sigma^2}}{\sum_{i=1}^K \frac{P_i |g_i|^2}{\sigma^2} + 1} \triangleq \frac{\bar{\gamma}_{rd} \|\mathbf{h}_{rd}\|^2}{\sum_{i=1}^K \bar{\gamma}_{li} |g_i|^2 + 1}, \quad (8)$$

其中 $\bar{\gamma}_{rd} = P_r / \sigma^2$.

由于中继采用 DF 协议, 中继链路的输出 SINR 可表示为

$$\gamma_c = \min(\gamma_{sr}, \tilde{\gamma}_{rd}) = \min\left(\gamma_{sr}, \frac{\gamma_{rd}}{\gamma_I + 1}\right), \quad (9)$$

其中 $\tilde{\gamma}_{rd} \triangleq \gamma_{rd} / (\gamma_I + 1)$. 地面用户 D 将来自 S 和 R 处的信号采用 MRC 后, 地面用户 D 处接收的输出 SINR 可表示为

$$\gamma_{MRC} = \gamma_d + \gamma_c. \quad (10)$$

3 性能分析

在本节中, 将基于 (2), (9) 和 (10) 式, 推导星地融合协作传输网络在常用调制方式下 ASER 的闭合表达式.

ASER 是衡量无线系统性能的一项重要指标. 根据文献 [17], 各种常用调制方式下的 ASER 可表示为

$$P_s = \int_0^\varphi a M_{\gamma_d} \left(\frac{b}{\sin^2 \theta} \right) d\theta, \quad (11)$$

其中 a , b 和 φ 为特定调制系数. 例如多进制相移键控 (M-ary phase-shift keying, M-PSK) ($a = 2$, $b = \sin^2(\pi/M)$). 令 $M_\gamma(s)$ 表示 γ 的 MGF, 它的定义为

$$M_\gamma(s) = E[e^{-sx}] = \int_0^\infty \exp(-sx) f_\gamma(x) dx. \quad (12)$$

考虑到每个链路的独立性, (10) 式中 γ_{MRC} 的 MGF 可由下式计算得到

$$M_{\gamma_{MRC}}(s) = M_{\gamma_d}(s) \cdot M_{\gamma_c}(s). \quad (13)$$

显然, 为了得到系统的 ASER, 需要分别推导直达链路和 DF 中继链路的 MGF. 下面将分别讨论这两个问题.

3.1 直达链路的矩母函数

根据 MGF 的定义, 直达链路的 MGF $M_{\gamma_d}(s)$ 可表示为

$$M_{\gamma_d}(s) = E[e^{-s\gamma_d}] = \int_0^\infty e^{-sx} f_{\gamma_d}(x) dx, \quad (14)$$

其中 $f_{\gamma_d}(x)$ 可表示为

$$f_{\gamma_d}(x) = \int_0^\infty (1+z) f_{\gamma_{sd}}[x(1+z)] f_{\gamma_l}(z) dz. \quad (15)$$

由文献 [18] 可知, S-D 链路满足阴影莱斯衰落的特性, 故 γ_{sd} 的概率密度函数可表示为

$$f_{\gamma_{sd}}(x) = \frac{1}{2b_0 \bar{\gamma}_{sd}} \left(\frac{2b_0 m_0}{2b_0 m_0 + \Omega_0} \right)^{m_0} \exp\left(-\frac{x}{2b_0 \bar{\gamma}_{sd}}\right) \times {}_1F_1\left(m_0, 1, \frac{\Omega_0 x}{2b_0 \bar{\gamma}_{sd} (2b_0 m_0 + \Omega_0)}\right), \quad (16)$$

其中 Ω_0 为直达径分量的平均功率, b_0 为多径分量

的平均功率, $m_0 > 0$ 为衰落参数. (16) 式中的 ${}_1F_1(a, b, z)$ 为合流超几何函数, 其定义如下^[19]:

$${}_pF_q(a_1, \dots, a_p; b_1, \dots, b_q; z) = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(a_1)_n \dots (a_p)_n}{(b_1)_n \dots (b_q)_n} \frac{z^n}{n!}. \quad (17)$$

根据 ${}_1F_1(a, b, z)$ 的定义, 展开 (16) 式, $f_{\gamma_{sd}}(x)$ 可进一步得到

$$f_{\gamma_{sd}}(x) = \frac{1}{2b_0\bar{\gamma}_{sd}} \left(\frac{2b_0m_0}{2b_0m_0 + \Omega_0} \right)^{m_0} \exp\left(-\frac{x}{2b_0\bar{\gamma}_{sd}}\right) \times \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\Gamma(m_0 + n)}{n! \Gamma(m_0) \Gamma(n+1)} \times \frac{\Omega_0^n x^n}{(2b_0\bar{\gamma}_{sd})^n (2b_0m_0 + \Omega_0)^n}. \quad (18)$$

与大多数文献一样, 假设同信道干扰链路服从瑞利分布, 那么 γ_{li} 的概率密度函数可表示为^[20]

$$f_{\gamma_{li}}(x) = \sum_{i=1}^K \frac{\rho_i}{\bar{\gamma}_{li}} \exp\left(-\frac{x}{\bar{\gamma}_{li}}\right), \quad (19)$$

其中 $\rho_i = \left[\prod_{k=1, k \neq i}^K \frac{1}{(1 + s\bar{\gamma}_{lk})} \right] \Big|_{s=-\bar{\gamma}_{li}^{-1}}$.

根据 (15) 式, $f_{\gamma_d}(x)$ 可表示为

$$f_{\gamma_d}(x) = \exp\left(-\frac{x}{2b_0\bar{\gamma}_{sd}}\right) \left(\frac{2b_0m_0}{2b_0m_0 + \Omega_0} \right)^{m_0} \times \sum_{i=1}^K \rho_i \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(n+1) \Gamma(m_0 + n)}{\Gamma(m_0) \Gamma(1+n) \Gamma(n-j+2)} \times \frac{x^n}{(2b_0\bar{\gamma}_{sd})^{1+n}} \left(\frac{\Omega_0}{2b_0m_0 + \Omega_0} \right)^n \times \sum_{j=0}^{n+1} \bar{\gamma}_{li}^j \left(1 + \frac{\bar{\gamma}_{li}}{2b_0\bar{\gamma}_{sd}} x \right)^{-j-1}. \quad (20)$$

证明 见附录 A.

于是, 把 (20) 式代入 (14) 式, $M_{\gamma_d}(s)$ 可表示为

$$M_{\gamma_d}(s) = \left(\frac{2b_0m_0}{2b_0m_0 + \Omega_0} \right)^{m_0} \sum_{i=1}^K \rho_i \sum_{n=0}^{\infty} \left(\frac{\Omega_0}{2b_0m_0 + \Omega_0} \right)^n \times \frac{(n+1) \Gamma(m_0 + n)}{\Gamma(m_0) \Gamma(1+n) \Gamma(n-j+2)} \times \frac{1}{(2b_0\bar{\gamma}_{sd})^{1+n}} \sum_{j=0}^{n+1} \bar{\gamma}_{li}^j \int_0^{\infty} e^{-sx} x^n \times \exp\left(-\frac{x}{2b_0\bar{\gamma}_{sd}}\right) \left(1 + \frac{\bar{\gamma}_{li}}{2b_0\bar{\gamma}_{sd}} x \right)^{-j-1} dx. \quad (21)$$

(21) 式中 $\left(1 + \frac{\bar{\gamma}_{li}x}{2b_0\bar{\gamma}_{sd}} \right)^{-j-1}$ 可利用 Meijer-G 函数展开式表示为

$$\left(1 + \frac{\bar{\gamma}_{li}}{2b_0\bar{\gamma}_{sd}} x \right)^{-j-1} = \frac{1}{\Gamma(j+1)} \times G_{1,1}^{1,1} \left[\frac{\bar{\gamma}_{li}}{2b_0\bar{\gamma}_{sd}} x \middle| \begin{matrix} -j \\ 0 \end{matrix} \right]. \quad (22)$$

将 (22) 式代入 (21) 式, $M_{\gamma_d}(s)$ 可表示为

$$M_{\gamma_d}(s) = \frac{1}{\Gamma(m_0)} \left(\frac{2b_0m_0}{2b_0m_0 + \Omega_0} \right)^{m_0} \times \sum_{i=1}^K \rho_i \sum_{n=0}^{\infty} \left(\frac{\Omega_0}{2b_0m_0 + \Omega_0} \right)^n \times \sum_{j=0}^{n+1} \frac{\bar{\gamma}_{li}^j}{(2b_0\bar{\gamma}_{sd})^{n+1}} \frac{(n+1)}{\Gamma(n-j+2) \Gamma(j+1)} \times \frac{\Gamma(m_0 + n)}{\Gamma(n+1)} \int_0^{\infty} x^n \exp\left[-\left(\frac{1}{2b_0\bar{\gamma}_{sd}} + s\right)x\right] \times G_{1,1}^{1,1} \left[\frac{\bar{\gamma}_{li}}{2b_0\bar{\gamma}_{sd}} x \middle| \begin{matrix} -j \\ 0 \end{matrix} \right] dx. \quad (23)$$

利用文献^[19]的积分公式

$$\int_0^{\infty} x^p \exp(-\beta x) G_{p,q}^{m,n} \left(\alpha x \middle| \begin{matrix} a_1, \dots, a_p \\ b_1, \dots, b_q \end{matrix} \right) dx = \beta^{-p-1} G_{p+1,q}^{m,n+1} \left(\frac{\alpha}{\beta} \middle| \begin{matrix} -p, a_1, \dots, a_p \\ b_1, \dots, b_q \end{matrix} \right) \quad (24)$$

并通过一系列的数学计算, $M_{\gamma_d}(s)$ 的闭合表达式可得出

$$M_{\gamma_d}(s) = \frac{1}{\Gamma(m_0)} \left(\frac{2b_0m_0}{2b_0m_0 + \Omega_0} \right)^{m_0} \times \sum_{i=1}^K \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{j=0}^{n+1} \frac{\rho_i \bar{\gamma}_{li}^j (n+1) \Gamma(m_0 + n)}{j! n! (n-j+1)!} \times \left(\frac{\Omega_0}{2b_0m_0 + \Omega_0} \right)^n \left(\frac{1}{1 + 2b_0\bar{\gamma}_{sd}s} \right)^{n+1} \times G_{2,1}^{1,2} \left(\frac{\bar{\gamma}_{li}}{(1 + 2b_0\bar{\gamma}_{sd}s)} \middle| \begin{matrix} -n, -j \\ 0 \end{matrix} \right). \quad (25)$$

3.2 中继链路的矩母函数

根据 MGF 的定义, $M_{\gamma_c}(s)$ 可表示为

$$M_{\gamma_c}(s) = E[e^{-s\gamma_c}] = \int_0^\infty e^{-sx} f_{\gamma_c}(x) dx$$

$$\approx \int_0^\infty s e^{-sx} F_{\gamma_c}(x) dx. \quad (26)$$

由于中继链路使用 DF 准则, 所以

$$F_{\gamma_c}(x) = \Pr\{\gamma_c < x\} = \Pr\{\min(\gamma_{sr}, \tilde{\gamma}_{rd}) < x\}$$

$$= 1 - [1 - F_{\gamma_{sr}}(x)][1 - F_{\tilde{\gamma}_{rd}}(x)]$$

$$= 1 - \left[1 - \int_0^x f_{\gamma_{sr}}(t) dt\right] \left[1 - \int_0^x f_{\tilde{\gamma}_{rd}}(t) dt\right], \quad (27)$$

其中, $F_{\gamma_{sr}}(x)$ 和 $F_{\tilde{\gamma}_{rd}}(x)$ 分别是 γ_{sr} 和 $\tilde{\gamma}_{rd}$ 的累积分布函数 (cumulative distribution function, CDF). 接下来分别计算 $F_{\gamma_{sr}}(x)$ 和 $F_{\tilde{\gamma}_{rd}}(x)$.

因 S-R 链路满足阴影莱斯衰落特性, 由文献 [18] 可知, γ_{sr} 的概率密度函数可表示为

$$f_{\gamma_{sr}}(x) = \frac{x^{N_r-1}}{(2b_1\tilde{\gamma}_{sr})^{N_r}\Gamma(N_r)} \left(\frac{2b_1m_1}{2b_1m_1 + \Omega_1}\right)^{N_r m_1}$$

$$\times \exp\left(-\frac{x}{2b_1\tilde{\gamma}_{sr}}\right)$$

$$\times {}_1F_1\left(N_r m_1, N_r, \frac{\Omega_1 x}{2b_1\tilde{\gamma}_{sr}(2b_1m_1 + \Omega_1)}\right), \quad (28)$$

其中 Ω_1 为直直径分量的平均功率, b_1 为多径分量的平均功率, $m_1 > 0$ 为衰落参数. 根据 ${}_1F_1(a, b, z)$ 的定义, 展开 (28) 式, $f_{\gamma_{sr}}(x)$ 可进一步得

$$f_{\gamma_{sr}}(x) = \frac{x^{N_r-1}}{(2b_1\tilde{\gamma}_{sr})^{N_r}} \left(\frac{2b_1m_1}{2b_1m_1 + \Omega_1}\right)^{N_r m_1}$$

$$\times \exp\left(-\frac{x}{2b_1\tilde{\gamma}_{sr}}\right)$$

$$\times \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\Gamma(N_r m_1 + n)}{\Gamma(N_r m_1)\Gamma(N_r + n)} \frac{x^n}{n!}$$

$$\times \left(\frac{\Omega_1}{2b_1\tilde{\gamma}_{sr}(2b_1m_1 + \Omega_1)}\right)^n. \quad (29)$$

而 R-D 链路服从瑞利分布, γ_{rd} 的概率密度函数可表示为 [20]

$$f_{\gamma_{rd}}(x) = \frac{1}{\tilde{\gamma}_{rd}^{N_r}(N_r-1)!} x^{N_r-1} \exp\left(-\frac{x}{\tilde{\gamma}_{rd}}\right). \quad (30)$$

将 (19), (29) 和 (30) 式代入 (27) 式, 可推导出 $F_{\gamma_c}(x)$,

$$F_{\gamma_c}(x) = 1 - \sum_{i=1}^K \rho_i \sum_{k=0}^{N_r-1} \left(\frac{x}{\tilde{\gamma}_{rd}}\right)^k \sum_{q=0}^k \frac{\tilde{\gamma}_{li}^q}{(k-q)!}$$

$$\times \exp\left(-\frac{1}{\tilde{\gamma}_{rd}}x\right) \left(1 + \frac{\tilde{\gamma}_{li}}{\tilde{\gamma}_{rd}}x\right)^{-q-1}$$

$$\times \left[1 - \frac{1}{\Gamma(N_r m_1)} \left(\frac{2b_1m_1}{2b_1m_1 + \Omega_1}\right)^{N_r m_1}\right.$$

$$\times \sum_{n=0}^{\infty} \left(\frac{\Omega_1}{2b_1m_1 + \Omega_1}\right)^n \frac{\Gamma(N_r m_1 + n)}{\Gamma(N_r + n)\Gamma(n+1)}$$

$$\left. \times \sum_{p=0}^{\infty} \frac{(-1)^p}{p!(N_r + n + p)} \left(\frac{x}{2b_1\tilde{\gamma}_{sr}}\right)^{N_r + n + p}\right]. \quad (31)$$

证明 见附录 B.

将 (31) 式代入 (26) 式中, $M_{\gamma_c}(s)$ 可表示为

$$M_{\gamma_c}(s) = 1 - s \int_0^\infty \sum_{i=1}^K \rho_i \sum_{k=0}^{N_r-1} \left(\frac{x}{\tilde{\gamma}_{rd}}\right)^k$$

$$\times \sum_{q=0}^k \frac{\tilde{\gamma}_{li}^q}{(k-q)!} \exp\left[-\left(\frac{1}{\tilde{\gamma}_{rd}} + s\right)x\right]$$

$$\times \left(1 + \frac{\tilde{\gamma}_{li}}{\tilde{\gamma}_{rd}}x\right)^{-q-1}$$

$$\times \left[1 - \frac{1}{\Gamma(N_r m_1)} \left(\frac{2b_1m_1}{2b_1m_1 + \Omega_1}\right)^{N_r m_1}\right.$$

$$\times \sum_{n=0}^{\infty} \left(\frac{\Omega_1}{2b_1m_1 + \Omega_1}\right)^n \frac{\Gamma(N_r m_1 + n)}{\Gamma(n+1)\Gamma(N_r + n)}$$

$$\left. \times \sum_{p=0}^{\infty} \frac{(-1)^p}{p!(N_r + n + p)} \left(\frac{x}{2b_1\tilde{\gamma}_{sr}}\right)^{N_r + n + p}\right] dx. \quad (32)$$

对 $\left(1 + \frac{\tilde{\gamma}_{li}}{\tilde{\gamma}_{rd}}x\right)^{-q-1}$ 采用 Meijer-G 函数展开, $M_{\gamma_c}(s)$ 可进一步表示为

$$\begin{aligned}
 M_{\gamma_c}(s) = & 1 - \underbrace{\sum_{i=1}^K \sum_{k=0}^{N_r-1} \sum_{q=0}^k \frac{s \rho_i \bar{\gamma}_{li}^q}{\bar{\gamma}_{rd}^k (k-q)! q!} \times \int_0^\infty x^k \exp\left(-\left(\frac{1}{\bar{\gamma}_{rd}} + s\right)x\right) G_{1,1}^{1,1} \left[\frac{\bar{\gamma}_{li}}{\bar{\gamma}_{rd}} x \middle| \begin{matrix} -q \\ 0 \end{matrix} \right] dx}_{I_3} \\
 & + \frac{s}{\Gamma(N_r m_1)} \left(\frac{2b_1 m_1}{2b_1 m_1 + \Omega_1} \right)^{N_r m_1} \sum_{i=1}^K \sum_{k=0}^{N_r-1} \sum_{q=0}^k \frac{\rho_i \bar{\gamma}_{li}^q}{\bar{\gamma}_{rd}^k q! (k-q)!} \sum_{n=0}^\infty \sum_{p=0}^\infty \left(\frac{\Omega_1}{2b_1 m_1 + \Omega_1} \right)^n \left(\frac{1}{2b_1 \bar{\gamma}_{sr}} \right)^{N_r+n+p} \\
 & \times \underbrace{\frac{(-1)^p \Gamma(N_r m_1 + n)}{n! p! (N_r + n + p) \Gamma(N_r + n)} \int_0^\infty x^{N_r+n+p+k} \exp\left(-\left(\frac{1}{\bar{\gamma}_{rd}} + s\right)x\right) G_{1,1}^{1,1} \left[\frac{\bar{\gamma}_{li}}{\bar{\gamma}_{rd}} x \middle| \begin{matrix} -q \\ 0 \end{matrix} \right] dx}_{I_4}. \quad (33)
 \end{aligned}$$

利用积分公式 (24), 并通过一系列的数学计算, I_3 和 I_4 可分别计算得

$$\begin{aligned}
 I_3 = & \sum_{k=0}^{N_r-1} \frac{\bar{\gamma}_{rd} s}{(1 + s \bar{\gamma}_{rd})^{k+1}} \sum_{i=1}^K \sum_{q=0}^k \frac{\bar{\gamma}_{li}^q \rho_i}{q! (k-q)!} G_{2,1}^{1,2} \left(\frac{\bar{\gamma}_{li}}{(1 + s \bar{\gamma}_{rd})} \middle| \begin{matrix} -k, -q \\ 0 \end{matrix} \right), \quad (34) \\
 I_4 = & \frac{2b_1 \bar{\gamma}_{sr} s}{\Gamma(N_r m_1)} \left(\frac{2b_1 m_1}{2b_1 m_1 + \Omega_1} \right)^{N_r m_1} \sum_{i=1}^K \rho_i \sum_{n=0}^\infty \frac{\Gamma(N_r m_1 + n)}{n! \Gamma(N_r + n)} \left(\frac{\Omega_1}{2b_1 m_1 + \Omega_1} \right)^n \\
 & \times \sum_{p=0}^\infty \frac{(-1)^p}{p! (N_r + n + p)} \left(\frac{\bar{\gamma}_{rd}}{2b_1 \bar{\gamma}_{sr}} \right)^{p+n+N_r+1} \sum_{k=0}^{N_r-1} \frac{1}{(1 + s \bar{\gamma}_{rd})^{k+p+n+N_r+1}} \sum_{q=0}^k \frac{\bar{\gamma}_{li}^q}{q! (k-q)!} \\
 & \times G_{2,1}^{1,2} \left(\frac{\bar{\gamma}_{li}}{(1 + s \bar{\gamma}_{rd})} \middle| \begin{matrix} -N_r - n - p - k, -q \\ 0 \end{matrix} \right). \quad (35)
 \end{aligned}$$

将 I_3 和 I_4 的值代入 (33) 式, 得到 $M_{\gamma_c}(s)$ 的闭合表达式为

$$\begin{aligned}
 M_{\gamma_c}(s) = & 1 - \sum_{i=1}^K \rho_i \sum_{k=0}^{N_r-1} \sum_{q=0}^k \frac{\bar{\gamma}_{li}^q \bar{\gamma}_{rd} s}{q! (k-q)! (1 + s \bar{\gamma}_{rd})^{k+1}} \left[G_{2,1}^{1,2} \left(\frac{\bar{\gamma}_{li}}{(1 + s \bar{\gamma}_{rd})} \middle| \begin{matrix} -k, -q \\ 0 \end{matrix} \right) \right. \\
 & - \sum_{n=0}^\infty \sum_{p=0}^\infty \frac{\Omega_1^n (-1)^p \Gamma(N_r m_1 + n) (2b_1 m_1)^{N_r m_1}}{n! p! (N_r + n + p) \Gamma(N_r m_1) \Gamma(N_r + n) (2b_1 m_1 + \Omega_1)^{N_r m_1 + n}} \\
 & \left. \times \left(\frac{\bar{\gamma}_{rd}}{2b_1 \bar{\gamma}_{sr} (1 + s \bar{\gamma}_{rd})} \right)^{N_r+n+p} G_{2,1}^{1,2} \left(\frac{\bar{\gamma}_{li}}{(1 + s \bar{\gamma}_{rd})} \middle| \begin{matrix} -N_r - n - p - k, -q \\ 0 \end{matrix} \right) \right]. \quad (36)
 \end{aligned}$$

3.3 最大比合并后的系统矩母函数和平均误符号率

考虑到前面已经推导出直达链路和 DF 中继链路的 MGF, 将 (25) 和 (36) 式代入 (13) 式, 即可得到

$M_{\gamma_{\text{MRC}}}(s)$,

$$\begin{aligned}
 M_{\gamma_{\text{MRC}}}(s) = & \left[\frac{1}{\Gamma(m_0)} \left(\frac{2b_0 m_0}{2b_0 m_0 + i \Omega_0} \right)^{m_0} \sum_{i=1}^K \sum_{n=0}^\infty \sum_{j=0}^{n+1} \frac{\rho_i \bar{\gamma}_{li}^j (n+1) \Gamma(m_0 + n)}{j! n! (n-j+1)!} \right. \\
 & \times \left(\frac{\Omega_0}{2b_0 m_0 + \Omega_0} \right)^n \left(\frac{1}{1 + 2b_0 \bar{\gamma}_{sd} s} \right)^{n+1} G_{2,1}^{1,2} \left(\frac{\bar{\gamma}_{li}}{(1 + 2b_0 \bar{\gamma}_{sd} s)} \middle| \begin{matrix} -n, -j \\ 0 \end{matrix} \right) \\
 & \times \left\{ 1 - \sum_{i=1}^K \rho_i \sum_{k=0}^{N_r-1} \sum_{q=0}^k \frac{\bar{\gamma}_{li}^q \bar{\gamma}_{rd} s}{q! (k-q)! (1 + s \bar{\gamma}_{rd})^{k+1}} \left[G_{2,1}^{1,2} \left(\frac{\bar{\gamma}_{li}}{(1 + s \bar{\gamma}_{rd})} \middle| \begin{matrix} -k, -q \\ 0 \end{matrix} \right) \right. \right. \\
 & - \sum_{n=0}^\infty \sum_{p=0}^\infty \frac{\Omega_1^n (-1)^p \Gamma(N_r m_1 + n) (2b_1 m_1)^{N_r m_1}}{n! p! (N_r + n + p) \Gamma(N_r m_1) \Gamma(N_r + n) (2b_1 m_1 + \Omega_1)^{N_r m_1 + n}} \\
 & \left. \left. \times \left(\frac{\bar{\gamma}_{rd}}{2b_1 \bar{\gamma}_{sr} (1 + s \bar{\gamma}_{rd})} \right)^{N_r+n+p} G_{2,1}^{1,2} \left(\frac{\bar{\gamma}_{li}}{(1 + s \bar{\gamma}_{rd})} \middle| \begin{matrix} -N_r - n - p - k, -q \\ 0 \end{matrix} \right) \right] \right\}. \quad (37)
 \end{aligned}$$

虽然 (11) 式提供了准确求解 ASER 的方案, 它仍需一个非常复杂的数学方案来计算积分. 在这种情况下, 根据文献 [21, 22], 对于常用的调制

方式, 即 M-PSK、多进制正交振幅调制 (M-ary quadrature amplitude modulation, M-QAM), 它的近似公式可以由 MGF 计算得到, 即

$$P_{\text{M-PSK}} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{(M-1)\pi}{M}} M_{\gamma_{\text{MRC}}} \left(\frac{\sin^2(\pi/M)}{\sin^2\theta} \right) d\theta$$

$$\approx \left(\frac{M-1}{2M} - \frac{1}{6} \right) M_{\gamma_{\text{MRC}}}(\sin^2(\pi/M)) + \frac{1}{4} M_{\gamma_{\text{MRC}}} \left(\frac{4}{3} \sin^2(\pi/M) \right)$$

$$+ \left(\frac{M-1}{2M} - \frac{1}{4} \right) M_{\gamma_{\text{MRC}}} \left(\frac{\sin^2(\pi/M)}{\sin^2(\pi(M-1)/M)} \right), \quad (38)$$

$$P_{\text{M-QAM}} = \frac{4(1-1/\sqrt{M})}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} M_{\gamma_{\text{MRC}}} \left(\frac{3/(2(M-1))}{\sin^2\theta} \right) d\theta - \frac{4(1-1/\sqrt{M})^2}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{4}} M_{\gamma_{\text{MRC}}} \left(\frac{3/(2(M-1))}{\sin^2\theta} \right) d\theta$$

$$\approx \left(\frac{(1-1/\sqrt{M})}{3} - \frac{(1-1/\sqrt{M})^2}{2} \right) M_{\gamma_{\text{MRC}}}(3/(2(M-1))) + (1-1/\sqrt{M}) M_{\gamma_{\text{MRC}}}(2/(M-1))$$

$$- \frac{(1-1/\sqrt{M})^2}{2} M_{\gamma_{\text{MRC}}}(3/(M-1)). \quad (39)$$

再将表达式 (37) 代入 (38) 和 (39) 式, 就可以简便地计算出系统在 M-PSK, M-QAM 调制方式下的 ASER.

4 计算机仿真与分析

本节通过计算机仿真来验证理论推导结果的正确性, 并定量分析各种参数对系统 ASER 的影响. 在仿真中, 根据衰落程度的不同, 卫星-中继信道衰落场景为陆地移动卫星 (land mobile satellite, LMS) 信道, 分别考虑了重度阴影衰落 (frequent heavy shadowing, FHS)、中度阴影衰落 (average shadowing, AS) 和轻度阴影衰落 (infrequent light shadowing, ILS), 相对应的参数在表 1 中列出 [18], 而考虑到通常卫星直达链路很差, 需采用中继传输, 因此卫星-用户链路选择了 FHS 分布. 此外, 假设 $\bar{\gamma}_{\text{sd}} = \bar{\gamma}_{\text{sr}} = \bar{\gamma}_{\text{rd}} = \bar{\gamma}$, 噪声功率为 $\sigma^2 = 0$ dBW, 并且每个干扰的功率均相等.

图 2 为不同调制方式下系统的 ASER 随 $\bar{\gamma}$ 的变化, 其中中继天线数 $N_r = 3$ 和干扰数目 $K = 3$, 卫星-中继链路服从中度阴影衰落信道参数. 从图 2 可看出, 推导的闭合表达式得到的结果与 Monte Carlo 仿真高度一致, 从而证明了所推导的理论表

达式的正确性. 此外, 可明显看出二进制相移键控 (BPSK) 调制方式下的系统性能要优于四进制相

表 1 LMS 信道参数
Table 1. Channel parameters of LMS.

阴影类型	参数		
	b	m	Ω
FHS	0.063	0.739	8.97×10^{-4}
AS	0.126	10.1	0.835
ILS	0.158	19.4	1.29

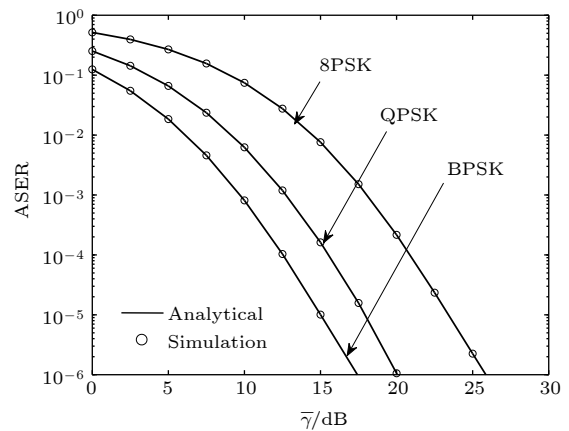


图 2 不同调制方式下 ASER 随的 SNR 变化

Fig. 2. Influences of different modulation modes on the ASER of the considered system.

移键控 (QPSK) 和八进制相移键控 (8PSK) 调制方式. 这是因为在相同的 ASER 条件下, BPSK 需要的 SNR 更低, 但同时传输速率也更低.

图 3 给出了不同卫星信道参数下的星地融合协作网络 ASER 随 $\bar{\gamma}$ 的变化, 其中中继天线数 $N_r = 3$ 和干扰数目 $K = 3$, 且调制方式为 QPSK. 从图 3 可以看出, 轻度阴影衰落参数组的 ASER 性能优于中度阴影衰落和重度阴影衰落参数组. 随着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导致信道质量下降, 从而造成输出 SINR 降低.

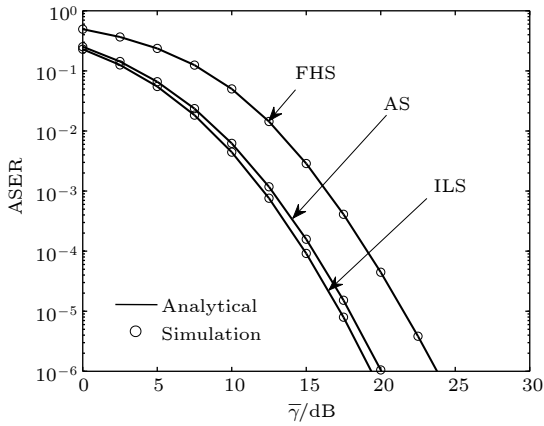


图 3 不同卫星信道参数下的 ASER 随的 SNR 变化
Fig. 3. Influences of different satellite channel parameters on the ASER of the considered system.

图 4 给出了在信道参数采用中度阴影衰落, 且中继天线数目 N_r 和干扰数目 K 不同时, 采用 QPSK 调制方式的系统的 ASER 随 $\bar{\gamma}$ 的变化. 可以看出, 在中继天线数相同的情况下, 干扰数目越多, 系统

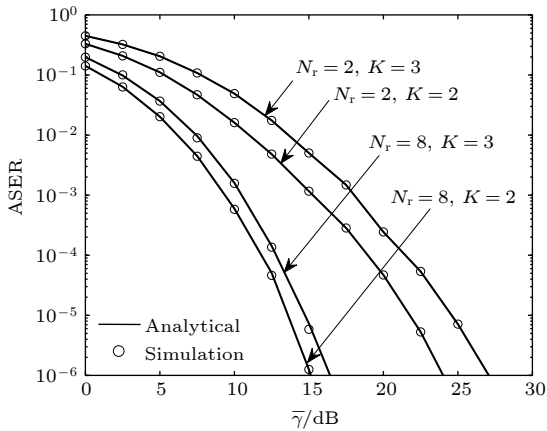


图 4 不同天线数和干扰数下的 ASER 随的 SNR 变化
Fig. 4. Influences of different antenna numbers and interference numbers on the ASER of the considered system.

ASER 性能越差; 在干扰数目相同的情况下, 天线数目越多, 系统 ASER 性能越好, 表明配置多天线能够提高系统传输的可靠性. 这是因为多天线技术可以提供阵列增益, 提高地面用户的接收信号强度, 而同信道干扰会降低地面用户的接收 SINR. 因此, 可通过增加地面中继的天线数和抑制同信道干扰来提高星地融合协作网络的性能.

我们对其他调制方式, 例如十六进制正交振幅调制 (16-QAM) 也进行了仿真, 并得到相同的结论. 由于受到篇幅的限制, 这里无法给出更多的仿真结果.

5 结 论

本文分析了地面多天线中继采用 DF 协议辅助卫星通信构成的星地融合协作网络的性能. 首先, 针对受到同信道干扰的地面用户采用 MRC 方案, 得到相应的输出 SINR 表达式. 其次, 基于 Meijer-G 函数推导出直达径和中继链路的 MGF, 并进一步得到系统 ASER 的闭合表达式. 最后, 计算机仿真验证了理论推导的正确性, 并分析了各种参数的影响. 因此本文工作可以为星地融合通信网的设计提供参考和依据.

附录A (20) 式的推导

将 (18) 和 (19) 式代入 (15) 式, $f_{\gamma_d}(x)$ 可表示为

$$\begin{aligned} f_{\gamma_d}(x) &= \int_0^\infty (1+z) f_{\gamma_{sd}}[x(1+z)] f_{\gamma_l}(z) dz \\ &= \left(\frac{2b_0 m_0}{2b_0 m_0 + \Omega_0} \right)^{m_0} \exp\left(-\frac{x}{2b_0 \bar{\gamma}_{sd}}\right) \sum_{i=1}^K \frac{\rho_i}{\bar{\gamma}_{li}} \\ &\quad \times \sum_{n=0}^{\infty} \left(\frac{\Omega_0}{2b_0 m_0 + \Omega_0} \right)^n \\ &\quad \times \frac{\Gamma(m_0 + n)}{\Gamma(m_0) \Gamma(n+1) \Gamma(1+n)} \frac{x^n}{(2b_0 \bar{\gamma}_{sd})^{n+1}} I_1, \quad (A1) \end{aligned}$$

其中

$$\begin{aligned} I_1 &= \int_0^\infty (z+1)^{n+1} \exp\left[-\left(\frac{x}{2b_0 \bar{\gamma}_{sd}} + \frac{1}{\bar{\gamma}_{li}}\right)z\right] dz \\ &= \sum_{j=0}^{n+1} \frac{\Gamma(n+2)}{\Gamma(n-j+2) \Gamma(j+1)} \\ &\quad \times \int_0^\infty z^j \exp\left[-\left(\frac{x}{2b_0 \bar{\gamma}_{sd}} + \frac{1}{\bar{\gamma}_{li}}\right)z\right] dz. \quad (A2) \end{aligned}$$

利用积分公式

$$\int_0^\infty x^n \exp(-ux) dx = n! u^{-n-1}, \quad (\text{A3})$$

I_1 可进一步表示为

$$I_1 = \sum_{j=0}^{n+1} \frac{\Gamma(n+2)}{\Gamma(n-j+2)} \left(\frac{x}{2b_0\bar{\gamma}_{\text{sd}}} + \frac{1}{\bar{\gamma}_{\text{li}}} \right)^{-j-1}. \quad (\text{A4})$$

将 (43) 式代入 (40) 式, $f_{\gamma_d}(x)$ 可推导出来.

附录B (31) 式的推导

首先对 $f_{\gamma_{\text{sr}}}(x)$ 进行积分, $F_{\gamma_{\text{sr}}}(x)$ 可计算出

$$\begin{aligned} F_{\gamma_{\text{sr}}}(x) &= \frac{1}{\Gamma(N_r m_1)} \left(\frac{2b_1 m_1}{2b_1 m_1 + \Omega_1} \right)^{N_r m_1} \\ &\times \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\Gamma(N_r m_1 + n)}{\Gamma(n+1) \Gamma(N_r + n)} \\ &\times \frac{1}{(2b_1 \bar{\gamma}_{\text{sr}})^{N_r + n}} \left(\frac{\Omega_1}{2b_1 m_1 + \Omega_1} \right)^n \\ &\times \int_0^x y^{N_r + n - 1} \exp\left(-\frac{y}{2b_1 \bar{\gamma}_{\text{sr}}}\right) dy. \end{aligned} \quad (\text{B1})$$

根据积分公式

$$\int_0^z x^n \exp(-ux) dx = u^{-n-1} \Upsilon(n+1, uz), \quad (\text{B2})$$

其中 $\Upsilon(\alpha, x) = \sum_{p=0}^{\infty} \frac{(-1)^p x^{\alpha+p}}{p! (\alpha+p)}$ 为不完全伽马函数. 并经过一系列数学计算, $F_{\gamma_{\text{sr}}}(x)$ 可得出

$$\begin{aligned} F_{\gamma_{\text{sr}}}(x) &= \frac{1}{\Gamma(N_r m_1)} \left(\frac{2b_1 m_1}{2b_1 m_1 + \Omega_1} \right)^{N_r m_1} \\ &\times \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\Gamma(N_r m_1 + n)}{\Gamma(n+1) \Gamma(N_r + n)} \\ &\times \left(\frac{\Omega_1}{2b_1 m_1 + \Omega_1} \right)^n \\ &\times \sum_{p=0}^{\infty} \frac{(-1)^p}{p! (N_r + n + p)} \left(\frac{x}{2b_1 \bar{\gamma}_{\text{sr}}} \right)^{N_r + n + p}. \end{aligned} \quad (\text{B3})$$

$F_{\tilde{\gamma}_{\text{rd}}}(x)$ 定义为

$$\begin{aligned} F_{\tilde{\gamma}_{\text{rd}}}(x) &= P_{\text{r}}\{\tilde{\gamma}_{\text{rd}} < x\} = P_{\text{r}}\left\{\frac{\gamma_{\text{rd}}}{\gamma_{\text{I}} + 1} < x\right\} \\ &= \int_0^\infty F_{\gamma_{\text{rd}}}(x(z+1)) f_{\gamma_{\text{I}}}(x) dz. \end{aligned} \quad (\text{B4})$$

首先, 运用积分公式 (B2) 和不完全伽马函数, 可得到

$F_{\gamma_{\text{rd}}}(x)$ 为

$$F_{\gamma_{\text{rd}}}(x) = 1 - \exp\left(-\frac{1}{\bar{\gamma}_{\text{rd}}} x\right) \sum_{k=0}^{N_{\text{r}}-1} \frac{1}{k!} \left(\frac{1}{\bar{\gamma}_{\text{rd}}} x\right)^k. \quad (\text{B5})$$

将 (19) 和 (B5) 式代入 (B4) 式中, $F_{\tilde{\gamma}_{\text{rd}}}(x)$ 可表示为

$$\begin{aligned} F_{\tilde{\gamma}_{\text{rd}}}(x) &= 1 - \sum_{i=1}^K \frac{\rho_i}{\bar{\gamma}_{\text{li}}} \sum_{k=0}^{N_{\text{r}}-1} \frac{1}{\Gamma(k+1)} \left(\frac{x}{\bar{\gamma}_{\text{rd}}}\right)^k \\ &\times \exp\left(-\frac{1}{\bar{\gamma}_{\text{rd}}} x\right) I_2, \end{aligned} \quad (\text{B6})$$

其中

$$\begin{aligned} I_2 &= \int_0^\infty (z+1)^k \exp\left[-\left(\frac{x}{\bar{\gamma}_{\text{rd}}} + \frac{1}{\bar{\gamma}_{\text{li}}}\right) z\right] dz \\ &= \sum_{q=0}^k \frac{\Gamma(k+1)}{\Gamma(q+1) \Gamma(k-q+1)} \\ &\times \int_0^\infty z^q \exp\left[-\left(\frac{x}{\bar{\gamma}_{\text{rd}}} + \frac{1}{\bar{\gamma}_{\text{li}}}\right) z\right] dz. \end{aligned} \quad (\text{B7})$$

利用积分公式

$$\int_0^\infty x^m \exp(-\beta x^n) dx = \frac{\Gamma(\tau)}{n\beta^\tau}, \quad \tau = \frac{m+1}{n}, \quad (\text{B8})$$

I_2 可计算出

$$I_2 = \sum_{q=0}^k \frac{\Gamma(k+1)}{\Gamma(k-q+1)} \left(\frac{x}{\bar{\gamma}_{\text{rd}}} + \frac{1}{\bar{\gamma}_{\text{li}}}\right)^{-q-1}. \quad (\text{B9})$$

将 I_2 的值代入 (B6) 式中, 得到 $F_{\tilde{\gamma}_{\text{rd}}}(x)$ 的表达式为

$$\begin{aligned} F_{\tilde{\gamma}_{\text{rd}}}(x) &= 1 - \sum_{i=1}^K \sum_{k=0}^{N_{\text{r}}-1} \sum_{q=0}^k \frac{\rho_i \bar{\gamma}_{\text{li}}^q}{(k-q)!} \left(\frac{x}{\bar{\gamma}_{\text{rd}}}\right)^k \\ &\times \exp\left(-\frac{1}{\bar{\gamma}_{\text{rd}}} x\right) \left(1 + \frac{\bar{\gamma}_{\text{li}}}{\bar{\gamma}_{\text{rd}}} x\right)^{-q-1}. \end{aligned} \quad (\text{B10})$$

将 (B3) 和 (B10) 式代入 (27) 式, 可以得到 $F_{\gamma_c}(x)$ 的表达式.

参考文献

- [1] Yi K C, Li Y, Sun C H, Nan C G 2015 *J. Commun.* **36** 6 (in Chinese) [易克初, 李怡, 孙晨华, 南春国 2015 *通信学报* **36** 6]
- [2] Wang S Z, Zhu G W, Bai W H 2015 *Acta Phys. Sin.* **64** 089301 (in Chinese) [王树志, 朱光武, 白伟华 2015 *物理学报* **64** 089301]
- [3] Liu Z, Zhang J Y, Lu M Q, Huang J, Zhao Y J 2017 *Acta Phys. Sin.* **66** 129101 (in Chinese) [刘桢, 张嘉怡, 陆明泉, 黄洁, 赵拥军 2017 *物理学报* **66** 129101]
- [4] An H, Yan W, Zhao X B, et al. 2013 *Acta Phys. Sin.* **62** 199201 (in Chinese) [安豪, 严卫, 赵现斌, 等 2013 *物理学报* **62** 199201]
- [5] Pecorella T, Ronga L S, Chiti F 2015 *IEEE Commun. Mag.* **53** 170
- [6] Sakarellos V K, Kourogiorgas C, Panagopoulos A K 2014 *Wireless Personal Commun.* **79** 1471

- [7] Bhatnagar M R, Arti M K 2013 *IEEE Commun. Lett.* **17** 1912
- [8] Sreng S, Escrig B, Boucheret M L 2013 *IEEE Trans. Wireless Commun.* **12** 1310
- [9] Zhao Y, Chen H, Xie L, Wang K 2018 *IET Commun.* **12** 1342
- [10] An K, Lin M, Liang T 2015 *IEEE Commun. Lett.* **19** 1722
- [11] Zheng K, Zhao L, Mei J, Shao B, Xiang W, Hanzo L 2015 *IEEE Commun. Surv. Tutor.* **17** 1738
- [12] Yona Y, Feder M 2014 *Information Theory and Applications Workshop (ITA)* San Diego, CA, USA, February 9–14, 2014
- [13] An K, Ouyang J, Lin M, Liang T 2015 *IEEE Commun. Lett.* **19** 1157
- [14] Arti M K, Bhatnagar M R 2014 *IEEE Commun. Lett.* **18** 483
- [15] An K, Lin M, Ouyang J, Huang Y, Zheng G 2014 *IEEE Commun. Lett.* **18** 1947
- [16] Javed U, He D, Liu P 2016 *Sensors* **16** 1236
- [17] Simon M, Alouini M 2005 *Digital Communication over Fading Channels* (New York: Wiley-IEEE Press) pp86, 87
- [18] Abdi A, Lau W, Alouini M, Kaveh M 2003 *IEEE Trans. Wireless Commun.* **2** 519
- [19] Gradshteyn I S, Ryzhik I M 2007 *A Table of Integrals, Series, and Products 7th* (Burlington: Academic Press) p337
- [20] Proakis J G 2011 *Digital Communications 4th* (New York: McGraw-Hill) pp49–51
- [21] Mckay M, Zanella A, Collings I, Chiani M 2009 *IEEE Trans. Commun.* **57** 676
- [22] Annamalai A, Tellambura C 2001 *IEEE Trans. Commun.* **49** 58

Average symbol error rate for integrated satellite-terrestrial cooperative transmission with interference^{*}

Liu Xiao-Yu¹⁾ Lin Min^{2)†} Wang Jin-Yuan²⁾

Ouyang Jian¹⁾ Huang Qing-Quan³⁾

1) (*College of Telecommunications and Information Engineering, Nanjing University of*

Posts and Telecommunications, Nanjing 210003, China)

2) (*The Key Laboratory of Broadband Wireless Communication and Sensor Network Technology, Ministry of Education,*

Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing 210003, China)

3) (*College of Communication Engineering, Army Engineering University of PLA, Nanjing 210007, China*)

(Received 22 January 2019; revised manuscript received 10 March 2019)

Abstract

As an indispensable method of constructing ubiquitous communication network, satellite communication technology has received significant attention in both industrial and academic areas recently. In this paper we investigate the performance of an integrated satellite-terrestrial cooperative network in the presence of co-channel interference, which consists of a satellite source having a single antenna, a terrestrial relay equipped with multiple antennas to assist satellite signal transmission, and a single-antenna user corrupted by multiple co-channel interference. On the assumption that the user receives the signals from direct link and relaying link with decode-and-forward protocol, the output signal-to-interference-plus-noise ratio of the user with the maximal ratio combining scheme is firstly obtained. Then, according to the Meijer-G function, we derive the moment generating function of the destination and the relay, where the satellite links are assumed to experience Shadowing-Rician fading while the terrestrial links undergo Rayleigh fading, and the analytical average symbol error rate expression for the considered system is obtained. Finally, the simulation results demonstrate the effectiveness of the theoretical analysis and reveal the influences of antenna number, interference number, and modulation schemes on the system performance. Therefore, our work provides useful guidelines for the engineers in designing the integrated satellite-terrestrial cooperative networks for future satellite mobile communication.

Keywords: satellite communication, cooperative transmission, decode-and-forward, average symbol error rate

PACS: 84.40.Ua, 43.60.Gk, 02.60.Cb

DOI: 10.7498/aps.68.20190123

^{*} Project supported by the Funds for International Cooperation and Exchange of the National Natural Science Foundation of China (Grant No. 61720106003), the National Natural Science Foundation of China (Grant Nos. 61701254, 61801234), the Natural Science Foundation of Jiangsu Province, China (Grant Nos. BK20170901, BK20160911), and the Open Research Fund of Key Laboratory of Broadband Wireless Communication and Sensor Network Technology, Ministry of Education, China (Grant Nos. JZNY201701, JZNY201706).

[†] Corresponding author. E-mail: linmin@njupt.edu.cn