

高速飞行器相对低轨卫星的多普勒频移预测捕获方法

李 毅¹, 周康燕²

(1. 中国星网网络应用研究院有限公司, 北京 100001;

2. 中国星网网络系统研究院有限公司, 北京 100001)

摘 要: 高速飞行器与低轨卫星的快速相对位移会导致多普勒频移, 影响信号的同步捕获与解调性能。针对这一问题, 提出一种结合飞行器PVT信息和低轨卫星星历信息的多普勒频移预测捕获方法。通过解析方法计算相对速度, 预测多普勒频移范围, 并在预设区间内采用小数多普勒估计与补偿, 解决了传统方法中资源消耗高、精度不够的问题。仿真表明, 补偿后的最大频移残差显著低于传统方法的误差范围。

关键词: 多普勒频移; 高速飞行器; 低轨卫星; 信号解调

中图分类号: TN927

文献标识码: A

doi: 10.11959/j.issn.2096-8930.2024042

Doppler Frequency Shift Prediction and Acquisition Method for High-Speed Aircraft Relative to Low Orbit Satellites

LI Yi¹, ZHOU Kangyan²

1. China Satellite Network Application Institute Co., Ltd., Beijing 100001, China

2. China Satellite Network System Institute Co., Ltd., Beijing 100001, China

Abstract: The rapid relative displacement between high-speed aircraft and low-Earth orbit (LEO) satellites causes Doppler frequency shifts, affecting signal synchronization, acquisition, and demodulation performance. To address this issue, a Doppler shift prediction acquisition method combining aircraft PVT (Position, Velocity, Time) information and LEO satellite ephemeris data was proposed. The relative velocity was calculated using an analytical approach to predict the Doppler shift range. Within the preset interval, fractional Doppler estimation and compensation were applied, solved the problems of high resource consumption and insufficient accuracy in traditional methods. Simulations showed that the maximum residual frequency offset after compensation is significantly lower than the error range of traditional methods.

Keywords: Doppler frequency shift, high-speed aircraft, low orbit satellites, signal demodulation

0 引言

低轨通信卫星技术近年来发展迅速, 极大地提高了网络的可达性和吞吐量, 高速设备(例如高速飞行器)与卫星之间快速相对位移, 导致接收信号的载波频率存在很大的多普勒频移。在低轨非同步卫星通信中, 地面站与绕地球旋转的低轨卫星存在径向的相对运动, 接收信号频率会与原信号频率发生偏移, 产生多普勒效应^[1], 即存在多普勒频移变化率。多普勒频移和多普勒频移变化率造成信号同步捕获性能变差, 同时影响接收信号解调的性能。为了

解决多普勒频移带来的影响, 国内外学者进行了大量的研究^[2-7], 如彭耿等^[8]基于航天动力学理论以及各类坐标系间的转换关系和多普勒频移的原始定义, 根据低轨卫星的相对位置和速度, 预先估算多普勒频移, 再分析多普勒频移的误差, 以实现精确和快速的补偿算法。刘溪等^[9]由卫星星历信息, 基于SGP4模型预测出卫星的轨道, 计算出卫星和地面站之间的相对位置和相对速度, 得出多普勒频移, 在地面站分别进行预校正与补偿。以上方法在高速相对位移中的应用效果一般。由于高速设备与卫星之间相对速度变化较快, 频移动态范围大, 要想通过传统方式获得

良好的多普勒频移补偿需要消耗大量片上资源,且补偿效果在信噪比存在波动的情况下浮动较大,稳定性不好。

为了提高多普勒频移补偿的精确性和快速性,对多普勒频移的估计方法得到国内外学者的重点关注,因此出现了多种多普勒频移的估计方案。朱爱民等^[10]通过使用AR模型拟合接收信号的功率,从而给出信号频移的初始估计,不过用该方法进行估计存在一定的复杂度和计算量,实际应用时所需时间相对较长,快速性差。周成阳等^[11]基于数据样本方差设计出一种多普勒频移估计算法,该算法利用前序符号的信道估计值恢复当前符号的有效数据序列及其频域分集副本,计算分集副本与数据序列的比值并搜索该比值序列在不同多普勒补偿因子下的方差,选取方差最小时对应的补偿因子作为多普勒频移估计值,利用稀疏贝叶斯学习和判决反馈信道估计算法获得修正后的信道频域响应并传递给后序符号,实现对多普勒频移的实时跟踪。该方法实现了基于无人水下航行器的OFDM水声移动通信,能够时变多普勒频移进行有效估计,显著降低了算法的复杂度,但算法的精确度也随之下降。张家旭等^[12]提出了一种新的基于多普勒频移估计算法的星载多普勒频移估计算法,利用二阶矩阵及四阶矩阵等代数运算,从信号中提取多普勒频移,并给出了估计表达式。该算法是一种适用于卫星与船舶之间船舶自动识别系统(AIS)的多普勒频移估计算法,实际应用中发现该算法在飞行器与卫星之间相对速度较低时效果较好,随着相对速度的增加多普勒频移补偿误差逐渐增大。为了解决以上算法的不足,本文提出一种新型的多普勒频移预测捕获算法,解决传统算法在多普勒频移估计时算法复杂度高、精确度低的问题,并且针对特定环境——高速设备(例如高速飞行器)与卫星之间快速相对位移,设计了相应步骤,极大地提高了该算法的补偿稳定性和可靠性。

由于高速设备与卫星之间相对速度变化较快,频移动态范围大,若按目前主流的补偿方案——依赖射频端在接收到卫星发出的信号后进行多普勒频移,需要预设多路并行捕获支路同时进行。这需要消耗大量的计算和解算资源,并且低轨卫星捕获算法复杂度高,实现难度大,可靠性低,容易丢失捕获,不利于实现持续跟踪。为了解决以上问题,本文首先提出一种估计高速设备和低轨卫星的多普勒频移预测值的方法,判断所述多普勒频移预测值是否超出多普勒频移估计范围。当多普勒频移预测值超出估计范围则利用所述多普勒频移预测值对接收自低轨卫星的接收信号进行纠正,并且对纠正后的所述接收信号进行小数-整数多普勒频移估计和补偿;然后根据所述小数-整数多普勒频移估

计和补偿的结果对所述接收信号进行同步解调。通过以上方法解决了现有技术中接收射频信号频移范围大,消耗大量片上资源;频移捕获精度低,捕获跟踪后的残余误差大;频移捕获跟踪速度慢,捕获跟踪失锁概率高的问题。

1 设计思路

本文提出的新型多普勒频移预测捕获(Doppler Shift Predict Capture, DSPC)算法,通过特定的步骤设计,实现对由于高速设备相对于低轨卫星快速位移时产生的多普勒频移的良好补偿。DSPC算法流程如图1所示,描述了将多普勒频移超过范围的接收信号进行多普勒频移预测值的补偿后,利用小数-整数多普勒频移估计和补偿算法对在估计范围内的接收信号进行估计和补偿,从而可以正确将接收信号进行解码,完成接收信号的捕获。该方法具体包括如下步骤。

步骤1: 计算高速设备和低轨卫星的多普勒频移预测值。

步骤2: 判断所述多普勒频移预测值是否超出多普勒频移估计范围。

步骤3: 超出时则利用所述多普勒频移预测值对接收自低轨卫星的接收信号进行纠正。

步骤4: 对纠正后的所述接收信号进行小数-整数多普勒频移估计和补偿。

步骤5: 根据所述小数-整数多普勒频移估计和补偿的结果对所述接收信号进行同步解调。

该多普勒频移预测捕获方案主要可应用于构建高速设备与低轨卫星的通信系统,并显著提高通信系统的准确性与快速性,具有较强的实际意义。高速设备在与低轨卫星进行通信时,根据低轨卫星的星历信息进行预处理得到所述低轨卫星的位置、速度和时间(PVT)信息,该信息和高速设备的PVT信息综合运用几何分析法进行多普勒频移预测。

高速设备的PVT信息获取过程中,特别是在高速机动状态下,可能存在信息获取困难的情况。例如,固定翼飞机在急剧转向等高速机动状态下,PVT信息的获取精度可能受到影响。为了应对此类问题,建议通过多种传感器融合(如惯性测量单元、全球导航卫星系统等)或结合地面基地的辅助信息,提高高速机动状态下PVT信息的准确性和实时性,从而确保多普勒频移的预测和补偿具有足够的精度。同时该算法主要面向例如火箭、小卫星等5Ma以上的高超音速移动飞行器,这类飞行器普遍具有高精度的陀螺和加速度计,故而可以获取到准确的PVT信息。

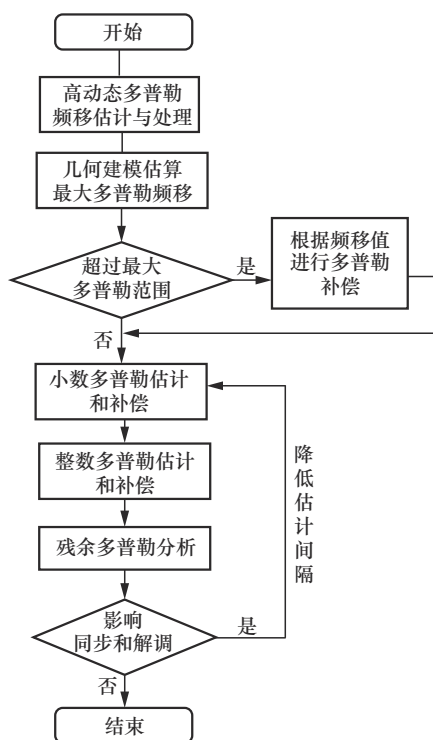


图1 DSPC算法流程

针对信号帧结构设计低复杂度小数-整数多普勒频移估计和补偿算法进行高动态多普勒频移估计与处理。当低轨卫星与高动态飞行器相对运动产生的最大多普勒频移范围超出小数-整数估计算法的多普勒频移估计范围时，利用多普勒频移预测频移值对接收自低轨卫星的接收信号进行补偿，将多普勒频移范围缩小到小数-整数算法估算范围内，再应用小数-整数多普勒频移估计和补偿算法得到多普勒频移值，从而对高速飞行器接收到的信号进行同步和解调，可以降低算法实现复杂度和工程实现难度。其中，高速设备可以包括高速飞行器或者其他移动设备，例如航空航天器、高速列车等。高速设备与低轨卫星的通信系统结构如图2所示。

1.1 方案研究

针对高速设备与低轨卫星之间的通信场景（特别是高速飞行器与低轨卫星之间的通信场景），通过计算多普勒频移预测值，对超过多普勒频移估计范围的接收信号进行补偿，可以缩小后续多普勒频移估计和补偿的资源消耗，通过小数-整数多普勒频移估计和补偿算法可以降低低轨卫星捕获算法的复杂度，降低能耗，提高高速设备与低轨卫星之间通信的性能和可靠性。传统多普勒频移估计算法主要包括以下几类。

①利用最大似然估计（MLE）算法^[13-15]，估计出多

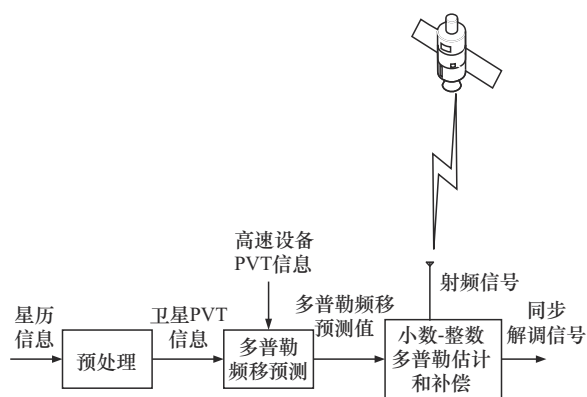


图2 高速设备与低轨卫星的通信系统结构

普勒频移的估算值，该算法类似周期图方法，适合高动态的通信环境，而且具有高精度、频移范围较大的特点，但在其进行多普勒频移估计时也具有多个明显的缺点。首先，MLE算法的复杂度较高，因为其通过非线性优化来最大化似然函数，涉及复杂的数值计算。这一优化过程通常需要大量计算资源和时间，尤其是对于多参数估计（如频率、速度等）时，复杂度会进一步增加。其次，MLE的计算量较大，因为它需要处理大量的观测数据来进行精确估计。多普勒频移的估计依赖于信号样本的数量，样本越多，计算所需的时间和资源就越多，这对于实时处理场景来说是一个很大的挑战。此外，MLE对初始参数估计十分敏感。如果初始估计值偏离真实值较远，算法可能会陷入局部最优解，无法找到全局最优解，导致估计结果不准确。这一问题在噪声较大的环境中尤为明显，因为噪声会使似然函数更加复杂，从而增加找到全局最优解的难度。最后，MLE对噪声非常敏感。在多普勒频移估计中，观测信号通常伴随有噪声，尤其在高噪声水平的环境下，MLE的性能会显著下降，估计结果的稳定性和精度难以保证。尽管MLE在理论上是无偏的、具有良好统计性质的估计方法，但在实际应用中，它的复杂性和计算要求使其在某些情况下并不适用。

②利用卡尔曼滤波（EKF）估计算法^[14-16]，能够达到线性最小均方误差估计，且能够实时进行运算，保证了实时性和精确性，但EKF作为一种非线性滤波算法，在估计多普勒频移时同样面临一些显著的缺点。EKF的主要问题在于其对系统非线性的近似处理。EKF是通过非线性系统进行一阶线性化来处理的，这种线性化过程可能导致精度的损失。首先，多普勒频移通常与信号的频率变化相关，而该过程是高度非线性的，EKF在这

种高度非线性环境中可能无法充分捕捉系统的真实变化,导致估计误差较大。其次,EKF 对初始状态和噪声统计的依赖性较强。如果初始状态估计不准确,或者对噪声的协方差矩阵选择不合适,EKF 的估计性能将会显著下降。由于 EKF 的滤波过程是递归更新的,任何一次不准确的更新都会影响后续的估计结果,产生累积误差。此外,卡尔曼滤波假设噪声是高斯分布的,而实际环境中的噪声通常复杂多样,不一定符合高斯分布假设,这进一步限制了 EKF 在实际场景中的应用效果。同时,EKF 的计算复杂度较高,EKF 需要对系统的状态方程和观测方程进行雅可比矩阵的计算,这在多参数估计中尤其耗费计算资源。当需要处理大量数据或实时估计时,EKF 的计算开销可能变得不可接受,尤其是在通信系统或雷达系统中,多普勒频移估计往往要求快速响应,而 EKF 在这种场景下可能难以满足高效性要求。最后,EKF 对系统模型的依赖性较强。为了使滤波过程有效运行,系统的状态模型和观测模型需要尽可能精确。在实际应用中,系统模型可能受到未知因素的影响或变化,导致模型的不准确。这种不准确性会进一步影响 EKF 的估计精度,尤其是在多普勒频移的估计中,外部环境的复杂性可能使得系统模型难以精确构建。尽管 EKF 在理论上能够处理非线性系统的估计问题,但其在处理多普勒频移等复杂问题时的应用效果,常常受到线性化近似、初始参数不准确、计算复杂度高和模型依赖等因素的制约。MLE 算法和 EKF 算法复杂度对比见表 1。除此之外,MLE 算法和 ELK 算法对多普勒频移和变化率的估计范围有限,且算法复杂度随着多普勒频移范围变大而急剧增大,因此适用于低轨卫星与地面固定目标或速度和动态较小的目标间通信链路的多普勒频移估计,而对于高速、高动态目标适用性较差。对于高动态飞行器等平台上的终端,硬件重量、体积、功耗和处理资源受限,高性能、低复杂度的多普勒频移估计与处理方法是算法实施和工程实现的重要依据。

表 1 MLE 和 EKF 算法复杂度对比

算法名称	时间复杂度	空间复杂度
最大似然估计算法	$O(k \cdot n \cdot p)$ 或 $O(k \cdot n \cdot p^2)$	$O(n \cdot p^2)$ 或 $O(n \cdot p)$
卡尔曼滤波估计算法	$O(n \cdot p^2)$	$O(p^2)$

计算高速设备和低轨卫星的多普勒频移预测值进一步包括:针对所述高速设备和低轨卫星进行几何建模;根据所述几何建模,计算所述高速设备和低轨卫星的相对运动特性;根据所述相对运动特性,计算所述高速设备和低轨

卫星的多普勒频移预测值。高速设备通过星历信息获取低轨卫星的 PVT 信息,根据高速设备自身的数据或者传感器获得高速设备自身的 PVT 信息,将低轨卫星的 PVT 信息和高速设备自身的 PVT 信息进行几何建模,通过低轨卫星和高速设备在地心惯性坐标系下的位置、速度等参数来解算二者相对运动特性,并根据相对运动特性来计算所述高速设备和低轨卫星的多普勒频移预测值。

1.1.1 根据星历信息对所述低轨卫星和高速设备进行几何建模

在根据星历信息对所述低轨卫星和高速设备进行几何建模时,卫星互联网系统通信服务需要基于卫星星历数据来计算卫星位置和速度,以确定波束指向和多普勒频移补偿。高速设备根据接收到的模型星历,可以计算相应低轨卫星在地固坐标系中的位置坐标和速度。卫星轨迹如图 3 所示。

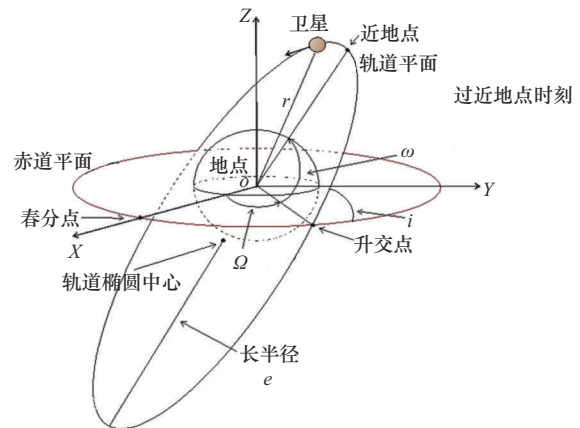


图 3 卫星轨道六根数示意

三维空间中,唯一确定物体轨迹需要 6 个参数,如位置矢量和速度矢量(均为三维)可共同确定物体轨迹。此外,用 6 个轨道根数也可描述它。通常的轨道六根数指的是:半长轴 a 、离心率 e 、轨道倾角 i 、近心点辐角 ω 、升交点经度 Ω 和真近点角 ϕ 。经过三角函数运算,它们能表示出低轨卫星所处特定位置和速度。进行几何建模首先需要用以下公式来计算出方向余弦矩阵,其中 ϕ 、 θ 、 ψ 为坐标转换的 3 个欧拉角

$$R_1(\phi) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \phi & \sin \phi \\ 0 & -\sin \phi & \cos \phi \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$R_2(\theta) = \begin{bmatrix} \cos \theta & 0 & -\sin \theta \\ 0 & 1 & 0 \\ \sin \theta & 0 & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$\mathbf{R}_3(\psi) = \begin{bmatrix} \cos \psi & \sin \psi & 0 \\ -\sin \psi & \cos \psi & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3)$$

还需要用到计算卫星半通径 p 和计算卫星与地心距 r 的公式, 其中, φ 是上述真近点角。

$$p = a(1 - e^2) \quad (4)$$

$$r = \frac{p}{1 + e \cos \varphi} \quad (5)$$

由上述计算结果通过下式可计算出低轨卫星轨道坐标系位置矢量 $\hat{\mathbf{r}}_o$ 。

$$\hat{\mathbf{r}}_o = \begin{bmatrix} r \cos \varphi \\ r \sin \varphi \\ 0 \end{bmatrix} \quad (6)$$

轨道坐标系经过3次方向余弦矩阵变换即可变为地心惯性坐标系。第一次变换时, 轨道平面(即赤道面)绕参考坐标系 z 轴转过 $-\Omega$, 升交线与参考坐标系 x 轴重合; 第二次变换时, 轨道平面绕参考坐标系 x 轴转过 $-i$, 轨道平面正法向与参考坐标系 z 轴重合; 第三次变换时, 轨道平面绕参考坐标系 z 轴转过 $-\omega$, 离心率矢量与参考坐标系 x 轴重合; 整个过程为欧拉角序列3-1-3, 当然, 也可以为其他欧拉角序列。最后, 由下式可计算出低轨卫星地心惯性坐标系下位置矢量 $\hat{\mathbf{r}}_{\text{sat}}$

$$\hat{\mathbf{r}}_{\text{sat}} = \mathbf{R}_3(-\Omega) \mathbf{R}_1(-i) \mathbf{R}_3(-\omega) \hat{\mathbf{r}}_o \quad (7)$$

$$\hat{\mathbf{r}}_{\text{sat}} = \mathbf{R}_3(-\Omega) \mathbf{R}_1(-i) \mathbf{R}_3(-\omega) \begin{bmatrix} r \cos \varphi \\ r \sin \varphi \\ 0 \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$\hat{\mathbf{r}}_{\text{sat}} = \frac{p}{1 + e \cos \varphi} \begin{bmatrix} \cos \Omega \cos(\omega + \varphi) - \sin \Omega \sin(\omega + \varphi) \cos i \\ \sin \Omega \cos(\omega + \varphi) + \cos \Omega \sin(\omega + \varphi) \cos i \\ \sin(\omega + \varphi) \sin i \end{bmatrix} \quad (9)$$

在进行几何建模时还要通过下式计算出卫星真近点角的微分, 其中 μ 是中心天体引力常数, p 为卫星半通径

$$\frac{d\varphi}{dt} = \frac{\sqrt{\mu}}{p^{\frac{3}{2}}} (1 + e \cos \varphi)^2 \quad (10)$$

由于运动中除了 φ , 其余轨道根数均不变, 且轨道六根数可唯一确定速度矢量, 因此速度矢量是 φ 的函数, 从而得到计算低轨卫星地心惯性坐标系下速度矢量 $\hat{\mathbf{v}}_{\text{sat}}$ 的公式如下

$$\hat{\mathbf{v}}_{\text{sat}} = \frac{d\hat{\mathbf{r}}}{dt} \frac{d\varphi}{dt} \quad (11)$$

其中, $\hat{\mathbf{r}}$ 是卫星与地心距的矢量, 最后有

$$\hat{\mathbf{v}}_{\text{sat}} = \begin{bmatrix} v_{x\text{sat}} \\ v_{y\text{sat}} \\ v_{z\text{sat}} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{\mu}{p}} \begin{bmatrix} -\cos \Omega (\sin(\omega + \varphi) + e \sin \omega) - \sin \Omega (\cos(\omega + \varphi) + e \cos \omega) \cos i \\ -\sin \Omega (\sin(\omega + \varphi) + e \sin \omega) + \cos \Omega (\cos(\omega + \varphi) + e \cos \omega) \cos i \\ (\cos(\omega + \varphi) + e \cos \omega) \sin i \end{bmatrix} \quad (12)$$

1.1.2 计算高速设备和低轨卫星的相对运动特性

通过以上的几何建模, 根据低轨卫星和高速设备在地心惯性坐标系下的位置速度来计算出二者相对的视线速度和视线加速度, 通过上述几何建模可以得到低轨卫星位置矢量 $\hat{\mathbf{r}}_{\text{sat}} = (x_{\text{sat}}, y_{\text{sat}}, z_{\text{sat}})$; 高速设备位置矢量 $\hat{\mathbf{r}}_f = (x_f, y_f, z_f)$; 低轨卫星速度矢量 $\hat{\mathbf{v}}_{\text{sat}} = (v_{x\text{sat}}, v_{y\text{sat}}, v_{z\text{sat}})$, 其中 $v_{x\text{sat}}, v_{y\text{sat}}, v_{z\text{sat}}$ 为低轨卫星在空间中的速度; 低轨卫星加速度矢量 $\hat{\mathbf{a}}_{\text{sat}} = (a_{x\text{sat}}, a_{y\text{sat}}, a_{z\text{sat}})$, 其中 $a_{x\text{sat}}, a_{y\text{sat}}, a_{z\text{sat}}$ 为低轨卫星在空间中的加速度; 高速设备速度矢量 $\hat{\mathbf{v}}_f = (v_{xf}, v_{yf}, v_{zf})$, 其中 v_{xf}, v_{yf}, v_{zf} 为高速设备在空间中的速度; 高速设备加速度矢量 $\hat{\mathbf{a}}_f = (a_{xf}, a_{yf}, a_{zf})$, 其中 a_{xf}, a_{yf}, a_{zf} 为高速设备在空间中的加速度。

根据以上几何建模的参数计算所述低轨卫星和高速设备的相对运动特性, 其中包括所述高速设备和低轨卫星的相对位置矢量 $\hat{\mathbf{r}}_{\text{ref}}$ 、相对速度矢量 $\hat{\mathbf{v}}_{\text{ref}}$ 以及相对加速度矢量 $\hat{\mathbf{a}}_{\text{ref}}$; 根据所述相对位置矢量计算 $\hat{\mathbf{r}}_{\text{ref}}$, 得到单位矢量 $\hat{\mathbf{r}}_{\text{oref}}$; 根据所述相对速度矢量 $\hat{\mathbf{v}}_{\text{ref}}$ 和所述单位矢量 $\hat{\mathbf{r}}_{\text{oref}}$, 得到视线速度 v_{rad} ; 根据所述相对加速度矢量 $\hat{\mathbf{a}}_{\text{ref}}$ 和所述单位矢量 $\hat{\mathbf{r}}_{\text{oref}}$, 得到视线加速度 a_{rad} 。

其中计算相对位置矢量 $\hat{\mathbf{r}}_{\text{ref}}$

$$\hat{\mathbf{r}}_{\text{ref}} = \hat{\mathbf{r}}_{\text{sat}} - \hat{\mathbf{r}}_f = (x_{\text{sat}} - x_f, y_{\text{sat}} - y_f, z_{\text{sat}} - z_f) \quad (13)$$

计算相对速度矢量 $\hat{\mathbf{v}}_{\text{ref}}$

$$\hat{\mathbf{v}}_{\text{ref}} = \hat{\mathbf{v}}_{\text{sat}} - \hat{\mathbf{v}}_f = (v_{x\text{sat}} - v_{xf}, v_{y\text{sat}} - v_{yf}, v_{z\text{sat}} - v_{zf}) \quad (14)$$

计算相对加速度 $\hat{\mathbf{a}}_{\text{ref}}$

$$\hat{\mathbf{a}}_{\text{ref}} = \hat{\mathbf{a}}_{\text{sat}} - \hat{\mathbf{a}}_f = (a_{x\text{sat}} - a_{xf}, a_{y\text{sat}} - a_{yf}, a_{z\text{sat}} - a_{zf}) \quad (15)$$

计算相对位置矢量的单位矢量 $\hat{\mathbf{r}}_{\text{oref}}$ 为

$$\hat{\mathbf{r}}_{\text{oref}} = \frac{\hat{\mathbf{r}}_{\text{ref}}}{|\mathbf{r}_{\text{ref}}|} \quad (16)$$

其中 $|\mathbf{r}_{\text{ref}}|$ 是相对位置矢量 $\mathbf{r}_{\text{ref}}$ 的模, 即

$$|\mathbf{r}_{\text{ref}}| = \sqrt{(x_{\text{sat}} - x_f)^2 + (y_{\text{sat}} - y_f)^2 + (z_{\text{sat}} - z_f)^2} \quad (17)$$

计算视线速度 v_{rad} , 视线速度是相对速度矢量在相对位置矢量方向上的投影

$$v_{\text{rad}} = \hat{\mathbf{v}}_{\text{ref}} \cdot \hat{\mathbf{r}}_{\text{oref}} \quad (18)$$

计算视线加速度 $\mathbf{a}_{\text{rad}}$ ，视线加速度是相对加速度矢量在相对位置矢量方向上的投影

$$\mathbf{a}_{\text{rad}} = \hat{\mathbf{a}}_{\text{ref}} \cdot \hat{\mathbf{r}}_{\text{oref}} \quad (19)$$

1.1.3 高速设备和低轨卫星的多普勒频移预测值和变化率的计算与纠正

通过上述高速设备和低轨卫星的相对运动特性计算，可以用以下公式来对多普勒频移预测值进行计算

$$\begin{aligned} F_{\text{preshift}} &= \frac{v_{\text{rad}} \times F_{\text{std}}}{c} \\ &= \frac{F_{\text{std}}}{c} \frac{(v_{x\text{sat}} - v_{xf})(x_{\text{sat}} - x_f) + (v_{y\text{sat}} - v_{yf})(y_{\text{sat}} - y_f) + (v_{z\text{sat}} - v_{zf})(z_{\text{sat}} - z_f)}{\sqrt{(x_{\text{sat}} - x_f)^2 + (y_{\text{sat}} - y_f)^2 + (z_{\text{sat}} - z_f)^2}} \end{aligned} \quad (20)$$

其中， F_{preshift} 为多普勒频移预测值， v_{rad} 为上一步计算得到的视线速度， F_{std} 为标称信号频率， c 为光速，由此可以得到低轨卫星和高速设备相对运动导致的多普勒频移预测值。

同理对多普勒频移变化率 $\dot{F}_{\text{preshift}}$ 的计算公式如下

$$\begin{aligned} \dot{F}_{\text{preshift}} &= \frac{a_{\text{rad}} \times F_{\text{std}}}{c} \\ &= \frac{F_{\text{std}}}{c} \frac{(a_{x\text{sat}} - a_{xf})(x_{\text{sat}} - x_f) + (a_{y\text{sat}} - a_{yf})(y_{\text{sat}} - y_f) + (a_{z\text{sat}} - a_{zf})(z_{\text{sat}} - z_f)}{\sqrt{(x_{\text{sat}} - x_f)^2 + (y_{\text{sat}} - y_f)^2 + (z_{\text{sat}} - z_f)^2}} \end{aligned} \quad (21)$$

通过以上公式可以计算出多普勒频移的预测值和变化率，接下来判断多普勒频移预测值是否超出多普勒频移估计范围，如果超出则利用所述多普勒频移预测值 F_{preshift} 对接收信号进行纠正，否则对所述接收信号进行小数多普勒频移估计和补偿。

通过上述得到的多普勒频移预测值 F_{preshift} ，多普勒频移估计的范围为 $\pm f_{\text{dest}}$ ，其中，根据接收信号的符号速率 $M \text{ kbps}$ 计算多普勒频移估计的范围为 $\pm f_{\text{dest}}$ ，多普勒频移估计范围为 $\pm M \text{ kbps} / (2L)$ (L 为两个独特字之间的预设频移估计间隔)，根据工程可靠性要求，在考虑一定频移估计范围余量的 f_{dmargin} 的条件下 (f_{dmargin} 趋近于 0)，若 $f_{\text{dest}} - |F_{\text{preshift}}| \geq f_{\text{dmargin}}$ ，则直接对接收信号进行小数-整数多普勒频移估计；若 $f_{\text{dest}} - |F_{\text{preshift}}| < f_{\text{dmargin}}$ ，则利用所述多普勒频移预测值 F_{preshift} 对接收信号进行纠正后再对接收信号进行小数-整数多普勒频移估计。对接收自低轨卫星的接收信号进行纠正的具体操作如下：在所述接

收信号的中心频率基础之上结合所述多普勒频移预测值 F_{preshift} 进行纠正。其结果为当所述多普勒频移预测值为正值时，所述中心频率加上所述多普勒频移预测值；当所述多普勒频移预测值为负值时，则所述中心频率减去所述多普勒频移预测值。此外，高速飞行器相对低轨卫星的运动状态包括多种情况，例如相向运动、同向运动和其他任意方向的运动，不同的相对运动方向会对多普勒频移的估计和补偿产生不同的影响，例如相向运动通常会导致更高的多普勒频移，而同向运动的频移相对较小，而该算法中使用的空间几何法，直接利用低轨卫星和高速设备二者在惯性坐标系下的 PVT 信息进行视速度和视加速度的解算，并不区分二者的具体运动状态，所以算法得到的预测补偿值 F_{preshift} 具有普适性。

1.1.4 对信号进行小数-整数多普勒频移估计和补偿

在对信号进行小数-整数多普勒频移估计和补偿时，针对接收信号中信号帧的帧格式（图 4 为信号帧格式示意），可以采取至少两种方式进行小数多普勒频移估计，例如，根据所述接收信号的同一信号帧中具有预定频移估计间距的两个独特字的采样点相位差分相关计算，以完成小数多普勒频移估计；或根据所述接收信号的信号帧中的独特字与本地独特字进行匹配，再进行 FFT 以完成小数多普勒频移估计。其中，采样点相位差分相关即对信号帧中间隔为 L 的两个独特字先做相位差分，也就是将 UW_1 的共轭与 UW_2 做逐个采样点相位差分，再进行累加，具体如下

$$\text{UW}_d = \text{sum}(\text{UW}_1^* \odot \text{UW}_2) \quad (22)$$

其中， $\odot$ 为逐元素相乘符号， $*$ 代表共轭， sum 为求和符号。

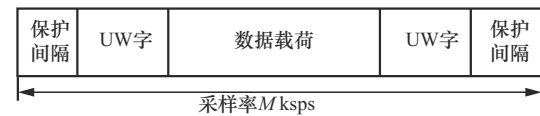


图4 信号帧格式示意

得到采样点相位差分 UW_d 即对应小数多普勒频移估计值，采用该小数多普勒频移估计值对本步骤得到的接收信号进行小数多普勒频移补偿。之后对经过所述小数多普勒频移补偿后的接收信号进行整数多普勒频移估计和补偿。在本步骤中，图 5 为接收信号频移范围分段示意，将经过所述小数多普勒频移补偿后的接收信号的多普勒频移范围划分为 K 段区间，其中 K 为预设的自然数。

针对每段区间，按照预设频移值进行补偿后，将每段区间的独特字与本地独特字进行自相关，根据自相关

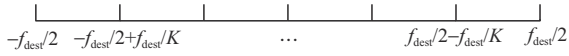


图5 接收信号频移范围分段示意

的峰值进行整数多普勒频移估计，确定整数多普勒频移估计值，利用整数多普勒频移估计值对经过小数多普勒补偿后的接收信号进行补偿，其中，所述预设频移值根据多普勒频移估计范围与区间段数 K 得到。

其中，针对 K 段区间，设置 K 路并行捕获支路，对应每个区间，每个并行捕获支路都负责按照预设频移值对对应区间进行补偿；然后将该区间的独特字与本地存储的独特字进行自相关，确定自相关峰值；根据自相关峰值的最大值对应的分段序号得到整数多普勒频移估计值，采用该整数多普勒频移估计值进行整数多普勒频移补偿。其中，预设频移值为 $\frac{f_{\text{dest}}}{K} \times m$ ， m 为段号。通过降低数量的并行捕获支路可以大幅度降低运算复杂度和对高速设备片上资源的需求。

接下来获取经过小数-整数多普勒频移估计和补偿后的接收信号中的残余多普勒频移。在本步骤中，所述残余多普勒频移 F_{rest} 由两部分组成：一部分为小数-整数多普勒频移估计和补偿带来的残余频移 $F_{\text{rest1}}(t)$ ，其中 t 为信号采样间隔，残余频移与采样间隔和采样方法相关；另一部分为计算高速设备和低轨卫星相对加速度导致的多普勒频移变化率 $\dot{F}_{\text{preshift}}$ 带来的残余频移 $\dot{F}_{\text{preshift}} \times t$ ，其中 t 为信号采样间隔。可得所述残余多普勒频移 F_{rest} 为：
$$F_{\text{rest}} = F_{\text{rest1}}(t) + \dot{F}_{\text{preshift}} \times t。$$

最后判断基于所述残余多普勒频移的情况下接收信号是否能够正确解调。如果不能够正确解调则降低频移估计间隔，则再一次对所述接收信号进行上述小数多普勒频移估计和补偿；如果能够正确解调，则对经过小数-整数多普勒频移估计和补偿的接收信号进行同步解调。

在判断基于所述残余多普勒频移的情况下接收信号是否能够正确解调时，可以以灵敏度下降小于或等于1 dB为判断标准，还可以在信号帧传输时间范围内，估算残余多普勒频移对解调带来的影响来进行判断：以解调为例，若正常解调能够容忍的单个符号相位偏差最大为符号的 Te/T （其中 T 为符号时间长度， Te 为相对误差），即相位偏差最大为 $\pm (\text{Te}/T) \times 2\pi$ ，则正常解调允许的最大多普勒残差为 $(\pm (\text{Te}/T) \times 2\pi) / \text{TL}/2\pi$ ，其中 TL 为信号帧持续时间长度，单位为s。当根据当前残余多普勒频移对接收信号进行解

调的残差超过上述允许的最大多普勒残差时，则认为不能够正确解调，相反，则认为能够正确解调。

在判断基于所述残余多普勒频移的情况下所述接收信号是否能够正确解调时，降低独特字前后频移估计间隔（例如由 L 减小到 $L1$ ， $L1 < L$ ）进行独特字差分相关计算完成小数多普勒频移估计。如果不能够正确解调则降低频移估计间隔，并再次对接收信号进行小数多普勒频移估计和补偿时，需要采用降低后的频移估计间距对所述接收信号的同一信号帧中的两个独特字进行采样点相位差分相关处理，以完成小数多普勒频移估计，其中进行采样点相位差分相关处理时采用降低后的频移估计间隔。在进行整数多普勒频移估计和补偿时，采用降低后的频移估计间隔得到新的多普勒频移估计范围，从而得到新的偏移值和区间进行整数多普勒频移估计和补偿。

1.1.5 对经过小数-整数多普勒频移估计和补偿的接收信号进行同步解调

通过本文所设计的方法，在多普勒频移预测值 F_{preshift} 附近 $\pm w$ Hz做 N 个点的FFT（点数越多频移估计越精确，例如 N 可以为1 024个点），进行小数-整数多普勒频移估计和补偿，多普勒残差不超过 $\pm X$ Hz（ $\pm X$ Hz = $\pm w$ Hz/ N ），从而大幅度降低射频信号频移捕获范围，降低频移捕获对系统资源的消耗，可以使得接收信号的信噪比在15 dB以上，多普勒频移的最大误差可以在5 Hz以下。之后对所接收信号进行同步解调，国内外对于同步与解调技术的研究已经相当成熟^[17-21]，当所接收信号能够正确解调时，则对所述接收信号进行同步解调。当不能够对所接收信号进行同步和正确解调时，则降低频移估计间隔以重新对所述接收信号进行小数-整数多普勒频移估计和补偿，在重新对所述接收信号进行小数-整数多普勒频移估计和补偿中，对所述接收信号的同一信号帧中降低频移估计间隔后的两个独特字进行采样点相位差分相关计算，以完成小数多普勒频移估计。依照该方法既降低了捕获范围提高了捕获精度又保证了优良的性能，非常适合低轨卫星和高速设备通信时消除频移差，保证通信质量。可以广泛使用在当前和未来的低轨卫星通信^[22-26]终端以及5G、6G空口协议体制中。

1.2 方案实现

如图6所示为DSPC捕获算法所设计的一种计算机设备，用这类设备可运行该算法。所述计算机设备可以包括一个或多个处理器，诸如一个或多个中央处理单元（CPU），每个处理单元可以实现一个或多个硬件线程。

计算机设备还可以包括任何存储器,用于存储诸如代码、设置、数据等之类的任何种类的信息。非限制性的,比如,存储器可以包括以下任一项或多种组合:任何类型的RAM、任何类型的ROM、闪存设备、硬盘、光盘等。更一般地,任何存储器都可以使用任何技术来存储信息。任何存储器可以提供信息的易失性或非易失性保留。进一步地,任何存储器可以表示计算机设备的固定或可移除部件。在一种情况下,当处理器执行被存储在任何存储器或存储器的组合中的相关联的指令时,计算机设备可以执行相关联指令的任一操作。计算机设备还包括用于与任何存储器交互的一个或多个驱动机构,诸如硬盘驱动机构、光盘驱动机构等。

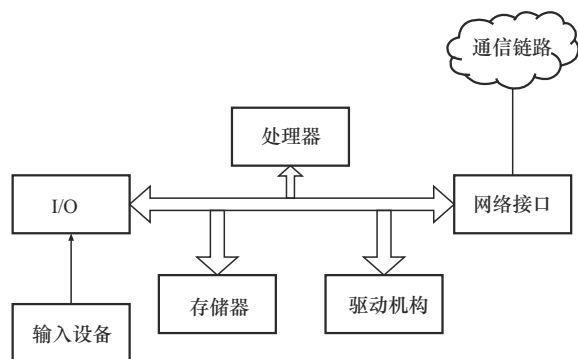


图6 DSPC捕获算法所设计的一种计算机设备

计算机设备还可以包括输入/输出模块(I/O),其用于接收各种输入(经由输入设备)。在其他实例中,可以不包括输入/输出模块、输入设备,仅作为网络中的一台计算机设备。计算机设备还可以包括一个或多个网络接口,其用于经由一个或多个通信链路与其他设备交换数据。一个或多个通信总线将上文所描述的部件耦合在一起。

通信链路可以以任何方式实现,例如,通过局域网、广域网(例如,互联网)、点对点连接或其任何组合。通信链路可以包括由任何协议或协议组合支配的硬连线链路、无线链路、路由器、网关功能、命名服务器等的任何组合。

2 仿真研究

2.1 仿真研究

DSPC捕获算法根据所述接收信号的同一信号帧中具有预设频移估计间隔的两个独特字(UW_1, UW_2)进行采样点相位差分相关计算,以完成小数多普勒频移估计和补偿,以主帧为例,采用16 ksps符号速率,帧长170符号,主帧格式如图7所示。

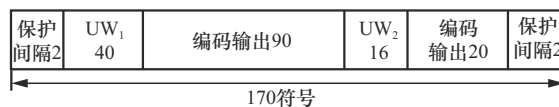


图7 主帧格式

下行粗同步过程:终端通过搜索主帧广播信道,完成定时和频率的粗同步。其中,频移估计可采用独特字完成:首先进行小数多普勒估计,多普勒残留不超过 ± 4 Hz,但是会有整数倍 ± 8 kHz的偏移;然后采用整数多普勒估计,保守估计将整数多普勒的间隔按照 ± 7.5 kHz划分。

在进行小数多普勒估计和补偿时,取接收到的独特字与本地独特字匹配之后补零做2 048点FFT(点数越多频移估计越精确),进行小数多普勒估计与补偿,理论上多普勒残差不超过 ± 4 Hz(± 7.5 kHz/2 048),但实际的多普勒残差与有用信号的信噪比有关,信噪比越高多普勒残差越小,信噪比越低多普勒残差越大。

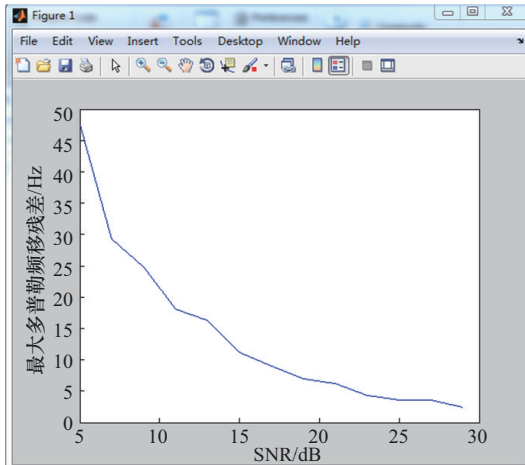
分别采用2 048点FFT和前后独特字差分估计法进行Matlab仿真,分别如图8和图9所示,从图中可以看出,二者多普勒频移估计精度都随信噪比增加而减小,在终端信噪比为13.2~21.6 dB范围时,多普勒最大频移小于20 Hz。

在FFT频移估计值小于20 Hz的基础上,进一步用独特字进行更加准确的小数频移估计。在 90° 仰角时,高速飞行器通信终端信噪比为21.6 dB,对应的视线角多普勒变化率约为1 026 Hz/s。另考虑高速飞行器10 g加速度,引入的多普勒变化率为555 Hz/s。则高速飞行器相对卫星运动多普勒变化率约为1 600 Hz/s。通过仿真分析可知,当信噪比为21.6 dB时,多次仿真最大频移残差为5.692 Hz,多次仿真平均频移残差为3.541 Hz。

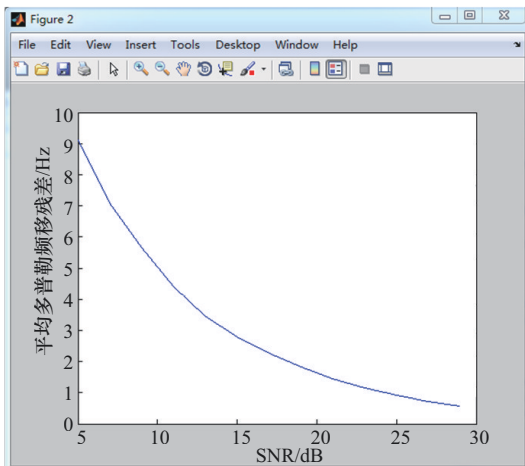
整数多普勒估计与补偿:在 ± 8 kHz最大频移范围内,按照15 kHz(± 7.5 Hz)一个区间,划分为12个多普勒频率区间,如图10所示。

预置12路并行捕获支路,每个支路对应1个区间,按照预置频移值分别与本地存储的独特字进行匹配,比较相关结果,取相关结果最大支路,进行整数多普勒频移估计和补偿。

完成多普勒频移整数估计和小数估计后得到多普勒频移值 $fd_{\text{下行估计}}$,然后在上行发射信号中对发射信号进行多普勒频移预补偿,预补偿值为 $fd_{\text{上行补偿}} = -fd_{\text{下行估计}} \times fc_{\text{上行}}/fc_{\text{下行}}$ 。其中 fd 表示补偿频移值, fc 表示基准频率值,完成预补偿后,在卫星端接收到的终端上行发射信



(a) 最大值



(b) 平均值

图8 2 048点FFT估计小数频移残差最大值与平均值

号多普勒频移会非常小,卫星端多普勒估计计算量相应降低。

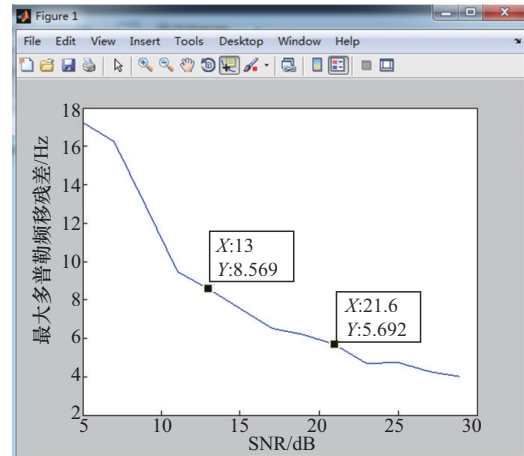
在整个12 ms长的主帧周期内,正常解调能够容忍的单个符号相位偏差最大为符号的1/8,即相位偏差最大为 $\pm 1/8 \times 2\pi$ 。因此正常解调允许的最大多普勒残差约为 $(\pm 1/8 \times 2\pi) / 0.012\text{s} / 2\pi = \pm 10.42\text{ Hz}$ 。

仿真结果如下。

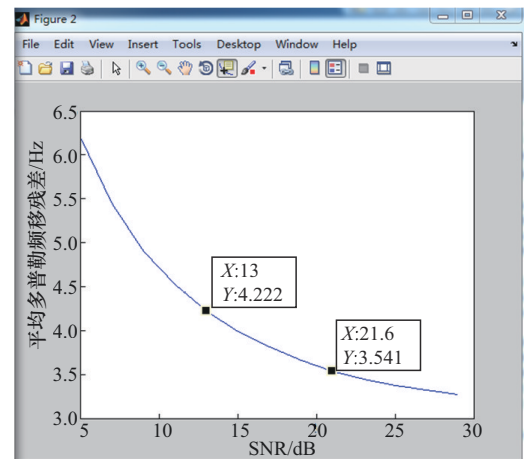
多普勒频移估计范围应控制在+10.42 Hz以内,实际仿真表明,在信噪比15 dB以上,差分多普勒频移估计的最大误差可以达到5 Hz以下。考虑高速飞行器加速度导致的多普勒变化率,当信噪比为21.6 dB时,多次仿真最大频移残差为5.692 Hz,多次仿真平均频移残差为3.541 Hz。

2.2 仿真结果分析

多普勒频移估计精度都随信噪比增加而减小,另一



(a) 最大值



(b) 平均值

图9 前后独特字差估计小数频移残差最大值与平均值

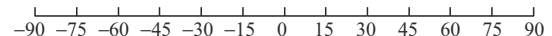


图10 多普勒频率区间

方面,相同信噪比条件下采用差分多普勒频移估计精度优于FFT多普勒频移估计精度,但FFT多普勒频移估计范围可通过增大过采样倍数而变大,差分多普勒频移估计与符号速率相关。通过仿真可以看出,在信噪比15 dB以上,差分多普勒频移估计的最大误差可以达到5 Hz以下。以上仿真结果均满足方案预设目标,说明DSPC算法可以很好地解决现有技术的缺点,现有技术的缺点主要包括:首先,现有数值仿真分析方法没有相对统一和简化的模型直接代入通信链路分析计算,不利于高动态终端的通信链路的全局优化工作;其次,在多普勒频移补偿过程中,需要动态预测多普勒频移变化率,以往算法往往采用线性外推的方法,预测值存在较大误差。

新型的多普勒频移预测捕获算法大幅度降低了射频

信号频移捕获范围,降低频移捕获对系统资源的消耗;提高了频移捕获精度,降低捕获跟踪后的残余误差;提高了频移捕获跟踪的快速性,降低频移捕获跟踪失锁概率。

3 结束语

本文涉及卫星通信技术领域,尤其涉及高速设备对低轨卫星的多普勒频移预测捕获方法及装置,提出了一种新型的多普勒频移预测捕获 DSPC 算法。该算法主要应用于高速设备对低轨卫星的多普勒频移预测捕获,应用范围针对性较强,并且未考虑高信噪比对多普勒残差的影响,因此后续将致力于将该算法推广到更加广泛的应用场景,并且侧重于研究如何在高信噪比的情况下同样保持较低的多普勒残差,以及较高的多普勒频移估计精度。

参考文献:

- [1] 王梧贵,郑肇健.低轨非同步卫星的多普勒频移分析[J].电信快报,2022(11): 40-43.
WANG W G, ZHENG Z J. Doppler frequency shift analysis of LEO non synchronous satellite[J]. Telecommunications Information, 2022(11): 40-43.
- [2] 孙路遥.时速 400 km+高速铁路无线通信抗多普勒频移研究[J].交通科技与管理,2024(12): 11-13.
SUN L Y. Research on Anti-Doppler Frequency Shift of Wireless Communication for 400 km+/h+High-speed Railway[J]. Traffic Technology and Management, 2024(12): 11-13.
- [3] 陈华,李勇,薛卫东,等.自适应多普勒频移的二相码信号处理方法[J].雷达科学与技术,2024,22(3): 349-354.
CHEN H, LI Y, XUE W D, et al. A biphasic coded signal processing method with adaptive Doppler frequency shift[J]. Radar Science and Technology, 2024, 22(3): 349-354.
- [4] 罗璋嗣,梁晓东.星间激光时频传递系统中的多普勒频移补偿技术[J].光通信技术,2023,47(5): 34-36.
LUO Z S, LIANG X D. Doppler frequency shifter compensation technology in inter-satellite laser time and frequency transfer system[J]. Optical Communication Technology, 2023, 47(5): 34-36.
- [5] 杨晓文,熊帮玲,张春光.多普勒频移补偿在水声自适应跳频通信系统中的应用[J].无线互联科技,2023,20(8): 11-13.
YANG X W, XIONG B L, ZHANG C G. Application of Doppler frequency shift compensation in underwater acoustic adaptive frequency hopping communication system[J]. Wireless Internet Technology, 2023, 20(8): 11-13.
- [6] 韩洋洋.普氏蹄蝠下丘处理多普勒频移补偿信号的强度依赖性[D].武汉:华中师范大学,2022.
- HAN Y Y. Intensity dependence of Doppler frequency shift compensation signal processed by inferior colliculus of Batus przewalskii[D]. Wuhan: Central China Normal University, 2022.
- [7] 胡琼.基于一维角度与多普勒频移估计的三维定位方法研究[D].电子科技大学,2022.
HU Q. Research on three-dimensional positioning method based on one-dimensional angle and Doppler frequency shift estimation [D]. University of Electronic Science and Technology of China, 2022.
- [8] 彭耿,黄知涛,李强,等.中低轨卫星信号的多普勒频移估计与补偿[J].系统工程与电子技术,2009,31(2): 256-260.
PENG G, HUANG Z T, LI Q, et al. Doppler frequency shift estimation and compensation for LEO and MEO satellite signals[J]. Systems Engineering and Electronics, 2009, 31(2): 256-260.
- [9] 刘溪,黄聪,崔勇强,等.基于 SGP4 模型的卫星多普勒频移补偿方法研究[J].科学技术与工程,2015,15(21): 154-158.
LIU X, HUANG C, CUI Y Q, et al. Research on Doppler frequency-shift compensation method based on SGP4 model in satellite communication systems[J]. Science Technology and Engineering, 2015, 15(21): 154-158.
- [10] 朱爱民,杨喜根,单超.一种基于 AR 模型的大频移估计算法[J].系统仿真学报,2006,18(1): 37-40.
ZHU A M, YANG X G, SHAN C. Large Doppler frequency shift estimation algorithm based on AR model[J]. Journal of System Simulation, 2006, 18(1): 37-40.
- [11] 周成阳,王巍,洪丹阳,等.基于数据样本方差的正交频分复用水声通信多普勒频移估计方法[J].电子与信息学报,2022,44(6): 2035-2044.
ZHOU C Y, WANG W, HONG D Y, et al. Doppler frequency shift estimation method for orthogonal frequency division multiplexing underwater acoustic communication based on data sample variance [J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2022, 44(6): 2035-2044.
- [12] 张家旭,李波,崔文.星载自动识别系统信号的多普勒频移估计[J].光通信研究,2020(5): 68-72.
ZHANG J X, LI B, CUI W. Doppler shift estimation of space-based AIS signals[J]. Study on Optical Communications, 2020(5): 68-72.
- [13] 郭铁梁,任敦亮,郝俊才,等. OFDM 水声通信多普勒频移的最大似然估计[J].黑龙江科技大学学报,2016,26(3): 304-310.
GUO T L, REN D L, HAO J C, et al. Maximum likelihood estimation for Doppler shift of OFDM underwater acoustic communication[J]. Journal of Heilongjiang University of Science and Technology, 2016, 26(3): 304-310.
- [14] 杨昂.高动态环境下多普勒频移估计技术研究[D].西安:西安电子科技大学,2011.
YANG A. Research on Doppler frequency shift estimation technol-

- ogy in high dynamic environment[D]. Xi'an: Xidian University, 2011.
- [15] 陈阳, 张艺朦, 赵安邦, 等. 两种OFDM多普勒估计算法在水声信道中的比较[J]. 吉林大学学报(信息科学版), 2012, 30(4): 341-346.
- CHEN Y, ZHANG Y M, ZHAO A B, et al. Comparison two doppler estimation algorithms of OFDM in underwater acoustic channels[J]. Journal of Jilin University (Information Science Edition), 2012, 30(4): 341-346.
- [16] MASON S F, BERGER C R, ZHOU S L, et al. Detection, synchronization, and Doppler scale estimation with multicarrier waveforms in underwater acoustic communication[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2008, 26(9): 1638-1649.
- [17] 董蓁. 遥测系统SOQPSK联合空时编码同步解调技术研究[D]. 北京: 北京交通大学, 2022.
- DONG R. Research on synchronous demodulation technology of SOQPSK combined with space-time coding in telemetry system [D]. Beijing: Beijing Jiaotong University, 2022.
- [18] 张朋坤. OFDM系统的信号解调与测试算法的研究及实现[D]. 成都: 电子科技大学, 2018.
- ZHANG P K. Research and implementation of signal demodulation and test algorithm in OFDM system[D]. Chengdu: University of Electronic Science and Technology of China, 2018.
- [19] 林型勇, 黄艳军, 辛峰. 飞船遥控同步技术研究与实现[J]. 电脑知识与技术, 2015, 11(7): 264-267.
- LIN X Y, HUANG Y J, XIN F. Research and implement of remote control synchronous technology for the spaceship[J]. Computer Knowledge and Technology, 2015, 11(7): 264-267.
- [20] 王钢, 刘毅鹏. BPSK载波同步技术的研究[J]. 通信技术, 2003, 36(1): 21-22, 33.
- WANG G, LIU Y P. Research on carrier synchronization technique in BPSK[J]. Communications Technology, 2003, 36(1): 21-22, 33.
- [21] 郭延芬, 蒋立平. 小信号幅度测量中的差分同步解调技术[J]. 工业仪表与自动化装置, 2002(2): 41-43.
- GUO Y F, JIANG L P. A differential synchronous demodulation technique for small-signal amplitude measurement[J]. Industrial Instrumentation & Automation, 2002(2): 41-43.
- [22] 胡修齐, 侯缙玲, 梁广, 等. 面向低轨卫星通信的低复杂度CA-SCL译码优化算法[J]. 中国科学院大学学报(中英文), 2024, 41(5): 715-720.
- HU X Q, HOU H L, LIANG G, et al. Low-complexity CA-SCL decoding optimization algorithm for low-orbit satellite communication[J]. Journal of University of Chinese Academy of Sciences, 2024, 41(5): 715-720.
- [23] 朱敏, 赵亚飞, 张雨曼, 等. 基于优化CCSK调制的低轨卫星通信导航一体化信号设计方法[J]. 电信科学, 2024, 40(6): 69-78.
- ZHU M, ZHAO Y F, ZHANG Y M, et al. A signal design method for LEO satellite communication and navigation integration based on optimized CCSK modulation[J]. Telecommunications Science, 2024, 40(6): 69-78.
- [24] 何俊岩, 赖海光, 赵鑫杰, 等. 智能超表面辅助低轨卫星通信技术综述[J]. 太赫兹科学与电子信息学报, 2024, 22(3): 240-248.
- HE J Y, LAI H G, ZHAO X J, et al. Overview of reconfigurable intelligent surface for Low Earth Orbit satellite communication[J]. Journal of Terahertz Science and Electronic Information Technology, 2024, 22(3): 240-248.
- [25] 吴桐, 张登越, 刘明洋, 等. 基于太阳周期特性的低轨卫星通信信道建模[J]. 电子设计工程, 2024, 32(3): 65-68.
- WU T, ZHANG D Y, LIU M Y, et al. Channel modeling of the LEO satellite communication based on the characteristics of the solar cycle[J]. Electronic Design Engineering, 2024, 32(3): 65-68.
- [26] 苏昭阳, 刘留, 张嘉驰, 等. 面向智能高铁的低轨卫星通信发展综述[J]. 天地一体化信息网络, 2023, 4(3): 88-98.
- SU Z Y, LIU L, ZHANG J C, et al. Review of the development of low earth orbit satellite communication for smart high-speed railway[J]. Space-Integrated-Ground Information Networks, 2023, 4(3): 88-98.

[作者简介]



李毅 (1984-), 男, 硕士, 中国星网网络应用研究院有限公司高级工程师, 主要研究方向为卫星通信、飞行器总体设计。



周康燕 (1981-), 男, 硕士, 现就职于中国星网网络系统研究院, 主要研究方向为卫星互联网总体设计和地面系统设计。