

Starlink 下行信号的多普勒效应影响分析

李喆¹, 林威洪¹, 邓伟², 羊箭锋¹, 朱占宇¹

(1. 苏州大学电子信息学院, 江苏 苏州 215006; 2. 嘉兴南湖学院信息工程学院, 浙江 嘉兴 314001)

摘要: 准确描述多普勒效应对星链 (Starlink) 传输性能的影响是理解其独特物理层结构的重要前提, 为解决这一问题, 首先, 建立了星地相对运动下的多普勒效应模型并给出 Starlink 的最大多普勒效应参数; 然后, 基于 Starlink 下行信号的时频域结构和参数建立多普勒效应下的信号模型; 最后, 对下行信号中的 3 种主要组成部分分别建立多普勒效应下的时频域理论特征。通过仿真验证理论结果的正确性, 以期为其他现有和将要部署的低轨道地球卫星通信系统的传输可靠性研究提供一定的参考。

关键词: 星链; 低轨道地球卫星; 多普勒效应; 下行信号

中图分类号: TN92

文献标志码: A

DOI: 10.11959/j.issn.1000-436x.2024029

Analysis of the influence of Doppler effect on Starlink downlink signals

LI Zhe¹, LIN Weihong¹, DENG Wei², YANG Jianfeng¹, ZHU Zhanyu¹

1. School of Electronic and Information Engineering, Soochow University, Suzhou 215006, China

2. College of Information Engineering, Jiaxing Nanhu University, Jiaxing 314001, China

Abstract: Understanding the influence of Doppler effect on the transmission performance of the Starlink system was an important prerequisite to decipher its unique physical layer structure. To this end, firstly a Doppler effect model considering relative motion between the satellites and the earth was established, and the maximum Doppler effect parameters of the Starlink was provided. Subsequently, a signal model under Doppler effect was constructed based on the Starlink downlink time-frequency structure and parameters. Finally, time-frequency domain theoretical characteristics under Doppler effect for the three main components of the downlink signal were established. The validity of the theoretical findings is corroborated through simulations, serving as a valuable reference for research on transmission reliability in existing and future low earth orbit satellite communication systems.

Keywords: Starlink, low earth orbit satellite, Doppler effect, downlink signal

0 引言

近年来, 低轨道地球卫星 (LEO, low earth orbit satellite) 通信系统发展迅速, 备受关注^[1-4]。对比中轨道地球卫星和同步卫星, LEO 具有信号传输时延低、功率衰减小等优点, 并且可弥补地面通信系统中信号覆盖范围小的不足^[5-6]。目前, 亚马逊、Telesat、SpaceX 等公司开始部署巨型卫星星座网,

用于实现覆盖全球通信的卫星互联网服务^[7]。其中, SpaceX 旗下的 Starlink 项目规模最庞大, 在高度为 500~600 km 的近地轨道上, 已成功部署了近 5 000 颗卫星, 为 30 多个国家提供了卫星互联网服务^[8]。

美国联邦通信委员会 (FCC, Federal Communications Commission) 的许可数据库中虽然公开记录了 Starlink 卫星的轨道参数、通信信号的工作频段与带宽等信息^[9], 但并未描述信号的详细特征,

收稿日期: 2023-10-11; 修回日期: 2023-12-13

通信作者: 邓伟, wei.deng@jxnhu.edu.cn

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No.U2130202)

Foundation Item: The National Natural Science Foundation of China (No.U2130202)

如帧结构、调制方式、编码方式等。Starlink 除了提供互联网服务外,在全球的定位、导航以及无源雷达等领域也有很大的应用前景^[10-12],因此已有不少业内学者对 Starlink 下行信号进行捕获并分析。文献[13]对捕获到的 Starlink 下行信号做傅里叶变换,发现信号时频图中一直存在 9 个频率间隔约为 44 kHz 的单音信号。文献[14]利用 Starlink 下行信号中存在的主同步序列(PSS, primary synchronization sequence)的周期性,基于卡尔曼滤波算法估计信号的多普勒效应,实现对地面接收设备的定位。文献[15]根据 Starlink 下行信号的功率谱符合正交频分复用(OFDM, orthogonal frequency division multiplexing)信号的谱特征,推测并验证了其采用 OFDM 调制,并对信号进行详细的时频域参数估计,最终提出 Starlink 下行信号完整的帧格式。

基于对 Starlink 信号进行解析的文献^[13-16],可以总结出下行信号中包含 3 种信号,即窄带部分的单音信号、宽带部分的 PSS 信号和 OFDM 信号,其中 OFDM 信号占主要部分。OFDM 信号具有频带利用率高、数据传输量大、抗多径干扰能力强等优点,在地面无线通信系统中已得到广泛应用。但在传统的卫星通信系统中,却很少使用 OFDM 调制方式,主要因为 OFDM 信号存在 2 个缺点:一是 OFDM 信号具有较高的峰均比,导致发射功率转换效率低^[17];二是 OFDM 信号对频偏敏感^[18],整数倍的频偏会导致数据丢失,小数倍的频偏会破坏子载波之间的正交性,产生载波间干扰,影响信号的解调。对比地面通信,卫星通信系统中存在显著的多普勒效应,该效应由卫星绕地球高速移动并与地面通信设备之间存在较大的相对运动速度引起^[19]。以高度为 600 km 的 LEO 为例,当下行信号频率为 20 GHz 时,最大多普勒频偏高达 480 kHz,最大多普勒变化率为 5.44 kHz/s^[20]。在如此大尺度且高动态的多普勒效应下,采用 OFDM 调制且带宽高达 240 MHz 的 Starlink 下行信号,不仅会受到一个整体的多普勒频偏影响,也会在频域上存在一定的多普勒扩展或压缩^[15],信号特征呈现复杂变化,给后续的解调工作带来较大挑战。

综上所述,尽管 Starlink 下行链路所采用的物理层帧格式已被初步解密,但卫星通信中常见的非理想因素——多普勒效应对其传输性能的影响尚不明确。因此,通过展开对 Starlink 下行信号的多普勒效应影响分析,不仅有助于进一步理解 Starlink

独特的设计结构,而且可为其他现有和将要部署的 LEO 通信系统在传输可靠性层面提供参考依据。本文主要内容可以概括为如下三部分:首先,根据 Starlink 卫星的轨道参数,建立星地相对运动场景下的多普勒效应模型,分析该场景下 Starlink 下行信道的多普勒效应特征;随后,建立受多普勒效应影响的 Starlink 下行信号数学模型,证明其中窄带部分的单音信号主要受多普勒频偏的影响,而宽带部分的 PSS 和 OFDM 信号同时受多普勒频偏和多普勒扩展的影响;最后,逐一分析并给出这三类信号(单音、PSS 和 OFDM)受多普勒效应影响后的时频域理论特征,并通过仿真实验分别在时频图上观察时变多普勒效应对单音信号的影响,以及使用误比特率定量描述多普勒效应对 PSS 和 OFDM 信号的影响,从而验证理论分析结果的正确性。

1 星地相对运动下的多普勒效应建模

1.1 卫星空间模型

在卫星通信中,通常以地心惯性(ECI, earth centered inertial)坐标系来描述卫星的运动轨道^[21],如图 1 所示。坐标系以地心为原点, X 轴和 Y 轴构成的平面与赤道平面重合, X 轴指向春分点, Z 轴指向北极点。

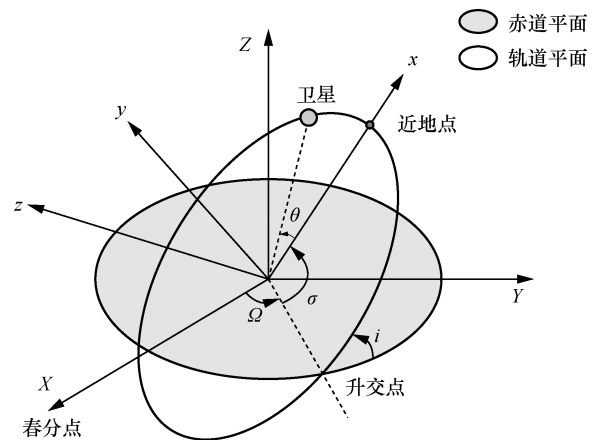


图 1 卫星运动轨道

根据该坐标系下的 6 个轨道参数,来确定卫星的位置矢量和速度矢量。6 个轨道参数又称轨道 6 根数,分别是轨道倾角 u 、右旋升交点赤经 Ω 、近地点幅角 σ 、轨道偏心率 e 、轨道半长轴 a 和真近点角 θ ^[22]。参数 u 、 Ω 和 σ 用于确定轨道相对于地球的空间位置,参数 e 和 a 用于描述轨道的形状,参数 θ 用于定位卫星在轨道平面的位置。假设地球

是规则球体, Starlink 卫星轨道是标准的圆形轨道, 则轨道偏心率 u 为 0, 近地点与升交点重合, 即近地点幅角 σ 也为 0, 故在圆形轨道中, 6 个轨道参数可简化至 4 个。Starlink 卫星的星历数据定期以两行轨道数据 (TLE, two-line element) 文件发布, 文件中包含轨道参数^[23], 根据 TLE 文件, Starlink 卫星在 ECI 坐标系下的空间模型可由以下步骤构建。

步骤 1 读取 TLE 文件中卫星每天绕地球运动的圈数, 计算轨道周期 T_s , 然后根据 T_s 依次计算卫星的角速度 ω_s 和轨道半径 r 。

$$\omega_s = \frac{2\pi}{T_s} \quad (1)$$

$$r = \sqrt[3]{\frac{\mu T_s^2}{4\pi^2}} \quad (2)$$

其中, 开普勒常数 $\mu = 398\,601.58 \text{ km}^3/\text{s}^2$ 。

可计算出 t 时刻的真近点角 θ 为

$$\theta = \omega_s (t - t_0) \quad (3)$$

其中, t_0 为卫星过近地点的时刻。

步骤 2 建立过渡坐标系。轨道坐标系同样以地心为原点, 坐标轴为图 1 中的 xyz , x 轴和 y 轴构成的平面与轨道平面重合, x 轴指向近地点, z 轴垂直于轨道平面。在轨道坐标系下, 卫星在 t 时刻的坐标为

$$\mathbf{p}_s = \begin{bmatrix} r \cos \theta \\ r \sin \theta \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4)$$

步骤 3 将轨道坐标经过 3 次变换形成 ECI 坐标。第一次绕轨道坐标系的 z 轴顺时针转 σ 度, 使近地点落于升交线上; 第二次绕轨道坐标系的 x 轴顺时针转 i 度, 使轨道平面和赤道面重合; 第三次绕轨道坐标系的 z 轴顺时针转 Ω 度, 即可变换为 ECI 坐标。在 ECI 坐标系下, 卫星在 t 时刻的坐标为

$$\mathbf{p}_s^{\text{eci}} = \mathbf{R}_z(-\Omega)\mathbf{R}_x(-i)\mathbf{R}_z(-\sigma) \begin{bmatrix} r \cos \theta \\ r \sin \theta \\ 0 \end{bmatrix} = r \begin{bmatrix} \cos \Omega \cos(\sigma + \theta) - \sin \Omega \sin(\sigma + \theta) \cos i \\ \sin \Omega \cos(\sigma + \theta) + \cos \Omega \sin(\sigma + \theta) \cos i \\ \sin(\sigma + \theta) \sin i \end{bmatrix} \quad (5)$$

其中, \mathbf{R} 为三维坐标转换矩阵, 下标代表旋转坐标轴。本文的 Starlink 轨道模型基于圆形轨道, $\sigma = 0$, 所以 Starlink 卫星 t 时刻在 ECI 坐标系下的位置矢量

可进一步表示为

$$\mathbf{p}_s^{\text{eci}} = r \begin{bmatrix} \cos \Omega \cos \theta - \sin \Omega \sin \theta \cos i \\ \sin \Omega \cos \theta + \cos \Omega \sin \theta \cos i \\ \sin \theta \sin i \end{bmatrix} \quad (6)$$

步骤 4 由位置矢量对 t 求导, 计算卫星 t 时刻在 ECI 坐标系下的速度矢量为

$$\mathbf{v}_s^{\text{eci}} = \frac{d\mathbf{p}_s^{\text{eci}}}{dt} = r\omega_s \begin{bmatrix} -\cos \Omega \sin \theta - \sin \Omega \cos \theta \cos i \\ -\sin \Omega \sin \theta + \cos \Omega \cos \theta \cos i \\ \cos \theta \sin i \end{bmatrix} \quad (7)$$

1.2 地面终端空间模型

通常地面的信号接收终端位置固定, 以经度、纬度和海拔高度构成的经纬高 (LLA, longitude latitude altitude) 坐标系来确定其位置。为了建立星地相对运动模型, 需要同样在 ECI 坐标系下构建地面终端的空间模型, 将 LLA 坐标转换为 ECI 坐标的步骤如下。

步骤 1 引入过渡坐标系。地心地固 (ECEF, earth centered earth fixed) 坐标系以地心为原点, X 轴和 Y 轴构成的平面与赤道平面重合, X 轴指向本初子午线与赤道的交点, Z 轴指向北极点, 与 ECI 坐标系不同的是, ECEF 坐标系随地球自转而转动。LLA 坐标转换为 ECEF 坐标可以表示为

$$\mathbf{p}_u^{\text{ecef}} = \begin{bmatrix} (r_e + h) \cos \phi \cos \lambda \\ (r_e + h) \cos \phi \sin \lambda \\ (r_e + h) \sin \phi \end{bmatrix} \quad (8)$$

其中, r_e 为地球半径, λ 为经度, ϕ 为纬度, h 为海拔高度。

在 Starlink 通信系统中, 地面终端静止, 所以在 ECEF 坐标系下, 地面终端的速度矢量恒为 $\mathbf{0}$, 即

$$\mathbf{v}_u^{\text{ecef}} = \mathbf{0} \quad (9)$$

步骤 2 将 ECEF 坐标转换为 ECI 坐标, 表示为

$$\mathbf{p}_u^{\text{eci}} = \mathbf{R}_z(-\varphi_g) \mathbf{p}_u^{\text{ecef}} \quad (10)$$

$$\mathbf{v}_u^{\text{eci}} = \mathbf{R}_z(-\varphi_g) \mathbf{v}_u^{\text{ecef}} \quad (11)$$

$$\varphi_g = \varphi_{g0} + \omega_e (t - t_{g0}) \quad (12)$$

其中, \mathbf{R}_z 为坐标转换矩阵, φ_{g0} 为 t_{g0} 时刻的格林尼治时角, ω_e 为地球自转角速度。

1.3 Starlink 下行链路的多普勒效应

定义星地相对位置矢量和相对速度矢量分别为

$$\mathbf{d} = \mathbf{p}_s^{\text{eci}} - \mathbf{p}_u^{\text{eci}} \quad (13)$$

$$\mathbf{v} = \mathbf{v}_s^{\text{eci}} - \mathbf{v}_u^{\text{eci}} \quad (14)$$

则多普勒系数和频偏为^[24]

$$\beta = \frac{1}{c} \frac{\langle \mathbf{d} \cdot \mathbf{v} \rangle}{|\mathbf{d}|} \quad (15)$$

$$f_d = f_c \beta \quad (16)$$

其中, c 为光速, f_c 为信号载波频率, $\langle \cdot \rangle$ 为矢量内积运算。

本文基于式(15)和式(16), 并根据官方 TLE 文件的卫星数据^[23], 设定如表 1 所示的参数, 进行 Starlink 下行链路中的多普勒效应仿真。

表 1 Starlink 下行链路中的多普勒效应仿真参数

| 参数名称 | 参数值 |
|------------|----------------------|
| 卫星编号 | Starlink-30 159 |
| 轨道高度/km | 540 |
| 轨道倾角 | 53.2° |
| 升交点赤经 | 180.8° |
| 轨道周期/s | 5 726 |
| 终端 LLA 坐标 | E120.6°, N31.3°, 0 |
| 信号载波频率/GHz | 11.575 |
| 仿真时间 | 2023.08.23 16 时—17 时 |

Starlink 属于 LEO, 单颗卫星对地面的覆盖范围有限, 根据 FCC 的授权文件^[9], 地面终端对卫星的仰角至少大于 5°才能建立视线线路 (LOS, line of sight) 通信链路, 满足该条件的时间段称为卫星过境时间。卫星过境时间内, Starlink 下行链路的多普勒频偏如图 2 所示。在卫星刚入境, 朝向地面终端运动时, 频偏值为正, 绝对值呈递减趋势。在频偏值为 0 时, 对应的星地相对速度也为 0, 此时卫星运动方向垂直于星地信号传输方向。相应地, 在卫星远离地面终端运动时, 频偏值为负, 且绝对值呈递增趋势。

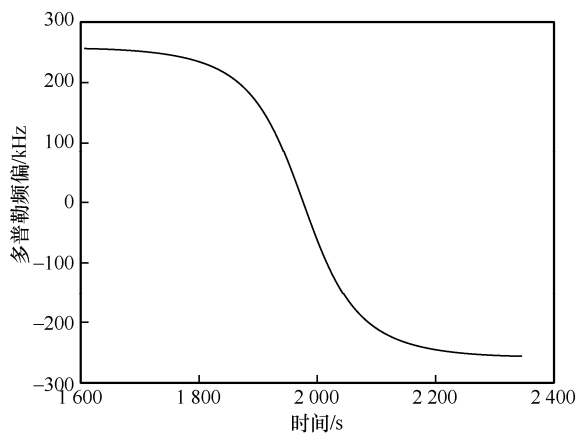


图 2 Starlink 下行链路的多普勒频偏

卫星过境期间, 仿真得到多普勒效应中各参数的最大值在表 2 中列出, 最大多普勒频偏 $f_{d\text{max}} = 254.6 \text{ kHz}$, 对应的最大多普勒系数 $\beta_{\text{max}} = 2.2 \times 10^{-5}$, 最大多普勒频偏变化率 Γ_{max} 也高达 2.3 kHz/s, 对比地面通信系统, Starlink 下行链路的多普勒频偏具有大尺度且高动态的特征。

表 2 多普勒效应中各参数的最大值

| 参数名称 | 符号 | 参数值 |
|-----------------------------------|-----------------------|----------------------|
| 最大多普勒频偏/kHz | $f_{d\text{max}}$ | 254.6 |
| 最大多普勒系数 | β_{max} | 2.2×10^{-5} |
| 最大多普勒频偏变化率/(kHz·s ⁻¹) | Γ_{max} | 2.3 |

2 Starlink 下行信号模型

2.1 信号时频域结构

图 3 描述了 Starlink 下行信号的时频域帧结构, 时频域参数值在表 3 中详细列出^[9,15,25]。

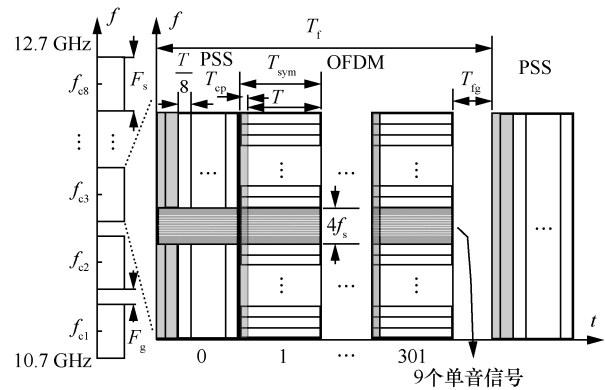


图 3 Starlink 下行信号的时频域帧结构

表 3 Starlink 下行信号参数

| 参数名称 | 符号 | 参数值 |
|---------------------------|------------------|-----------------|
| 带宽/MHz | F_s | 240 |
| 子载波个数/PSS 码元个数 | N | 1 024 |
| 循环前缀长度 | N_{cp} | 32 |
| 子载波频率间隔/Hz | f_s | 234 375 |
| 有效符号时间长度/ μs | T | 4.266 |
| 循环前缀时间长度/ μs | T_{cp} | 0.133 |
| 一个符号的总时间长度/ μs | T_{sym} | 4.4 |
| 帧保护间隔/ μs | T_{fg} | 4.533 |
| 一帧的总符号个数 | N_f | 302 |
| 一帧的总时间长度/s | T_f | $\frac{1}{750}$ |
| 频带保护间隔/MHz | F_g | 10 |

从频域结构分析,下行信号工作于 10.7~12.7 GHz 的 Ku 频段,共有 8 个带宽为 250 MHz 的通道,每个通道由 240 MHz 的信号有效带宽和 10 MHz 的保护间隔组成。下行信号在频域可以分为两部分,其中宽带部分主要为 OFDM 信号,子载波总个数为 1 024,位于中心频率处的 4 个子载波为空子载波,形成了约 1 MHz 的频带空隙。窄带部分为 9 个单音信号,相邻信号之间的频率间隔相等,约为 44 kHz,信号处于中心频率处,正好在宽带信号的频带空隙内。

从时域帧结构分析,一帧信号由 302 个符号构成,其中,帧起始符号为 PSS,包含 8 段重复的子符号和一段循环前缀(CP, cyclic prefix),以四相相对相移键控(DQPSK, differential quadrature reference phase shift keying)方式调制,剩余的 301 个符号均以 OFDM 调制,子载波的调制方式为四进制正交调幅(4QAM, 4 quadrature amplitude modulation)或 16QAM。两类符号的长度相同,且都有固定长度的 CP。在帧末尾有 4.533 μ s 的帧保护间隔,一帧信号总时间长度为 $\frac{1}{750}$ s。

2.2 信号模型

本节将分别提出窄带单音信号、PSS 信号和 OFDM 信号的数学模型,用于构建完整的一帧 Starlink 下行信号模型。

首先,窄带部分为 9 个单音信号,可表示为

$$n(t) = \sum_{k=-4}^4 A_k \exp(j2\pi f_k t + \theta_k) \quad (17)$$

$$f_k = f_0 + kf_{\Delta}, \quad k = -4, \dots, 4$$

其中, A_k 、 f_k 和 θ_k 分别为第 k 个信号的幅值、频率和相位, f_0 为中心处信号的频率, f_{Δ} 为相邻信号的频率间隔。

然后,建立 PSS 信号的数学模型,根据时域结构可表示为

$$x_0(t) = \sum_{n=-N_{cp}}^{N-1} a[n]p(t - (n + N_{cp})T_s) \quad (18)$$

其中, $x_0(t)$ 为连续时间函数,表示帧中的第一个符号; $p(t)$ 为连续的基带脉冲成型函数; $T_s = \frac{1}{F_s}$ 为一个码元符号周期; $a[n]$ 为离散码元序列,是 PSS 实际所传输的数据,该序列由一段 CP 和 8 段重复子序

列构成,且 CP 和首段子序列的值与其他子序列相反,所以可表示为

$$a[n] = a \left[\text{mod} \left(n, \frac{N}{8} \right) \right] \text{sgn} \left[n - \frac{N}{8} \right] \quad (19)$$

$$\text{sgn}[n] = \begin{cases} -1, & n < 0 \\ +1, & n \geq 0 \end{cases} \quad (20)$$

其中, mod 为取余运算,sgn 为离散符号函数。

最后,建立单个 OFDM 符号的数学模型,可表示为

$$x_i(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_i[k] \exp(j2\pi f_s k(t - T_{cp})) \quad (21)$$

其中, $0 \leq t < T_{\text{sym}}$, $i = 1, 2, \dots, N_f - 1$, $x_i(t)$ 为帧中第 i 个连续时间的 OFDM 符号, $X_i[k]$ 为第 i 个符号中的第 k 个子载波上所调制的离散码元数据, f_s 为子载波间隔频率, N 为总子载波个数, T_{cp} 为循环前缀的长度, T_{sym} 为一个符号总时间长度, N_f 为一帧的总符号个数。

根据图 3 所示信号时频域帧结构可知,单音信号构成的窄带部分,以及一个 PSS 符号与 301 个 OFDM 符号构成的宽带部分一起组成完整的一帧 Starlink 下行信号,可表示为

$$s(t) = x(t) + n(t) \quad (22)$$

其中, $x(t)$ 为宽带信号, $n(t)$ 为窄带单音信号。 $x(t)$ 可进一步表示为

$$x(t) = \sum_{i=0}^{N_f-1} x_i(t - iT_{\text{sym}}) g_s(t - iT_{\text{sym}}) \quad (23)$$

$$g_s(t) = \begin{cases} 1, & 0 \leq t < T_{\text{sym}} \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (24)$$

其中, $i = 0$ 表示 PSS 信号, $i = 1, 2, \dots, 301$ 表示 OFDM 信号。

3 多普勒效应对 Starlink 下行信号的影响

Starlink 通信系统中,卫星和地面终端都采用相控阵天线^[26],信号具有很强的方向性,且地面终端普遍工作于具有开阔天空视野的场地,使星地仰角大于 5°就能建立稳定的 LOS 通信链路。因此,Starlink 下行链路中信号多径衰落不显著,本文在加性白高斯噪声(AWGN, additive white Gaussian noise)信道下分析多普勒效应对 Starlink 下行信号的影响。

Starlink 下行信号中包含 3 种信号,多普勒效应

对这 3 种信号的干扰效果不同。对于窄带信号，在固定时刻多普勒效应表现为对接收信号产生一个与载波频率成正比的频偏。对于宽带信号，多普勒效应对带内不同频率分量产生不同的频偏，因此除了固定的频偏外，接收信号还存在多普勒扩展或压缩。通过含多普勒效应的 AWGN 信道后，接收端的 Starlink 下行信号可以表示为

$$r(t) = (x((1 + \beta)t) + n(t)) \cdot \exp(j2\pi((1 + \beta)f_c - \hat{f}_c)t) + w(t) \quad (25)$$

其中， β 为式(15)定义的多普勒系数， f_c 为发送信号的载波频率， \hat{f}_c 为接收端对信号进行下变频的频率，本文忽略收发双方的时钟同频误差，则 $\hat{f}_c = f_c$ ，信号的频偏只来源于式(16)定义的多普勒频偏 f_d ， $w(t)$ 为零均值的 AWGN。本文将基于式(25)，对单音信号、PSS 信号以及 OFDM 信号，依次通过理论分析和仿真验证给出多普勒效应的具体影响。

3.1 多普勒效应对单音信号的影响

单音信号受多普勒效应影响后，可表示为

$$n'(t) = n(t)\exp(j2\pi f_d t) = \sum_{k=-4}^4 A_k \exp(j2\pi(f_k + f_d)t + \theta_k) \quad (26)$$

由式(26)可以看出，9 个单音信号的频率将统一出现偏差，偏差量为多普勒频偏。

选取多普勒效应仿真中第 1 900~1 910 s 的多普勒效应作用于单音信号，得到的信号时频图如图 4 所示。从图 4 可以看出，信号整体发生频偏，且因为 Starlink 下行链路中多普勒效应的高动态性，频偏量随时间变化而改变。

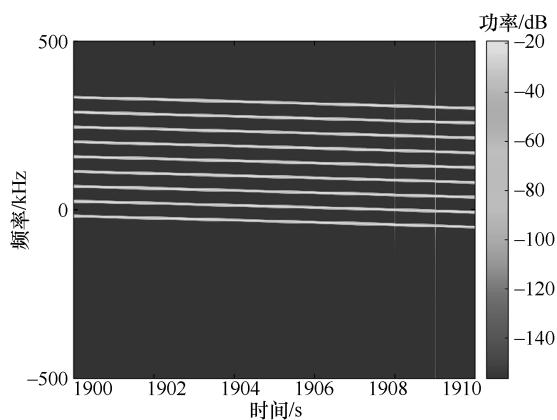


图 4 多普勒效应作用于单音信号的信号时频图

单音信号的主要作用是作为信标信号，表征卫星信号存在，为地面接收终端搜索、跟踪卫星提供依据。Starlink 的 9 个单音信号集中于中心频率的 1 MHz 带宽内，地面终端使用较小的捕获带宽即可检测是否存在 Starlink 下行信号。并且，若先验知道发射端单音信号的中心频率，则地面终端通过接收到的单音信号即可估计出下行链路中的多普勒频偏。

3.2 多普勒效应对 PSS 信号的影响

PSS 信号受多普勒效应影响后，同时产生多普勒频偏和多普勒扩展，可表示为

$$x'_0(t) = x_0((1 + \beta)t)\exp(j2\pi f_d t) = \sum_{n=-N_{cp}}^{N-1} a[n]p((1 + \beta)t - (n + N_{cp})T_s)\exp(j2\pi f_d t) \quad (27)$$

从式(27)可以看出，多普勒频偏使 PSS 信号整体产生大小为 f_d 的频偏，导致各个码元数据的相位出现偏差，其中第 n 个码元数据的偏差量为 $2\pi f_d n T_s$ 。但 Starlink 下行信号中的 PSS 信号采用 DQPSK 调制，其数据的硬判决依据是相邻码元的相位差。频偏对相邻码元引入的额外相位差为 $2\pi f_d T_s$ ，当 f_d 取表 2 中的最大多普勒频偏 $f_{dmax} = 254.6$ kHz 时，相邻码元的额外相位差仅为 0.002π 。

同时，多普勒扩展使 PSS 信号的码元符号速率变为原速率的 $1 + \beta$ 倍，若仍使用原速率对信号进行采样解调，则会存在采样频率偏差。接收端的采样点逐渐偏离最佳采样点，使采样信号在幅度和相位上同时存在失真。且偏差量随时间累积，第 n 个码元数据的采样点与最佳采样点的偏差量为 $\beta n T_s$ ，当偏差量超过一个码元符号长度 T_s 时，则会缺失数据采样点，造成码元数据丢失。

多普勒效应对 Starlink 下行信号中的 PSS 信号的影响可以主要归纳为以下两点。

- 1) 多普勒频偏虽使 PSS 信号整体相位失真，但因其采用 DQPSK 调制，多普勒频偏不影响 PSS 信号最终解调判决的结果。
- 2) 多普勒扩展导致的采样频率偏差，使采样信号的幅度和相位存在失真，且失真度随时间累积，严重影响 PSS 信号最终解调判决的结果。

下面通过仿真验证以上 2 个结论。根据图 3 所示的 Starlink 时频结构和表 3 给出的下行信号参数，生成两帧下行信号数据，并通过含多普勒效应的 AWGN 通道。其中多普勒效应参数与表 2 相同，多

普勒频偏 $f_d = 254.6$ kHz, 对应的多普勒系数 $\beta = 2.2 \times 10^{-5}$ 。随后依次对第一帧 PSS 信号的原始数据和频偏校正后的数据进行解调与硬判决, 对第二帧 PSS 信号的原始数据、频偏校正后的数据以及定时同步后的数据进行解调与硬判决。在进行 300 次蒙特卡罗仿真实验后, PSS 信号的误比特率随信噪比 (SNR, signal to noise ratio) 的变化如图 5 所示, 图 5 中误比特率为对数形式, 以 dB 为单位, -10 dB 对应线性形式的 0.1。频偏校正值采用预设的多普勒频偏, 即 $f_d = 254.6$ kHz, 定时同步校正值采用一帧数据所累积的理论采样偏差 βT_r , 其中多普勒系数 $\beta = 2.2 \times 10^{-5}$, $T_r = \frac{1}{750}$ s。为方便说明, 以 PSS₁ 代表第一帧的 PSS 信号, PSS₂ 代表第二帧的 PSS 信号。

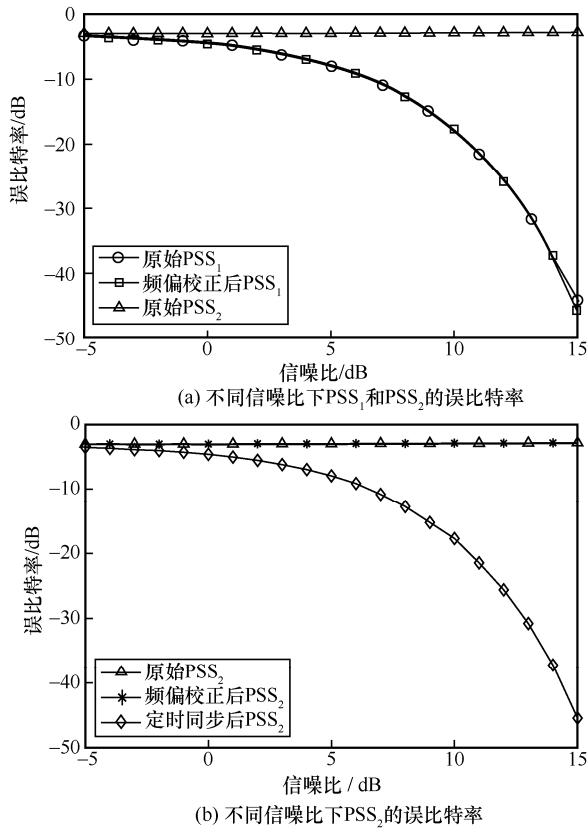


图 5 PSS 信号的误比特率随信噪比的变化

从图 5(a)可以看出, 对码元数据解调与硬判决后, 原始 PSS₁ 和频偏校正后 PSS₁ 的误比特率曲线高度重合, 并且在信噪比为 15 dB 时, 误比特率仅为 -45 dB, 说明多普勒频偏对于以 DQPSK 调制的 PSS 信号的影响可以忽略, 验证了结论 1) 的正确性。而原始 PSS₂ 的数据误比特率较高, 一直维持在 -3 dB, 这是因为除了多普勒频偏外, 由于多普勒

扩展的影响, 采样时刻偏离了最佳采样点, 实际采样到的码元数据存在失真。图 5(b)更好地说明了多普勒扩展的影响, 可以看出原始 PSS₂ 和频偏校正后 PSS₂ 的误比特率曲线高度重合, 都维持在较高的 -3 dB 左右。而定时同步后 PSS₂ 的误比特率曲线随信噪比的增大而呈明显下降趋势, 在信噪比为 15 dB 时已接近无错误比特, 说明了多普勒扩展对 PSS₂ 解调与硬判决准确性的影响不可忽略, 验证了结论 2) 的正确性。

3.3 多普勒效应对 OFDM 信号的影响

OFDM 信号受多普勒效应的影响后, 同时产生多普勒频偏和多普勒扩展, 因此单个 OFDM 符号可表示为

$$x'_i(t) = x_i((1 + \beta)t) \exp(j2\pi f_d t) = \exp(j2\pi f_d t) \cdot \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_i[k] \exp(j2\pi(1 + \beta)f_s k(t - T_{cp})) \quad (28)$$

首先, 以 F_s 为采样频率对信号进行采样, 采样点时间为 $t = \frac{n}{F_s} = \frac{n}{Nf_s}$, 则信号采样后的离散形式可表示为

$$x'_i[n] = \exp\left(j \frac{2\pi}{N} \varepsilon n\right) \cdot \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_i[k] \exp\left(j \frac{2\pi}{N} (1 + \beta)k(n - N_{cp})\right) \quad (29)$$

其中, $\varepsilon = \frac{f_d}{f_s}$ 为归一化频偏。

然后, 对信号去除循环前缀以及 OFDM 解调, 得到的第 l 个子载波上的码元数据为

$$\begin{aligned} X'_i[l] &= \text{FFT}(x'_i[n]) = \\ &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} x'_i[n] \exp\left(-j \frac{2\pi}{N} nl\right) = \\ &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_i[k] \sum_{n=0}^{N-1} \exp\left(j \frac{2\pi}{N} (\varepsilon + k + \beta k - l)n\right) = \\ &= \frac{1}{N} X_i[l] \sum_{n=0}^{N-1} \exp\left(j \frac{2\pi}{N} (\varepsilon + \beta l)n\right) + \\ &= \frac{1}{N} \sum_{k=0, k \neq l}^{N-1} X_i[k] \sum_{n=0}^{N-1} \exp\left(j \frac{2\pi}{N} (\varepsilon + k + \beta k - l)n\right) = \\ &= \alpha[l] X_i[l] + \sum_{k=0, k \neq l}^{N-1} \eta_l[k] X_i[k] \end{aligned} \quad (30)$$

其中, FFT 为快速傅里叶变换, $\alpha[l]$ 为失真系数,

描述第 l 个子载波频率分量自身的失真度； $\eta_l[k]$ 为干扰系数，描述第 k 个子载波对第 l 个子载波的干扰。 $\alpha[l]$ 和 $\eta_l[k]$ 的表达式分别为

$$\alpha[l] = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \exp\left(j \frac{2\pi}{N} (\varepsilon + \beta l)n\right) \quad (31)$$

$$\eta_l[k] = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \exp\left(j \frac{2\pi}{N} (\varepsilon + k + \beta k - l)n\right) \quad (32)$$

通过式(30)可以看出，多普勒效应对子载波正交性的破坏具体体现为第 l 个子载波频率分量不仅自身有程度为 $\alpha[l]$ 的失真，并且也受其他子载波频率分量的干扰。结合 OFDM 信号正交性的特征可知，在子载波完全正交时，失真系数 $\alpha[l]$ 为 1，所有干扰系数 $\eta_l[k]$ 都为 0。下面基于 Starlink 下行信号的 OFDM 部分，对多普勒频偏和扩展同时影响及多普勒扩展单独影响 2 种场景分别进行讨论。

3.3.1 多普勒频偏和扩展同时影响

为了定量分析多普勒频偏和扩展同时对 OFDM 信号中子载波正交性的破坏程度，可以进一步将式(31)失真系数 $\alpha[l]$ 的表达式整理为

$$\alpha[l] = \frac{\sin(\pi(\varepsilon + \beta l))}{N \sin\left(\frac{\pi(\varepsilon + \beta l)}{N}\right)} \exp\left(j\pi(\varepsilon + \beta l)\frac{N-1}{N}\right) \quad (33)$$

其中， $\alpha[l]$ 的幅值和相位分别表示子载波频率分量的幅度失真度和相位失真度，幅度失真度表示子载波频率分量的幅值在正交性受破坏后与受破坏前的比值，相位失真度表示子载波频率分量的相位在正交性受破坏后与受破坏前的偏移量。由式(33)可以看出， $\alpha[l]$ 和多普勒效应中的两部分影响有关，一是固定的归一化多普勒频偏 ε ，二是多普勒扩展导致的随子载波频率变化的归一化载波频偏 βl 。

为了定量分析 OFDM 信号受多普勒频偏和扩展影响后的失真度，在 Starlink 下行链路，选择图 2 中 3 个不同时刻的多普勒效应，根据式(33)计算所有子载波上频率分量的失真度，多普勒效应参数如表 4 所示。

表 4 选择的 3 个时刻的多普勒效应参数

| 序号 | 时刻/s | f_d / kHz | ε | β |
|----|-------|-------------|---------------|------------------------|
| 1 | 1 606 | 256.4 | 1.094 | 2.2×10^{-5} |
| 2 | 1 900 | 164.2 | 0.7 | 1.4×10^{-5} |
| 3 | 2 000 | -62.8 | -0.268 | -0.54×10^{-5} |

在这 3 个时刻的多普勒频偏和扩展影响后，

OFDM 信号中所有子载波上频率分量的理论幅度失真度和相位失真度如图 6 所示。

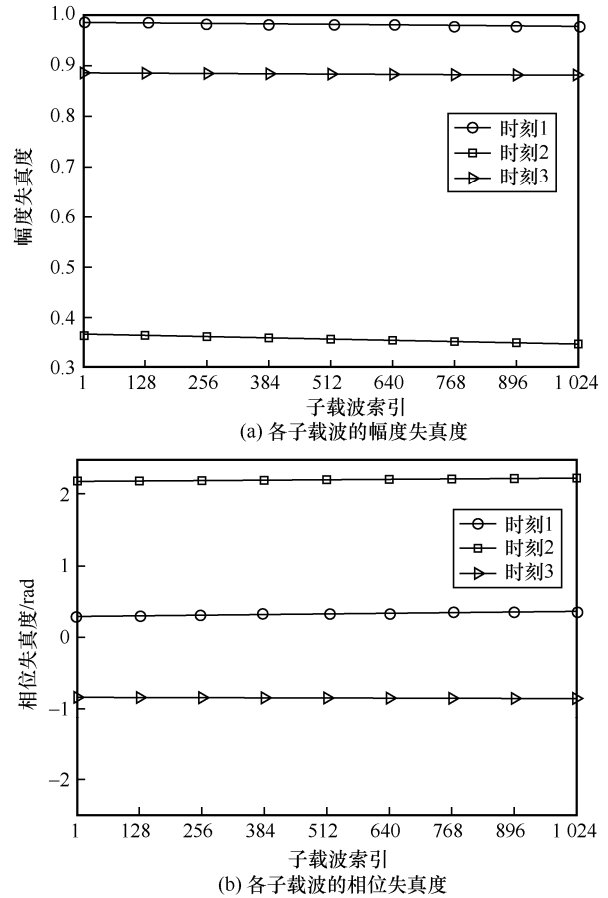


图 6 各子载波分量在 3 个时刻的理论幅度失真度和相位失真度

从图 6 可以看出，归一化频偏的小数部分值越大，其子载波频率分量的失真度也越大。如时刻 1 的归一化多普勒频偏的小数部分只有 0.094，其幅度失真度接近 1，表示几乎不存在幅度失真，且相位失真度为 0.2 rad 左右，不会造成子载波上码元数据的相位严重偏差。另外 2 个时刻的幅度失真度分别约为 0.90 与 0.37，并且相位失真度都较高，幅度与相位均已严重失真。这表示子载波间的正交性已被破坏，子载波间存在干扰。另外需说明的是，时刻 1 对应的信号存在整数倍的频偏，所以即使其子载波间仍保持正交性，但头部数据丢失导致整体数据发生平移，会严重影响最终数据解调与硬判决的准确性。

3.3.2 多普勒扩展单独影响

为了分析多普勒扩展单独对 OFDM 信号的影响，需要先对信号进行固定的频偏校正，校正值为多普勒频偏 f_d 。信号在频偏校正完后归一化频偏 ε 为 0，则式(33)变为

$$\alpha[l] = \frac{\sin(\pi\beta l)}{N \sin\left(\frac{\pi\beta l}{N}\right)} \exp\left(j\pi\beta l \frac{N-1}{N}\right) \quad (34)$$

由表 2 可知, Starlink 下行链路中最大多普勒系数 β_{\max} 为 2.2×10^{-5} , 满足 $|\pi\beta l| < \frac{\pi}{2}$, 基于该限制条件分析式(34)可知, 由多普勒扩展引起子载波频率分量的幅度失真度和相位失真度都随子载波索引 l 的增大而增大, 即频率越高的子载波失真度越大。下面利用式(34), 首先分析多普勒扩展对 Starlink 下行信号中的 OFDM 信号的影响, 然后拓展分析多普勒扩展对不同子载波间隔的 OFDM 信号的影响。

由表 3 可知, Starlink 下行信号中 OFDM 信号的子载波个数为 1 024, 在多普勒系数取得最大值 β_{\max} 时, 频率最高的子载波上的码元数据失真度最大, 对应的失真系数为 $0.999e^{j0.071}$ 。从该失真系数可以看出, 在只有多普勒扩展的影响下, 子载波上频率分量的幅度失真度和相位失真度都很小, 对子载波上的码元数据解调与硬判决结果不会产生影响。

若信号带宽保持不变, 将子载波个数 N 从 1 024 增加至 4 096, 使多普勒系数取得最大值 β_{\max} 。此时, 在索引大于 3 000 之后的子载波, 频率分量的相位失真度已超过 0.2 rad, 子载波上的码元数据存在相位偏差, 导致数据解调与硬判决的准确度下降, 并且频率越高的子载波上频率分量的失真度也越高。相较于低频处的子载波, 高频处的子载波正交性更差, 载波间干扰更显著。

多普勒效应对 Starlink 下行信号中的 OFDM 信号的影响主要归纳如下。

- 1) 多普勒频偏中的整数倍频偏导致码元数据丢失, 严重影响最终数据解调及硬判决的准确性。
- 2) 多普勒频偏中的小数倍频偏会破坏子载波间的正交性, 破坏程度由小数倍频偏值决定。
- 3) 只存在多普勒扩展时, 其对 Starlink 下行 OFDM 信号的影响可以忽略。
- 4) 只存在多普勒扩展时, 随着子载波间隔的减小, 高频子载波上信号的失真度更高, 且子载波之间的正交性更差。此时, 多普勒扩展对于高频子载波上的数据解调与判决的影响不可忽略。

3.3.3 仿真验证

首先, 通过一组仿真实验验证理论分析中所归纳的前三点结论的正确性。根据图 3 所示的 Starlink 时频结构仿真生成 5 帧下行信号, 这 5 帧下行信号

中 OFDM 信号的详细参数如表 5 所示。前两帧和后三帧分别采用表 4 中的时刻 1 和时刻 2 的多普勒效应参数。其中, f_d 为对仿真信号施加的预设多普勒频偏; β 为预设的多普勒系数; \hat{f}_d 为对信号进行频偏校正值, 该值为 0 时表示不进行频偏校正, 该值为子载波间隔频率 f_s 时表示进行整数倍频偏校正, 该值为预设的多普勒频偏 f_d 时表示完全消除频偏, 该信号中只存在多普勒扩展的影响。

表 5 OFDM 信号的详细参数

| 序号 | 子载波调制方式 | f_d / kHz | β | \hat{f}_d / kHz |
|----|---------|-------------|----------------------|-------------------|
| 1 | 4QAM | 256.4 | 2.2×10^{-5} | 0 |
| 2 | 4QAM | 256.4 | 2.2×10^{-5} | f_s |
| 3 | 4QAM | 164.2 | 1.4×10^{-5} | 0 |
| 4 | 4QAM | 164.2 | 1.4×10^{-5} | f_d |
| 5 | 16QAM | 164.2 | 1.4×10^{-5} | f_d |

在进行 300 次蒙特卡罗仿真实验后, 5 帧信号解调和硬判决后的误比特率随信噪比的变化如图 7 所示。前两帧信号预设的多普勒频偏相同, 其中第一帧信号未进行任何频偏校正, 因为同时存在整数倍和小数倍的频偏, 导致其误比特率最高; 第二帧信号经过整数倍频偏校正后, 剩余的小数倍频偏值是预设的多普勒频偏 f_d 与子载波间隔频率 f_s 的差值, 仅为 22 kHz, 其误比特率有所减小, 且随信噪比的增大呈明显的下降趋势; 对比第一帧和第二帧的误比特率曲线, 可以验证 3.3.2 节的结论 1), 即整数倍的频偏会使 OFDM 解调后的头部码元数据丢失, 导致码元数据硬判决后的比特数据与源比特数据发生错位, 误比特率大幅升高。

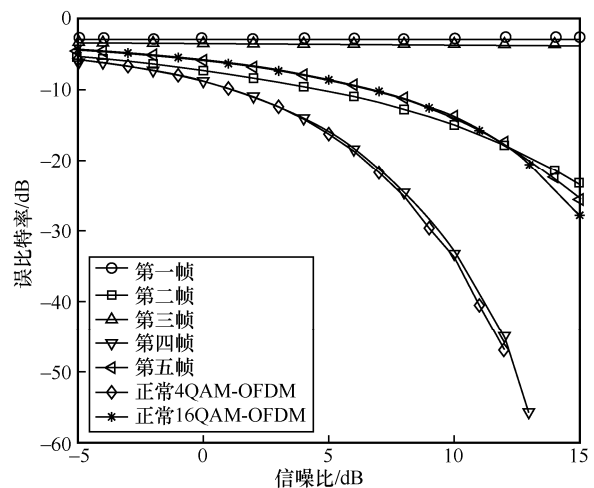


图 7 5 帧信号解调和硬判决后的误比特率随信噪比的变化

后三帧信号预设的多普勒频偏相同,其中第三帧信号未进行任何频偏校正,其小数倍频偏等于多普勒频偏值 $f_d = 164.2$ kHz,导致其误比特率曲线一直维持在较高值,说明存在较强的载波间干扰。对比第二帧和第三帧的误比特率曲线,以及两者的小数倍频偏值,可以验证 3.3.2 节的结论 2),相对于子载波间隔频率,当小数倍频偏值较小,即归一化多普勒频偏 ε 较小时,则对于子载波间的正交性破坏程度也较小,说明了 OFDM 信号最终解调与硬判决后的误比特率和子载波频率分量的理论失真度呈正相关的关系。

第四帧和第五帧信号均以预设的多普勒频偏 f_d 进行校正,消除了频偏,只剩下多普勒扩展的影响。其中,第四帧信号的误比特率曲线与正常 4QAM-OFDM 信号高度重合,第五帧信号的误比特率曲线与正常 16QAM-OFDM 信号的重合度也较高,只有在信噪比较大时有细微区别。这都可以验证 3.3.2 节的结论 3),即对于 Starlink 下行 OFDM 信号,多普勒扩展的影响可以忽略。

最后,验证在 Starlink 所对应的空地环境下,子载波间隔对误比特率的影响。首先根据表 3 给出的参数通过仿真生成三组信号,每组信号中 OFDM 的子载波个数分别为 1 024、2 048、4 096,子载波上均采用 4QAM。三组信号经过相同的多普勒效应和 AWGN 信道,多普勒效应的参数设置如表 2 所示。以预设的多普勒频偏对信号进行频偏校正,只剩下多普勒扩展的影响后,经过 300 次蒙特卡罗仿真实验,3 种信号解调判决后的误比特率如图 8 所示,其中纵坐标为误比特率对数值。在相同信噪比下,子载波个数越少的信号对应的误比特率越低,其中子载波个数为 1 024 和 2 048 的 OFDM 信号的误比特率随信噪比增大而明显下降,尤其是前者在信噪比大于 14 dB 后,误比特率接近 0,而子载波个数为 4 096 的 OFDM 信号的误比特率较高,即使增大信号发射功率,其误比特率下降幅度仍较小,整体维持在 -15 dB 以上,说明信号中已存在较显著的载波间干扰,并且分析后发现发生错误的数据主要集中在高频率的子载波上,验证了 3.3.2 节的结论 4)。基于该结论以及第二组仿真实验的结果,可以进行如下推测,虽然采用更多的子载波个数可以适当增加数据传输速率,但 Starlink 在设计下行信号时,选择 OFDM 信号子载波个数为 1 024,可通过保持较宽的子载波间隔来抵抗多普勒扩展的影响。

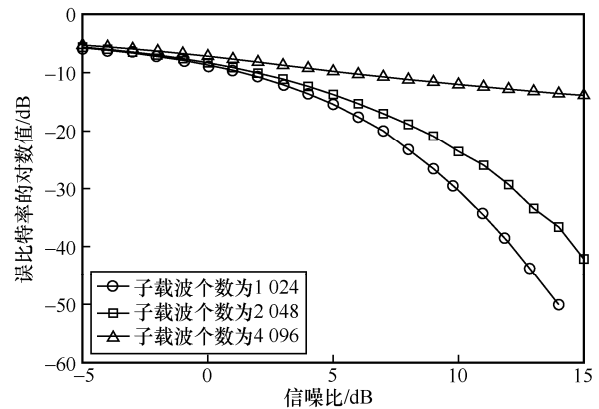


图 8 3 种信号解调判决后的误比特率

4 结束语

本文基于 LEO 的星地相对运动模型,对 Starlink 通信系统中的多普勒效应进行了建模分析,详细分析了多普勒效应对下行信号中的窄带单音信号、宽带 PSS 信号和 OFDM 信号的影响。分析结果显示,单音信号因为带宽小,只存在单一的频偏影响。PSS 信号受频偏影响后相位失真,但因其采用 DQPSK 调制,相位失真不会影响其最终的硬判决结果,相比之下,PSS 信号对多普勒扩展的影响更敏感。OFDM 信号受多普勒频偏影响后,其中的整数倍频偏导致码元数据丢失,而小数倍频偏则导致子载波间正交性被破坏。另外,当前 Starlink 设计的 OFDM 信号因子载波间隔较宽,多普勒扩展的影响可以忽略。如果在当前的带宽下进一步增加子载波个数,则多普勒扩展带来的干扰将会破坏子载波间的正交性。

本文的分析结果为在其他现有和将要部署的 LEO 通信系统中解决多普勒效应的补偿问题提供了参考依据。考虑到 Starlink 下行链路中多普勒效应尺度大且时变的特征,目前广泛应用于地面通信场景的多普勒估计算法存在着估计范围不足和跟踪速度不够快等缺陷。因此后续工作的主要研究方向是设计适用于 LEO 通信场景的多普勒跟踪估计算法。

参考文献:

- [1] DENG R Q, DI B Y, ZHANG H L, et al. Ultra-dense LEO satellite constellations: how many LEO satellites do we need?[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2021, 20(8): 4843-4857.
- [2] 陈全, 杨磊, 郭剑鸣, 等. 低轨巨型星座网络: 组网技术与研究现状[J]. 通信学报, 2022, 43(5): 177-189.
CHEN Q, YANG L, GUO J M, et al. LEO Mega-constellation network: networking technologies and state of the art[J]. Journal on Communications, 2022, 43(5): 177-189.

- [3] HUANG J F, YANG Y, YIN L F, et al. Deep reinforcement learning-based power allocation for rate-splitting multiple access in 6G LEO satellite communication system[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2022, 11(10): 2185-2189.
- [4] ZHANG Z J, LI Y, HUANG C W, et al. User activity detection and channel estimation for grant-free random access in LEO satellite-enabled Internet of Things[J]. IEEE Internet of Things Journal, 2020, 7(9): 8811-8825.
- [5] 张更新, 王运峰, 丁晓进, 等. 卫星互联网若干关键技术研究[J]. 通信学报, 2021, 42(8): 1-14.
ZHANG G X, WANG Y F, DIGN X J, et al. Research on several key technologies of satellite Internet[J]. Journal on Communications, 2021, 42(8): 1-14.
- [6] 杨力, 潘成胜, 孔相广, 等. 5G 融合卫星网络研究综述[J]. 通信学报, 2022, 43(4): 202-215.
YANG L, PAN C S, KONG X G, et al. Review on 5G-satellite integrated network[J]. Journal on Communications, 2022, 43(4): 202-215.
- [7] KHALIFE J, KASSAS Z Z M. Performance-driven design of carrier phase differential navigation frameworks with Mega constellation LEO satellites[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2023, 59(3): 2947-2966.
- [8] OSORO O B, OUGHTON E J. A techno-economic framework for satellite networks applied to low earth orbit constellations: assessing Starlink, OneWeb and Kuiper[J]. IEEE Access, 2021, 9: 141611-141625.
- [9] PACHLER N, PORTILLO I D, CRAWLEY E F, et al. An updated comparison of four low earth orbit satellite constellation systems to provide global broadband[C]//Proceedings of the 2021 IEEE International Conference on Communications Workshops. Piscataway: IEEE Press, 2021: 1-7.
- [10] KHALIFE J, NEINAVAI E M, KASSAS Z M. The first carrier phase tracking and positioning results with Starlink LEO satellite signals[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2022, 58(2): 1487-1491.
- [11] JANSSEN T, KOPPERT A, BERKVEN R, et al. A survey on IoT positioning leveraging LPWAN, GNSS, and LEO-PNT[J]. IEEE Internet of Things Journal, 2023, 10(13): 11135-11159.
- [12] GOMEZ-DEL-HOYO P, SAMCZYNSKI P, MICHALAK F. Analysis of Starlink Users' downlink for passive radar applications: signal characteristics and ambiguity function performance[C]//Proceedings of the 2023 IEEE Radar Conference. Piscataway: IEEE Press, 2023: 1-6.
- [13] KASSAS Z M, NEINAVAI E M, KHALIFE J, et al. Enter LEO on the GNSS stage: navigation with Starlink satellites[J]. Inside GNSS Magazine, 2021, 16(6): 42-51.
- [14] NEINAVAI E M, KHALIFE J, KASSAS Z M. Acquisition, Doppler tracking, and positioning with Starlink LEO satellites: first results[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2022, 58(3): 2606-2610.
- [15] HUMPHREYS T E, IANNUCCI P A, KOMODROMOS Z M, et al. Signal structure of the Starlink Ku-band downlink[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2023, 59(5): 6016-6030.
- [16] STOCK W, HOFMANN C A, KNOPP A. LEO-PNT with Starlink: development of a burst detection algorithm based on signal measurements[J]. arXiv Preprint, arXiv: 2304.09535, 2023.
- [17] JIANG T, WU Y Y. An overview: peak-to-average power ratio reduction techniques for OFDM signals[J]. IEEE Transactions on Broadcasting, 2008, 54(2): 257-268.
- [18] POLLET T, VAN BLADEL M, MOENECLAHEY M. BER sensitivity of OFDM systems to carrier frequency offset and Wiener phase noise[J]. IEEE Transactions on Communications, 1995, 43(2-4): 191-193.
- [19] WEI Q H, CHEN X, ZHAN Y F. Exploring implicit pilots for precise estimation of LEO satellite downlink Doppler frequency[J]. IEEE Communications Letters, 2020, 24(10): 2270-2274.
- [20] 3GPP. Study on new radio (NR) to support non terrestrial networks (release 15): TR 38.811[S]. 2020.
- [21] 刘垚圻, 李红光, 石晶林, 等. 基于混合预测的低轨卫星多普勒频偏预补偿[J]. 高技术通讯, 2023, 33(6): 559-567.
LIU Y Q, LI H G, SHI J L, et al. Doppler frequency offset pre-compensation for low-orbit satellites based on hybrid prediction[J]. Chinese High Technology Letters, 2023, 33(6): 559-567.
- [22] 朱立东, 吴廷勇, 卓永宁. 卫星通信导论: 4 版[M]. 北京: 电子工业出版社, 2015.
ZHU L D, WU T Y, ZHUO Y N. Introduction to satellite communications[M]. 4th ed. Beijing: Publish House of Electronics Industry, 2015.
- [23] NAJATI N, UTAMA S, HASBI W. Analysis of WRC-23 agenda item 7A case study: Starlink-OneWeb satellite constellation[C]//Proceedings of the 2023 IEEE International Conference on Aerospace Electronics and Remote Sensing Technology. Piscataway: IEEE Press, 2023: 1-4.
- [24] LENG M, QUITIN F, TAY W P, et al. Anchor-aided joint localization and synchronization using SOOP: theory and experiments[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2016, 15(11): 7670-7685.
- [25] PORTILLO I D, 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.
- [26] 代健美, 文泓斐. Starlink 星地链路性能仿真分析与启示[J]. 通信技术, 2022, 55(12): 1589-1596.
DAI J M, WEN H F. Simulation and enlightenment of Starlink satellite ground link performance[J]. Communications Technology, 2022, 55(12): 1589-1596.

[作者简介]



李喆 (1989-), 男, 江苏苏州人, 博士, 苏州大学副研究员, 主要研究方向为统计信号处理、卫星通信、卫星互联网等。

林威洪 (1996-), 男, 浙江金华人, 苏州大学硕士生, 主要研究方向为无线通信、卫星通信。

邓伟 (1978-), 男, 甘肃兰州人, 博士, 嘉兴南湖学院讲师, 主要研究方向为移动通信系统、卫星通信等。

羊箭锋 (1978-), 男, 江苏宜兴人, 博士, 苏州大学副研究员, 主要研究方向为电子对抗、信号与信息处理等。

朱占宇 (1984-), 男, 江苏无锡人, 博士, 苏州大学助理研究员, 主要研究方向为雷达信号处理、星载外辐射源成像等。