OSID：
扫描二维码
与作者交流

中图分类号：TN929.5
文献标志码：A　　文章编号：1006-1010(2025)06-0019-08
引用格式：石爽,刘子威,张更新,等. 低轨卫星互联网链路受扰性能分析[J]. 移动通信, 2025,49(6): 19-26.
SHI Shuang, LIU Ziwei, ZHANG Gengxin, et al. Interference Performance Analysis of Low Earth Orbit Satellite Internet Links[J]. Mobile Communications, 2025,49(6): 19-26.

低轨卫星互联网链路受扰性能分析*

石爽，刘子威，张更新，张步阳，朱进

（南京邮电大学，江苏 南京 210003）

【摘　要】　随着6G天空地海一体化和手机直连场景的出现，星地融合加快推进，3GPP推动了5G NR到5G NTN的过渡，OFDM传输技术逐步向星地链路迁移，提升卫星通信能力。然而，低轨卫星系统的快速部署导致同频干扰加剧，同时容易遭遇非通信系统的无意或恶意干扰，影响传输性能。目前，干扰分析主要集中在频轨协调和功率层面，未深入探讨对解调性能的影响。研究了多音干扰、扫频干扰、脉冲干扰和多载波干扰等典型干扰在不同干扰参数和通信参数下对OFDM下行信号的误码性能影响，为干扰抑制算法提供理论支持。

【关键词】　5G NTN；OFDM；干扰模型；信号解调；误码率

Interference Performance Analysis of Low Earth Orbit Satellite Internet Links

SHI Shuang, LIU Ziwei, ZHANG Gengxin, ZHANG Buyang, ZHU Jin

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

[Abstract]　With the development of 6G integrated space-ground-sea communication and the emergence of direct mobile-to-satellite communication scenarios, the integration of space and ground systems is accelerating. 3GPP has facilitated the transition from 5G New Radio to 5G non-terrestrial network (NTN), and OFDM transmission technology has been gradually migrated to space-ground links to enhance satellite communication capabilities. However, the rapid deployment of low Earth orbit (LEO) satellite systems has led to exacerbated co-frequency interference, while also rendering them vulnerable to unintentional or intentional interference from non-communication systems, thereby degrading transmission performance. Currently, interference analysis mainly focuses on frequency-orbit coordination and power control, with insufficient exploration of the impact on the demodulation performance. This paper investigates the impact of typical interference types, such as multi-tone interference, frequency-sweep interference, pulse interference, and multi-carrier interference, on the bit error rate of OFDM downlink signals under different interference and communication parameters, providing theoretical support for interference suppression algorithms.

[Keywords]　5G NTN; OFDM; interference models; signal demodulation; bit error rate

0　引言

6G 天空地海一体化发展趋势、手机直连场景的出现，使得星地融合加快推进，3GPP（3rd Generation Partnership Project，第三代合作伙伴计划）已经推动了 5G NR（5th Generation New Radio，第五代新空口）到 5G NTN（5G Non-Terrestrial Network，第五代非地面网络）[1] 的发展，主要从协议标准、信道模型、调制方式、终端能力适配等方面进行了改进。OFDM（Orthogonal Frequency Division Multiplexing，正交频分复用）体制 [2] 为核心的传输技术向星地链路迁移以提升星地传输能力，并适合与地面网络有机融合。然而，随着低轨星座的快速建设与部署，频轨资源快速枯竭 [3]，尤其在手机直连业务领域，与地面业务、高轨手机直连业务 [4] 的共存导致同频干扰 [5] 非常严重。同时，低轨卫星全球部署与服务过程中，容易遇到其他非通信系统的无意或恶意干扰 [6]，也会导致卫星传输能力的进一步下降。目前，大多数通信系统设计并未深入考虑干扰问题，例如，文献 [7] 和 [8] 中主要通过调度优化与频谱分配方式分析星地链路干扰问题。然而，干扰分析大多针对星地链路功率层面展开，并未对解调能力进行深入分析 [9]。针对 OFDM 传输信号的干扰性能分析，主要集中在误码率、信噪比退化、同步性能受

收稿日期：2025-04-25
*基金项目：国家自然科学基金“低轨卫星物联网移动覆盖和巨址接入”（U21A20450）

损等维度的研究[10-11]。例如，文献 [12] 和 [13] 和分别分析了多载波干扰和窄带脉冲干扰对 OFDM 系统性能的影响，但这些研究存在信道模型理想化、干扰模型缺乏分类、未考虑干扰时变性等问题[14-15]。当前，缺少针对低轨 NTN 环境中多样干扰模型下的系统性能评估与抗干扰机制研究。

本文以典型卫星互联网信号体制与帧结构为基础，针对下行链路中可能面临的多载波干扰、扫频干扰、脉冲干扰及多音干扰等典型信号干扰形式，构建了相应的干扰模型，推导了典型干扰信号在不同通信与干扰参数配置下 OFDM 系统 BER（Bit Error Rate，误码率）的理论表达式，并通过仿真实验，系统分析了干扰强度、频率分布等因素对 CINR（Carrier to Interference plus Noise Ratio，载干噪比）与 BER 之间关系的影响。本研究有助于为复杂干扰环境下的卫星通信系统设计提供理论支撑与技术参考。

1 干扰场景

典型卫星互联网下行链路的干扰场景如图 1 所示，卫星发送信号到地面终端，期间可能受到来自邻星系统的同频干扰（轨道间距不足或天线旁瓣特性差）。此外，广播卫星常使用 Ku 频段（12 GHz）或 Ka 频段（20 GHz）[16]，且调制方式多为 QPSK、8PSK、16QAM，而典型卫星互联网采用 Ku 波段，其上行链路频率覆盖 14.0~14.5 GHz，下行链路则设置在 10.7—12.7 GHz 之间，因此可能存在单载波干扰。同时，在城市上空飞行的飞机雷达或高功率雷达车也可能对卫星互联网使用 Ka/Ku 波段的 OFDM 信号产生脉冲干扰[17-18]以及信道环境（电离层、对流层多径效应）的影响。

为了进一步分析这些干扰对通信性能的影响，需从信号传播路径入手，建立接收信号的基本模型。图 2 为下行信号传播路径图。

其接收信号可表示为：

$$r(t)=s(t)*h(t)+j_i(t)+n(t) \tag{1}$$

其中，$s(t)$ 为发射的 OFDM 信号，$h(t)$ 为信道响应，$j_i(t)$ 表示第 i 个干扰源（如同频干扰、脉冲干扰、扫频干扰等），$n(t)$ 为加性高斯白噪声。该表达式为后续 CINR 与 BER 分析提供理论基础。

1.1 典型卫星互联网信号体制与帧结构

在开展干扰效应分析与性能评估之前，需要对典型卫星互联网通信系统所采用的信号体制及其帧结构进行简要梳理与建模。此节重点介绍卫星通信系统中广泛采用的 OFDM 体制，分析其 BER 计算方法，并基于实际应用中常见的 Ku 波段卫星互联网下行链路，展示典型帧结构及其关键同步序列的作用与脆弱性，为后续干扰建模与系统仿真奠定理论基础。

（1）OFDM 信号体制

OFDM 时域信号：

$$s(t)=\sum_{k=0}^{N-1}X_k e^{j2\pi k\Delta f t},0\le t\le T_{sym} \tag{2}$$

其中，X_k 为第 k 个子载波的调制符号（如 16QAM），N 为子载波数，$\Delta f=1/T_{sym}$ 子载波间隔。

（2）OFDM 信号的 BER 公式

在 OFDM 系统中，BER 的计算基于每个子载波的 CINR。对于 16QAM 调制，OFDM 信号的 BER[20] 可以表示为：

$$\begin{aligned}P_b&=\frac{4}{\log_2(M)}(1-\frac{1}{\sqrt{M}})\cdot Q(\sqrt{\frac{3\log_2(M)}{M-1}\cdot\frac{E_b}{N_0}})\\&=\frac{3}{8}erfc(\sqrt{\frac{4}{5}\cdot\frac{E_b}{N_0}})=\frac{3}{8}erfc(\sqrt{\frac{4}{5}\cdot\gamma})\end{aligned} \tag{3}$$

其中，$\gamma=\frac{E_b}{N_0}$ 为比特信噪比（SNR per bit, Signal-to-Noise Ratio per bit），$Q(x)=\frac{1}{2}erfc(\frac{x}{\sqrt{2}})$，$erfc()$ 是互补误差函数。

（3）典型卫星互联网信号

图 3 展示了典型卫星互联网帧结构，每个帧包括 302

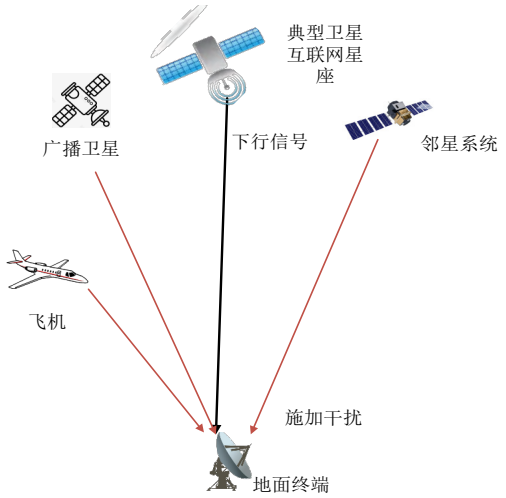

图1 典型卫星互联网下行信号受扰场景

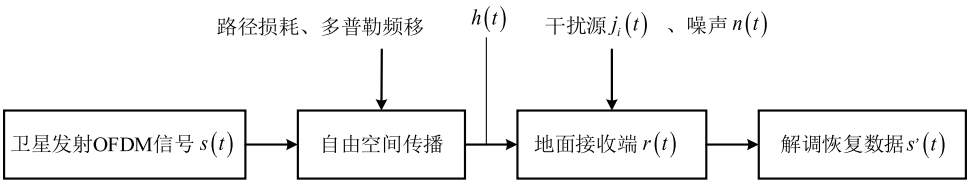

图2 下行信号传播路径图

个 OFDM 符号及 1 个帧保护时隙（无信号），第 0（PSS（Primary Synchronization Signal, 主同步信号））、1（SSS（Secondary Synchronization Signal, 辅同步信号））、301（CSS（Channel State Signal，信道状态信号））个符号为同步序列，PSS 不含信息，SSS 和 CSS 的内容是已知的，接收机利用帧头和帧尾的 SSS 和 CSS 对所有子载波进行信道估计，并允许进行帧内插值。每帧周期为 1.33 ms，每帧都以主同步信号开始，然后是辅同步信号，其调制方式为 4QAM，每帧以结尾同步信号结束。后续帧可能立即出现或不出现，具体取决于用户需求。在每帧中，索引为 2、3、4、5 的 OFDM 符号包含报头信息，包括卫星、信道和调制调度表。前七个左右的有效负载符号有时采用 16QAM 调制，其余符号采用 4QAM 调制。

PSS 主要用于帧定时同步，其内容已知但不包含数据信息。一旦受到干扰，接收端将难以准确确定帧起始位置，可能导致帧结构整体错位，进而影响后续所有符号的识别与解调，甚至完全无法建立通信链路；SSS 用于识别卫星小区号及频偏估计，是系统完成精细同步的关键部分。SSS 一旦被干扰，不仅会导致帧编号错误，还会使频偏估计出现偏差，进而造成严重的 ICI（Inter-Carrier Interference，子载波间干扰），使得后续所有子载波的解调性能下降，误码率显著上升。CSS 位于帧尾，其内容已知，主要用于全帧的信道估计与均衡。CSS 若受到干扰，将导致信道估计失真，使接收端频域均衡器产生误补偿，从而直接影响整个帧内的数据解调准确性，尤其是在多径信道或频率选择性衰落条件下，其影响更为显著。此外，常规 OFDM 负载符号承载实际用户数据，其受到干扰时，表现为数据误码、丢帧等现象。由于典型卫星互联网信号的调制方式多为 OFDM/16-QAM，因此后续的干扰评估都基于 OFDM/16-QAM 信号展开。

1.2 典型干扰信号模型

（1）多载波信号

多载波干扰由多个连续间隔载波叠加，类似 OFDM 信号但为无调制干扰信号，数学模型为：

$$J(t)=\sum_{k=0}^{N-1}A\cdot\cos\left(2\pi(f_0+k\Delta f)t+\varphi_k\right) \tag{4}$$

其中 N 为载波数量，f_0 为起始频率，Δf 为载波间隔，A 为恒定幅值，φ_k 为相位偏移。

若时域上多个频率叠加，则波形复杂；若频域占用频谱较宽，且子载波呈等间隔分布，则会在宽频段内形成连续的频谱干扰，从而对多载波通信系统（如 OFDM）的子载波结构造成严重干扰，影响其正交性与解调性能。

（2）扫频信号

扫频信号是频率随时间变化（线性、非线性均可）的干扰信号，常见于雷达、电子对抗。其频域特征表现为功率集中分布在某一连续频带内，其数学模型如下所示：

$$J(t)=A\cos\left(2\pi\left(f_0t+\frac{B}{2T}t^2\right)\right) \tag{5}$$

其中 f_0 为起始频率，决定从哪里开始扫频；B 为扫频带宽，越宽覆盖频率越多；T 为扫频周期，越小扫得越快，瞬时影响更大；A 为干扰幅度，控制干扰能量。

（3）脉冲信号

脉冲干扰以时间为单位间隔周期性或随机出现短时间强脉冲，类似于冲击噪声，其模型为：

$$J(t)=\sum_{n}A\cdot rect\left(\frac{t-nT}{\tau}\right) \tag{6}$$

其中，$rect$ 为矩形脉冲，T 为脉冲周期，τ 为脉冲宽度。

周期脉冲在频域上形成主瓣与周期性旁瓣结构，瞬时能量高，短时干扰严重，易与信号叠加在固定时隙，影响符号解调。

随机脉冲频域能量扩散，呈现更宽频谱，对任意符号都有干扰概率，影响更广，不易预测或消除，鲁棒性要求高。

（4）多音信号

多音干扰由多个固定频率的正弦波叠加构成，其频率不随时间变化，频谱呈离散分布。数学表达式如下：

$$J(t)=\sum_{k=1}^{K}A_k\cos(2\pi f_kt+\varphi_k) \tag{7}$$

其中，A_k 为第 k 个音的幅度，f_k 为第 k 个干扰频率，φ_k 为初始相位，K 为音的数量。多音干扰在时域上呈周期性、连续波叠加，在频域上功率集中于若干离散频点，对通信系统中对应频点的载波或子载波形成直接干扰。

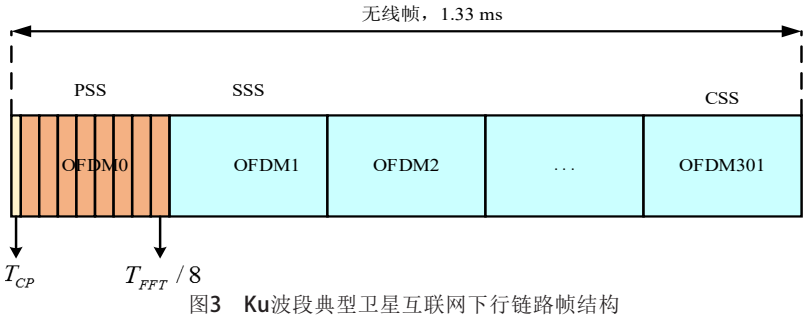

图3　Ku波段典型卫星互联网下行链路帧结构

2 干扰波形建模与干扰影响分析

2.1 多载波干扰

假设干扰信号由 K 个载波构成，每个载波的频率为 $f_j=f_0+\Delta f_j$，其中 $j=1,\ldots,K$，Δf_j 是干扰载波的间隔。每个干扰载波的功率为 J。在 OFDM 系统中，接收端进行 FFT（Fast Fourier Transform，快速傅里叶变换）后，每个子载波上的干扰分量取决于干扰载波与子载波之间的频率偏移。

假设第 m 个 OFDM 子载波的中心频率为 $f_m=f_0+\Delta f$，而干扰载波频率为 f_j，若干扰与子载波不对齐则频率偏移为 $\Delta=f_j-f_m$，若干扰载波与 OFDM 子载波对齐时频率偏移量 $\Delta=0$。

经过 FFT 后，干扰信号在第 m 个子载波上的干扰功率可以表示为：

$$J_m = J*\left|H(f_j-f_m)\right|^2 \tag{8}$$

其中 H 是接收滤波器（即 OFDM 系统的频率响应），通常为 sinc 函数的形式，当 $\Delta=0$ 时，$\mathrm{sinc}(0)=1$，则 $J_m=J$；以下考虑干扰与子载波不对齐时的影响，当子载波间隔为 Δf，符号时间为 $T=\frac{1}{\Delta f}$，则频率响应的幅度为 $\mathrm{sinc}(\pi(f-f_m)T)$。所以，干扰载波 j 在第 m 个子载波上的干扰功率为：

$$J_{m,j} = J*\mathrm{sinc}^2((f_j-f_m)T) \tag{9}$$

总干扰功率为所有干扰载波在该子载波上之和：

$$J_{total,m} = \sum_{j=1}^{K} J_{m,j} \tag{10}$$

假设所有子载波的信号功率相同，即 $P_{signal,m}=P_{signal}$。在低轨卫星下行信道中，信号功率因多径传播产生频率选择性衰落，需修正为：

$$P_{signal,m} \rightarrow P_{signal,m}\left|h_m\right|^2 \tag{11}$$

其中，h_m 是第 m 个子载波的信道增益，在低轨卫星场景中服从瑞利分布。因而，每个子载波的 CINR 为：

$$\gamma_m = \frac{P_{signal,m}\left|h_m\right|^2}{N_0\Delta f + J_{total,m}} \tag{12}$$

其中，$N_0\Delta f$ 是噪声功率在每个子载波上的分量。需对 BER 求统计期望：

$$BER_{MCI} = \frac{1}{N_c}\sum_{N_c}^{m=1} E_{|h_m|^2}\left[\frac{3}{4}Q\left(\sqrt{\frac{4\gamma_m}{5}}\right)\right] \tag{13}$$

由于 $\mathrm{E}[|h_m|^2]=1$（信道增益的期望值归一化为 1），其闭合解为：

$$BER_{MCI} = \frac{1}{N_c}\sum_{N_c}^{m=1}\frac{3}{8}\left(1-\sqrt{\frac{\bar{\gamma}_m}{1+\bar{\gamma}_m}}\right) \tag{14}$$

其中 $\bar{\gamma}_m = \frac{P_{signal,m}}{N_0\Delta f + J_{total,m}}$ 为平均 CINR。

2.2 扫频干扰

扫频干扰的瞬时频率随时间线性变化，比如从 f_{start} 到 f_{end}，扫频速度为 v(Hz/s)。假设扫频周期为 T_{sw}，那么在一个周期内，干扰频率覆盖带宽 $B_{sw}=v*T_{sw}$，需满足 $B_{sw}\le B_{total}$，避免干扰超出系统频段，B_{total} 为卫星下行信道总带宽。

对于 OFDM 系统，每个符号的持续时间为 T_{sym}，所以在每个符号期间，干扰频率的变化量为 $v*T_{sym}$。如果 $T_{sw}<T_{sym}$，干扰在一个符号内可能覆盖整个频带，导致所有子载波都受到干扰；如果 $T_{sw}>T_{sym}$，干扰在每个符号期间只覆盖部分频带。

假设扫频干扰在整个带宽内均匀扫过，那么每个子载波在长时间内受到的平均干扰功率与干扰的总功率和扫频速度有关。例如，干扰的总功率为 J_{total}，则干扰的功率谱密度为 $\frac{J_{total}}{B_{sw}}$。每个子载波的带宽 Δf，所以平均干扰功率为 $\frac{J_{total}*\Delta f}{B_{sw}}$。根据文献 [21]，假设干扰在扫频过程中均匀分布。

因此，每个子载波的干扰功率为：

$$J_m = \frac{J_{total}*\Delta f}{B_{sw}} = \frac{J_{total}*\Delta f}{v*T_{sw}} \tag{15}$$

假设干扰在每个子载波 m 的频带 Δf 内停留的时间 $\Delta t=\Delta f/v$。如果 $\Delta t<T_{sym}$，那么干扰在该子载波上的持续时间是 Δt，因此干扰功率为 $J*(\Delta t/T_{sym})$。如果 $\Delta t<T_{sym}$，则干扰在整个符号期间都存在，因此干扰功率为 J。因此，每个子载波的干扰功率为：

$$J_m = \frac{J*(\Delta f/v)}{T_{sym}}, \text{当}\Delta f/v \le T_{sym} \tag{16}$$

否则，$J_m=J*1$。考虑到在低轨卫星下行信道中，信号功率因多径传播产生频率选择性衰落，基于此，每个子载波的 CINR 为：

$$\gamma = \frac{P_{signal}\left|h_k\right|^2}{N_0\Delta f + J_m} \tag{17}$$

此时扫频干扰下 BER 公式求解过程同式 (13)、(14)。

2.3 脉冲干扰

在无线通信系统中，脉冲干扰作为一种非连续型干扰形式，常对通信性能产生显著影响。根据干扰脉冲的时间分布特性与统计特性，本文考虑以下三种典型的脉冲干扰模型：

（1）周期性脉冲干扰（Periodic）

周期性脉冲干扰的特征是每 T_p 周期出现一次，持续时间为 τ，占空比 $D=\tau/T_p$。实际中，脉冲干扰通常以低占空比出现（例如 $D<0.1$），以提高能量集中度和突发性。高占空比（例如 $D>0.5$）接近持续干扰，会被无线监管机构更容易检测和禁止。因此，所采用的占空比取值应覆盖 0.01 至 0.5 的范围，涵盖弱干扰到强干扰场景。

当脉冲发生时，干扰功率为 J。因此，对于每个子载波，平均干扰功率为 $J*D$。所以 CINR 为：

$$\gamma = P_{signal}/(N_0\Delta f + J*D) \tag{18}$$

其中，Δf 为每个子载波带宽。

（2）均匀分布型随机脉冲干扰（Random-Uniform）

对于随机脉冲干扰，如果脉冲的出现服从均匀分布，即每个符号期间干扰出现的概率为 p，持续时间为 τ（可能小于或等于符号周期）。此时，干扰的平均功率为 $J*p$，其中 $p=\tau/T_{sym}$。因此，CINR 为：

$$\gamma = P_{signal} / (N_0 \Delta f + J * p) \tag{19}$$

（3）高斯分布型随机脉冲干扰（Random-Gaussian）

时间上的高斯分布：假设脉冲出现的时刻集中在某个时间点周围，干扰在时域扩散，从而在频域呈现较宽的频谱。这种情况可能导致频谱的干扰扩展。

频率上的高斯分布：假设脉冲在频率上的中心位置服从高斯分布，那么对于每个子载波 m，干扰频率落在其附近的概率与高斯分布的 PDF（Probability Density Function，概率密度函数）有关。假设干扰中心频率 $f_j \sim N(\mu_f, \sigma_f^2)$，则子载波 m 受到干扰的概率为积分从 $(f_m-\Delta f/2)$ 到 $(f_m+\Delta f/2)$ 的高斯 PDF，即：

$$p(f_m) = \int_{f_m-\Delta f/2}^{f_m+\Delta f/2} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \exp\left(-\frac{(f_j-\mu_f)^2}{2\sigma_f^2}\right) df_j \tag{20}$$

此时子载波 m 的干扰功率为：

$$J_m = J * \left[\Phi\left(\frac{f_m+\Delta f/2-\mu_f}{\sigma_f}\right) - \Phi\left(\frac{f_m-\Delta f/2-\mu_f}{\sigma_f}\right)\right] \tag{21}$$

其中，Φ 是标准正态分布的 CDF（Cumulative Distribution Function，累积分布函数）。

因此，每个子载波的 CINR 为 $\gamma_m=P_{signal}/(N_0\Delta f+J_m)$。类似的，BER 可以通过平均所有子载波的 CINR 来计算，即：

$$BER_{RG} = \frac{1}{N_c} \sum_{N_c}^{m=1} \frac{3}{4} Q\left(\sqrt{\frac{4\gamma_m}{5}}\right) \tag{22}$$

2.4 多音干扰

多音干扰的影响不仅取决于干扰功率和音的数量，更与其频率分布密切相关。为对比分析不同频率分布下的干扰效果，本节将分别构建高斯分布型多音干扰（Gaussian）、频率对齐型多音干扰（Aligned）以及频率均匀分布型多音干扰（Uniform）三种模型，推导 OFDM 信号在三种干扰模型下的 BER。

（1）高斯分布型多音干扰

1）计算条件与假设

干扰频率 f_j 服从高斯分布 $f_j \sim N(\mu_f, \sigma_f^2)$，每个干扰源的功率为 J。OFDM 系统中每个子载波的频率为 f_m，子载波间隔为 Δf，符号周期为 $T_{sym}=\frac{1}{\Delta f}$，干扰源与子载波的频率偏移为 $\Delta f_j=|f_j-f_m|$。$p(f_j)$ 为干扰频率的概率密度函数，即高斯分布：

$$E\left[J \cdot \mathrm{sinc}^2\left(\frac{\Delta f_j \cdot T_{sym}}{2}\right)\right] \tag{23}$$

2）计算单个干扰源对子载波的干扰功率

对于每个干扰源，干扰功率与其频率偏移和干扰信号的功率 J 相关。通常使用 sinc^2 函数来表示频率偏移引起的衰减。干扰源对第 m 个子载波的干扰功率期望值可以表示为：

$$E\left[J \cdot \mathrm{sinc}^2\left(\frac{\Delta f_j \cdot T_{sym}}{2}\right)\right] \tag{24}$$

3）总干扰功率的期望值

假设 K 为多音干扰中音的数量，且每个音的频率 f_j 服从相同的高斯分布。对于第 m 个子载波，总的干扰功率期望值 $J_{total,m}$ 是所有干扰源对该子载波的干扰功率期望值的和：

$$J_{total,m} = K \cdot J \cdot E\left[\mathrm{sinc}^2\left(\frac{\Delta f_j}{2\Delta f}\right)\right] \tag{25}$$

下面给出期望值计算公式：

$$E\left[\mathrm{sinc}^2\left(\frac{\Delta f_j}{2\Delta f}\right)\right] = \int_{-\infty}^{+\infty} \mathrm{sinc}^2\left(\frac{\Delta f_j}{2\Delta f}\right) p(\Delta f_j) d\Delta f_j \tag{26}$$

其中，$p(\Delta f_j)$ 是 Δf_j 的概率密度函数。由于 $\Delta f_j=|f_j-f_m|$ 且 $f_j \sim N(\mu_f, \sigma_f^2)$，所以 Δf_j 的分布可由式求得。

当得到期望值 $E[\mathrm{sinc}^2(\Delta f_j/2\Delta f)]$，就可以计算每个子载波的总干扰功率 $J_{total,m}$。然后可以继续计算 CINR：

$$\gamma_{mt} = \frac{P_{signal,m}}{N_0 \Delta f + J_{total,m}} \tag{27}$$

和 BER：

$$BER_{MT} = \frac{1}{N_c} \sum_{m=1}^{N_c} \frac{3}{4} Q\left(\sqrt{\frac{4\gamma_{mt}}{5}}\right) \tag{28}$$

（2）频率对齐型多音干扰

当干扰频率精确对准某些子载波中心频率，即 $f_j \in \{f_0, f_1, \ldots, f_{N-1}\}$ 此类干扰在频域中呈现明显的周期性结构，与 OFDM 等多载波调制技术中的子载波结构相似，因此对正交调制结构具有强干扰破坏性，易引发子载波间串扰或误判。

1）单个干扰源对某一子载波的干扰功率：

由于频率完全重合，干扰信号在子载波频点上的能量不会衰减，sinc 函数达到最大：

$$E\left[J_{j,m}\right] = J \cdot \mathrm{sinc}^2(0) = J \tag{29}$$

2）总干扰功率期望：

假设干扰源均匀对齐在不同子载波上，每个子载波仅受到极少数干扰：

$$J_{total,m}^{aligned} = K \cdot J \cdot p(f_j = f_m) \tag{30}$$

其中 K 为多音干扰中音的数量，J 为干扰信号的功率，$p(f_j=f_m)$ 为某个干扰频率 f_j 恰好对齐到某个子载波中心频率 f_m 的概率。如果 $K \ll N$，大多数子载波不受干扰，因此 $J_{total,m}^{aligned}$ 非常小，对应的 BER 几乎保持水平线。

（3）均匀分布型多音干扰

针对 OFDM 系统设计的频率同步干扰或测试用等间隔干扰源。尽管其频率排布是确定的，但由于在一定带宽范围内呈现等间隔分布，因此在频域统计特性上可近

似视为离散均匀分布。

假设多音干扰频率服从均匀分布，则：

$$f_j \sim \mathcal{U}(f_{\min}, f_{\max}) \Rightarrow \Delta f_j = |f_j - f_m| \tag{31}$$

其中，$f_{\min}$、$f_{\max}$ 为干扰频率范围，则单个干扰源对子载波影响：

$$E[J_{j,m}] = J \cdot \mathrm{sinc}^2\left(\frac{\Delta f_j T_{sym}}{2}\right) \tag{32}$$

干扰信号的总干扰功率期望：

$$J_{total,m}^{\text{uniform}} = K \cdot J \cdot E_{\Delta f_j}\left[\mathrm{sinc}^2\left(\frac{\Delta f_j T_{sym}}{2}\right)\right] \tag{33}$$

由于$\Delta f_j \sim \mathcal{U}(-B, B)$，可得：

$$E_{\Delta f_j}\left[\mathrm{sinc}^2\left(\frac{\Delta f_j T_{sym}}{2}\right)\right] = \frac{1}{2B}\int_{-B}^{B}\mathrm{sinc}^2\left(\frac{\Delta f_j T_{sym}}{2}\right)d\Delta f_j \tag{34}$$

根据算出的干扰信号的总干扰功率期望值可计算 CINR 与 BER，同式 (27)、式 (28)。

3 仿真验证

3.1 仿真场景与参数设置

在本仿真中，典型卫星互联网下行信号使用 OFDM 技术进行 16QAM 调制，且通过分析其帧结构得出下行信号相关参数：采样率 F_s=20×10^6 Hz，子载波数 1 024，OFDM 符号数 5 000，循环前缀的长度为 32 个采样点，信噪比（E_b/N_0）选取典型值（0, 10, 20）dB（由于 E_b/N_0 在选取的三个典型值下，仅 BER 值随着 E_b/N_0 的增大而减小，但 BER 与 CINR 的曲线图整体趋势几乎一致，因此后续仿真实验均选择 E_b/N_0 在 20 dB 的仿真图作为代表），干扰信号功率在 [-10, 10] dB，以便观察系统在不同干扰噪声环境下的性能变化。

图 4 给出了无干扰信号影响时，OFDM/16QAM 信号的信噪比与误码率曲线图，以便为后续的仿真实验做对比。

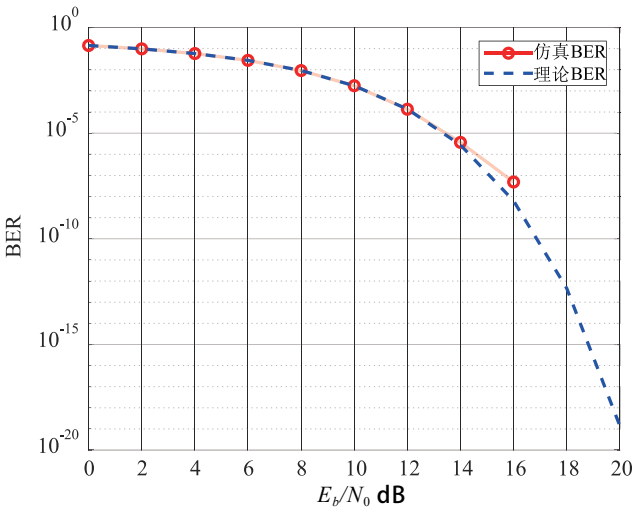

图4　无干扰下OFDM误码率曲线

3.2 典型干扰信号下 OFDM 通信性能分析

（1）多载波干扰误码率分析

设置干扰信号为多个窄带 QPSK 调制的载波，频率分布在以中心频率为参考的 ±5 个子载波间隔内。在“对齐”场景下，干扰载波中心频率与 OFDM 子载波频点一致；在“不对齐”场景中，干扰频率偏移半个子载波间隔，并在不同干扰功率和干扰载波数条件下进行仿真。

系统 BER 与 CINR 的对比结果如图 5、图 6 所示，反映出干扰频率结构对系统性能的显著影响。

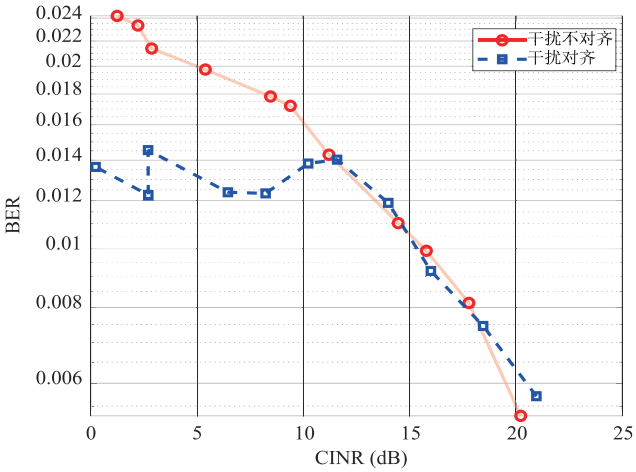

图5　干扰载波数为80时误码率曲线图

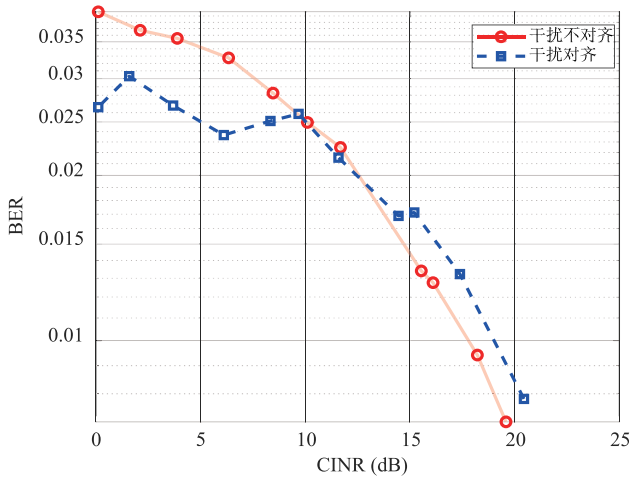

图6　干扰载波数为120时误码率曲线图

由图 5、图 6 可知，在多载波干扰下，干扰载波数越多对信号影响越大且 BER 越高，同时干扰频点不对齐时，系统的 BER 在多数情况下高于对齐干扰，原因是：在干扰频点不对齐的情况下，干扰信号落在两个相邻的 OFDM 子载波之间，会导致其能量泄漏到多个子载波上（即频域干扰扩展）。这类泄漏造成的干扰分布更广泛，会通过子载波间干扰影响所有子载波，导致整体 BER 变高；在干扰频点对齐的情况下，干扰信号能集中影响某些子载波，

而 OFDM 的每个子载波是独立调制的，所以直接受到“打击”的子载波 BER 非常高；但被干扰的子载波数量有限，其他子载波没有被干扰到，所以总体 BER 较低。

（2）扫频干扰误码率分析

由 2.2 节扫频干扰的理论推导中得到扫频干扰与扫频周期和扫频速度有关，扫频速度可由扫频信号的带宽与扫频周期的比值得到，因此仿真中考虑扫频信号的周期与带宽，仿真结果如图 7、图 8 所示：

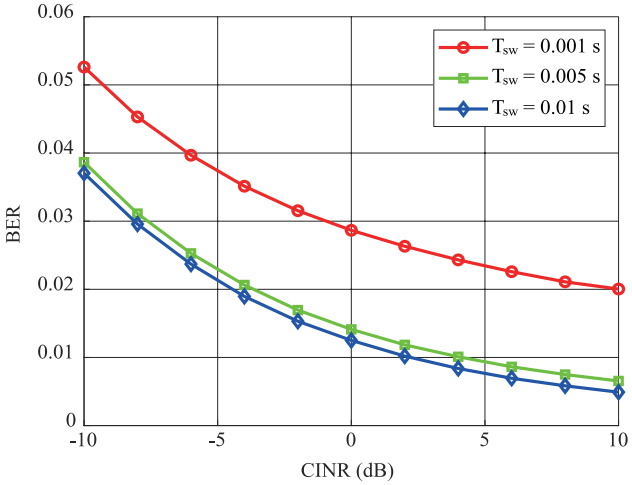

图7　不同扫频周期下的BER与CINR关系图

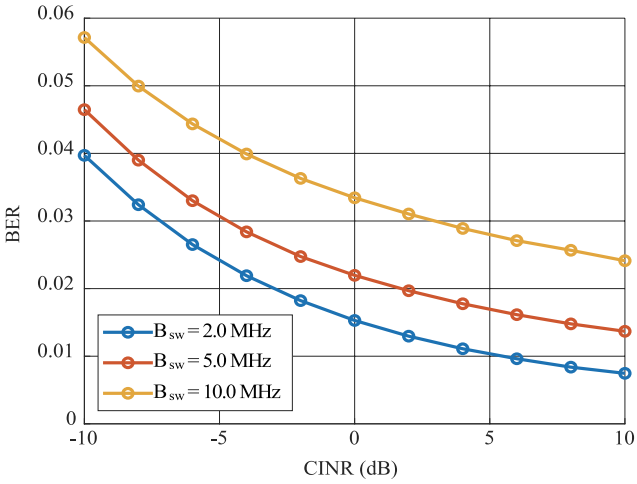

图8　不同扫频带宽下的BER与CINR关系图

由图 7、图 8 可知，扫频干扰信号的周期越短，带宽越大，扫频速度越大，干扰变化越快，导致更严重的频域扰动，从而影响 BER 上升。

（3）脉冲干扰误码率分析

为了研究不同类型的脉冲干扰对通信系统 BER 的影响，本文对比了三种典型脉冲干扰模型：Periodic、Random-Uniform 以及 Random-Gaussian 在不同 CINR 下的 BER 表现。仿真结果如图 9 所示：

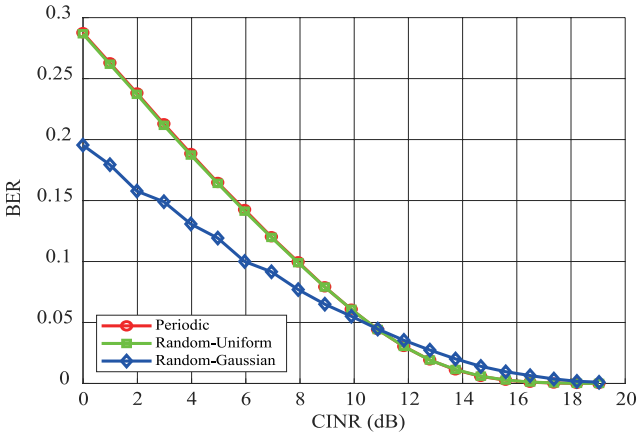

图9　三种脉冲干扰下的CINR与BER关系图

从图 9 可以看出，Periodic 对系统影响最大，Random-Uniform 次之，尤其在低 CINR 区间 BER 明显升高，而 Random-Gaussian 在低 CINR 时 BER 低于前两者，在高 CINR 时 BER 却大于前两者。这是由于 Periodic 和 Random_Uniform 有明确的脉冲结构，这些干扰的分布通常会导致信号受到较为规整的扰动。在低 CINR 时，干扰对信号的影响相对较大，但在高 CINR 时，这些结构化的干扰能够更容易地被接收器处理，因为它们具有可预见的模式或相对较低的频谱扩展。Random-Gaussian 的干扰幅度是随机的，而且具有较高的频谱扩展，这意味着它对信号的影响更加广泛、无规律，可能引入更多难以预测的干扰。随着 CINR 增加，高斯噪声对信号的影响会更加复杂，尤其在高 CINR 的情况下，系统可能无法有效区分噪声和信号，从而导致较高的 BER。

在脉冲干扰中，占空比也是影响误码率的关键因素，图 10 给出了在信噪比、干扰功率、脉宽相同的情况下，不同脉冲干扰类型下 BER 与占空比的关系图：

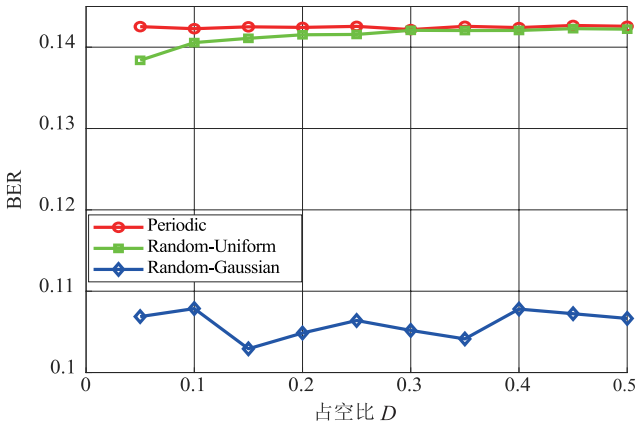

图10　不同脉冲干扰类型下BER与占空比的关系图

从图中可以观察到，不同干扰类型在同一占空比下对系统的影响略有差异，Periodic 效果通常最强，Random-Uniform 则稍弱一些，而 Random-Gaussian 的干扰效果最弱。

（4）多音干扰误码率分析

为了研究不同多音干扰类型对 OFDM 通信系统 BER 的影响，设计了包含三种干扰频谱分布方式的仿真实验：Aligned、Uniform 和 Gaussian。通过改变干扰功率，观察 BER 在不同 CINR 下的变化趋势。仿真结果如图 11 所示：

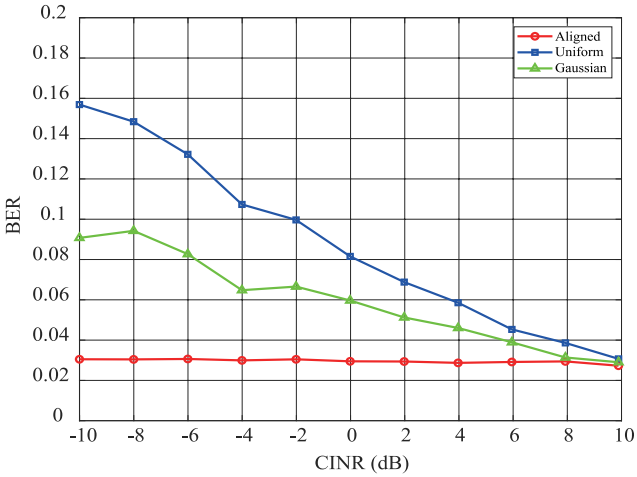

图11　不同多音干扰类型下的CINR与BER关系图

仿真结果表明：Aligned 干扰对信号影响最小，在相同 CINR 下系统仍能保持较低的 BER。Uniform 干扰导致的 BER 最高，在 CINR 较高时仍表现出明显的性能劣化。Gaussian 干扰处于两者之间。尽管 Aligned 干扰在频域上与系统子载波完全重叠，但由于其频率分布集中，干扰结构相对规则，系统通过一定频域容错机制或子载波间的干扰平均特性保持性能稳定。而 Uniform 干扰频率分布更加分散，形成较广的频谱污染，导致多个子载波受到干扰，系统难以有效规避，从而造成更严重的 BER 上升。

在多音干扰中，音的数量也会影响最终的结果，图 12 描述了在固定 CINR 或干扰功率的情况下，不同干扰音数对系统 BER 的影响。

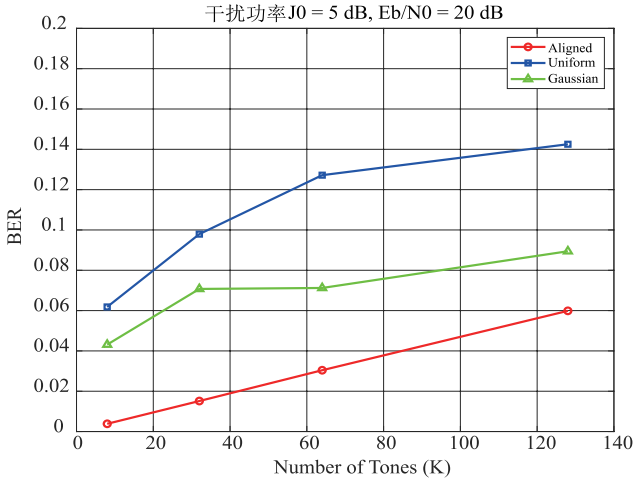

图12　三种干扰类型在不同音数下的误码率

Aligned 类型：音数越多，覆盖的子载波越多，BER 会逐渐上升；Uniform 类型：干扰越“密”，破坏性越大，BER 可能更显著上升；Gaussian 类型：集中于中频区域，增加音数对中心子载波影响较大，边缘影响较小，BER 随 K 增加可能不均匀。

4　结束语

随着低轨卫星互联网加速部署，频谱资源紧张加剧，同频干扰问题日益突出。在我国星座建设关键期，科学评估同频干扰、无意干扰、恶意干扰对通信性能的影响，对于系统设计优化与抗干扰能力提升具有重要意义。本文基于典型卫星互联网信号体制与帧结构，对下行链路的物理层性能及可能受到的典型信号干扰进行了分析，推导了多载波干扰、扫频干扰、脉冲干扰、多音干扰在不同干扰参数和通信参数环境下 OFDM 信号的 BER 表达式，并通过仿真给出了每种干扰信号在不同参数下的 CINR 与 BER 的关系对比图。本文的研究结果为低轨卫星互联网的链路设计与优化提供了理论指导，也为提升系统的抗干扰能力提供了科学依据。

参考文献：

[1] El Jaafari M, Chuberre N, Anjuere S, et al. Introduction to the 3GPP-defined NTN standard: A comprehensive view on the 3GPP work on NTN[J]. International Journal of Satellite Communications and Networking, 2023,41(3): 220-238.

[2] Gorbenko I D, Zamula O A, Morozov V L, et al. Mathematical model of orthogonal frequency distribution and multiplexing (OFDM) signals[J]. Radiotekhnika, 2019,3(198): 32-43.

[3] Del Portillo I, Cameron B G, Crawley E F. A technical comparison of three low earth orbit satellite constellation systems to provide global Broadband[J]. Acta Astronautica, 2019,159: 123-135.

[4] Steeg M, Gomes N J, Juarez A A, et al. Public Field Trial of a Multi-RAT (60 GHz 5G/ LTE/WiFi) Mobile Network[J]. IEEE Wireless Communications, 2018,25(5): 38-46.

[5] Kang K, Park J M, Kim H W, et al. Analysis of interference and availability between satellite and ground components in an integrated mobile-satellite service System [J]. International Journal of Satellite Communications and Networking, 2015,33(4): 351-366.

[6] Yan D, He Y, Fu H. Interference Analysis of NGSO Constellation to GEO Satellite Communication System Based on Spatio－Temporal Slices[J]. IEEE Internet of Things Journal, 2023,10(18): 16605-16616.

[7] Tang J, Bian D, Li G, et al. Resource Allocation for LEO Beam-Hopping Satellites in a Spectrum Sharing Scenario[J]. IEEE Access, 2021,9: 56468-56478.

[8] Clark M A, Psounis K. Equal Interference Power Allocation for Efficient Shared Spectrum Resource Scheduling[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2017,16(1): 58-72.

[9] Martin-Vega F J, Gomez G, Aguayo-Torres M C, et al. Analytical Modeling of Interference Aware Power Control for the Uplink of Heterogeneous Cellular Networks [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2016,15(10): 6742-6757.

（下转第42页）

Hangzhou, China, 2024: 1346-1351.
[8] Ran Y, Ding Y, Chen S, et al. Fully-distributed dynamic packet routing for LEO satellite networks: A GNN-enhanced multi-agent reinforcement learning approach [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2025,74(3): 5229-5234.
[9] Wang C, Ren Z, Cheng W, et al. Time-expanded graph-based dispersed computing policy for LEO space satellite computing[C]//2021 IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC). Nanjing, China, 2021: 1-6.
[10] 刘哲言 . 融合卫星网络的算力网络规划调度机制的研究与实现 [D]. 北京 : 北京邮电大学 , 2024.
[11] 何俊 . 低轨巨型星座分布式路由技术研究 [D]. 北京 : 北京邮电大学 , 2024.
[12] Pi J, Ran Y, Wang H, et al. Dynamic planning of inter-plane inter-satellite links in LEO satellite networks[C]//ICC 2022-IEEE International Conference on Communications. Seoul, Korea, Republic of, 2022: 3070-3075.
[13] Collet J F. The poisson process[M]. Cham: Springer International Publishing, 2018.
[14] Rabjerg J W, Leyva-Mayorga I, Soret B, et al. Exploiting topology awareness for routing in LEO satellite constellations[C]//2021 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM). Madrid, Spain, 2021: 1-6.
[15] Almasan P, Su´Arez-Varela J, Rusek K, et al. Deep reinforcement learning meets graph neural networks: Exploring a routing optimization use case[J]. Computer Communications, 2022,196: 184-194.
[16] Zhang H, Liu R, Kaushik A, et al. Satellite edge computing with collaborative computation offloading: An intelligent deep deterministic policy gradient approach[J]. IEEE Internet of Things Journal, 2023,10(10): 9092-9107.
[17] Cao J, Zhang S, Chen Q, et al. Computing-aware routing for LEO satellite networks: A transmission and computation integration approach[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2023,72(12): 16607-16623.
[18] Mnih V, Badia A P, Mirza M, et al. Asynchronous methods for deep reinforcement learning[C]//ICML’16: Proceedings of the 33rd International Conference on International Conference on Machine Learning (ICML). New York, NY, USA, 2016: 1928-1937.
[19] Hsu Y H, Lee J I, Xu F M. A deep reinforcement learning based routing scheme for LEO satellite networks in 6G[C]//2023 IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC). Glasgow, United Kingdom, 2023: 1-6.
[20] 金骥丰 . 低轨卫星网络中的路由策略研究 [D]. 上海 : 中国科学院大学 (中国科学院微小卫星创新研究院) , 2024. ★

作者简介

许柳飞：中山大学电子与通信工程学院在读博士研究生，从事面向星云算网的智能路由研究工作。

罗志勇：中山大学教授，博士生导师，工学博士毕业于电子科技大学通信与信息系统专业，主要从事5G-A/6G通信、NTN一体化融合、通信智能计算与人工智能处理方法研究，具有丰富的理论和工程实践经验。在SCI/EI等发表论文数百篇，发明专利授权30余件。

（上接第26页）

[10] Wei P, Xiao Y, Yan S, et al. Performance analysis of N-continuous OFDM systems with low-interference signal[J]. China Communications, 2022,19(11): 209-230.
[11] Coulson A J. Bit error rate performance of OFDM in narrowband interference with excision filtering[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2006,5(9): 2484-2492.
[12] Wirastuti N M A E D, Anggitiadewi N P L, Pramaita N. Pulse shaping methods for inter carrier interference reduction in OFDM system[J]. TELKOMNIKA, 2020,18(5): 2276.
[13] Marey M, Steendam H. Analysis of the Narrowband Interference Effect on OFDM Timing Synchronization[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2007,55(9): 4558-4566.
[14] Sreedhar T V S, Mehta N B. Refined Bounds for Inter-Carrier Interference in OFDM Due to Time-Varying Channels and Phase Noise[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2022,11(12): 2522-2526.
[15] Nasri A, Schober R, Lampe L. Analysis of Narrowband Communication Systems Impaired by MB-OFDM UWB Interference[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2007,6(11): 4090-4100.
[16] 李元龙 , 李志强 . Starlink 星座通信建模仿真分析 [J]. 指挥控制与仿真 , 2023,45(4): 118-126.
[17] 赵耿 , 吴锐 , 马英杰 . 基于 OFDM 的无线通信电磁噪声抑制方法 [J]. 计算机科学 , 1-10[2025-06-05].
[18] 张玉怀 . Ku 波段卫星通信收发系统射频前端的研制 [D]. 成都 : 电子科技大学 , 2008.
[19] 李喆 , 林威洪 , 邓伟 , 等 . 典型卫星互联网下行信号的多普勒效应影响分析 [J]. 通信学报 , 2024,45(3): 131-141.
[20] Jativa P P, Azurdia-Meza C A, Canizares M R, et al. Bit Error Rate Analysis for OFDM Schemes Applied to Underground Mining VLC Systems[C]//2021 Third South American Colloquium on Visible Light Communications (SACVLC). 2021: 1-6.
[21] Ochiai H, Imai H. On the distribution of the peak-to-average power ratio in OFDM signals[J]. IEEE Transactions on Communications, 2001,49(2): 282-89. ★

作者简介

石爽：南京邮电大学在读硕士研究生，主要方向为卫星通信、雷达抗干扰技术。

刘子威：博士毕业于西安电子科技大学，现任南京邮电大学副教授，主要研究方向包括移动通信、卫星通信、雷达信号处理、阵列信号处理以及雷达抗干扰技术（ECCM）。

张更新：博士毕业于南京通信工程学院无线电通信工程系，现任南京邮电大学教授，研究方向包括移动通信、卫星通信、深空通信和空间信息网络，并主持多个相关科研项目。

张步阳：南京邮电大学在读硕士研究生，主要方向为卫星通信、星地融合频谱共享抗干扰技术。

朱进：南京邮电大学在读硕士研究生，主要方向为卫星通信、雷达抗干扰技术。