

# 基于正交时频空技术的低轨卫星通信的安全分析

李赞<sup>1</sup>, 胡俊凡<sup>1</sup>, 李兵<sup>2</sup>, 石嘉<sup>1</sup>, 司江勃<sup>1</sup>

(1. 西安电子科技大学综合业务网理论及关键技术国家重点实验室, 陕西 西安 710071; 2. 陕西省电子技术研究所, 陕西 西安 710032)

**摘 要:** 为了提高低轨卫星下行通信系统的安全性能, 引入协作无人机干扰机向窃听器发送干扰信号。为了弥补现有频偏补偿方法的不足, 下行传输基于正交时频空技术, 将时变频选信道转换为时延多普勒域中近似非衰落的信道, 以应对低轨卫星高移动性带来的严重多普勒效应。采用阶矩匹配的方法, 求得阴影莱斯分布星地信道叠加的概率分布函数, 进而推导出合法接收端安全中断概率的闭式解。仿真结果验证了相对于正交频分复用方案, 采用无人机干扰机可以有效增强保密传输能力, 以及应用正交时频空方案对提高下行低轨卫星通信的安全性能的优势。

**关键词:** 正交时频空技术; 低轨卫星通信; 物理层安全; 无人机协作

**中图分类号:** TN918.9

**文献标识码:** A

**DOI:** 10.11959/j.issn.1000-436x.2021158

## Secrecy analysis for orthogonal time frequency space technique based LEO satellite communication

LI Zan<sup>1</sup>, HU Junfan<sup>1</sup>, LI Bing<sup>2</sup>, SHI Jia<sup>1</sup>, SI Jiangbo<sup>1</sup>

1. State Key Laboratory of Integrated Services Networks, Xidian University, Xi'an 710071, China

2. Shaanxi Institute of Electronic Technology, Xi'an 710032, China

**Abstract:** In order to improve the security performance of low earth orbit (LEO) satellite downlink communication system, a cooperative UAV was employed to send jamming signals against the eavesdroppers. In particular, the downlink transmission was based on the orthogonal time frequency space (OTFS) technique to combat the severe Doppler effect caused by the high mobility of the LEO satellite. The closed form expression for the security outage probability (SOP) was derived at the legitimate receiver, where a novel moment matching approach was used for finding a summed probability distribution function (PDF) of the shadowed-Rician (SR) distributed terms. Simulation results prove that the SOP performance advantage of the downlink LEO satellite communication achieved by OTFS over OFDM scheme, and show the effectiveness of employing unmanned aerial vehicle (UAV) jammer in terms of enhancing secrecy transmission.

**Keywords:** OTFS, LEO satellite communication, physical layer security, UAV cooperation

### 1 引言

低轨 (LEO, low earth orbit) 卫星通信系统凭借其覆盖面积广、链路损耗小、传输时延低等优点, 在 6G 中发挥重要的作用<sup>[1]</sup>。然而固有的广域开放

性和高速移动性, 又使其面临严峻的安全威胁。

目前, LEO 卫星通信的安全传输主要依靠上层的安全协议实现<sup>[2]</sup>, 但是传统的密钥方案在足够的计算能力下可以被破解。因此, 近年来, 以无线信道特性为基础, 利用物理层传输技术构造主信道和

收稿日期: 2021-03-17; 修回日期: 2021-06-02

通信作者: 胡俊凡, junfanHu@stu.xidian.edu.cn

基金项目: 国家杰出青年科学基金资助项目 (No.61825104); 国家自然科学基金资助项目 (No.61631015, No.61901327); 中央高校基本科研业务费专项资金资助项目 (No.JB210109)

**Foundation Items:** The National Science Foundation for Distinguished Young Scholar (No.61825104), The National Natural Science Foundation of China (No.61631015, No.61901327), The Fundamental Research Funds for the Central Universities (No.JB210109)

窃听信道容量之差进而实现通信安全的物理层安全 (PLS, physical layer security) 技术得到广泛关注<sup>[3]</sup>。文献[4]提出了一种用于下行卫星通信的迫零波束成形方案。文献[5]研究了卫星通信的协同干扰方案。此外, 无人机 (UAV, unmanned aerial vehicle) 凭借其低成本、高速、无线覆盖和可移动性等优点被广泛应用于天地一体化的陆地移动通信网络, 通过作为友好干扰机广播噪声, 提高系统保密性能<sup>[6-7]</sup>。然而, LEO 卫星的高速移动性会带来严重的多普勒效应, 产生的时变信道给安全传输带来了严峻的挑战, 这在目前的研究中并未涉及。

现有克服星地通信相对高速移动性带来的严重多普勒频移的方法, 大都为利用卫星轨道信息来构建地球地心固定坐标系的几何模型<sup>[8-9]</sup>, 计算出多普勒频移曲线并预估多普勒频移值, 进而进行预频偏补偿, 但这需要地面终端位置固定才能得到较高的预测精度, 当考虑地面终端也具有高速移动性时, 为了最小化多普勒频移估计误差, 往往增加最大似然 (ML, maximum likelihood) 估计补偿方法<sup>[10]</sup>, 通过发送大量导频信号, 在接收端统计接收信号频率差, 利用 ML 方法估计频移, 进而实施补偿, 以消除多普勒影响, 然而此方法计算成本很高, 难以适用于计算资源紧缺的卫星通信端。近年来, 正交时频空 (OTFS, orthogonal time frequency space) 技术通过构建一个全新的时延-多普勒域进行信号调制, 区别于传统的时频域调制方案, 通过二维傅里叶变换, 可实现对传统时频域时变频选双色散无线信道的均化作用, 转换为时延多普勒域中近似非衰落的信道, 使时延多普勒域信号经历信道后的时间相关性为 0, 从而消除多普勒频移影响, 非常适用于具有高速移动性的低轨卫星通信场景。文献[11-13]分别提出了基于消息传递算法、马尔可夫链蒙特卡罗方法以及近似消息传递算法的 OTFS 信号的检测方法。文献[14-15]研究了基于 OTFS 技术的多址接入方案, 文献[14]提出的多址方法可以避免多用户间干扰, 文献[15]提出的方案能有效降低误码率。目前还没有将 OTFS 技术应用于卫星通信中的相关研究。

在此背景下, 本文研究了基于 OTFS 的下行 LEO 卫星通信系统的安全保密性能, 主要贡献包括以下几个方面。

1) 推导了合法接收端的安全中断概率 (SOP, security outage probability) 的闭式解表达式。

2) 验证了 OTFS 方案相对于正交频分复用 (OFDM, orthogonal frequency division multiplexing) 方案的 SOP 优势。

3) 验证了无人机协同干扰对保证 LEO 卫星通信保密传输的有效性。

## 2 系统模型与信号模型

### 2.1 系统模型

本文以 LEO 卫星通信系统下行链路为研究对象, LEO 卫星 (Alice) 作为发送端传输私密信息到合法地面移动终端 (Bob), 过程中存在被窃听者 (Eve) 窃听的风险, 系统模型如图 1 所示。假设在 Bob 与 Eve 距离较近的情况下, 长距离星地信道条件极其相似, Alice 无法通过波束成形方案降低安全中断概率, 因此部署了一架灵活的协作式无人机干扰机 (UAV-Jammer) 向 Eve 发射人工噪声信号。Alice 和无人机干扰机分别配备  $N_A$  和  $N_J$  条天线, 其余节点均为单天线。

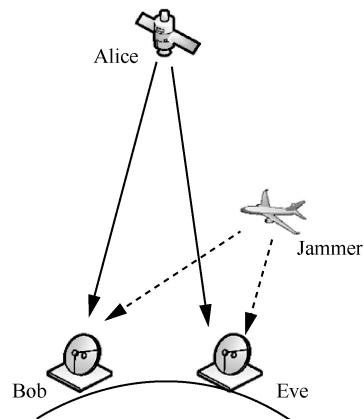


图 1 系统模型

考虑多径效应及多普勒扩展的影响, 信道模型为  $h(\tau, \nu) = \sum_{p=1}^P h_p \delta(\tau - \tau_p) \delta(\nu - \nu_p)$ , 其中  $P$ 、 $\tau$  和  $\nu$  分别表示多径数目、时延和多普勒频移。假设星地信道服从阴影莱斯 (SR, shadowed Rician) 分布<sup>[16]</sup>, 表示为  $h_p = A \exp(j\vartheta) + Z \exp(j\varphi)$ , 其中  $A$  和  $Z$  分别服从瑞利和 Nakagami- $m$  分布, 因此 SR 分布  $h_p$  包络  $r$  的概率分布函数可以表示为  $p(r) = \frac{r}{b} \left( \frac{2bm}{2bm + \Omega} \right)^m \exp\left(-\frac{r^2}{2b}\right) {}_1F_1\left(m, 1, \frac{\Omega r^2}{2b(2bm + \Omega)}\right)$ , 其中  $r \geq 0$ ,  ${}_1F_1(a; b; c)$  为第一类融合超几何函数,  $\Omega$  和  $2b$  分别为 LOS 分量和多径分量的平均功率,

$m \geq 0$  为衰落程度参数。考虑 UAV-Jammer 到地面端的信道服从 Nakagami- $m$  分布。

## 2.2 信号模型

为了克服低轨卫星及地面终端的移动性导致的多普勒频移效应，本文引入 OTFS 技术，其完整流程结构如图 2 所示。

首先，Alice 在时延-多普勒域发送  $NM$  个数据符号，表示为  $x[k, l]$ ， $0 \leq k \leq N-1$ ， $0 \leq l \leq M-1$ 。UAV-Jammer 在其第  $i$  根天线上发送叠加了波束成形系数  $w_i$  的伪随机复高斯噪声  $w_i z[k, l]$ 。然后通过逆有限辛傅里叶变换 (ISFFT, inverse symplectic finite Fourier transform) 运算，将这些信号从时延-多普勒域转换到时频域

$$X[n, m] = \frac{\sqrt{P_s}}{NM} \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{M-1} x[k, l] e^{j2\pi \left( \frac{nk}{N} - \frac{ml}{M} \right)} \quad (1)$$

$$Z[n, m] = \frac{\sqrt{P_r}}{NM} \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{M-1} z[k, l] e^{j2\pi \left( \frac{nk}{N} - \frac{ml}{M} \right)} \quad (2)$$

其中， $N$  和  $M$  为划分时频域的采样参数， $n$  和  $m$  的范围为  $n \in \{0, 1, \dots, N-1\}$ ， $m \in \{0, 1, \dots, M-1\}$ ， $P_s$  和  $P_r$  分别为 Alice 和 UAV-Jammer 的发送功率。

接着，通过海森堡变换，将  $X[n, m]$  和  $Z[n, m]$  转换为时域信号。假设发送和接收脉冲满足双正交性质<sup>[17]</sup>。在 Bob 接收端，采用维格纳变换得到时频域信号为

$$Y_d[n, m] = \sum_{i=1}^{N_A} H_{i, sd} [n, m] X[n, m] + \sum_{i=1}^{N_J} w_i H_{i, jd} [n, m] Z[n, m] + U_d [n, m] \quad (3)$$

其中， $H_{i, sd} [n, m]$  和 Alice 第  $i$  根天线的信道响应  $h_{i, sd} (\tau, \nu)$  的转换可以通过关系式  $H_{i, sd} [n, m] = \iint h_{i, sd} (\tau, \nu) e^{j2\pi(\nu n T - (\nu + m \Delta f) \tau)} d\tau d\nu$  获得， $H_{i, jd} [n, m]$  也有类似的表达式， $U_d [n, m]$  为时频域复高斯分布噪声。

最后，利用有限辛傅里叶变换 (SFFT, sym-

plectic finite Fourier transform) 对采样数据  $Y_d [n, m]$  进行处理，得到时延-多普勒域接收数据符号为

$$y_d [k, l] = \frac{1}{NM} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} Y_d [n, m] e^{-j2\pi \left( \frac{nk}{N} - \frac{ml}{M} \right)} \quad (4)$$

根据收发信号对应关系，可用矩阵形式表示为

$$\mathbf{y}_d = \sqrt{P_s} \sum_{i=1}^{N_A} \mathbf{H}_{i, sd} \mathbf{x} + \underbrace{\sqrt{P_r} \sum_{i=1}^{N_J} \omega_i \mathbf{H}_{i, jd} \mathbf{z}}_0 + \mathbf{u}_d \quad (5)$$

其中， $\mathbf{H}_{i, q} \in \mathbb{C}^{NM}$ ， $q \in \{sd, se, jd, je\}$  是 Alice (或 UAV-Jammer) 到 Bob (或 Eve) 的第  $i$  根天线的信道矩阵， $\mathbf{u}_d \in \mathbb{C}^{NM \times 1} \sim \text{CN}(0, \sigma_d^2)$  是 Bob 端的复高斯噪声。考虑通过理想的迫零波束成形方案使人工噪声正交于 Bob 的信道<sup>[7]</sup>，即满足  $\sum_{i=1}^{N_J} \omega_i \mathbf{H}_{i, jd} \mathbf{z} = \mathbf{0}$ 。

同样地，Eve 端接收信号  $\mathbf{y}_e$  的矢量化形式表示为

$$\mathbf{y}_e = \sqrt{P_s} \sum_{i=1}^{N_A} \mathbf{H}_{i, se} \mathbf{x} + \sqrt{P_r} \sum_{i=1}^{N_J} \omega_i \mathbf{H}_{i, je} \mathbf{z} + \mathbf{u}_e \quad (6)$$

其中， $\mathbf{u}_e \in \mathbb{C}^{NM \times 1} \sim \text{CN}(0, \sigma_e^2)$  是 Eve 端的复高斯噪声。

## 3 安全性能分析

### 3.1 信噪比分析

由于式(5)中  $\sum_{i=1}^{N_A} \mathbf{H}_{i, sd}$  是一个块循环矩阵，需要运用频域线性均衡 (FD-LE, frequency domain linear equalizer) 技术来消除码间干扰 (ISI, inter-symbol interference)，即对式(5)和式(6)乘以 FD-LE 矩阵  $\mathbf{Q}_{sd}$  和  $\mathbf{Q}_{se}$ ，得到

$$\tilde{\mathbf{y}}_d = \mathbf{Q}_{sd} \mathbf{y}_d = \sqrt{P_s} \mathbf{x} + \mathbf{Q}_{sd} \mathbf{u}_d \quad (7)$$

$$\tilde{\mathbf{y}}_e = \mathbf{Q}_{se} \mathbf{y}_e = \sqrt{P_s} \mathbf{x} + \sqrt{P_r} \mathbf{Q}_{se} \sum_{i=1}^{N_J} \omega_i \mathbf{H}_{i, je} \mathbf{z} + \mathbf{Q}_{se} \mathbf{u}_e \quad (8)$$

其中， $\mathbf{Q}_q = (\mathbf{F}_N^H \otimes \mathbf{F}_M) \mathbf{D}_q^{-1} (\mathbf{F}_N \otimes \mathbf{F}_M^H)$ ， $q \in \{sd, se\}$ 。另外， $\mathbf{D}_q$  是一个对角矩阵，其第  $(kM + l + 1)$  个对

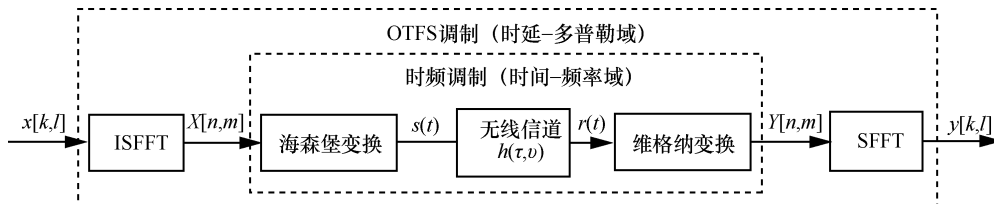


图2 OTFS 流程结构

角元素为  $D_q^{k,l} = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} a_{n,q}^{m,1} e^{j2\pi lm/M} e^{-j2\pi kn/N}$ ，并且  $a_{n,q}^{m,1}$  是  $\sum_{i=1}^{N_A} \mathbf{H}_{i,\text{sd}}$  矩阵的第  $(nM + m + 1)$  行、第 1 列的元素。

人工噪声的协方差矩阵如式(9)所示，其中  $(\mathbf{F}_N \otimes \mathbf{F}_M^H) \mathbf{z} \sim \text{CN}(0, \mathbf{I}_{NM})$ ， $\mathbf{D}_{\text{se}}^{-1} = \left( \sum_{i=1}^{N_A} \mathbf{D}_{i,\text{se}} \right)^{-1}$ ，

$\mathbf{H}_{w,\text{je}} = \sum_{i=1}^{N_j} \omega_i \mathbf{H}_{i,\text{je}}$ ， $\mathbf{D}_{w,\text{je}} = \sum_{i=1}^{N_j} \omega_i \mathbf{D}_{i,\text{je}}$ ，此外， $\mathbf{D}_{\text{com}} \mathbf{D}_{\text{com}}^H$

是一个块循环矩阵，并且其主对角线上的元素是独立的，其对角线的元素可以由迹给出

$$\begin{aligned} C_{\text{cov}} &= P_r \mathbb{E} \left[ (\mathbf{F}_N^H \otimes \mathbf{F}_M) \mathbf{D}_{\text{se}}^{-1} (\mathbf{F}_N \otimes \mathbf{F}_M^H) \cdot \right. \\ &\left. \mathbf{H}_{w,\text{je}} \mathbf{z} \mathbf{z}^H (\mathbf{H}_{w,\text{je}})^H (\mathbf{F}_N^H \otimes \mathbf{F}_M) \mathbf{D}_{\text{se}}^{-H} (\mathbf{F}_N \otimes \mathbf{F}_M^H) \right] = \\ &P_r \mathbb{E} \left[ (\mathbf{F}_N^H \otimes \mathbf{F}_M) \mathbf{D}_{\text{se}}^{-1} \mathbf{D}_{w,\text{je}} (\mathbf{F}_N \otimes \mathbf{F}_M^H) \cdot \right. \\ &\left. \mathbf{z} \mathbf{z}^H (\mathbf{F}_N^H \otimes \mathbf{F}_M) (\mathbf{D}_{w,\text{je}})^H \mathbf{D}_{\text{se}}^{-H} (\mathbf{F}_N \otimes \mathbf{F}_M^H) \right] = \\ &P_r (\mathbf{F}_N^H \otimes \mathbf{F}_M) \mathbf{D}_{\text{com}} (\mathbf{D}_{\text{com}})^H (\mathbf{F}_N \otimes \mathbf{F}_M^H) \end{aligned} \quad (9)$$

$$\begin{aligned} \phi &= \frac{1}{NM} \text{Tr} \left\{ (\mathbf{F}_N^H \otimes \mathbf{F}_M) \mathbf{D}_{\text{com}} (\mathbf{D}_{\text{com}})^H (\mathbf{F}_N \otimes \mathbf{F}_M^H) \right\} = \\ &\frac{1}{NM} \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{M-1} \left| \sum_{i=1}^{N_A} D_{i,\text{se}}^{k,l} \right|^{-2} \left| \sum_{i=1}^{N_j} w_i D_{i,\text{je}}^{k,l} \right|^2 \end{aligned} \quad (10)$$

因此，在 OTFS 方案下经过频域线性均衡后，Bob 和 Eve 的信噪比和信干噪比分别为

$$\text{SNR}_d = \frac{P_s}{\frac{\sigma_d^2}{NM} \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{M-1} \left| \sum_{i=1}^{N_A} D_{i,\text{sd}}^{k,l} \right|^{-2}} \quad (11)$$

$$\text{SINR}_e = \frac{P_s}{P_r \phi + \frac{\sigma_e^2}{NM} \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{M-1} \left| \sum_{i=1}^{N_A} D_{i,\text{se}}^{k,l} \right|^{-2}} \quad (12)$$

### 3.2 安全中断概率分析

不同于传统的 SOP 公式，本文使用基于可靠传输的 SOP 表达式<sup>[18]</sup>，即在给定信号目标传输速率  $R_b$  和保密信息传输速率  $R_s$  下，用  $R_e \triangleq R_b - R_s$  反映抵抗窃听的成本。假设 Bob 能够以给定的概率  $\eta$  正确解码信息，即  $P(\log(1 + \text{SNR}_d) \geq R_b) = \eta$ ，则当  $C_e > R_e = R_b - R_s$  时发生安全中断，SOP 可以表示为

$$P(C_e > R_b - R_s) \quad (13)$$

#### 3.2.1 信道近似

为了推导 SOP，本文需要知道 Bob 正确解码下

$R_b$  的表达式。首先需要分析  $\text{SNR}_d$  和  $\text{SINR}_e$  的 PDF。式(9)和式(10)分母中的变量服从 SR 分布  $D_{i,q}^{k,l} \sim \text{SR}(b_q, \Omega_q, m_q)$ ， $q \in \{\text{sd}, \text{se}\}$  和 Nakagami-m 分布  $D_{i,\text{je}}^{k,l} \sim \text{Nakagami}(m_{\text{je}}, \Omega_{\text{je}})$ ，均值和方差分别为

$$\begin{cases} \mu_q = \frac{\sqrt{\pi}}{2} \alpha_q \beta_q^{-\frac{1}{2}} {}_2F_1\left(\frac{3}{2}, q \in \{\text{sd}, \text{se}\}\right) \\ \sigma_q^2 = a_q \delta_q^{-1} \left( F_1(2) - \frac{\pi a_q}{4} {}_2F_1\left(\frac{3}{2}\right) \right) \end{cases} \quad (14)$$

$$\begin{cases} \mu_{\text{je}} = \frac{\sqrt{\Omega_{\text{je}}}}{\Gamma(m_{\text{je}})} \Gamma\left(m_{\text{je}} + \frac{1}{2}\right) \\ \sigma_{\text{je}}^2 = \Omega_{\text{je}} \left( 1 - \frac{\Gamma^2\left(m_{\text{je}} + \frac{1}{2}\right)}{m_{\text{je}} \Gamma^2(m_{\text{je}})} \right) \end{cases} \quad (15)$$

其中， $\beta_q = 1/2b_q$ ， $\alpha_q = \beta_q (m_q / (m_q + \beta_q \Omega_q))^{m_q}$ ， $\delta_q = \beta_q^2 \Omega_q / (m_q + \beta_q \Omega_q)$ ， ${}_2F_1(c) = {}_2F_1\left(c, m_q, 1, \frac{\delta_q}{\beta_q}\right)$ 。

通过阶矩匹配方法，根据  $N_A \mathbb{E}[D_{i,q}^{k,l}] = \alpha_q / \beta_q$ ， $N_A \text{Var}[D_{i,q}^{k,l}] = \alpha_q / \beta_q^2$ ， $q \in \{\text{sd}, \text{se}\}$  的关系可以得到分布参数  $\alpha_q$ ， $\beta_q$ ，并且  $\alpha_q = N_A \mu_q^2 / \sigma_q^2$ ， $\beta_q = \mu_q / \sigma_q^2$ 。因此  $\sum_{i=1}^{N_A} D_{i,\text{sd}}^{k,l}$  和  $\sum_{i=1}^{N_A} D_{i,\text{se}}^{k,l}$  可以近似为 Gamma 分布，即

$$\sum_{i=1}^{N_A} D_{i,q}^{k,l} \sim \Gamma\left(\frac{N_A \mu_q^2}{\sigma_q^2}, \frac{\mu_q}{\sigma_q^2}\right), q \in \{\text{sd}, \text{se}\} \quad (16)$$

根据文献[19]， $\sum_{i=1}^{N_j} w_i D_{i,\text{je}}^{k,l}$  可以近似为 Nakagami-m 分布，即

$$\sum_{i=1}^{N_j} w_i D_{i,\text{je}}^{k,l} \sim \text{Nakagami}(m_{N_j,\text{je}}, \Omega_{N_j,\text{je}}) \quad (17)$$

参数  $m_{N_j,\text{je}}$ 、 $\Omega_{N_j,\text{je}}$  与信道  $D_{i,\text{je}}^{k,l}$  的均值  $\mu_{\text{je}}$  和方差  $\sigma_{\text{je}}^2$  的对应关系为

$$\begin{aligned} \frac{\sqrt{\Omega_{N_j,\text{je}}}}{\Gamma(m_{N_j,\text{je}})} \Gamma\left(m_{N_j,\text{je}} + \frac{1}{2}\right) &= \mu_{\text{je}} \sum_{i=1}^{N_j} w_i \cdot \\ \Omega_{N_j,\text{je}} \left( 1 - \frac{\Gamma^2\left(m_{N_j,\text{je}} + \frac{1}{2}\right)}{m_{N_j,\text{je}} \Gamma^2(m_{N_j,\text{je}})} \right) &= \sigma_{\text{je}}^2 \sum_{i=1}^{N_j} w_i^2 \end{aligned} \quad (18)$$

因此,  $\left| \sum_{i=1}^{N_A} D_{i,q}^{\bar{k},\bar{l}} \right|^{-1}$ ,  $q \in \{\text{sd}, \text{se}\}$  服从逆 Gamma 分布,

其 PDF 为  $f_{\text{IG}}(x; \alpha_q, \beta_q) = \frac{\beta_q^{\alpha_q} x^{-\alpha_q-1} e^{-\beta_q/x}}{\Gamma(\alpha_q)}$ 。另外,

$$\left| \sum_{i=1}^{N_A} D_{i,q}^{\bar{k},\bar{l}} \right|^{-2} \text{ 的均值和方差为} \quad (19)$$

$$\begin{cases} \mu_{q,N_A} = \frac{\beta_q^2}{(\alpha_q - 1)(\alpha_q - 2)}, \alpha_q > 2 \\ \sigma_{q,N_A}^2 = \frac{2\mu_{q,N_A}^2 (2\alpha_q - 5)}{(\alpha_q - 3)(\alpha_q - 4)}, \alpha_q > 4 \end{cases}$$

此外,  $\left| \sum_{i=1}^{N_j} w_i D_{i,\text{je}}^{\bar{k},\bar{l}} \right|^2 \sim \Gamma(\alpha_{\text{je}}, \beta_{\text{je}})$  的均值和方差为

$$\mu_{\text{je},N_j} = \frac{\alpha_{\text{je}} \beta_{\text{je}}^2}{\beta_{\text{je}}}, \quad \sigma_{\text{je},N_j}^2 = \frac{\alpha_{\text{je}}}{\beta_{\text{je}}^2} \quad (20)$$

其中,  $\alpha_{\text{je}} = m_{N_j, \text{je}}$ ,  $\beta_{\text{je}} = m_{N_j, \text{je}} / \Omega_{N_j, \text{je}}$ 。

根据中心极限定理,  $NM$  个独立随机变量和

$$\left| \sum_{i=1}^{N_A} D_{i,q}^{\bar{k},\bar{l}} \right|^{-2}, q \in \{\text{sd}, \text{se}\} \text{ 服从正态分布, 即} \quad (21)$$

$$\sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{M-1} \left| \sum_{i=1}^{N_A} D_{i,q}^{\bar{k},\bar{l}} \right|^{-2} \sim N(\mu_{q,\text{sum}}, \sigma_{q,\text{sum}}^2)$$

其均值和方差为

$$\begin{cases} \mu_{q,\text{sum}} = \frac{NM \beta_q^2}{(\alpha_q - 1)(\alpha_q - 2)}, \alpha_q > 2 \\ \sigma_{q,\text{sum}}^2 = \frac{2NM \mu_{q,\text{sum}}^2 (2\alpha_q - 5)}{(\alpha_q - 3)(\alpha_q - 4)}, \alpha_q > 4 \end{cases} \quad (22)$$

### 3.2.2 目标传输速率

根据上述推导, Bob 的正确解码概率可以表示为

$$P \left( \frac{\sigma_b^2}{NM} \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{M-1} \left| \sum_{i=1}^{N_A} D_{i,\text{sd}}^{\bar{k},\bar{l}} \right|^{-2} < \frac{P_s}{2^{R_b} - 1} \right) = \eta \quad (23)$$

进一步化简为

$$\Phi \left( \frac{\left( \frac{P_s}{2^{R_b} - 1} - \frac{\sigma_b^2 \mu_{\text{sd},\text{sum}}}{NM} \right)}{\frac{\sigma_b^2 \sigma_{\text{sd},\text{sum}}}{NM}} \right) = \eta \quad (24)$$

其中,  $\Phi(\cdot)$  为标准正态分布随机变量的累积分布函数 (CDF, cumulative distribution function), 因此通过定义  $\varepsilon = \Phi^{-1}(\eta)$ , 可以得到

$$R_b = \log \left( 1 + \frac{P_s}{\sigma_b^2 \left( \frac{\varepsilon}{\sqrt{NM}} \sigma_{\text{sd},N_A} + \mu_{\text{sd},N_A} \right)} \right) \quad (25)$$

### 3.2.3 安全中断概率

另一方面, 将式(1)代入式(13), 经过一系列运算, 可以得到

$$P \left( I_e < \frac{P_s}{2^{R_b - R_s} - 1} \right) \quad (26)$$

$$I_e = \frac{1}{NM} \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{M-1} \underbrace{\left( \frac{\left| \sum_{i=1}^{N_A} D_{i,\text{se}}^{\bar{k},\bar{l}} \right|^{-2}}{A} \right)}_{\Psi} \underbrace{\left( P_r \left| \sum_{i=1}^{N_j} w_i D_{i,\text{je}}^{\bar{k},\bar{l}} \right|^2 + \sigma_e^2 \right)}_{\Xi} \quad (27)$$

根据中心极限定理, 变量  $I_e$  服从正态分布, 其均值和方差为

$$\begin{cases} \mu_{e,\text{sum}} = E(\Psi) = \mu_{\text{se},N_A} (P_r \mu_{\text{je},N_j} + \sigma_e^2) \\ \sigma_{e,\text{sum}}^2 = \frac{\text{Var}(\Psi)}{NM} = \frac{\mu_{\text{se},N_A}^2 P_r^2 \sigma_{\text{je},N_j}^2}{NM} + \\ \frac{\sigma_{e,N_A}^2 P_r^2 (\mu_{\text{je},N_j}^2 + \sigma_{\text{je},N_j}^2)}{NM} + \frac{\sigma_{e,N_A}^2 \sigma_e^2 (2P_r \mu_{\text{je},N_j} + \sigma_e^2)}{NM} \end{cases} \quad (28)$$

其中,  $\mu_{\text{je},N_j}$  和  $\sigma_{\text{je},N_j}^2$  可由式(20)给出。

将式(25)代入式(26), 可以得到基于 OTFS 技术的 LEO 卫星下行通信的 SOP 表示为

$$P_{\text{out}} = \Phi \left( \frac{\frac{P_s}{2^{R_b - R_s} - 1} - \mu_{e,\text{sum}}}{\sigma_{e,\text{sum}}} \right) \quad (29)$$

当发射功率  $P_s$  和接收功率  $P_r$  较高, 且 Alice 到 Bob 以及 UAV-Jammer 到 Eve 的信道阴影衰落减弱时, OTFS 方案具有较高的安全表现。

### 3.3 安全速率分析

安全速率也可以用来衡量安全通信性能, 描述合法信道和窃听信道可访问数据速率之差, 表示为  $R_s = [R_b - R_e]^+$ , 其中  $[x]^+ = \max\{x, 0\}$ 。在本文基于 OTFS 技术的 LEO 卫星下行通信系统中, 安全速率

可表示为

$$R_s = \left[ \log \left( 1 + \frac{P_s}{\frac{\sigma_d^2}{NM} \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{M-1} \left| \sum_{i=1}^{N_A} D_{i,sd}^{\bar{k},\bar{l}} \right|^2} \right) - \log \left( 1 + \frac{P_s}{P_r \phi + \frac{\sigma_e^2}{NM} \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{M-1} \left| \sum_{i=1}^{N_A} D_{i,se}^{\bar{k},\bar{l}} \right|^2} \right) \right]^+ \quad (30)$$

如上文所述,当 Eve 与 Bob 非常接近,从 Alice 到 Bob 和 Eve 的信道近似相等 ( $D_{i,sd}^{\bar{k},\bar{l}} \approx D_{i,se}^{\bar{k},\bar{l}}$ ) 时,假设高斯噪声功率相等 ( $\sigma_d^2 = \sigma_e^2 = \sigma^2$ ),则  $\sigma_d^2 \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{M-1} \left| \sum_{i=1}^{N_A} D_{i,sd}^{\bar{k},\bar{l}} \right|^2 \approx \sigma_e^2 \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{M-1} \left| \sum_{i=1}^{N_A} D_{i,se}^{\bar{k},\bar{l}} \right|^2$ , 因此可以得到  $R_s = [R_b - R_e]^+ > 0$ 。这证明了在窃听端与合法接收端距离较近的最坏情况下,本文提出的合作模型能够实现安全通信,且干扰机发射功率  $P_r$  越高,系统的安全性越好。

#### 4 仿真分析

考虑在 Bob 与 Eve 距离较近,长距离星地信道条件极其相似的最坏情况下,在严重阴影 (FHS, frequent heavy shadowing)、平均阴影 (AS, average shadowing)、轻度阴影 (ILS, infrequent light shadowing) 衰落的 3 种低轨卫星信道场景下的通信安全表现,信道参数<sup>[16]</sup>如表 1 所示。考虑 S 波段载波频率为  $f_c = 2.4$  GHz 的全球星 (Globalstar) LEO 卫星通信系统,使用其一个转发器的部分工作频带,即带宽  $M\Delta f = 0.96$  MHz 用于与地面站的通信,具体的仿真参数如表 2 所示。仿真中的 OFDM 系统加入合理的循环前缀 (CP 设置为  $1 \mu\text{s}$ , 低轨卫星 OFDM 系统下行城市区域信道多径时延最大为  $0.25 \mu\text{s}$ <sup>[20]</sup>),来消除多径效应带来的 ISI,并采用卫星轨道信息来构建基于地球地心固定坐标系的几何模型,计算出多普勒频移曲线并预估多普勒频移值,进而进行预频偏补偿。

从图 3 和图 4 可以看出,OTFS 实现的 SOP 明显低于 OFDM,特别是在实际建立通信链路的情况下,即  $\text{SOP} < 0.5$ ,并且随着星地信道条件(如 ILS 和 AS)和无人机地面信道条件(如当  $D_{i,je}^{\bar{k},\bar{l}}$  服

从参数为  $m_{je} = 1$ 、 $\Omega_{je} = 3$  的 Nakagami-m 分布)的改善,OTFS 方案下的 SOP 减小得更快。仿真中未考虑天线增益的帮助,因此在图 3(a)中,当保密信息传输速率  $R_s$  要求较高时,无论 OTFS 还是 OFDM 方案的安全表现都不理想,为了更直观地理解,图 3(b)给出了在保密信息传输速率  $R_s$  要求较低时 2 种方案的安全中断情况。从图 3 和图 4 还可以看出,当  $\text{SOP} > 0.5$  时,无论在何种信道条件下,OTFS 方案的安全性略低于 OFDM,这是因为 OTFS 方案平均了信道衰落的影响。当  $\text{SOP} < 0.5$  时才具有工程意义,因此总体而言,OTFS 系统在 LEO 卫星场景下具有较好的安全性能。

表 1 SR 信道参数

衰落	$m_j$	$b_j$	$\Omega_j$
重度衰落	1	0.063	0.000 7
平均衰落	5	0.251	0.279
轻度衰落	10	0.158	1.29

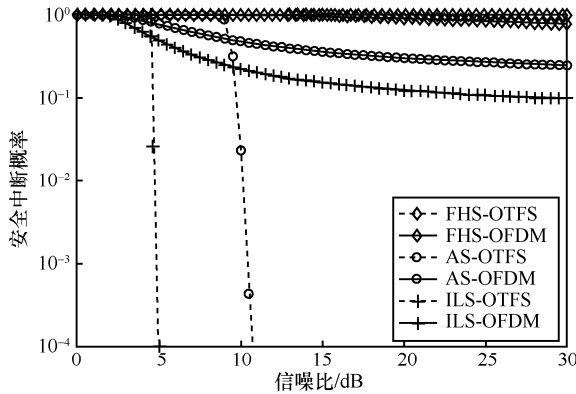
表 2 仿真参数

参数	数值
轨道高度/km	1 414
轨道倾角	$52^\circ$
$N_A$	5
$N_j$	5
载波频率 $f_c$ /GHz	2.4
子载波数目 $M$	64
OTFS 符号数目 $N$	16
子载波间隔 $\Delta f$ /kHz	15
信道估计	理想
最大多普勒频移/kHz	37

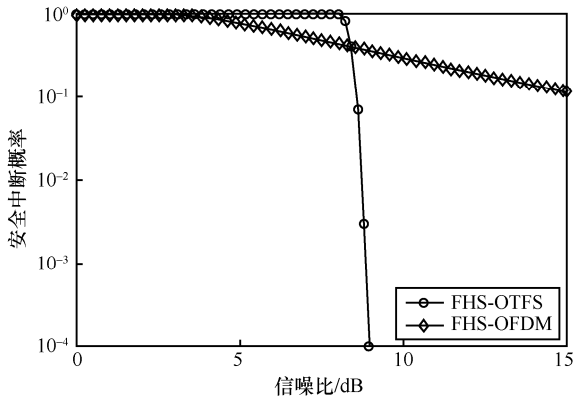
图 5 通过研究地面合法接收端和窃听者非常接近时的最坏情况,展示了协同无人机干扰的安全性能。以干扰发射端信噪比  $\text{SNR}_r = 6$  dB 为例,验证了近似解的正确性。从图 5 中可以看出,安全中断在没有无人机干扰机的协助下很大概率发生。无人机介入后,随着干扰信号功率的增加,SOP 急剧下降。此外,从图 4 可知,当信道衰落减轻时,无人机干扰机提供更高的安全保障。

图 6 和图 7 中安全速率的单位为比特/频道使用 (BPCU, bit per channel use)。在没有无人机干扰机的协助时,安全速率几乎为 0;无人机干扰

机的加入大幅提升了 OTFS 技术的下行 LEO 卫星通信系统的安全性能，验证了 3.3 节对安全速率的分析。随着干扰人工噪声信号功率的增加，以及无人机干扰机与地面接收端之间信道条件的改善（如当  $D_{i,j}^{k,l}$  服从参数为  $m_{je}=1$ 、 $\Omega_{je}=3$  的 Nakagami-m 分布时），系统安全速率明显提升。此外，随着星地信道衰落的减轻（如 ILS 和 AS），通信系统的安全表现更佳。



(a) 不同星地信道条件下，保密信息传输速率要求较高时，OTFS与OFDM方案的SOP比较



(b) 严重衰落 (FHS) 星地信道条件下，保密信息传输速率要求较低时，OTFS与OFDM方案的SOP比较

图 3 不同星地信道条件下，OTFS 与 OFDM 方案的 SOP 比较

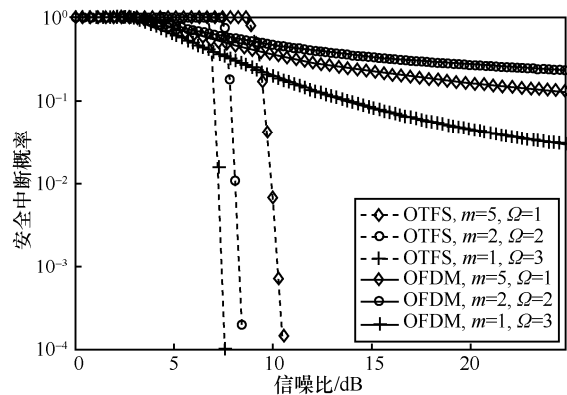


图 4 不同无人机信道条件下，OTFS 与 OFDM 方案的 SOP 比较

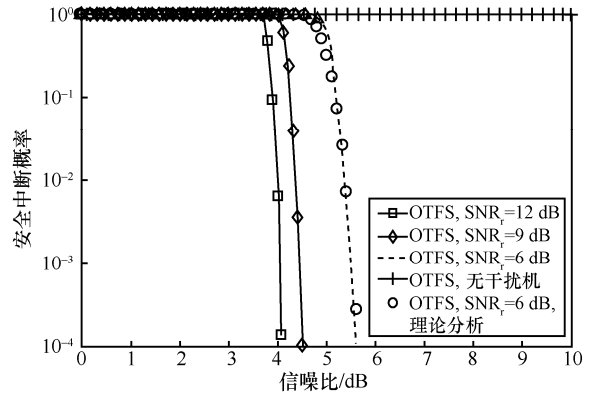


图 5 不同发射功率下，OTFS 方案的 SOP 比较

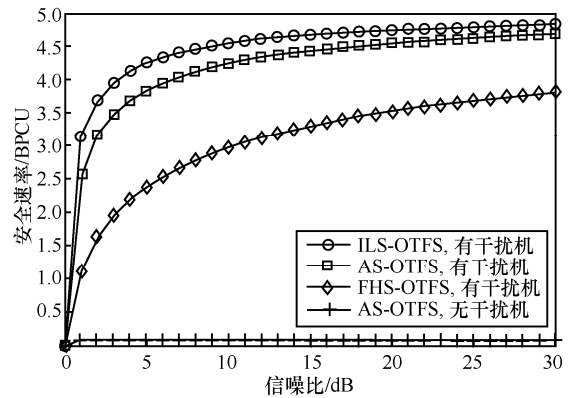


图 6 不同星地信道条件下，OTFS 方案的安全速率比较

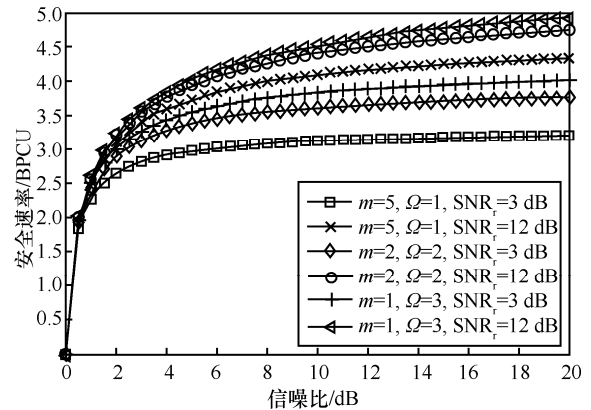


图 7 不同无人机信道条件及发射功率下，OTFS 方案的安全速率比较

## 5 结束语

本文提出了一种基于 OTFS 方案的下行 LEO 卫星协同通信系统，讨论了无人机干扰机通过发射人工噪声来提高合法链路的安全性。此外，利用阶矩匹配方法推导出了 OTFS 方案下的 SOP 的封闭解。仿真结果表明，与传统的 OFDM 方案相比，在无人机干扰能力的帮助下，OTFS 方案可以显著提高下行 LEO 卫星通信系统在不同阴影衰落信道下的安全性能。

## 参考文献:

- [1] GIORDANI M, ZORZI M. Satellite communication at millimeter waves: a key enabler of the 6G era[C]//International Conference on Computing, Networking and Communications. Piscataway: IEEE Press, 2020: 383-388.
- [2] SLIM M, BEN MAHMOUD M S, LARRIEU N, et al. An aeronautical data link security overview[C]//2009 IEEE/AIAA 28th Digital Avionics Systems Conference. Piscataway: IEEE Press, 2009: 1-14.
- [3] WYNER A D. The wire-tap channel[J]. Bell System Technical Journal, 1975, 54(8): 1355-1387.
- [4] LEI J, HAN Z, VAZQUEZ-CASTRO M Á, et al. Secure satellite communication systems design with individual secrecy rate constraints[J]. IEEE Transactions on Information Forensics and Security, 2011, 6(3): 661-671.
- [5] DING Z G, LEUNG K K, GOECKEL D L, et al. Opportunistic relaying for secrecy communications: cooperative jamming vs relay chatting[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2011, 10(6): 1725-1729.
- [6] BANKEY V, UPADHYAY P K. Improving secrecy performance of land mobile satellite systems via a UAV friendly jammer[C]//2020 IEEE 17th Annual Consumer Communications & Networking Conference. Piscataway: IEEE Press, 2020: 1-4.
- [7] LI J T, HAN S, TAI X X, et al. Physical layer security enhancement for satellite communication among similar channels: relay selection and power allocation[J]. IEEE Systems Journal, 2020, 14(1): 433-444.
- [8] ALI I, AL-DHAHIR N, HERSHEY J E. Doppler characterization for LEO satellites[J]. IEEE Transactions on Communications, 1998, 46(3): 309-313.
- [9] AMIRI S, MEHDIPOUR M. Accurate Doppler frequency shift estimation for any satellite orbit[C]//2007 3rd International Conference on Recent Advances in Space Technologies. Piscataway: IEEE Press, 2007: 602-607.
- [10] LIU Q C. Frequency synchronization in global satellite communications systems[J]. IEEE Transactions on Communications, 2003, 51(3): 359-365.
- [11] RAVITEJA P, PHAN K T, HONG Y, et al. Interference cancellation and iterative detection for orthogonal time frequency space modulation[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2018, 17(10): 6501-6515.
- [12] MURALI K R, CHOCKALINGAM A. On OTFS modulation for high-Doppler fading channels[C]//2018 Information Theory and Applications Workshop. Piscataway: IEEE Press, 2018: 1-10.
- [13] KHAMMAMMETTI V, MOHAMMED S K. OTFS-based multiple-access in high Doppler and delay spread wireless channels[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2019, 8(2): 528-531.
- [14] LI L J, LIANG Y, FAN P Z, et al. Low complexity detection algorithms for OTFS under rapidly time-varying channel[C]//2019 IEEE 89th Vehicular Technology Conference. Piscataway: IEEE Press, 2019: 1-5.
- [15] AUGUSTINE R M, CHOCKALINGAM A. Interleaved time-frequency multiple access using OTFS modulation[C]//2019 IEEE 90th Vehicular Technology Conference. Piscataway: IEEE Press, 2019: 1-5.
- [16] 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.
- [17] HADANI R, RAKIB S, TSATSANIS M, et al. Orthogonal time frequency space modulation[C]//2017 IEEE Wireless Communications and Networking Conference. Piscataway: IEEE Press, 2017: 1-6.
- [18] ZHOU X Y, MCKAY M R, MAHAM B, et al. Rethinking the secrecy outage formulation: a secure transmission design perspective[J]. IEEE Communications Letters, 2011, 15(3): 302-304.
- [19] FILHO J C S S, YACOUB M D. Nakagami-m approximation to the sum of M non-identical independent Nakagami-m variates[J]. Electronics Letters, 2004, 40(15): 951.
- [20] NA Z Y, GUAN Q Y, FU C, et al. Channel model and throughput analysis for LEO OFDM satellite communication system[J]. International Journal of Future Generation Communication and Networking, 2013, 6(6): 109-122.

## [作者简介]



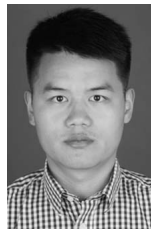
李赞 (1975-), 女, 陕西西安人, 博士, 西安电子科技大学教授、博士生导师, 主要研究方向为隐蔽通信、频谱管控。



胡俊凡 (1997-), 女, 山东济南人, 西安电子科技大学博士生, 主要研究方向为卫星通信、物理层安全、正交时频空技术等。



李兵 (1982-), 男, 陕西西安人, 博士, 陕西省电子技术研究所高级工程师, 主要研究方向为卫星有效载荷、系统设计等。



石嘉 (1987-), 男, 陕西西安人, 博士, 西安电子科技大学副教授、博士生导师, 主要研究方向为无线系统资源分配、毫米波通信、隐蔽通信等。



司江勃 (1980-), 男, 陕西西安人, 博士, 西安电子科技大学教授、博士生导师, 主要研究方向为无线通信网、协作传输、自适应传输技术等。