星链Ku波段下行链路中的导频及其他可预测元素

Wenkai Qin*、Mark L. Psiaki†、John R. Bowman†、Todd E. Humphreys*
*德克萨斯大学奥斯汀分校航空航天工程与工程力学系
†弗吉尼亚理工大学航空航天与海洋工程系

arXiv:2602.02627v1 [eess.SP] 2 Feb 2026

摘要——**我们识别并表征了嵌入星链Ku波段下行波形中的专用导频符号及其他可预测元素。利用这些可预测元素，可以最大限度地发挥信号捕获和到达时间（TOA）估计所能获得的信号处理增益，从而使用紧凑型低增益接收机实现精确的机会式定位、导航与授时。我们构建了一个捕获与解调框架，用于解码星链帧，并揭示了边缘导频的明确序列——这些由4QAM符号构成的频带位于每个Starlink信道的两端，显然在所有帧、波束、信道和卫星中完全重复。我们还发现，绝大多数经QPSK调制的符号并不承载高熵用户数据，而是遵循叠加在恒定参考模板上的规则镶嵌结构。我们证明，利用帧级可预测元素可获得约48 dB的处理增益，从而使低成本紧凑型接收机即使从低信噪比的星链侧波束中，也能提取精确的到达时间测量。**

I. 引言

定位、导航与授时（PNT）是一项关键公用设施，其应用遍及现代生活的众多领域。从农业到航空再到金融市场，全球导航卫星系统（GNSS）——定位、导航与授时的主流技术——提供高效物流、安全运输、同步电信以及精确金融交易所需的纳秒级授时和米级定位。然而，传统全球导航卫星系统既面临一系列关键脆弱性，也面临日益增多的威胁。由于传统民用全球导航卫星系统从中地球轨道发射微弱的L波段信号，并以开放接入系统方式运行，用户面临因干扰和欺骗攻击而导致的拒绝服务与欺骗风险。随着太空领域和电磁频谱成为21世纪战争的决定性战场，这些风险正在加剧，给基于全球导航卫星系统的定位导航授时服务的民用用户带来可预见且不断升级的危险 [1], [2]。

与此同时，可重复使用火箭技术的进步使航天发射成本降低了十倍，为快速扩张的低地球轨道（LEO）太空经济奠定了基础 [3]。近期发射的低地球轨道通信系统（例如 OneWeb、星链和 Amazon Leo）已吸引数百万用户，目前每年创造数十亿美元的收入。这些系统引起了定位导航授时研究人员的兴趣，他们正寻求一种稳健、精确且普遍易用的传统全球导航卫星系统替代方案：低地球轨道通信信号持续可用、功率高且带宽宽，因而具有先天的抗干扰能力，并在提升 PNT 精度方面潜力巨大。然而，尽管将定位导航授时服务与现有宽带低地球轨道通信服务融合具有巨大潜力且边际成本低 [4]，仍没有主要星座运营商宣布计划推出精度可与传统全球导航卫星系统相当或更高的定位导航授时服务。与此同时，研究人员已开发出利用低地球轨道通信信号进行机会式定位授时的技术，多个研究团队的相关工作已初见成效 [5]–[13]。尽管已有研究证明，许多星座的信号都可加以利用 [5], [7], [13], ，星链仍是最具吸引力的机会式导航候选系统：星链拥有由超过 10,000 颗卫星组成的星座，其密集且几何构型丰富的覆盖几乎遍及全球，为多边定位授时提供了良好基础 [14]。

尽管如此，在基于星链的定位、导航与授时成为传统全球导航卫星系统切实可行的替代方案之前，仍存在若干挑战。一个主要障碍涉及有效的星链定位、导航与授时接收天线的物理尺寸。假定星链相控阵终端的外形尺寸能够代表未来具备定位、导航与授时能力的终端，那么SpaceX目前提供的最小选项（星链迷你版）尺寸仍为30 cm × 26cm，对于许多实际应用（例如小型无人驾驶飞行器、消费电子产品和资产追踪器）而言仍然过大。一款紧凑、可量产、集成半球形馈源喇叭的低噪声降频器（LNB），如图1所示的装置，具有更具吸引力的物理外形：馈源喇叭外径6 cm，最大尺寸12 cm，质量不足200 g。

将这种紧凑型馈源喇叭接收机用于基于星链的定位、导航与授时，还能带来额外优势：其宽波束宽度可同时接收多个卫星的发射信号，从而实现多边定位，前提是能够将每颗发射卫星与接收信号中的相应分量唯一对应起来。事实上， [9], [15], [16] 中介绍的系统完全采用紧凑型馈源喇叭接收机来跟踪所谓的导频音，以实现基于星链的多普勒定位。不幸的是，自 2023 年以来，这些导频音的强度和可用性已大幅下降，导致这种方法失效 [8]。

在 [11],中，研究人员描述了一种基于伪距的星链定位、导航与授时系统，该系统将直径约 20 厘米的馈源喇叭（增益为 15 dBi）与宽带低噪声降频器相连。然而，所得定位解仍相对粗略，偏差距离约为 100 米或更大。 [12] 中介绍的系统对一台小型馈源喇叭接收机进行地理定位，但它依赖于

一台固定参考接收机；该接收机使用增益为 35 dBi、直径为 90 厘米的抛物面碟形天线采集高比特率数据并进行转发，以辅助信号跟踪和消歧。

因此，尽管基于星链的 PNT 可行性已被反复证明，但要使用紧凑型低成本天线并在侧信道辅助最少的情况下实现高精度 PNT，仍然是一项挑战。

归根结底，基于星链的 PNT 系统的实用性和性能受接收机天线增益的限制；天线必须提供足够的信噪比（SNR），以确保可靠地捕获信号并达到令人满意的 PNT 精度。例如，考虑一款圆形孔径直径为 54mm 的 Ku 波段喇叭天线。假设其工作频率为 12GHz ，天线效率为 $\eta = 0.7$，根据标准天线理论 [17, 第 2 节——11][18,公式 (12-29a)]，该天线的理论增益上限约为 15。1dBi，其 32° 半功率波束宽度为 [17, 。假设处于晴空条件，LNB 噪声系数为 1dB，且已公布的星链 Ku 波段功率通量密度（PFD）为 -145 至 -138dBW 每 4kHz，则该天线可实现的最大相关前信噪比范围为 1dB 至 8dB [18, 第 2.16–2 节18], [19]。

我们自行测量的星链分配波束信号（即指向接收机服务小区的信号）相关前信噪比比该范围低若干分贝；该信号通过带集成式 LNB 的紧凑型馈源喇叭天线采集，如图1所示。这是因为在实际中，信噪比会因卫星波束的离轴接收、极化失配、接收机实现损耗、大气衰减以及其他波束和卫星的同信道干扰而下降。

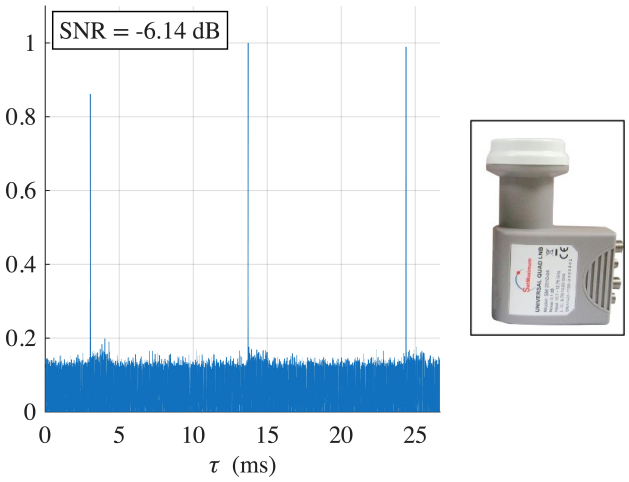

图1：与已知主同步信号和辅同步信号（PSS 和 SSS）的相干组合进行归一化匹配滤波相关，并与从图示类型的紧凑型馈源喇叭接收机采集的信号进行比较。该接收机面向消费级卫星电视接收，适用于 10.7–12.75 GHz 频段，增益为 50–60 dB，噪声系数低于 1 dB。图中所示的信噪比值表示与最强相关后峰值对应的接收信号的相关前信噪比。对于这次采集，信号覆盖单个星链信道的完整 240 MHz 带宽，相关后信噪比超过相关前信噪比的理论处理增益为 33 dB。

尽管如此，图1中清晰可辨的相关峰表明，在信号以足够带宽采集且干扰较低的条件下，将分配波束信号与由主同步序列和辅同步序列（PSS与SSS—— [20]中有述）相干组合而成的本地副本进行匹配滤波，可为信号捕获与跟踪提供充足的处理增益。但这一结果未必适用于旁瓣波束，即指向接收机所在服务小区以外其他服务小区的波束。[21] 的作者观察到，复合信号中可跟踪的旁瓣波束的信噪比可能比分配波束低5至18 dB，低到无法仅依靠PSS+SSS本地副本提取有用的到达时间测量，这一点将在第二节中说明。若能从若干旁瓣波束中提取亚米级精确到达时间测量，将改善几何精度因子（GDOP）并缩短首次定位时间。

要利用紧凑型接收机实现稳健且实用的基于 Starlink 的 PNT，关键在于将处理增益提升到远超 PSS+SSS 组合所能提供的水平。处理增益是直接序列扩频（DSSS）系统中的一个基本概念，例如码分多址（CDMA）和全球导航卫星系统（GNSS）。这一概念也可扩展应用于对正交频分复用（OFDM）波形（如星链波形）的机会式利用；在此情境下，处理增益随已知信息符号的数量增加。只要处理增益足够，所需的侧波束信号便能达到足够的相关后信噪比，从而实现快速且精确的星链 PNT 解算，并支持精确的到达时间测量。

我们注意到，原则上，机会式定位、导航与授时用户可以采用 [22] 的最大似然（ML）或判决导向（DD）方法，尽管不知道正交频分复用信息符号，也能恢复到达时间测量。但即使对于低阶调制，这些方法在低信噪比区域也会灾难性失效（参见 [22] 中的图1），因此不适用于通过紧凑型天线接收的星链信号。

尽管已知信息符号是最容易直接利用的先验特征，但了解星链帧的任何不变属性同样能提高处理增益，例如调制类型的范围、调制的时序安排，或各个 OFDM 符号的调制是简单的（如纯 QPSK）还是复合的（如 QPSK 与 16QAM 的混合）。因此，我们旨在识别星链Ku波段下行波形中存在的关键可预测特征，从而提升可实现的处理增益。

先前的研究已经发现了若干可预测特征。参考文献 [20] 揭示了星链帧结构，包括主同步信号和辅同步信号及其明确取值。SpaceX 的 2024 年专利 [23]证实了这一帧结构，并进一步披露了在

每个 Starlink 信道分配带宽边缘附近存在两组导频符号。导频符号是调制 OFDM 子载波的复值系数，与其他信息符号一样，但接收机可以完全预测这些符号，因此可将其用于信道估计。参考文献 [8] 通过实证证实了这些导频频带，以下称为边缘导频，并报告了 [23], 未披露的其他帧间相关数据，但暗示这些额外的相关数据出现在所有帧中。正如本文将要说明的，事实似乎并非如此。此外，[8] 并未提供边缘导频或其他任何帧间相关数据的实际信息符号值，因此无法采用最有效的信号检测方法，即与无噪本地信号副本进行匹配滤波。

本文旨在尽可能全面地阐述星链波形中可预测的结构。我们不仅揭示了边缘导频的确切信息符号，还报告了一项令人瞩目的发现：每帧开头几个看似包含报头信息的 OFDM 符号之后，几乎所有以 QPSK 调制的符号都近乎完全可预测，因此具有低熵。乍看数据时，这一事实并不明显；但应用本文详细介绍的某些变换后，便能发现高度一致的结构，其中包含长段可预测符号。充分利用这些低熵信号元素进行匹配滤波，可获得足够的处理增益，从而支持使用低成本紧凑型馈源喇叭接收机实现稳健的定位、导航与授时（PNT）。

II. 信噪比相关的到达时间精度

为评估在何种条件下能够实现精确的到达时间估计，我们考察 Ziv-Zakai 界（ZZB）。该界通过明确刻画从高信噪比区间的小误差行为（此时 Cramér-Rao 界（CRB）渐近紧致）到由噪声和模糊性主导的大误差行为的转变，描述估计器在给定信噪比范围内的性能。与假设在高信噪比极限下进行无偏估计的 Cramér-Rao 界不同，Ziv-Zakai 界能够反映阈值效应，这些效应会导致低信噪比下的到达时间精度迅速下降。参考文献 [24] 详细介绍了 Ziv-Zakai 界的公式及其在基于 OFDM 的到达时间估计中的应用。

图 2 给出了代表性星链处理策略下，到达时间精度界随相关前信噪比变化的函数关系。当使用全信道带宽 $B_{\mathrm{f}} = 240$兆赫、针对相对较短的主同步信号+辅同步信号本地副本进行相关时，在相关前信噪比低于约 -17.4dB 时，Ziv–Zakai 界偏离 Cramér–Rao 界。将捕获带宽缩小至$B_{\mathrm{n}} = 25$兆赫会使该偏离点移至明显更高的信噪比，约为 -9.2dB。低于这些阈值时，到达时间精度迅速下降。

相比之下，使用覆盖星链帧中所有子载波和 OFDM 符号的全帧本地副本进行相关时，大幅增加的相干累积样本数会带来更高的处理增益，并抑制相关函数中的模糊旁瓣。因此，在所示的整个信噪比范围内，Ziv–Zakai 界始终与

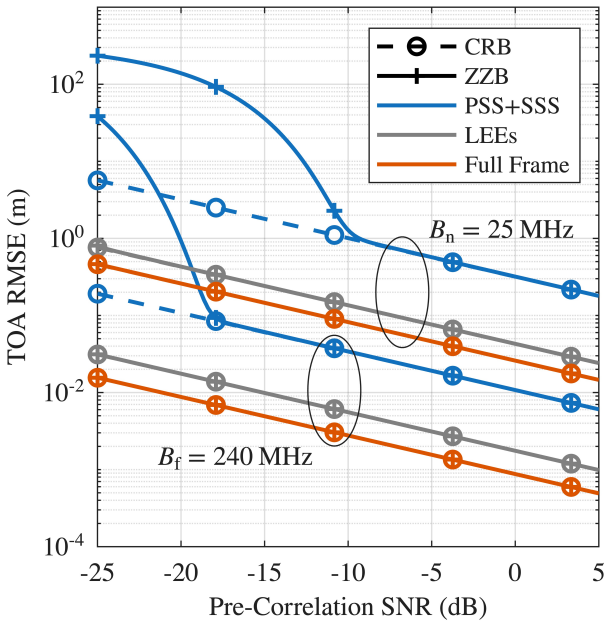

图 2：相干处理下，针对三种代表性局部副本的单帧到达时间均方根误差下界与相关前信噪比的关系：(1) 主同步信号+辅同步信号组合（蓝色），(2) 帧的低熵元素（灰色），以及 (3) 完整星链帧（红色）。结果针对两种代表性采集带宽给出，即 25 和 240兆赫。在低信噪比下，Ziv-Zakai界（实线）比 Cramér-Rao界（虚线）更紧，因为它们刻画了该区间内导致到达时间精度迅速下降的阈值效应。所示信噪比范围涵盖了从分配波束（高信噪比）到旁瓣波束（低信噪比）的可跟踪信号的相关取值。基于低熵元素的界将在第九节中进一步讨论。

Cramér–Rao 界重合，即使捕获带宽仅限于 B_{n} 也是如此。这些结果表明，与仅使用主同步信号+辅同步信号进行处理相比，全帧处理能在更宽的信噪比范围内保持接近 Cramér–Rao 界的到达时间估计性能。

可以将仅主同步信号+辅同步信号与全帧策略视为两种极端情形，它们界定了利用星链信号进行到达时间测量时合理相干处理的范围：几乎没有理由处理少于主同步信号与辅同步信号的相干组合，因为二者已知且易于构建 [20]，而超出一个完整帧的相干处理则会因帧间载波相位不连续性而变得复杂，迄今为止这种不连续性仍难以建模。因此，图 2 涵盖了从窄带宽采集下的短时处理（带有 B_{n} 的主同步信号+辅同步信号情形）到全信道带宽采集下的全帧处理（带有 B_{f} 的全帧情形）之间的所有合理情形。

图 2 清楚表明，若接收机希望抑制 ZZB 预测的低信噪比下到达时间精度崩溃，就必须采用相比 PSS+SSS 匹配滤波器所提供的处理增益更高的策略。这类策略能够扩展到达时间估计保持渐近性的信噪比范围

并能够从较弱的旁瓣波束中提取准确的到达时间测量值，而这些波束在其他情况下将无法使用。

III. 处理增益

在此，我们定义处理增益，将其推广至正交频分复用（OFDM），并说明如何利用星链帧的任意不变属性来提高处理增益。

对于任意信号和处理策略，处理增益定义为

$$L \triangleq \frac{\mathrm{SNR}_{\mathrm{post}}}{\mathrm{SNR}_{\mathrm{pre}}} \tag{1}$$

其中，$\mathrm{SNR}_{\mathrm{pre}}$ 和$\mathrm{SNR}_{\mathrm{post}}$ 分别表示相关前和相关后的信噪比。前者是信号带宽内总信号功率与总噪声功率之比。后者是解扩带宽内信号功率与噪声功率之比；等价地，它也是针对检测所用的任意本地副本进行相关后所得复数乘积的信噪比。对于直接序列扩频解扩，此定义可得熟知的关系式 $L = B_{\mathrm{spread}}/B_{\mathrm{despread}}$，其中 B_{spread} 和 B_{despread} 分别为扩频带宽和解扩带宽。

考虑一串受到加性噪声影响的复信息符号

$$r_k = x_k + n_k, \quad k \in \{1, \ldots, N\} \tag{2}$$

其中，第 k个信息信号 $x_k \in \mathcal{C}$ 从调制星座 $\mathcal{C} = \{c^{(1)}, c^{(2)}, \ldots, c^{(M)}\}$中均匀抽取，且符号 $\{x_k\}_{k=1}^{N}$ 在统计上相互独立。假设该星座已归一化且均值为零，使得对所有 $k \in \{1, \ldots, N\}$，$\mathbb{E}\left[|x_k|^2\right] = 1$和 $\mathbb{E}\left[x_k\right] = 0$。加性噪声样本 $\{n_k\}_{k=1}^{N}$为复高斯随机变量，满足 $n_k \sim \mathcal{CN}(0,\ \sigma_n^2)$；对所有$k \in \{1, \ldots, N\}$，它们相互独立，且独立于 $\{x_k\}_{k=1}^{N}$。

将信号检测统计量定义为复相关乘积

$$S \triangleq \sum_{k=1}^{N} r_k^* l_k = \sum_{k=1}^{N} x_k^* l_k + \sum_{k=1}^{N} n_k^* l_k = S_x + S_n \tag{3}$$

其中，l_k 是本地副本序列的第 k个元素，而$(\cdot)^*$ 表示复共轭。相关前和相关后的信噪比可定义为

$$\mathrm{SNR}_{\mathrm{pre}} \triangleq \frac{\mathbb{E}\left[x_k^* x_k\right]}{\mathbb{E}\left[n_k^* n_k\right]} = \frac{1}{\sigma_n^2}, \quad \mathrm{SNR}_{\mathrm{post}} \triangleq \frac{\mathbb{E}\left[S_x^* S_x\right]}{\mathbb{E}\left[S_n^* S_n\right]}$$

此外，我们定义以下相关参数，其期望值是对所有 $k \in \{1, \ldots, N\}$中x_k和 l_k的联合分布求得的：

$$\alpha \triangleq \mathbb{E}\left[|x_k|^2 |l_k|^2\right], \quad \rho \triangleq \mathbb{E}\left[|l_k|^2\right], \quad \mu \triangleq \mathbb{E}\left[l_k^*\, x_k\right] \tag{4}$$

现在分别在 $\{x_k\}_{k=1}^{N}$的三种条件下考虑 L：（i）完全未知，（ii）完全已知，或（iii）部分已知。这些条件可通过 x_k 在 $\mathcal{C}$上的先验概率质量函数来建模。在未知情况下，该概率质量函数在 $\mathcal{C}$上是均匀的。在已知情况下，它退化为位于所发送符号处的点质量。在部分已知情况下，可利用给定波形的侧信息或不变属性来限制概率质量函数到可用星座点的一个子集，或以其他方式使其偏离均匀分布。在本文的补充材料我们评估 L 在每种条件下的结果，并给出一个一般结果。

对于恒模星座（例如 QPSK）和单位模副本这一特殊情况，有 $|x_k| = |l_k| = 1$，由此可得 $\alpha = \rho = 1$ 和

$$L = 1 + (N-1)|\mu|^2 \tag{5}$$

对于完全未知数据（$|\mu| = 0$），该结果平滑过渡至非相干极限$L = 1$；对于完全已知数据（$l_k = x_k$、$|\mu| = 1$），则平滑过渡至完全相干极限 $L = N$。

无论式 (2) 中的复信息符号表示时域采样（如直接序列扩频），还是频域采样（如正交频分复用），结果都相同。由于离散傅里叶变换（DFT）是线性酉变换，能够保留内积和信号能量（差异仅在于一个常数归一化因子），因此，检测统计量 (3) 及其性质在变换后仍保持不变。因此，在频域跨子载波进行相关运算，与在时域跨采样点进行相关运算，所得处理增益相同。

一般而言，构建 $\{l_k\}_{k=1}^{N}$ 时可以利用 OFDM 波形的任何不变属性来提高$|\mu|$，从而提高 L。例如，已知某些 OFDM 符号采用简单而非复合调制，或其信息符号只是对某个已知序列进行低熵变换所得；又或者已知保护间隔（循环前缀；CP）长度为 N_{g}，这些信息都可以嵌入 x_k 的索引相关概率质量函数（PMF）中，从而用于提高 L。

对于通用OFDM波形，由于循环前缀会在信息符号 $\{x_k\}_{k=1}^{N}$之间引入相关性，因此 L 的计算较为复杂，无论是在频域还是时域观察皆是如此。对于星链Ku波段下行波形这一特例，PSS 的重复结构以及信道中部空槽（其中四个相邻子载波的能量为零）所产生的时域相关性，使计算更加复杂。忽略这类相关性的轻微影响，可以将式（5）中星链全帧处理的有效累积长度 N 近似表示为

$$N \approx N_{\mathrm{sf}}(N_{\mathrm{s}} + N_{\mathrm{g}}) = 318912 \tag{6}$$

其中，$N_{\mathrm{sf}} = 302$ 是帧中非零符号的数量，$N_{\mathrm{s}} = 1024$ 是子载波的数量，$N_{\mathrm{g}} = 32$ 是循环前缀长度。因此，对于符号完全已知的全帧相关情况，$L = N \approx 55$ dB。

IV. 数据语料库

以下信号模型以及关于数据结构的观测结果，均得到大量星链Ku波段采集数据的支持。这些数据涵盖多个观测时段和多颗卫星，并且在整个数据集中，所报告的特性均被一致地观测到。该数据集涵盖截至目前星链卫星的所有代际（1.0、1.5和2.0-mini批次），并包含从2024年10月至2025年6月期间的采集数据。关于每次

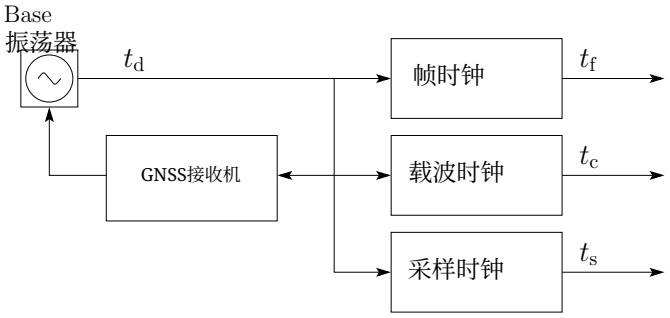

图3：星链发射机的级联时钟模型，展示基准时间 t_d、帧时钟时间 t_f、载波时钟时间 t_c 与采样时钟时间 t_s 之间的关系。

采集的详细信息请参见补充材料。为促进后续研究并确保可复现性，补充材料包含一个由1009个高质量解码帧组成的子集，我们称之为示例帧；这些帧来自对一颗星链卫星进行的一次高信噪比数据采集。

V. 信号模型

为便于理解下文介绍的 OFDM 信号处理技术，本节针对星链 Ku波段下行链路提出一个联合时域和频域信号模型。该模型假设采用[20]中详述的基本帧结构。简而言之，星链Ku波段下行链路数据被封装成帧，并以最高750Hz的速率传输。每帧由 $N_{\mathrm{sf}} = 302$ 个 OFDM 符号时隙组成，每个时隙的标称长度为 $T_{\mathrm{sym}} = 4.4$ ts，其后是未占用的帧保护间隔 $T_{\mathrm{fg}} = T_{\mathrm{sym}} + T_{\mathrm{g}}$，其中 $T_{\mathrm{g}} = 2/15$ ts 为循环前缀间隔。来自某个星链卫星飞行器（SV）、发往某个服务小区的一系列帧通过下行波束传输，该波束的卫星至小区分配在 15 秒的固定分配间隔（FAI）内保持不变[21]。

A. 时钟模型

与全球导航卫星系统和其他基于直接序列扩频的波形不同，星链的符号、帧及其底层载波并非由同一个时钟直接驱动——至少对于 1.0、1.5 和 2.0 版区块的卫星而言如此 [21]。因此，我们采用图 3 所示的级联时钟模型。全球导航卫星系统驯服基准时间 t_{d} 驱动下游的帧时钟、载波时钟和采样时钟。这些时钟进而驱动星链卫星上的信号生成。帧时钟设定 FAI 内各帧的起始时间。载波时钟驱动载波信号的生成，该信号用于将基带正交频分复用波形混频至射频（RF）。采样时钟驱动数模转换器，将数字波形重构为模拟基带波形。

这三种时钟所表示的时间与真实时间t（即理想时钟所表示的时间）之间的关系为

$$t = t_{\mathrm{f}}(t) - \delta t_{\mathrm{f}}(t) \tag{7}$$
$$t = t_{\mathrm{c}}(t) - \delta t_{\mathrm{c}}(t) \tag{8}$$
$$t = t_{\mathrm{s}}(t) - \delta t_{\mathrm{s}}(t) \tag{9}$$

其中，$\delta t_{\mathrm{f}}(t)$、$\delta t_{\mathrm{c}}(t)$ 和 $\delta t_{\mathrm{s}}(t)$ 分别是帧时钟、载波时钟和采样时钟的时钟偏移。鉴于本文讨论的是对单个帧进行信号处理，而非像 [21]，中那样讨论帧序列的定时行为，因此不再进一步讨论帧时钟。

$\delta t_{\mathrm{c}}(t)$ 和 $\delta t_{\mathrm{s}}(t)$ 对时间的导数分别称为载波时钟漂移和采样时钟漂移。对于星链卫星中显然使用的温控晶体振荡器（TCXO），[21],这些漂移在 $T_{\mathrm{f}} = 1/750$ 秒的帧间隔内可建模为常数。因此可得到一个线性时钟偏移模型，该模型在 $t_0 \le t \le t_0 + T_{\mathrm{f}}$ 范围内有效：

$$\delta t_{\mathrm{s}}(t) = \delta t_{\mathrm{s0}} + \dot{\delta t}_{\mathrm{s}}(t - t_0) \tag{10}$$
$$\delta t_{\mathrm{c}}(t) = \delta t_{\mathrm{c0}} + \dot{\delta t}_{\mathrm{c}}(t - t_0) \tag{11}$$

这里，δt_{c0} 和 δt_{s0} 分别是时刻 t_0 的载波时钟偏移和采样时钟偏移，而 $\dot{\delta t}_{\mathrm{c}}$ 和 $\dot{\delta t}_{\mathrm{s}}$ 分别是对应的时钟漂移，建模为在各帧之间分段常数。将 (11) 代入 (8) 并求解 $t_{\mathrm{c}}(t)$，得到

$$\begin{aligned} t_{\mathrm{c}}(t) &= t + \delta t_{\mathrm{c0}} + \dot{\delta t}_{\mathrm{c}}(t - t_0) \\ &= (1 + \dot{\delta t}_{\mathrm{c}})t + (\delta t_{\mathrm{c0}} - \dot{\delta t}_{\mathrm{c}} t_0) \end{aligned} \tag{12}$$

类似地，$t_{\mathrm{s}}(t)$ 变为

$$t_{\mathrm{s}}(t) = (1 + \dot{\delta t}_{\mathrm{s}})t + (\delta t_{\mathrm{s0}} - \dot{\delta t}_{\mathrm{s}} t_0) \tag{13}$$

B. 发射信号模型

如前所述，每个星链帧包含 $N_{\mathrm{sf}} = 302$ 个占用的 OFDM 符号间隔，每个间隔长度为 T_{sym}。我们将第 i 个帧中的第 m 个符号间隔所对应的时域信号记为 $x_{mi}(t)$，其中 $i \in \mathcal{I} \triangleq \{0, 1, \ldots, N_{\mathrm{sf}} - 1\}$。第一个符号间隔由 $x_{m0}(t)$ 占用，这是一种已知的时域序列，称为主同步信号；第二个间隔由 $x_{m1}(t)$ 占用，这是一种已知的时域 OFDM 符号，称为辅同步信号。其余 $\{x_{mi}(t)$ 个 $\mid i \in [2, N_{\mathrm{sf}} - 1]\}$ 是时域 OFDM 符号，包含头部信息、导频、用户数据，以及——后文将会说明的——低熵编码。

每个 $x_{mi}(t)$（$i \in [1, N_{\mathrm{sf}} - 1]$）由 $N_{\mathrm{s}} = 1024$ 个相互正交的数据子载波组成，分布于 $F_{\mathrm{s}} = 240$ 兆赫的信道带宽内，载波间隔为 $F = F_{\mathrm{s}}/N_{\mathrm{s}}$。令 $k \in \mathcal{K} \triangleq \{0, 1, \ldots, N_{\mathrm{s}} - 1\}$ 表示单个子载波的指定索引。我们采用典型的正交频分复用子载波索引到频率偏移的映射 $d[k]$，其定义如下：

$$d[k] = \begin{cases} k, & k \in [0, \frac{N_{\mathrm{s}}}{2} - 1] \\ k - N_{\mathrm{s}}, & k \in [\frac{N_{\mathrm{s}}}{2}, N_{\mathrm{s}} - 1] \end{cases} \tag{14}$$

每个子载波均由一个复值信息符号 $X_{mik} \in \mathcal{C}_{mi}$ 进行调制；根据与星座图 $\mathcal{C}_{mi}$ 对应的调制方案（例如二进制相移键控、4QAM 等，或这些方案的混合），该符号编码一个或多个信息比特。信道中部的四个子载波（其索引位于 $\mathcal{K}_{\mathrm{g}} = \{0, 1, 1022, 1023\}$ 中）构成一个保护带，其中 $X_{mik} = 0$ 用于 $k \in \mathcal{K}_{\mathrm{g}}$。令 $\mathcal{I}_1 \triangleq \mathcal{I} \setminus 0$ 表示不包括 PSS 的符号索引集；PSS 不是标准的正交频分复用

符号。那么，对于 $i \in \mathcal{I}_1$，在 $0 \le t < T_{\text{sym}}$ 上的基带时域信号可写为

$$x_{mi}(t) = \frac{1}{\sqrt{N_{\text{s}}}} \sum_{k \in \mathcal{K}} X_{mik} \exp\left(j2\pi d[k] F(t - T_{\text{g}})\right) \quad (15)$$

其中 $T_{\text{g}} = N_{\text{g}}/F_{\text{s}}$ 为循环前缀间隔，$T_{\text{sym}} = T + T_{\text{g}}$ 为完整符号间隔，而 $T = N_{\text{s}}/F_{\text{s}}$ 为有效（非循环）符号间隔。请注意，尽管在 (15) 中引入了 $d[k]$，我们对 X_{mik} 的定义与 [20] 在 $t = 0,\ 1/F_{\text{s}},\ \ldots\ldots,\ T_{\text{sym}}F_{\text{s}}$处采样时的定义相同。将 OFDM 符号支撑函数定义为

$$g_{\text{s}}(t) = \begin{cases} 2t/T_{\text{g}}, & 0 \le t < T_{\text{g}}/2 \\ 1, & T_{\text{g}}/2 \le t < T + T_{\text{g}}/2 \\ 1 - 2(t - T - T_{\text{g}}/2)/T_{\text{g}}, & T + T_{\text{g}}/2 \le t < T_{\text{sym}} \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases}$$

那么，假设起始时间为 $t_0 = 0$，第 m 帧内的基带时域信号可写为

$$x_m(t) = \sum_{i \in \mathcal{I}} x_{mi}(t - iT_{\text{sym}}) g_{\text{s}}(t - iT_{\text{sym}}), \quad 0 \le t < T_{\text{f}} \quad (16)$$

星链 OFDM信号通过覆盖 10.7–12.7 GHz 频段的八个信道之一进行传输 [20]。下文中，F_{c} 表示从这八个信道中选取的任意信道中心频率。假设 $x_m(t)$ 经由由 $t_{\text{s}}(t)$ 驱动的数模转换，并通过由 $t_{\text{c}}(t)$ 驱动的混频从基带变频至中心频率 F_{c}。那么，假设 $t_0 = 0$，即可得到所传输的第 m 帧射频信号模型

$$\begin{aligned} \tilde{x}_m(t) &= x_m[t_{\text{s}}(t)] \exp\left[j2\pi F_{\text{c}} t_{\text{c}}(t)\right] \\ &= x_m\Big[(1 + \dot{\delta t_{\text{s}}})t + \delta t_{\text{s0}}\Big] \\ &\quad \times \exp\Big\{j2\pi F_{\text{c}}\Big[(1 + \dot{\delta t_{\text{c}}})t + \delta t_{\text{c0}}\Big]\Big\} \end{aligned} \quad (17)$$

C. 接收信号模型

本节为低地球轨道至地面信道建立一个离散时间接收信号模型，其中包含采样频率偏移（SFO）和载波频率偏移（CFO）参数。

设 v_{los} 为卫星与接收机之间沿视线方向的标量速度，定义为当卫星朝接收机移动时，$v_{\text{los}} < 0$。定义多普勒参数 $\beta \triangleq v_{\text{los}}/c$，其中 c 为真空光速。对于来自轨道高度为 550 km 的低地球轨道卫星、传输至静止地面接收机的信号，$|\beta|$ 的绝对值小于 25 ppm。实际上，星链卫星通常不会在仰角低于 $\sim 40°$时发射信号，因此 $|\beta|$的绝对值小于 ~ 15ppm。由于 $T_{\text{f}} \approx 1.33$ms 的帧间隔相较于卫星-接收机几何关系演变的时间尺度很短，因此将 β 建模为每帧内保持恒定。

令 τ_{los} 表示帧前沿的视距传播时延，令 $w(t)$ 表示接收机噪声，该噪声建模为复值、零均值的加性高斯白噪声（AWGN），其双边功率谱密度为每维 $N_0/2$，且与发射信号不相关。假设 $\dot{\quad}$，β，δt_{s} 和 δt_{c} 足够小，因此它们的二阶乘积可以忽略不计。那么，模拟射频接收信号可以建模为

$$\begin{aligned} \tilde{y}_m(t) &= \tilde{x}_m\left[(1 - \beta)(t - \tau_{\text{los}})\right] + w(t) \\ &= x_m\Big[(1 + \dot{\delta t_{\text{s}}} - \beta)(t - \tau_{\text{los}}) + \delta t_{\text{s0}}\Big] \\ &\quad \times \exp\Big\{j2\pi(1 + \dot{\delta t_{\text{c}}} - \beta)F_{\text{c}}(t - \tau_{\text{los}}) + j2\pi F_{\text{c}}\delta t_{\text{c0}}\Big\} \\ &\quad + w(t) \end{aligned} \quad (18)$$

令 τ_{los}、δt_{s} 和 δt_{s0} 的影响合并为一个等效定时偏移 τ_m，并将 τ_{los}、δt_{c}、δt_{c0} 的影响合并为一个等效相位偏移 ϕ_m:

$$\begin{aligned} \tau_m &= \tau_{\text{los}} - \frac{\delta t_{\text{s0}}}{1 + \dot{\delta t_{\text{s}}} - \beta} \\ \phi_m &= 2\pi F_{\text{c}}\delta t_{\text{c0}} - 2\pi(1 + \dot{\delta t_{\text{c}}} - \beta)F_{\text{c}}\,\tau_{\text{los}} \end{aligned}$$

于是，接收信号模型可简化为

$$\begin{aligned} \tilde{y}_m(t) = x_m\Big[&(1 + \dot{\delta t_{\text{s}}} - \beta)(t - \tau_m)\Big] \\ &\times \exp\Big\{j\Big[2\pi(1 + \dot{\delta t_{\text{c}}} - \beta)F_{\text{c}}t + \phi_m\Big]\Big\} + w(t) \end{aligned}$$

对于下文所述的数据处理，我们使用高定向性天线采集信号，并在混频至基带后以 250 Msps 的复数采样率进行采样，随后以 F_{s} 进行重采样，使所有后续操作均可在星链原生信息符号速率下进行。驱动采集设备的接收机时钟采用全球导航卫星系统驯服的 OCXO，其时间可视为与真实时间 t 同义。为降低复杂度，我们将时钟漂移和多普勒参数合并为有效 SFO 因子 $\beta_{\text{s}} \triangleq -\dot{\delta t_{\text{s}}} + \beta$ 和有效 CFO 因子 $\beta_{\text{c}} \triangleq -\dot{\delta t_{\text{c}}} + \beta$。令 t_m 为接收到的第 m 帧的真实起始时间，该时间由多普勒和卫星帧时钟决定。于是，对于采样间隔 $T_{\text{s}} = 1/F_{\text{s}}$ 以及 $t_m \le nT_{\text{s}} < t_m + T_{\text{f}}$ 上的接收机采样索引 $n \in \mathbb{Z}$，可得到基带离散时间信号模型

$$\begin{aligned} \tilde{y}_m[n] = x_m[&(1 - \beta_{\text{s}})\,(n - n_m)T_{\text{s}}] \\ &\times \exp(-j2\pi\,\beta_{\text{c}}F_{\text{c}}\,nT_{\text{s}} + j\phi_m) + w(nT_{\text{s}}) \end{aligned} \quad (19)$$

其中 $n_m \in \mathbb{R}$ 满足 $n_m T_{\text{s}} = \tau_m$。跨越占用和未占用帧时隙的连续接收样本序列为

$$\tilde{y}[n] = \sum_{m \in \mathbb{Z}} \tilde{y}_m[n - t_m/T_{\text{s}}] g_{\text{f}}(nT_{\text{s}} - t_m), \quad n \in \mathbb{Z} \quad (20)$$

其中

$$g_{\text{f}}(t) = \begin{cases} 1, & 0 \le t < T_{\text{f}} \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases}$$

即为帧支撑函数。请注意，就样本索引和帧支撑函数的界限而言，较宽的帧保护间隔 T_{fg}——在此期间不存在信号——使我们能够忽略接收信号帧周期相对于 T_{f} 的微小偏差。

VI. 解调

本节介绍用于校正残余同步误差并从单个接收帧中恢复所传输信息符号的解调过程。这里，我们遵循第 V 节所确立的索引约定：与 X_{mik} 对应的接收、均衡、相位对齐和硬-¯ ˜解码结果分别记为 Y_{mik}、Y_{mik}、Y_{mik}、ˆ X_{mik}，相应的 OFDM 符号级向量记为 $\bar{\boldsymbol{Y}}_{mi}$、$\tilde{\boldsymbol{Y}}_{mi}$、$\boldsymbol{Y}_{mi}$、ˆ$\boldsymbol{X}_{mi} \in \mathbb{C}^{|\mathcal{K}|}$。

简要来说，解调过程如下。通过将帧 m 与经过多普勒调整的 PSS+SSS 本地副本进行匹配滤波，检测并粗略捕获该帧；随后，标准正交频分复用处理会为每个符号¯索引 $i \in \mathcal{I}$生成一个含噪的接收向量 $\boldsymbol{Y}_{mi}$。接着估计并补偿残余 SFO 和载波频率偏移误差。最后，进行硬判决解码，得到恢复的ˆ信息符号向量 $\boldsymbol{X}_{mi}$。

A. 粗略帧捕获

单个星链帧的检测与捕获通过对经过多普勒调整的本地基带副本进行匹配滤波来实现。定义以下时域 PSS 和 SSS 函数的相干拼接： [20] 其形式为

$$x_{m01}(t) \triangleq \begin{cases} x_{m0}(t), & 0 \le t < T_{\text{sym}} \\ x_{m1}(t - T_{\text{sym}}), & T_{\text{sym}} \le t < 2T_{\text{sym}} \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases}$$

由于所有 $m \in \mathbb{Z}$ 和所有卫星的 PSS 与 SSS 均相同，因此 $x_{m01}(t)$ 可用于对所有采集到的数据进行信号检测。用于相关运算的完整离散时间本地副本，是经过多普勒调整的 $x_{m01}(t)$ 与一个复指数的采样乘积:

$$\tilde{y}_{01}[n, \beta] \triangleq x_{m01}\left[nT_{\text{s}}(1-\beta)\right] \exp\left(-j2\pi\beta F_{\text{c}} n T_{\text{s}}\right)$$

本地副本的采样限制为 $n \in [0, M(\beta) - 1]$，其中 $M(\beta) = \lceil 2T_{\text{sym}}/(1-\beta)T_{\text{s}} \rceil$。对于按（20）给出的 $\tilde{y}[n]$，复模糊函数构造如下:

$$R[k, \beta] = \sum_{n=0}^{M(\beta)-1} \tilde{y}[n+k]\, y_{01}^{*}[n, \beta] \tag{21}$$

通过对时延和多普勒假设进行二维搜索，得到最近采样点的定时偏移估计 ˆn_m 以及初始多普勒估计ˆ β_m ：

$$(\hat{n}_m, \hat{\beta}_m) = \underset{k,\beta}{\operatorname{argmax}} |R[k, \beta]|$$

若 $|R[\hat{n}_m, \beta_m]|$ 超过检测阈值，则接受这些估计，随后从连续数据流中提取第 m 个星链帧，如下所示:

$$\tilde{y}_m[n] = \tilde{y}[n + \hat{n}_m], \quad n = 0, 1, \ldots, N_{\text{sf}}(N_{\text{s}} + N_{\text{g}}) - 1$$

ˆ使用初始多普勒估计 β_m，通过时间重采样和载波频率补偿对提取的帧进行粗略的多普勒补偿。所得信号可根据残余同步误差建模为

$$\begin{aligned} \bar{y}_m[n] = x_m\left[(1-\delta\beta_{\text{s}})\,(n-\delta n)T_{\text{s}}\right] \\ \times \exp\left[-j2\pi\,\delta\beta_{\text{c}} F_{\text{c}}\, nT_{\text{s}} + j\phi_m\right] + w(nT_{\text{s}}) \end{aligned} \tag{22}$$

其中， $\delta n = n_m - \hat{n}_m$ 表示分数残余定时偏移，$\delta\beta_{\text{s}} = \beta_{\text{s}} - \beta_m$ 表示残余采样频率偏移因子， $\delta\beta_{\text{c}} = \hat{\beta}_{\text{c}} - \beta_m$ 表示残余载波频率偏移因子。我们假设 $|\delta n|\, T_{\text{s}} < T_{\text{g}}$ 和 $|\delta\beta_{\text{c}}|\, F_{\text{c}} \ll F$ ，使得去除循环前缀并进行频率变换后，符号间干扰（ISI）和载波间干扰（ICI）可忽略不计。接下来，将 $\tilde{y}_m[n]$ 分割成N_{sf} 个数据块，每块包含 $N_{\text{s}} + N_{\text{g}}$ 个采样点。每个数据块均经过循环前缀去除，并通过快速傅里叶变换转换到频域。在频域中，第 i 个 OFDM 符号的第 k 个¯接收数据符号 Y_{mik} 可建模为发送数据符号 X_{mik}的以下函数:

$$\bar{Y}_{mik} = \alpha_{mik} X_{mik} + V_{mik} \tag{23}$$

$$\alpha_{mik} = Z_m\, H_k\, \exp(-j2\pi d[k] F \tau_{mi} + j\phi_{mi}) \tag{24}$$

此处， V_{mik} 表示频域加性高斯白噪声， H_k 是子载波 k 处经归一化使得 $H_0 = 1$的频率选择性信道响应，而 $Z_m = \sqrt{g}\exp(j\theta_m)$是一个与帧相关的复常数，与 k无关，具有信道增益g 和初始相位偏移 θ_m。相位偏移 θ_m 在各帧之间似乎并非任意取值，但我们迄今对其建模的努力尚未能成功推广到所有帧和所有Starlink 卫星。每符号时延 τ_{mi}和相位偏移 ϕ_{mi} 与 $\delta\beta_{\text{s}}$ 和 $\delta\beta_{\text{c}}$ 的关系如下:

$$\tau_{mi} = \delta n T_{\text{s}} + i T_{\text{sym}} \left(\frac{\delta\beta_{\text{s}}}{1-\delta\beta_{\text{s}}}\right) \approx \delta n T_{\text{s}} + i T_{\text{sym}} \delta\beta_{\text{s}} \tag{25}$$

$$\phi_{mi} = \phi_m - 2\pi i T_{\text{sym}} \delta\beta_{\text{c}} F_{\text{c}} \tag{26}$$

B. 信道均衡

信道传递函数 H_k 在Starlink 信道的整个240 MHz频段上可能不具有平坦的幅度响应或线性相位响应；在此情况下，在继续解调之前进行信道均衡会有所帮助。作为原生时域信号，主同步信号被排除在此过程之外；因此，我们关注的是符号索引集 $\mathcal{I}_1 \triangleq \mathcal{I} \setminus 0$。

令 $\mathcal{K}_{\text{l}} \triangleq \mathcal{K} \setminus \mathcal{K}_{\text{g}}$ 表示已加载的（非保护带）子载波集合。可利用已知的发送辅同步信号（SSS）符号 X_{m1k} ，针对所有$k \in \mathcal{K}_{\text{l}}$识别信道传递函数。假设已使用前一小节中的技术确定相应的接收解调¯值 Y_{m1k} ，并假设定义 $\phi_{m1} \triangleq 0$。则对所有 $k \in \mathcal{K}_{\text{l}}$，以下关系成立:

$$\bar{Y}_{m1k} = Z_m H_k \exp(-j2\pi d[k] F \tau_{m1}) X_{m1k} + V_{m1k} \tag{27}$$

在约束条件 $H_0 = 1$下，可按照在 [25]中估计频率的相同方式，根据 $Y_{m1k} X_{m1k}^{*}$、$k \in \mathcal{K}_{\text{l}}$ 得到 τ_{m1} 的均衡前最大-¯似然估计。这使得可以消去式（27）中的指数因子，从而得到

$$\bar{Y}_{m1k} = Z_m H_k X_{m1k} + V_{m1k} \tag{28}$$

然后，可以通过计算所有 $k \in \mathcal{K}_{\text{l}}$ 的 $\breve{H}_k = \bar{Y}_{m1k}/X_{m1k}$ ，来估算 H_k （精确到常数 Z_m）。为了减轻

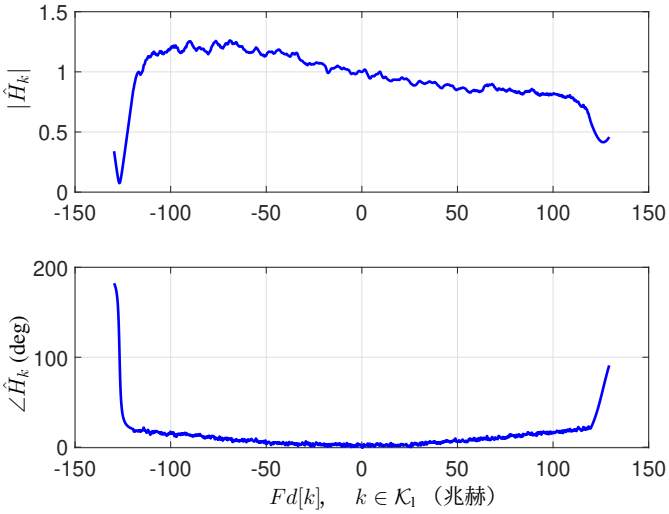

图4：作为偏移频率 $Fd[k]$ 函数的示例估计星链信道传递函数 $\hat{H}_k$，其中 $k \in \mathcal{K}_1$。该传递函数适用于使用 Ettus X410 USRP、以 250兆赫进行原生采样以及配备 1.2 米可转向抛物面天线的数据记录系统。

噪声的影响，可以对所有 $k \in \mathcal{K}_1$ 的 H_k 应用滤波器（例如 SavitzkyGolay 滤波器）或进行样条拟合，从而得到一个平滑函数 H_k。从平滑函数中获得值 H_0，并用它计算传递函数的归一化平滑估计值 $\hat{H}_k = H_k/H_0$。对于给定的接收机/卫星/频带组合，可以将此技术用于多个连续帧，以改进信道传递函数估计。

图4展示了一个示例估计传递函数。请注意，从低频段到高频段时，幅度逐渐下降。在两个频带边缘附近，幅度也会迅速下降。在大部分频带内，相位保持相对平坦，但在频带边缘附近会迅速变化；这些位置的频率正是幅度急剧滚降的频率。

帧特定常数 Z_m 的估计方式为 $\hat{Z}_m = \sqrt{\hat{g}}\exp(j\hat{\theta}_m)$，其中 $\hat{g}$ 是估计的信道增益，$\hat{\theta}_m$ 是估计的初始载波相位：

$$\hat{g} = \frac{1}{|\mathcal{K}_1|}\sum_{k\in\mathcal{K}_1}|\bar{Y}_{m1k}/\hat{H}_k|^2, \quad \hat{\theta}_m = \angle\sum_{k\in\mathcal{K}_1}(\bar{Y}_{m1k}/\hat{H}_k)X^*_{m1k}$$

通过 H_k 和 Z_m 进行归一化，可使所有 $k \in \mathcal{K}_1$ 和所有 $i \in \mathcal{I}_1$的接收符号均衡：

$$\tilde{Y}_{mik} = \bar{Y}_{mik}/(\hat{Z}_m\hat{H}_k)$$

均衡符号可通过对式 (23) 进行如下简化来建模

$$\tilde{Y}_{mik} = \exp(-j2\pi d[k]F\tau_{mi} + j\phi_{mi})X_{mik} + \tilde{V}_{mik} \quad (29)$$

其中 V_{mik} 为复加性高斯白噪声，τ_{mi} 和 ϕ_{mi} 如(25)和(26)所给出。

C. 残余同步参数估计

由(29)可以清楚地看出，每个 $\boldsymbol{Y}_{mi}$，$i \in \mathcal{I}_1$ 仍因残余同步误差和相位失配而失真。我们通过 [26]中所述并在下文加以总结的多阶段过程来加以校正。

首先，必须针对 $i \in \mathcal{I}_1$识别每个星座图 $\mathcal{C}_{mi}$。星链采用多种不同的正交幅度调制 (QAM) 方案，将一系列数字数据编码到 N_s 复信息符号上，这些符号用于调制每个 OFDM 符号的子载波。按照以下约定区分 4QAM 和 QPSK 星座图

$$\mathcal{C}^{\text{QPSK}} = \{1, j, -1, -j\}, \quad \mathcal{C}^{\text{4QAM}} = \mathcal{C}^{\text{QPSK}}\exp(j\pi/4)$$

因此，$\mathcal{C}^{\text{4QAM}}$ 等价于 $\mathcal{C}^{\text{QPSK}}$ 经过 $45°$ 旋转后的结果。我们在确定 $\mathcal{C}_{mi}$ 时排除边缘导频（在第 VII 节中正式引入），因为边缘导频符号均为 4QAM。令 $\mathcal{K}_p$ 为对应边缘导频的子载波索引，令 $\mathcal{K}_{\text{lnp}} \triangleq \mathcal{K}_1 \setminus \mathcal{K}_p$ 为已加载的非导频子载波索引集合。只有子载波 $k \in \mathcal{K}_{\text{lnp}}$ 参与星座图识别。

我们通过对 $\tilde{\boldsymbol{Y}}_{mi}$ 进行 k-均值聚类，估计其基数 $|\mathcal{C}_{mi}|$，从而识别 $\mathcal{C}_{mi}$。如果估计的基数为 16 或 32，我们将相应地选择 $\hat{\mathcal{C}}_{mi} = \mathcal{C}^{\text{16QAM}}$ 或 $\hat{\mathcal{C}}_{mi} = \mathcal{C}^{\text{32QAM}}$；对于基数为 4 的情况，我们首先假设为 $\hat{\mathcal{C}}_{mi} = \mathcal{C}^{\text{QPSK}}$，并将 QPSK/4QAM 消歧留待残余同步补偿后进行。对于估计基数为其他值（例如 8）的罕见情况，我们将该 OFDM 符号判定为具有 $\mathcal{K}_{\text{lnp}}$ 内的复合调制，并将其丢弃。令 $\mathcal{I}_m \subseteq \mathcal{I}_1$ 为对第 m 帧应用此过程后保留的所有 OFDM 符号的集合。

给定 $\hat{\mathcal{C}}_{mi}$，我们使用符号边缘化最大似然（ML）方法，根据 (29) 估计残余时延和相位参数 τ_{mi} 和 ϕ_{mi}。由于信道均衡已将符号归一化至近似单位功率，因此最大似然方法仅专注于相位和时延估计。令 $\boldsymbol{\theta}_{mi} \triangleq [\tau_{mi}, \phi_{mi}]$，并令

$$\Lambda_{\tilde{\boldsymbol{Y}}_{mi}}(\boldsymbol{\theta}_{mi} \mid \hat{\mathcal{C}}_{mi}) = \prod_{k\in\mathcal{K}_1} p(\tilde{Y}_{mik} \mid \boldsymbol{\theta}_{mi}, \hat{\mathcal{C}}_{mi})$$

为向量测量 $\tilde{\boldsymbol{Y}}_{mi}$的似然函数，其中 $p(\tilde{Y}_{mik} \mid \boldsymbol{\theta}_{mi}, \hat{\mathcal{C}}_{mi})$是在假设 $\mathcal{C}_{mi} = \hat{\mathcal{C}}_{mi}$的情况下，给定 $\boldsymbol{\theta}_{mi}$ 时 $\tilde{Y}_{mik}$ 的似然。对于承载数据的信息符号，在假设噪声为复高斯噪声且$\hat{\mathcal{C}}_{mi}$服从均匀先验的情况下，通过对未知符号 X_{mik} 的所有可能取值进行边缘化，得到似然函数：

$$p(\tilde{Y}_{mik} \mid \boldsymbol{\theta}_{mi}, \hat{\mathcal{C}}_{mi}) = \frac{1}{|\hat{\mathcal{C}}_{mi}|}\sum_{c\in\hat{\mathcal{C}}_{mi}} p(\tilde{Y}_{mik} \mid X_{mik} = c, \boldsymbol{\theta}_{mi}) \quad (30)$$

导频信息符号作为一种特殊情况处理，此时 X_{mik} 已知，无需进行边缘化。$\boldsymbol{\theta}_{mi}$ 的最大似然估计可通过以下方式求得：

$$\hat{\boldsymbol{\theta}}_{mi} = \underset{\boldsymbol{\theta}_{mi}}{\operatorname{argmax}} \log\Lambda_{\tilde{\boldsymbol{Y}}_{mi}}(\boldsymbol{\theta}_{mi} \mid \hat{\mathcal{C}}_{mi}) \quad (31)$$

此过程会产生一组逐 OFDM 符号的时延估计 $\hat{\tau}_{mi}$和相位估计 $\{\hat{\tau}_{mi}, \phi_{mi} \mid i \in \mathcal{I}_m\}$。虽然这些

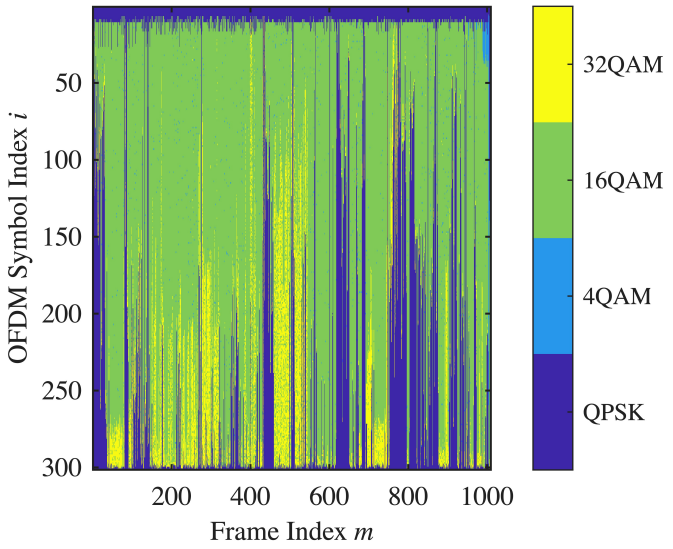

图5：针对1009个示例帧集合的调制方案估计，其中每帧包含 $|\mathcal{I}_1| = 301$个OFDM 符号。帧与符号分别沿水平轴和垂直轴排列。每个单元格的颜色表示 $m \in \{1, \ldots, 1009\}$ 和 $i \in \mathcal{I}_1$的估计 $\mathcal{C}_{mi}$类型。请注意，每帧的前几个符号（从辅同步信号开始）均为QPSK调制。这些符号构成长度可变的帧头。

估计在逐符号层面具有统计效率，但噪声较大，且不符合式 (25) 和 (26) 所规定的时间结构；根据该结构，τ_{mi} 和 ϕ_{mi} 会随 OFDM 符号索引 i线性变化。为利用这一结构并获得一组统一的帧级残余同步参数，我们通过联合最大似然拟合 $\hat{}\,\hat{}\,\tilde{}$ 合并逐符号最大似然估计，方法如下。设

$$\boldsymbol{\phi}_m = [\phi_{mi} \mid i \in \mathcal{I}_m] \qquad \boldsymbol{\tau}_m = [\tau_{mi} \mid i \in \text{和}$$

$\tilde{}$ $\hat{}\,\hat{}\mathcal{I}_m]$ 分别表示前述最大似然$\tilde{}$阶段针对帧 m得到的逐 OFDM 符号相位估计和时延估计列向量。同样，设向量 $\boldsymbol{i} = [i \mid i \in \mathcal{I}_m]$包含相关的符号索引，且 $\mathbf{1}$ 为维数相同的全 1 向量。设 $\boldsymbol{\psi}_m \triangleq [\phi_{m0}, \delta\beta_{\mathrm{c}}, \tau_{m0}, \delta\beta_{\mathrm{s}}]$包含待估计的参数，并定义 $\boldsymbol{J}(\boldsymbol{\psi}_m)$ 为

$$\boldsymbol{J}(\boldsymbol{\psi}_m) \triangleq \begin{bmatrix} \hat{\boldsymbol{\phi}}_m - \left(\phi_{m0}\mathbf{1} - 2\pi T_{\mathrm{sym}} F_{\mathrm{c}} \delta\beta_{\mathrm{c}}\, \boldsymbol{i}\right) \\ \hat{\boldsymbol{\tau}}_m - \left(\tau_{m0}\mathbf{1} - T_{\mathrm{sym}}\, \delta\beta_{\mathrm{s}}\, \boldsymbol{i}\right) \end{bmatrix}$$

最小化该函数的幅度平方，即可得到 $\boldsymbol{\psi}_m$的最大似然估计：

$$\hat{\boldsymbol{\psi}}_m = \underset{\boldsymbol{\psi}_m}{\operatorname{argmin}} \left\| \boldsymbol{J}(\boldsymbol{\psi}_m) \right\|_2^2 \tag{32}$$

对残余同步误差进行补偿后，可得到所有 $k \in \mathcal{K}_1$ 和 $i \in \mathcal{I}_m$的$\tilde{}$相位对齐符号：

$$Y_{mik} = \tilde{Y}_{mik} \exp\left(-j\hat{\phi}_{mi} + j2\pi d[k] F \hat{\tau}_{mi}\right) \tag{33}$$

D. 信息符号检测

对于所有 $i \in \mathcal{I}_m$，均可获得相位对齐的信息符号向量 $\boldsymbol{Y}_{mi}\tilde{}$，因此基数为 4 的符号所存在的 QPSK/4QAM歧义得以消除：对于每个 $\boldsymbol{Y}_{mi}$，我们根据相对于 $\boldsymbol{Y}_{m(i-1)}$的相对对齐情况选择 $\hat{}\,\mathcal{C}_{mi} = \mathcal{C}^{\mathrm{QPSK}}$ 或 $\hat{}\,\mathcal{C}_{mi} = \mathcal{C}^{\mathrm{4QAM}}$，其中 $\boldsymbol{Y}_{m1}$（相位对齐的辅同步信号）提供绝对参考。

随后，通过将 Y_{mik} 映射到 $\mathcal{C}_{mi}$中最近的星座点，得到每个硬判决符号估计 X_{mik}：

$$\hat{X}_{mik} = \underset{c \in \hat{\mathcal{C}}_{mi}}{\operatorname{argmin}} |Y_{mik} - c|$$

该过程生成帧级信息符号矩阵

$$\hat{\boldsymbol{X}}_m \triangleq \left[\hat{\boldsymbol{X}}_{mi} \mid i \in \tilde{\mathcal{I}}_m\right] \in \mathbb{C}^{|\mathcal{K}| \times |\tilde{\mathcal{I}}_m|}$$

其列对应于硬判决解码后的频域OFDM符号。图5展示了各示例帧中每个 OFDM 符号的估计调制方案。

E. 替代残余同步参数估计

为确定边缘导频符号，我们开发了一种更接近最优的方法，用于消除残余载波多普勒频移误差 $\delta\beta_{\mathrm{c}}$ 和相位 ϕ_{m0}。与式（30）一样，该方法对 $\mathcal{C}_{mi}$进行边缘化处理；此外，还对$\tilde{}$关于 $\boldsymbol{Y}_{mi}$ 的概率分布进行边缘化处理，覆盖第 i个符号间隔的 4 种可能性，即 QPSK、4QAM、16QAM 和 32QAM。尽管有证据表明情况并非如此，但该边缘化过程仍假设这 4 种可能性出现的概率相同。

$\tilde{}$ $\tilde{}\boldsymbol{Y}_{mi}$ 的边缘化概率密度函数以其 Y_{mik}分量的残余相位角为条件

$$\phi_{mik} = \phi_{m0} - 2\pi(\delta\beta_{\mathrm{c}} F_{\mathrm{c}+} \delta\beta_{\mathrm{s}} F d[k])(T_{\mathrm{sym}}/[1 - \hat{\beta}_m])i$$

$\tilde{}$对所有 $\boldsymbol{Y}_{mi}$符号向量的负对数似然函数求和，范围为 $i \in \mathcal{I}_2$，其中 $\mathcal{I}_2 \triangleq \{2, 3, \ldots, 301\}$ 表示不包括 PSS（$i = 0$）和 SSS（$i = 1$）的 OFDM符号索引。另添加了两项，用于惩罚非零的 $\delta\beta_{\mathrm{c}}$，以及惩罚 ϕ_{m0} 与仅根据 PSS 和 SSS 符号得到的估计值之间的差异。随后，通过最小化所得的负对数似然代价函数，求得 $\delta\beta_{\mathrm{c}}$ 和 ϕ_{m0}的估计值。该最小化过程在上述 ϕ_{mik} 公式中采用了近似 $\delta\beta_{\mathrm{s}} = \delta\beta_{\mathrm{c}}$。首先在扩展的 $\delta\beta_{\mathrm{c}}$ 范围内进行暴力搜索，以找到接近全局最小值而非局部最小值的解。随后，采用牛顿法求得 $\delta\beta_{\mathrm{c}}$ 和 ϕ_{m0}的最优估计值。再利用这些估计值计算相位对齐后的解调符号$\{Y_{mik} \mid i \in \mathcal{I}_2, k \in \mathcal{K}_1\}$。

所有已加载子载波——包括边缘导频所用的子载波——都纳入了此数据拟合过程，因此所得的 Y_{mik} 值可普遍使用；例如，可用于判断是否存在边缘导频及其他可预测符号。

VII. 边缘导频

我们开发了一种定制的平均处理过程，用于搜索星链下行链路中逐帧精确重复的信息符号。该过程计算了 $|\mathcal{I}_2| \times |\mathcal{K}_1|$ =306000个平均值，对象为接收、均衡并相位对齐的符号 Y_{mik}——每种 $i \in \mathcal{I}_2$的唯一组合对应一个平均值

以及 $k \in \mathcal{K}_{\text{l}}$。平均是跨帧进行的（即针对多个 m 值），数据来自多个时间间隔、多个Starlink 频段和多颗 Starlink 卫星（详见补充材料）。如果所有帧中都存在相同的系数X_{mik} ，则所得平均值趋近于 X_{mik}。反之，如果 X_{mik} 随 m变化，则平均值趋近于零。产生相应平均值较大绝对值的组合（i,k）经过检查，以确保用于生成给定平均值的各个 Y_{mik} 值看起来是同一逐帧重复符号 X_{ik} 的含噪版本。

应用该平均处理过程后，发现了两个 4QAM 调制导频符号频带，分别靠近 Starlink 信道分配带宽的两端。这些边缘导频的存在已在 [8], [23],中报告，但其符号值并未公布，现于本文给出。两个边缘导频频带各占用 8 个子载波。两个频带的相关索引为 $\mathcal{K}_{\text{p}} \triangleq \{488, 489, ..., 495, 528, 529, ..., 535\}$。一个 4QAM 导频系数被调制到每个 $k \in \mathcal{K}_{\text{p}}$ 上，针对每个 $i \in \mathcal{I}_2$。

值得注意的是，我们发现边缘导频似乎完全相同，不仅在同一颗 Starlink 卫星的所有帧之间如此，在星座图中的所有卫星之间也是如此。导频系数X_{mik} 对 OFDM 符号 $i \in \mathcal{I}_2$ 和子载波 $k \in \mathcal{K}_{\text{p}}$取如下形式:

$$X_{mik} = \exp\left[j\frac{\pi}{2}\left(s_{\text{p}ik} + \frac{1}{2}\right)\right] \tag{34}$$

$$s_{\text{p}ik} = \left\lfloor \frac{q_{\text{p}k}}{4^{(301-i)}} \right\rfloor \bmod 4 \tag{35}$$

量 $s_{\text{p}ik} \in \{0,1,2,3\}$ （针对 $i \in \mathcal{I}_2$ 和 $k \in \mathcal{K}_{\text{p}}$）是 $q_{\text{p}k}$ 的函数；$q_{\text{p}k}$ 是一个 150 位十六进制数，在附录 A 中针对每个 $k \in \mathcal{K}_{\text{p}}$ 给出。上述结果与 [27] 中的结果相同，仅在符号记法上略有调整，以及表示进制不同（四进制与十六进制）。

VIII. 低熵 QPSK 符号

本节揭示了一个令人惊讶的事实：星链 Ku波段下行链路中几乎所有 QPSK调制的信息符号都不是高熵用户数据。相反，除了一小段头部区域外，这些符号在整个采集数据集中都呈现出高度重复的结构：相对于由一组信息符号构成、称为参考模板 的参考集合，其偏差取值均为 BPSK，并且遵循简单的周期性，在不同 OFDM 符号之间发生确定性移位。这种结构性重复使得我们能够构建长序列、近乎无噪声的局部副本，用于匹配滤波，从而提高处理增益。

A. 参考模板

我们对解码帧数据中低熵结构（边缘导频除外）的分析，基于第 IV 节中提到的示例帧，并通过更大的语料库中的数据验证所发现的模式。示例帧（记为 $\{\boldsymbol{X}_m \mid m \in \mathcal{M}_{\text{e}}\}$，其中包含 $\mathcal{M}_{\text{e}} = \{1, 2, \ldots, 1009\}$）均来自对单颗卫星数据的一次采集。它们按时间顺序排列，未丢弃占用时隙中的帧

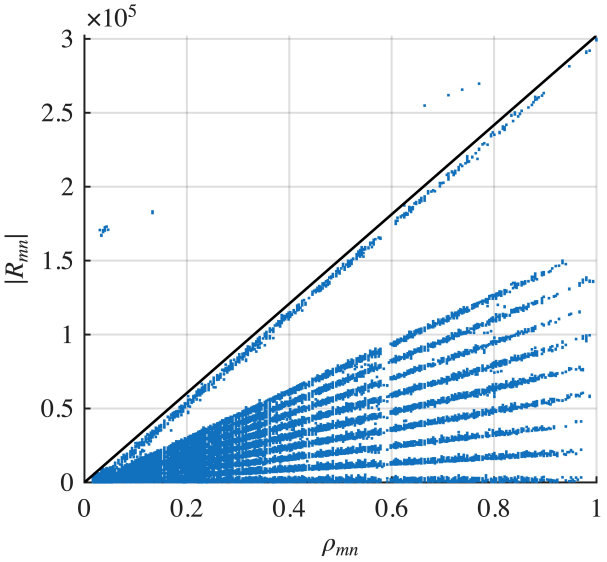

图 6： $|R_{mn}|$ 与 ρ_{mn} 的关系，针对 m， $n \in \mathcal{M}_{\text{e}}$，并采用 $n < m$ 以避免重复进行成对比较。黑线表示 $|R_{mn}|$的上限；当所有 QPSK调制的OFDM符号所承载的信息完全相同时，该上限即可达到。少数点位于这一理论上限之上。调查发现，这些点对应于连续帧（即$\{m, m+1\}$），在这些帧中，卫星似乎重新传输了重复数据。

。每个示例帧的相关前信噪比均大于 9dB，示例集的平均值为 13.8 dB。

为了识别星链帧中每帧都会重复出现的部分，我们计算两两互相关。首先定义几个有用的集合和度量。设帧 m 的非 SSS QPSK 调制符号索引集合为

$$\mathcal{I}_{\text{Q}m} \triangleq \{\, i \in \mathcal{I}_2 \mid \hat{\mathcal{C}}_{mi} = \mathcal{C}^{\text{QPSK}} \,\}$$

相应的 QPSK 比率为 $\rho_m \triangleq |\mathcal{I}_{\text{Q}m}|/|\mathcal{I}_2|$。对于一对帧 $\{m, n\}$，将两个帧中均为 QPSK 的符号索引定义为

$$\mathcal{I}_{\text{Q}mn} \triangleq \{\, i \in \mathcal{I}_2 \mid \hat{\mathcal{C}}_{mi} = \hat{\mathcal{C}}_{ni} = \mathcal{C}^{\text{QPSK}} \,\}$$

相应的共享 QPSK 比率为 $\rho_{mn} \triangleq |\mathcal{I}_{\text{Q}mn}|/|\mathcal{I}_2|$。定义帧 m 和 n之间的互相关，该互相关仅针对它们共享的 QPSK OFDM 符号和已加载的非导频子载波计算:

$$R_{mn} \triangleq \sum_{i \in \mathcal{I}_{\text{Q}mn}} \sum_{k \in \mathcal{K}_{\text{lnp}}} \hat{X}^*_{mik} \hat{X}_{nik} \tag{36}$$

如果 QPSK调制的OFDM符号在不同帧中承载高熵用户数据，那么无论 ρ_{mn} 如何， $|R_{mn}|$ 都会集中在零附近。对 $|R_{mn}|$ 的实证分析却表明，它明显取决于 ρ_{mn}，如图 6 所示：数据形成了一个结构化的扇形，带有垂直量化的条带。这种现象表明，QPSK调制的OFDM符号在不同帧之间呈现出不同程度的相关性，因此值得进行深入分析。

进一步研究发现，纯QPSK帧（即满足 $\rho_m = 1$ 的帧）具有惊人的一致性：示例集中的纯QPSK帧几乎所有信息符号都一致。例外情况包括少数罕见的硬判决错误，以及帧头中一些真实存在的帧间变化。将纯QPSK帧的索引记为 $\mathcal{M}_{\text{ep}} \triangleq \{m \in \mathcal{M}_{\text{e}} \mid \rho_m = 1\}$。我们将参考模板 $\boldsymbol{T} \in \mathbb{C}^{|\mathcal{K}_{\text{lnp}}|\times|\mathcal{I}_2|}$ 定义为硬判决解码符号 $\{\hat{\boldsymbol{X}}_m \mid m \in \mathcal{M}_{\text{ep}}\}$ 的逐元素众数。换言之，对于 $i \in \mathcal{I}_2$ 和 $k \in \mathcal{K}_{\text{lnp}}$，$\boldsymbol{T}$ 的第 (i,k) 个元素定义为

$$T_{ik} \triangleq \underset{c\in\mathcal{C}^{\text{QPSK}}}{\operatorname{argmax}} \left|\{\, m \in \mathcal{M}_{\text{ep}} \mid \hat{X}_{mik} = c \,\}\right| \tag{37}$$

我们在补充材料中提供完整的参考模板 $\boldsymbol{T}$。

B. 镶嵌码

本节利用参考模板 $\boldsymbol{T}$ 揭示 QPSK调制的OFDM符号高度规则的结构，随后介绍构成该结构基础的重复比特模式。

为量化相对于参考模板的偏差，我们将 $\{\boldsymbol{X}_m \mid m \in \mathcal{M}_{\text{e}}\}$ 限制为 QPSK调制符号，然后计算解码信息符号与对应参考模板元素的共轭之间的逐元素乘积。设 D_{mik} 表示偏差的第 $(i,\ k)$ 个元素，其对应的 OFDM 符号级向量为 $\boldsymbol{D}_{mi} \in \mathbb{C}^{|\mathcal{K}_{\text{lnp}}|}$，帧级矩阵为 $\boldsymbol{D}_m \in \mathbb{C}^{|\mathcal{K}_{\text{lnp}}|\times|\mathcal{I}_{\text{Q}m}|}$。对于 $m \in \mathcal{M}_{\text{e}}$、$i \in \mathcal{I}_{\text{Q}m}$ 和 $k \in \mathcal{K}_{\text{lnp}}$，该元素定义为

$$D_{mik} \triangleq \hat{X}_{mik} T_{ik}^{*} \tag{38}$$

检查 $\boldsymbol{D}_m$ 可发现如下规则模式。

*BPSK*偏差：对 $\boldsymbol{T}$、示例帧$\{\hat{\boldsymbol{X}}_{mi} \mid m \in \mathcal{M}_{\text{e}},\ i \in \mathcal{I}_{\text{Q}m}\}$中所有 QPSK 取值的OFDM 符号，以及所有偏差矩阵 $\{\boldsymbol{D}_m \mid m \in \mathcal{M}_{\text{e}}\}$ 进行直方图分析后发现，前两者在 $\mathcal{C}^{\text{QPSK}}$上均匀分布，而偏差矩阵实际上是 BPSK调制的；具体而言，$D_{mik} \in \{1,-1\}$。因此，QPSK调制的OFDM符号可以表示为一个 BPSK 取值序列与 $\boldsymbol{T}$对应列的乘积。对偏差向量序列$\{\boldsymbol{D}_{mi} \mid m \in \mathcal{M}_{\text{e}}, i \in \mathcal{I}_{\text{Q}m}\}$ 的分析表明，每帧中 QPSK调制部分包含两个不同的时间区域：头部区域和 T码区域。

头部：在 PSS 和 SSS 之后，每帧都以一系列 QPSK 调制的 OFDM 符号开始，这些符号构成一个长度可变的头部，其信息量不同于帧中后续部分所呈现的高度规则结构。本文不尝试从语义上解读头部内容；不过，初步分析显示，帧间存在多模态重复。

令 $\mathcal{I}_{\text{H}m} \triangleq \{i \in \mathcal{I}_2 \mid i \le i_{\text{h}m}\}$ 表示第 m 帧的头符号索引，其中 $i_{\text{h}m}$ 是最后一个头部符号的索引。图7展示了示例帧中 $i_{\text{h}m}$ 的分布。头部区域内，单个 OFDM 符号常常呈现出由值 -1构成的长序列。仔细观察图

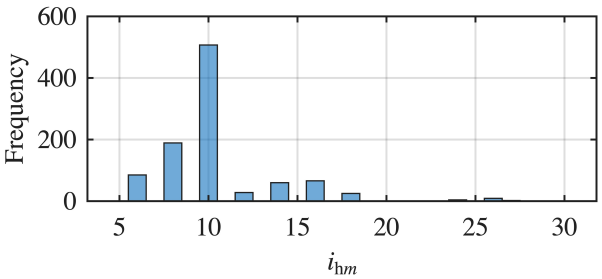

图7：示例帧中头部长度 $i_{\text{h}m}$ 的分布。

8 可以看到这些序列呈现为蓝色竖条。或许某些头部区域专用于间歇性传输的数据，而在其他时候则设为 -1。无论如何，这些连续不变的符号序列以及其他明显的头部结构都清楚地表明，头部数据未经过加密。

*T*码：令 $\mathcal{I}_{\text{T}m} \triangleq \{i \in \mathcal{I}_{\text{Q}m} \mid i > i_{\text{h}m}\}$表示头部后 QPSK 调制 OFDM 符号的索引。检查 $\{\boldsymbol{D}_{mi} \mid i \in \mathcal{I}_{\text{T}m}\}$ 可发现一种镶嵌图案，图8展示了一个示例。在相邻 OFDM 符号之间，偏差的 BPSK 序列从一个 OFDM 符号到下一个符号循环移位 16 个子载波。在每个 OFDM 符号内，对于 $k \in \mathcal{K}_{\text{lnp}}$，偏差序列每隔 60 个子载波重复一次。我们将这个 60 位 BPSK 序列称为镶嵌码，或称*T*码。镶嵌周期在各帧之间保持一致，而 T 码本身则逐帧变化。如果非 QPSK OFDM 符号打断了连续的 QPSK 调制 OFDM 符号序列，该图案仍会像没有中断一样延续。通过观察循环移位相位在这些间隙中正确累积，可验证这种连续性。令 $N_{\text{T}} = 60$ 为 T码长度，$d_{\text{T}} = 16$ 为循环移位周期。那么，对于所有 $i \in \mathcal{I}_{\text{T}m}$、$k \in \mathcal{K}_{\text{lnp}}$，我们可以写为

$$D_{mik} = D_{mi(k+N_{\text{T}}) \bmod |\mathcal{K}_{\text{lnp}}|} \tag{39}$$

$$\boldsymbol{D}_{m(i+\Delta i)} = \texttt{circshift}(\boldsymbol{D}_{mi},\ d_{\text{T}} \cdot \Delta i) \tag{40}$$

其中 Δi 是 OFDM 符号索引差，circshift$(\boldsymbol{x}, d)$ 是一个将向量 $\boldsymbol{x}$ 的元素循环移位 d 个位置的函数。我们在补充材料中提供了示例帧内的所有唯一 T 码。

IX. 讨论

A. *T* 码：重要性、持久性与多样性

1) 重要性：重复的T码结构意味着星链帧内大块区域的信息量仅为 $N_{\text{T}} = 60$ 比特。如果能够确定这些比特（例如通过循环移位、叠加和平均），则可以相干累积每一帧内的QPSK调制数据。如第III节所示，这种扩展的相干处理会直接转化为更高的处理增益。需要注意的是，T-code 符号似乎相当常见：在示例帧中，所有头部之后的OFDM 符号中有21.5%为T-code 符号。

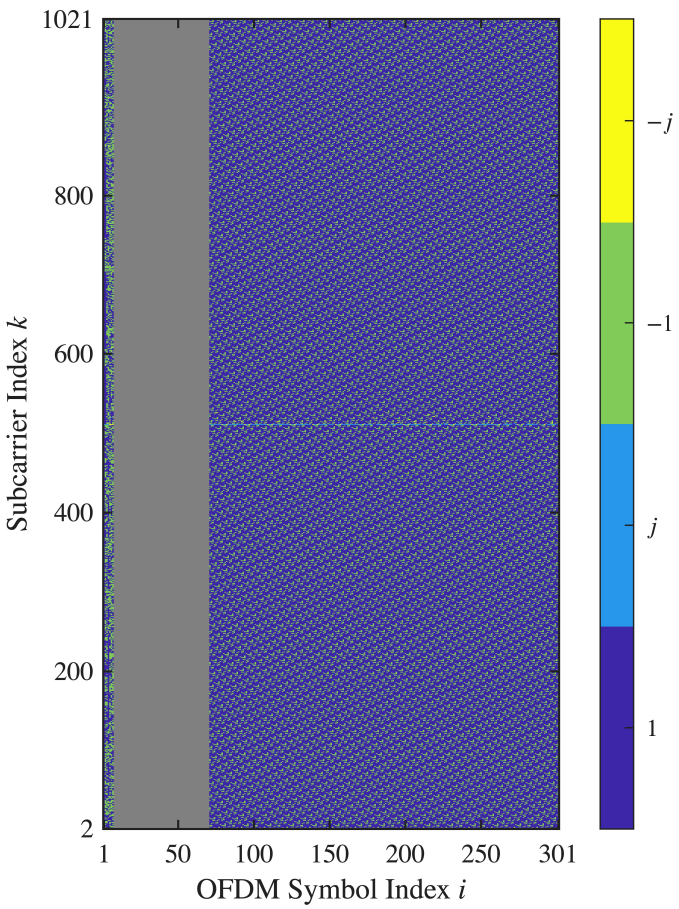

图8： $\boldsymbol{D}_m$ 的彩色编码图，适用于 $m = 814 \in \mathcal{M}_{\text{eo}}$。建议读者放大此图，以欣赏其精细结构。水平轴和垂直轴分别按 OFDM 符号索引 $i \in \mathcal{I}_1$ 和子载波索引 $k \in \mathcal{K}_{\text{lnp}}$排列。最左侧的窄垂直条带表示帧头部内的偏差，$\{\boldsymbol{D}_{mi} \mid i \in \mathcal{I}_{\text{H}m}\}$。灰色区域涵盖此帧中索引为 $i \in \{\mathcal{I}_2 \backslash \mathcal{I}_{\text{Q}m}\}$的非 QPSK 符号。此帧的 T码以镶嵌图案铺满其余部分。中心附近的细水平线和斑点（$k \approx 511$）是解码伪影，由 Starlink 信道远端边缘处相位噪声增大所致。请注意，T码和头部偏差仅呈现绿色和蓝色，这与 $D_{mik} \in \{1, -1\}$一致。

2) 持久性：任一给定信号特征对机会式定位、导航与授时是否有用，取决于其可靠性与持久性。因此，我们就第 VIII-B 节中发现的低熵结构的用途与耐久性提出若干观察与推测。SpaceX的2024 年专利[23] 表明，Starlink 卫星侧下行链路信号处理链同时包含单抽头白化扰码器和低密度奇偶校验（LDPC）编码器。白化扰码器分散信号能量，以确保均匀的功率谱密度，从而维持直流平衡并降低发射的 OFDM 波形的峰均功率比。采用单抽头架构具有重要意义：通过对每个子载波独立施加特定的确定性复数域相位旋转，发射机预先可维持载波间正交性，并使接收机能够以较高的计算效率进行无记忆解扰。

存在恒定的参考模板，这与单抽头扰码器的输出相符；而观察到的镶嵌图案，则与 16 宽的向量化硬件处理架构和结构化信道编码（例如 LDPC 编码器）引入的 60 位周期性之间的数值交互相符。帧与帧之间观察到的 T码变化表明，扰码器状态会在帧间重新初始化。

我们推测，图8 所示的镶嵌模式在大多数示例帧中都以某种形式出现，其成因是单抽头白化扰码器和 LDPC 编码器对未承载载荷分配进行处理——即未承载任何用户数据的正交频分复用符号。这类空资源块是由随时间变化的用户需求以及资源调度中不可避免的低效所致。星链卫星很可能会在扰码和 LDPC 编码之前，用确定性填充模式（例如全 1 向量）填充空载荷分配。因此，解调后，生成的 QPSK 符号看起来像是用户数据，但实际上是同一参考模板经过低熵（60 位）变换后的结果。

这些观察结果表明，T 码既非任意产物，也不是某个特定软件版本的短暂副产品，而是与发射机的物理层架构紧密相关。因此，星链下行链路中很可能会长期保留 T 码这一特征，即便具有 T 码结构的 OFDM 符号所占比例会随每个波束的用户需求而变化。

3) 多样性：尽管理论上一个 60 位序列集可以包含 2^{60} 个成员，但对从示例帧中提取的 T 码进行分析后发现，实际启用的集合要小得多。在 1009 个示例帧中，有 530 个包含 T 码，其中仅有 40 个不同的序列。每个不同序列平均出现 13.25 次，出现次数最少的为 3 次，最多的为 24 次。这些结果表明，实际启用的 T 码系列远少于 2^{60} 个不同的 T 码。

B. 处理增益与到达时间界限

为了解这些发现对定位、导航与授时的影响，我们依据从示例帧中获取的实测数据，对目前通过利用星链帧中迄今已知的所有低熵结构所能获得的潜在处理增益进行了估算。对此分析，我们采用了若干简化假设。首先，保守起见，我们忽略除主同步信号和辅同步信号之外所有 OFDM 符号中的循环前缀。其次，我们将头部视为未知数据。第三，我们假设即使在低信噪比下，也能区分 T-code 符号与非 T-code 符号。

¯为计算帧级处理增益，令 N 表示每帧中可赋予非均匀分布的信息符号平均数量。由于具有均匀先验的符号对度量 L没有贡献，我们可以¯ ¯在 (5)中用 N 替换 N 。我们将所有主同步信号、辅同步信号和边缘导频符号计入 N ，因为这些符号是完全已知的。对于包含T 码的帧，我们假设相应的T码

序列通过叠加、移位并合并该帧的T-code符号进行硬判决解码。令 $|\mathcal{I}_{\mathrm{T}m}|$ 表示帧 m中T码OFDM符号的数量，并将帧 m 的叠加因子定义为 $M_m = |\mathcal{I}_{\mathrm{T}m}||\mathcal{K}_{\mathrm{lnp}}|/N_{\mathrm{T}}$。将 M 定义为 M_m 在示例帧 $m \in \mathcal{M}_{\mathrm{e}}$上的平均值。因此，T-code信息符号作为允许为每个符号赋予非均匀分布的硬判决比特而被计入 N 。

接下来，我们估计式（4）中相关系数 μ 在各帧间的平均值。对于每个子载波 $k \in \mathcal{K}_{\mathrm{l}}$，我们按如下方式构造本地副本元素 l_k 。对于导频符号， l_k 设为已知的信息符号值；由于本地副本完全准确，因此 $|\mu| = 1$。对于 T 码符号， l_k 由硬判决解码得到的 T 码比特和已知的镶嵌模式重构。假设 l_k 以概率（$1-p_{\mathrm{e}}$）与真实符号一致，以概率 p_{e}与之不一致。那么 $|\mu| = |1-2p_{\mathrm{e}}|$，其中相干 BPSK 解调的比特错误概率为

$$p_{\mathrm{e}} = \frac{1}{2}\operatorname{erfc}\left(\sqrt{\bar{M}\,\mathrm{SNR}_{\mathrm{pre}}}\right)$$

其中 erfc(·) 为互补误差函数。平均相关系数 $\bar{\mu}$ 是对所有可利用符号的 $|\mu|$ 进行加权平均后计算得出的。

对于示例帧，其平均信噪比 $_{\mathrm{pre}}$ 为 13.8 dB，$\bar{N} \approx 69,500$，且 $\bar{\mu} \approx 1$。应用式（5）可得平均处理增益 $\bar{L} \approx 48.4$ dB；这比第 III 节中针对符号完全已知情况下的全帧相关所计算出的理论最大值 $L \approx 55$ dB 仅低 6.6 dB。

在较低信噪比下，由于 T 码比特估计错误增加，处理增益会下降。然而，对于示例帧，较大的堆叠因子 $\bar{M} \approx 1044$ 可为 T-code 比特判决的有效信噪比带来约 30dB 的提升。因此，即使在信噪比为$_{\mathrm{pre}} = -25$dB 时，T-code 恢复仍几乎完美，从而得到 $\bar{\mu} \approx 0.995$ 和 $L \approx 48.4$dB。

图 2 中的灰色曲线显示了利用所有已知低熵元素（LEEs）——主同步信号（PSS）、辅同步信号（SSS）、边缘导频和 T 码——并假设 T 码出现统计特性与示例帧中观察到的相同情况下，得到的单帧 TOA 精度界。计算这些界时，将接收机的本地振荡器中心频率调谐至使边缘导频占据捕获带宽最外侧的子载波，从而最大化均方带宽，并收紧 ZZB 和 Cramér–Rao 界。值得注意的是，在所绘制的整个相关前信噪比范围内，LEEs 的 ZZB 始终与其对应的 Cramér–Rao 界重合，这与全帧界的表现一致。这表明，所发现的可预测元素足以抑制本地副本相关函数中的模糊旁瓣。

C. 基于边缘导频的到达时间

一种性能较低但尤为简单的星链机会式低地球轨道定位、导航与授时实现方案，只需使用PSS、SSS和边缘导频。图9显示了TOA均方根误差界随信噪比$_{\mathrm{pre}}$ 变化的情况；在PSS+SSS本地副本中加入已知的边缘导频符号后，结果如图所示。对于带宽为 $B_{\mathrm{f}} = 240$兆赫的全带宽处理，加入两个边缘

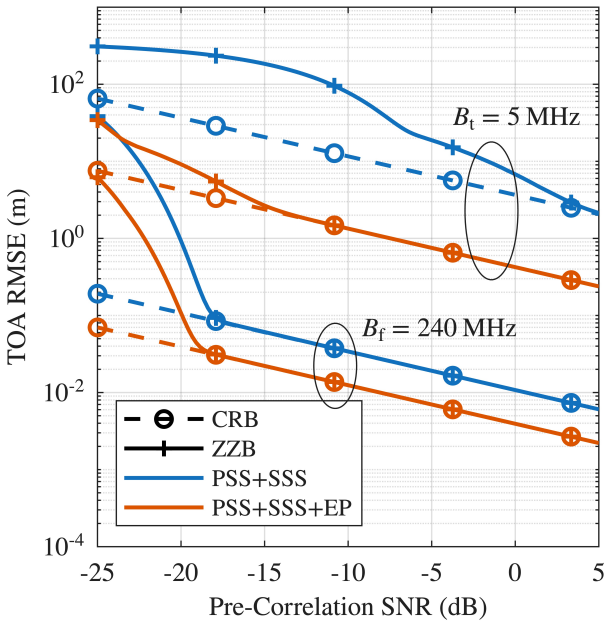

图9：两种具有代表性的采集带宽下，采用主同步信号、辅同步信号和边缘导频（EP）进行相干处理时，单帧到达时间均方根误差的下界随信噪比的变化。自上而下依次为：(1) 对主同步信号与辅同步信号组合中的 5 兆赫子带进行窄带相关；(2) 将主同步信号与辅同步信号组合中的 5 兆赫子带与单个边缘导频频带在时域拼接后进行相干组合，再进行窄带相关；(3) 如图 2 所示，对主同步信号与辅同步信号组合进行 240 兆赫全带宽相关；(4) 对主同步信号、辅同步信号及两个边缘导频频带进行 240 兆赫全带宽相关。

导频频带仅使ZZB-CRB发散点略有变化，但由于边缘导频带来了额外的处理增益，在所绘制的信噪比范围内，TOA均方根误差界约降低为原来的*2.75*倍。

对于带宽较窄的窄带处理，增添单个边缘导频可显著改善经过窄带滤波的主同步信号与辅同步信号。将边缘导频频带与匹配的 5 兆赫主同步信号与辅同步信号子带拼接，可增大有效相干跨度并显著抑制到达时间模糊，使ZZB-CRB发散点从约 6.2 移至 -12.0 dB。

D. 其他帧不变数据

Reference [8]报告称，除主同步信号、辅同步信号、头部和边缘导频外，还存在额外的帧间相关数据，并将这些额外的“信标”数据建模为确定性地出现在所有帧中。图 6 确实显示帧之间存在不同程度的成对相关性，但正如我们所揭示的，这是小族T码相对于参考模板的偏差所致 $\boldsymbol{T}$。由于 T 码因帧而异且近似零均值，因此除非有人

从底层参考模板中消除 T 码调制 $\boldsymbol{T}$。我们使用第VII节介绍的平均技术，仔细搜索了多个星链卫星信号，以寻找所称额外的帧间重复数据，但没有找到。我们推测， [8]发现的额外相关数据实际上并非在星链帧之间保持不变，而只是在其中分析的案例中看起来如此。

X. 结论

我们开发了一种捕获与解调框架，用于对星链Ku波段下行帧进行硬解码，并将其应用于在多颗卫星和多个日期采集的帧语料库。我们的分析揭示了此前公众未知其存在或细节的关键低熵结构：边缘导频、参考模板和T 码。利用这些发现可获得约48 dB的处理增益，使精确的到达时间提取在远低于通信所需的最低信噪比下成为可能。这些结果支持使用紧凑型馈源喇叭接收机实现稳健的机会式定位、导航与授时，并表明星链侧波束信号用于导航的可用性可能远高于此前的假设。

致谢

本研究得到美国交通部（交通部）在资助项目69A3552348327下对CAR- MEN+ 大学交通运输中心的支持，以及美国交通部对CARNATIONS大学交通运输中心的另一项资助、美国国防部NDSEG奖学金计划，以及得克萨斯大学奥斯汀分校无线网络与通信组内6G@UT中心各合作单位的支持。

附录A 边缘导频码

用于定义边缘导频符号的十六进制数 $q_{\mathrm{p}k}$ $s_{\mathrm{p}ik}$ 如下所示，分别对应 16 个导频子载波索引 $k \in \{488, 489, \ldots, 495, 528, 529, \ldots, 535\}$。补充材料中也直接给出了边缘导频，形式为一个 $|\mathcal{K}_{\mathrm{p}}|\times|\mathcal{I}_2|$ 复值矩阵，其第 (k, i) 个元素为式 (34) 中的 X_{mik}。

$q_{p488} =$
76 3404 6DA4 5F89 042D 0117 E163 167D 4AE8 32 D8 5751 5F3C AD90 3376 97FB 8F1C D048 EFEF 559E CD79 688B CBBF 44D2 FA9B DFAE 639D B5D7 B1DD 2DDC E4EC 9733 C0D4 DCCF 3172 A0EC 34CC 226C 530E

$q_{p489} =$
CD 9AFA A654 147A 5FE2 B407 B51F FE15 215B 3A71 6241 3961 9628 A9C3 3E8E 3A32 E514 6C09 BD3E E902 6CA5 2032 D7FD 3896 0FFC 5259 9E9B 8A7F 6942 334B D4C6 D99D 4331 DEF5 6745 70B2 45FB B25F

$q_{p490} =$
02 481A 2B27 8B88 F096C8D1 74D3 69D0 CF67 81B7 0EBD 402D 6A6F 4C98 5DA6 2658 66A8 374D C0B3 E491 7146 FE32 74CA 5D61 C3F9 A31C B812 5F29 1155 CBD4 F4F8 4E93 C0D8 54BB C54E E144 43EC 2DF8

$q_{p491} =$
D8 DC99 C265 4265 B8C32450 114C 37E2 B725 A822 F105 4B46 F272 8771 22E4 7109 F113 D59E 37DF F418 FEA3 627C 7A5C C0A9 3ABA 0F94 08E9 58DF 4179 C4DE 40CE F842 D333 632B 3E77 BEB3 4B2E 6045

$q_{p492} =$
3C C5CA 83B0 D330 89B14C3B 6AC3 D194 6359 726B 4966 B2E9 66BE 6112 4A5D 53E2 2A73 EDBE B383 A92F 06CA 6CAA 8A5B 1ECE 6954 6514 5E28 6EEE 1804 CD79 A00C 84FC 80C8 7DE9 DF57 2F9B 54AE 798B

$q_{p493} =$
C7 7BD5 9D15 C2C9 17EEC97F B479 B9F0 B2BF 5D2E CCD8 0248 D2AC 68C8 4CEA 11BA D18D 9F6F 31B6 AFD7 8334 7943 562E 2C68 32EA 7682 8FCD AB31 EFF6 A9A8 8EA4 8E3A FA62 5B2F CDA7 B99B 0295 E926

$q_{p494} =$
61 52EF 153B 8511 0FB0B7E2 4D83 34B1 C419 6DE8 72B5 9876 7BC3 CB4A 4827 A09D 924A A7F5 7EB9 46F1 981D 036E 3001 934B 10C9 E22A BB6A F1F0 47B3 A874 CA95 E68C BA67 063F 605F D05D 532A AD3C

$q_{p495} =$
CD 8CAC F9DE FACD 2CB98114 39D8 B7E1 6F9E 09BE D473 7020 7150 A86D FE24 EA12 98CC B090 7F5B AB67 D466 0462 C6B1 0F74 B8D9 FA7B 6F9E C139 9B30 B43A F622 A894 B222 0B6B 509A 84AA BB58 D023

$q_{p528} =$
CC BF3A 1692 9836 160CEC6E B741 7AE6 C37D C1E8 28CE FB60 CE0E 6C3B 546A 76B0 AE1E 7BC0 E957 7528 B0F7 8F82 A410 4EA2 C316 B945 D385 200C 7E5A 1C5B 48F5 F9F9 AF5C 4BA9 20AC A3A5 99DB 9974

$q_{p529} =$
9C F72F 5F5B 95CE 7342C925 CF1A AF45 7F18 2C32 810E 2F74 8670 5D5F A2D9 C892 3B01 73FB 206B 4604 5C6F 162B B9FF D051 DB5E 5900 EFD2 DE24 D4BB 3FE8 7DD7 76F0 0B56 13A7 D22B 2821 E139 A599

$q_{p530} =$

29 6319 D723 2101 8995 3BB7 30DC 6046 E4EC 5FB4 8F97 18D5 B600 A015 78CA C315 9B58 EE8A 3066 6392 1FBE 78EE 7C1E 8E04 9B42 30A1 4EB4 9549 33AB 64F6 7B39 6DD6 DB12 BCBB 3CCA 60EA 79E0 614B

$q_{p531} =$

10 17FB BD3D 0398 1EE9 F442 4D47 3B8A 73E1 36C7 7795 6EAE BD4C A51E 9B70 D9F5 D106 57F2 6859 5A5C 3687 D2DD 06C9 8630 F817 CABE F3EE 6608 2235 0A70 F10A 29A8 7402 12A9 CF7E 7D81 4D60 A69C

$q_{p532} =$

71 2EA4 82B2 8E96 676E 65D0 9994 9655 8731 4F2B 562D 0E75 0FE5 66E8 9205 A8D4 DFED 2C4F AFFC 5ED1 EA6F B63E C135 1344 4006 B78A DFB4 BDB6 CB05 4706 01C9 F8F4 9014 2306 9C9F BD68 D292 C16F

$q_{p533} =$

58 4E9F 48AC A087 84E6 9664 4C78 ED96 84FC 484F 32AA 1B4D A8E9 5457 358D F89F E8B9 D84D 47F3 0D3C A2F2 DDF0 E76E 57F1 4A44 6753 26ED CF15 052C B62B 7DF0 EBE6 2305 7605 CF24 06E2 5BD5 6B3B

$q_{p534} =$

4A F2EC F329 83A9 E781 852F 6E90 DC6C CE90 1863 F527 E038 DA22 C0CE 02E4 4FA0 5637 18D9 3E74 5429 3962 B435 94CC 2EE4 27FA E6F1 5C12 38D9 C85A BC4E 303F 3AEC 3404 A523 10CA C037 8665 E19A

$q_{p535} =$

08 4AA7 3DF9 F605 3582 9A71 6EC9 4D95 AA69 01B4 1E81 AEF2 8B03 F08C DE7D 4542 5B11 6400 9D56 459C 4286 E269 F4B8 EBDB A8BF 6FC7 9847 B08A 69F7 9AF6 E6A7 AF05 DA50 4455 BA72 727D D7BE 7744

参考文献

[1]S. McNeil，《北约称，在欧盟领导人飞机遭遇干扰后，正着手应对俄罗斯的GPS干扰》，https://apnews.com/article/europe-security-russia-gps-jamming-nato-rutte-6efed7d030da19a51dfacec39ed77325，2025年9月，访问日期：2025-10-24。[2] M. Zulhusni，《联合国机构称GPS干扰日趋严重》，https://techhq.com/news/un-agencies-say-gps-interference-is-getting-worse-heres-whats-at-risk，2025年3月，访问日期：2025-10-24。[3] H. W. Jones，《航天发射成本近期大幅下降》，载于第*48*届环境系统国际会议（*ICES*）美国新墨西哥州阿尔伯克基：ICES，2018年7月，iCES-2018-81。[4] P. A. Iannucci 和 T. E. Humphreys，《经济型融合低地球轨道全球导航卫星系统》，载于*2020*年*IEEE/ION*定位、位置与导航研讨会（*PLANS*），2020年，第426–443页。[5] Z. Tan、H. Qin、L. Cong 和 C. Zhao，《弱信号环境下利用铱星卫星机会信号进行定位》，电子学，第9卷第1期，第37页，2019年。

[6] M. Lei、Y. Liu、M. Gao、Z. Fang、J. Chen 和 Y. Xu，《利用双星座低地球轨道卫星机会信号进行定位的稳健赫尔默特方差分量估计》，《电子学》，第14卷第17期，第3437页，2025年。[7] Z. M. Kassas、N. Khairallah 和 S. Kozhaya，《向着星辰：利用巨型星座低地球轨道卫星同时进行跟踪与导航》，《IEEE航空航天与电子系统杂志》，第39卷第9期，第46–71页，2024年1月。[8] S. Kozhaya、J. Saroufim 和 Z. M. Kassas，《揭示星链的定位、导航与授时能力》，《NAVIGATION》，第72卷第1期，2025年3月。[9] N. Jardak 和 R. Adam，《星链下行音调用于定位的实际应用》，《传感器》，第23卷第6期，第3234页，2023年3月。[10] M. Neinavaie 和 Z. M. Kassas，《利用未知OFDM信号进行认知感知与导航：在地面5G和Starlink低地球轨道卫星中的应用》，《IEEE通信领域精选期刊》，第42卷第1期，第146–160页，2024年1月。[11] E. Grayver、R. Nelson、E. McDonald、E. Sorensen 和 S. Romano，《利用星链进行定位与导航》，载于《2024年IEEE航空航天会议论文集》。美国蒙大拿州比格斯凯：IEEE，2024年3月，第1–12页。[12] S. C. Morgan、Z. M. Komodromos、W. Qin、Z. L. Clements、A. M. Graff、W. J. Morrison 和 T. E. Humphreys，《融合低地球轨道全球导航卫星系统的模拟实现》，载于IEEE/ION PLANS会议论文集，美国犹他州盐湖城，2025年。[13] Z. M. Komodromos、S. C. Morgan、Z. L. Clements、W. Qin、W. J. Morrison 和 T. E. Humphreys，《基于OneWeb的网络辅助伪距式低地球轨道定位、导航与授时》，载于IEEE/ION PLANS会议论文集，美国犹他州盐湖城，2025年。[14] P. A. Iannucci 和 T. E. Humphreys，《融合低地球轨道全球导航卫星系统》，《IEEE航空航天与电子系统汇刊》，第60卷第4期，第3730–3749页，2022年6月。[15] M. Neinavaie、J. Khalife 和 Z. M. Kassas，《星链低地球轨道卫星的捕获、多普勒跟踪与定位：初步结果》，《IEEE航空航天与电子系统汇刊》，第58卷第3期，第2606–2610页，2022年。[16] S. E. Kozhaya 和 Z. M. Kassas，《利用星链低地球轨道卫星定位：盲多普勒频谱方法》，载于《2023年IEEE第97届车辆技术会议（VTC2023-Spring）》，2023年，第1–5页。[17] R. C. Johnson，编，《天线工程手册》，第3版。美国纽约州纽约：McGraw-Hill，1993年。[18] C. A. Balanis，《天线理论：分析与设计》，第3版。美国新泽西州霍博肯：John Wiley & Sons，2005年。[19] C. Ruf、J. Perez 和 S. White，《EVLA备忘录222：评估低地球轨道宽带星座在地球处的下行功率通量密度》，国家射电天文台（NRAO），美国新墨西哥州索科罗，技术报告，2023年8月。 [在线]。可访问：https://library.nrao.edu/public/memos/evla/EVLAM_222.pdf[20] T. E. Humphreys、P. A. Iannucci、Z. M. Komodromos 和 A. M. Graff，《星链Ku波段下行链路的信号结构》，《IEEE航空航天与电子系统汇刊》，第59卷第5期，第6016–6030页，2023年10月。[21] W. Qin、A. M. Graff、Z. L. Clements、Z. M. Komodromos 和 T. E. Humphreys，《星链Ku波段下行链路的定时特性》，《IEEE航空航天与电子系统汇刊》，第1–19页，2025年–。[22] A. M. Graff 和 T. E. Humphreys，《基于OFDM的未知数据载荷定位：界限及其在低地球轨道定位、导航与授时中的应用》，《IEEE无线通信汇刊》，第1–15页，2025年。[23] M. S. McCormick、T. Larsson、A. Tamrat、J. C. Strait、C. Chen、P. J. Treigherman、S. O. Roche 和 R. Gottula，《用于用户终端至卫星上行通信的可配置正交频分复用（OFDM）信号、发射机和接收机》，2024年6月4日，12,003,350 1 美国专利 B。[24] A. M. Graff 和 T. E. Humphreys，《用于到达时间估计的Ziv-Zakai最优OFDM资源分配》，《IEEE无线通信汇刊》，第24卷第8期，第6886–6901页，2025年。[25] D. Rife 和 R. Boorstyn，《根据离散时间观测进行单音参数估计》，《IEEE信息论汇刊》，第20卷第5期，第591–598页，1974年。[26] W. Qin、Z. M. Komodromos、S. C. Morgan 和 T. E. Humphreys，《用于高精度基于星链的定位、导航与授时的最大似然到达时间和多普勒估计》，载于IEEE/ION PLANS会议论文集，美国犹他州盐湖城，2025年。[27] M. L. Psiaki，《为何以及如何研究基于低地球轨道信号的机会信号》，载于ION GNSS+ 会议，美国马里兰州巴尔的摩，2025年9月。