doi:10.3772/j.issn.1002-0470.2023.06.001

# 基于混合预测的低轨卫星多普勒频偏预补偿①

刘垚圻②\*\*\*\*\*\* 李红光③\*\*\* 石晶林\*\*\* 周一青\*\*\* 张杰坦\*\*\* 吴志强\*\*\*\*

(\*中国科学院计算技术研究所 北京 100190)

(\*\* 中国科学院大学 北京 100049)

(\*\*\*\* 中科南京移动通信与计算创新研究院 南京 211135)

(\*\*\*\*\* 中国空间技术研究院 北京 100094)

摘要低轨(LEO)卫星高动态特性导致多普勒频偏,加大了接收端的信号恢复难度。 针对低轨卫星通信系统的多普勒频偏问题,本文提出基于混合预测的低轨卫星多普勒频 偏预补偿(MF-DPC)算法,通过神经网络和线性拟合实现对轨道参数的混合预测,使用预 测的轨道参数和传统轨道外推算法计算相对位置和速度,最后得到多普勒频偏,实现多普 勒频偏预补偿。仿真结果表明,基于混合预测的低轨卫星多普勒频偏预补偿算法比基于 TwoBody、J2和J4轨道外推预补偿算法的有效频偏占比提高 60%以上;比基于简化常规 摄动模型(SGP4)预补偿算法运算时间降低近10倍。基于混合预测的低轨卫星多普勒频 偏预补偿算法为终端同步接入提供了快速可靠的预补偿机制。

关键词 低轨(LEO)卫星;多普勒频偏;神经网络;预补偿

# 0 引言

近年来,无线通信发展迅猛,正向空天地一体化 B5G/6G 网络演进<sup>[1-6]</sup>。低轨(low earth orbit, LEO) 卫星通信系统具有全球覆盖、超视距、大容量的特 点,是 B5G/6G 的重要组成。低轨卫星以约7 km/s 的速度移动<sup>[7]</sup>,与地面通信目标产生极大的相对运 动速度,由此导致的多普勒频偏加大了用户终端的 信号恢复难度<sup>[8]</sup>。快速补偿多普勒频偏是低轨卫 星通信系统用户终端接入网络的前提。

目前基于信号处理的多普勒频偏已有大量研究 成果<sup>[9-10]</sup>。文献[11-14]提出几何求解方法,即通过 卫星、用户终端之间的几何关系进行多普勒频偏求 解,但该方法需要以精确的最大仰角为前提。文 献[15-17]基于轨道参数和开普勒定律计算高轨卫 星与地面用户终端间的相对速度,从而估算出多普 勒频偏。但低轨卫星受到的各类引力和阻力远大于 高轨道卫星,模型参数的精度决定估计的精度。文 献[18]使用简化常规摄动模型(simplified general perturbation, SGP4)和卫星工具包(satellite tool kit, STK)的高精度轨道预报(high-precision orbit propagator, HPOP)模型计算卫星轨道位置和相对速度,从 而获得频偏估计值,但该模型时间复杂度高,难以满 足终端快速同步接入的要求。低轨卫星的规律性运 动使得用户终端可以根据最新星历提前估算多普勒 频偏。但卫星终端存在非长连接用户<sup>[19]</sup>,即最新开 机时可能没有最新星历表,这时需要根据历史星历 数据对多普勒频偏进行预测估计,但这方面的研究 还处于空白阶段。

本文提出一种基于混合预测的低轨卫星多普勒 频偏预补偿(mixed forcast Doppler pre-compensation,

① 国家重点研发计划(2020YFB1808004),民用航天技术预先研究(D030102)和江苏省重点研发计划(BE2021013-2)资助项目。

② 男,1995年生,博士生;研究方向:卫星通信;E-mail: liuyaoqi@ict.ac.cn。

③ 通信作者, E-mail: lihongguang@nj.ict.ac.cn。 (收稿日期:2022-01-19)

MF-DPC)机制。根据轨道六根数的特点,分别采用 神经网络和线性拟合进行预测,从而得到未来的多 普勒频偏值,实现大频偏的预矫正,为用户终端快速 接入提供方法。仿真结果表明,MF-DPC 算法的有 效频偏补偿占比比基于 TwoBody、J2 和 J4 轨道外推 预补偿算法的有效频偏占比提高 60% 以上。

1 系统模型

# 1.1 低轨卫星多普勒频偏模型

低轨卫星与用户终端在通信过程中因相对运动 产生多普勒频偏的过程如图1所示。



图1 多普勒频偏产生示意图

图中  $S_{t1}$  表示卫星  $t_1$  时刻所处的位置。在极短的时间  $\Delta t$ ,卫星以速度 v 绕着地球做圆周运动,飞 过的弧长  $S_{t1}S_{t2}$  可以近似为长度为 d 的线段。终端  $P = S_{t1}, S_{t2}$  及之前飞越轨道形成的夹角为  $\theta_1$  和  $\theta_2$ ,  $\theta_1$  和  $\theta_2$  可近似认为相等,以下讨论统称为  $\theta_0$ 则终 端 P 到  $S_{t1}$  和  $S_{t2}$  2 点间的路径差值  $\Delta l$  为

$$\Delta l = d\cos\theta = v\Delta t\cos\theta \tag{1}$$

由路径差引起的相位变化为

$$\Delta \varphi = \frac{2\pi\Delta l}{\lambda} = \frac{2\pi v \Delta t}{\lambda} \cos\theta \tag{2}$$

则多普勒频偏可由式(3)求得。

$$f_{d} = \frac{1}{2\pi} \frac{\Delta \varphi}{\Delta t} = \frac{v f_{0}}{c} \cos \theta = \frac{f_{0}}{c} \cdot \frac{\boldsymbol{r} \cdot \boldsymbol{v}}{|\boldsymbol{v}|}$$
(3)

式中,  $f_a$  为多普勒频偏,  $f_0$  为卫星信号载波频率, c 为光速, r 为相对位置矢量, v 为相对速度矢量。v 可由r 对t 求导得到, 所以 $f_a$  的精度与r 的精度正相 — 560 — 关。用户终端位置容易确定,所以r主要由卫星位 置矢量决定。

# 1.2 位置与速度矢量模型

1.2.1 卫星矢量模型

计算卫星多普勒频偏值首先需要计算出卫星在 地心惯性(earth centered inertial,ECI)坐标系下的位 置和速度。ECI坐标系中常用6个参数确定卫星的 相对位置,分别是轨道半长轴a、轨道偏心率e、轨 道倾角i、升交点赤经 $\Omega$ 、近地点幅角 $\omega$ 和平近点角 M。其中a和e确定椭圆轨道形状,i、 $\Omega$ 和 $\omega$ 确定轨 道的空间位置,M确定卫星具体时刻在轨道上的位 置。

两行根数(two-line orbital element,TLE)中包含  $e_i \Omega_{\omega} M$ 和平运动(每天圈数)的具体数值。由 每天圈数可以求出卫星的运动周期 T,然后通过 式(4)可以求出半长轴  $a_o$ 

$$a = \sqrt[3]{\frac{GM \cdot T^2}{4\pi^2}} \tag{4}$$

式中  $GM = 3.986005 \times 10^{14} \text{ m}^3/\text{s}^2$  为地球引力常数。

已知轨道六根数可以求解出平运动  $\omega_s$  和平近 地点角  $M_o$ 

$$\omega_s = \sqrt{\frac{GM}{a^3}} \tag{5}$$

$$M(t) = \omega_s(t - t_p) \tag{6}$$

其中 $t_p$ 为卫星在近地点的时刻。已知M和偏心率e时,偏近点角E可由式(7)求解。

$$E - e \sin E = M(t) \tag{7}$$

真近点角f的正弦和余弦可以由E、e表示为

$$\sin f = \frac{\sqrt{1 - e^2} \sin E}{1 - e \cos E} \tag{8}$$

$$\cos f = \frac{\cos E - e}{1 - e \cos E} \tag{9}$$

假设近地点方位的单位向量为 *P*,向量 *Q* 为轨 道平面上与 *P* 垂直的单位向量。则卫星在 ECI 坐 标系下的矢量为

$$\boldsymbol{r}_{\text{ECI}} = r \cos f \boldsymbol{P} + r \sin f \boldsymbol{P} \tag{10}$$

其中向量**P**、**Q**可分别由式(11)、式(12)求得。

$$\boldsymbol{P} = \begin{bmatrix} P_{X} \\ P_{Y} \\ P_{Z} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(P, X) \\ \cos(P, Y) \\ \cos(P, Z) \end{bmatrix}$$

式(10)中的r为卫星与地心的距离,可由轨道 根数 a、e、E 表示为

$$r = a(1 - e\cos E) \tag{13}$$

将式(8)、(9)、(13)带入式(10)中,可得卫星 在 ECI 坐标系中的位置矢量:

$$\boldsymbol{r}_{\text{ECI}} = a(\cos E - e) \cdot \boldsymbol{P} + a \sqrt{1 - e^2 \sin E} \quad (14)$$

卫星在 ECI 坐标系中的速度矢量可由位置向 量对 *t* 求导获得。

$$\boldsymbol{v}_{\text{ECI}} = \frac{\mathrm{d}\boldsymbol{r}_{\text{ECI}}}{\mathrm{d}t} = \sqrt{\mu} \frac{-\sin E}{\sqrt{a}(1 - e\cos E)} \boldsymbol{P} + \frac{\sqrt{1 - e^2}\cos E}{\sqrt{a}(1 - e\cos E)} \boldsymbol{Q}$$
(15)

在卫星运动参数计算过程中,通常需要把卫星 在 ECI 坐标系下的坐标转换到地心地固坐标系 (earth-centered earth-fixed, ECEF)下的坐标。卫星 在 ECI 坐标系中的坐标绕其 Z 轴旋转格林尼治时 角 $\theta_s$ ,可得其在 ECEF 坐标系下的坐标:

$$\boldsymbol{r}_{\text{ECEF}} = Rz(\theta_g)\boldsymbol{r}_{\text{ECI}}$$
(16)

$$Rz(\phi) = \begin{pmatrix} \cos\phi & \sin\phi & 0\\ -\sin\phi & \cos\phi & 0\\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}$$
(17)

其中 $\theta_g = \theta_{g0} + w_e(t - t_0), \theta_{g0}$ 为 $t_0$ 时刻的格林尼治时 角, $w_e$ 为地球的自转角速度,约为7.2692×10<sup>-5</sup> rad/s。 1.2.2 用户终端矢量模型

一般使用经度(L)、纬度(B)、高程(h)来表示
用户终端的地理位置。通过式(18)将其转化为
ECEF 中的坐标。

$$\boldsymbol{r}_{r} = \begin{bmatrix} x_{r} \\ y_{r} \\ z_{r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (N_{c} + h) \cos B \cos L \\ (N_{c} + h) \cos B \sin L \\ [N_{c}(1 - e_{c}^{2}) + h] \sin B \end{bmatrix}$$
(18)

$$N_{\rm G} = \frac{a_{\rm G}}{\left(1 - e_{\rm G}^2 \sin^2 B\right)^{1/2}}$$
(19)

式中, a<sub>c</sub> 为总参考椭球体的长半轴, e<sub>c</sub> 为第一偏心率。

1.2.3 相对运动模型

卫星和用户终端的相对位置和相对速度为

$$\begin{cases} \boldsymbol{r} = \boldsymbol{r}_{f_s} - \boldsymbol{r}_r \\ \boldsymbol{v} = \boldsymbol{v}_{f_s} - \boldsymbol{v}_r \end{cases}$$
(20)

将**r**和**v**带入多普勒频偏公式可实现卫星与终端之间的多普勒频偏的预补偿。

# 2.1 混合预测的多普勒频偏预补偿算法

如图 2 所示, MF-DPC 采用混合预测方法。通 过对轨道六根数采样观察发现, 升交点赤经为锯齿 波, 故对其先提取周期, 再采用线性拟合。其他参数 为非线性, 采用长短期记忆(long-short term memory, LSTM) 神经网络进行预测。MF-DPC 算法步骤如 下。

**步骤1** 以不同采样率 *S*<sub>rate</sub> 对 TLE 星历库中连续 *D* d 的历史 TLE 进行采样并将采样点的 TLE 转成轨道六根数,作为输入。

# 步骤2 轨道六根数的混合预测

t 时刻神经网络循环结构的 3 个输入为 t 时刻 的轨道参数  $x_t$ ,  $x \in \{a, e, i, \omega, M\}$ , t - 1 时刻轨道 参数的估计值  $\tilde{h}_{t-1}^{*}$  以及 t - 1 时刻轨道参数长期状 态  $c_{t-1}^{*}$  。t 时刻神经网络循环结构 2 个输出为轨道参 数 t 时刻的估计值  $\tilde{h}_{t}^{*}$  和轨道参数 t 时刻的长期状态  $c_{t,0}^{*}$ 

遗忘门、输入门、输出门共同控制轨道参数的长 期状态 c<sup>\*</sup><sub>t</sub>。遗忘门控制 t - 1 时刻轨道参数的长期状 态有多少保留至 t 时刻。输入门控制 t 时刻输入的 轨道参数有多少比例保存到长期状态中。输出门控 制轨道参数长期状态有多少输出到轨道参数的估计 值中。

轨道参数的遗忘门表达式为

$$f_i^x = \sigma(W_f^x + b_f^x)$$
(21)

式中, $W_{f}$ 是遗忘门中轨道参数的权重矩阵, $[\tilde{h}_{t-1}^{*}, -561 - 561 -$ 



图 2 基于混合预测的多普勒频偏预补偿算法

 $x_t$ ]表示把 t = 1 时刻轨道参数的估计值向量和 t 时刻轨道参数向量拼接成一个向量,  $b_f^x$  是遗忘门轨道参数的偏置项。 $\sigma(z)$  是 sigmoid 函数,其表达式为

$$\sigma(z) = \frac{1}{1 + e^{-z}}$$
(22)

假设轨道参数输入的维度是  $d_x$ , 隐藏层的维度 是  $d_h$ , 轨道参数长期状态的维度是  $d_e$ , 则遗忘门的 权重矩阵  $W_f^x$  维度为  $d_e \times (d_h + d_x)$ 。权重矩阵  $W_f^x$  由  $W_{fh}^x$  和  $W_{fx}^x$  拼接而成, 权重矩阵和轨道参数输入矩阵 对应关系如式(23)所示。

$$\begin{bmatrix} \mathbf{W}_{f}^{x} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{h}_{t-1}^{x} \\ x_{t} \end{bmatrix} = \mathbf{W}_{fh}^{x} \tilde{h}_{t-1}^{x} + \mathbf{W}_{fx}^{x} x_{t}$$
(23)

轨道参数输入门的表达式为

$$i_i^x = \sigma(W_i^x \cdot [h_{i-1}^x, x_i] + b_i^x)$$
(24)

式中, $W_i$ 表示轨道参数输入门的权重矩阵, $b_i^*$ 是轨道参数输入门的偏置项。

t - 1 时刻轨道参数估计值和 t 时刻输入的轨道 参数共同决定 t 时刻输入的轨道参数长期状态  $\tilde{c}_{t}^{*}$ 。

$$\tilde{c}_t^x = \tanh(W_c^x[\tilde{h}_{t-1}^x, x_t] + b_c^x)$$
(25)

式中 tanh 为双曲余弦函数,其表达式如式(26)所示。

$$\tanh = \frac{e^{x} - e^{-x}}{e^{x} + e^{-x}}$$
(26)

t时刻的轨道参数长期状态可用式(27)表示。

$$c_{t}^{x} = f_{t}^{x} \circ c_{t-1}^{x} + i_{t}^{x} \circ \tilde{c}_{t}^{x}$$
(27)

参数长期状态,  $f_i^x$  为轨道参数遗忘门,  $\tilde{c}_i^x$  为 t 时刻轨 道参数的长期状态,  $i_i^x$  为轨道参数输入门。

*č*<sup>*x*</sup><sub>*t*</sub> 和 *c*<sup>*x*</sup><sub>*t*-1</sub> 组合形成了轨道参数新的长期状态 *c*<sup>*x*</sup><sub>*t*</sub>。遗忘门的控制使得长期状态可以被保存很久,输 入门能有效避免无用信息的保留。输出门控制长期 状态对 *t* 时刻输出的影响,其表达式为

$$p_t^x = \sigma(W_a^x[\tilde{h}_{t-1}^x, x_t] + b_a^x)$$
(28)

轨道参数 t 时刻的估计值由输出门和轨道参数 长期状态共同确定,如式(29)所示。

$$\tilde{h}_{t}^{x} = \sigma(\boldsymbol{W}_{o}^{x} \cdot [\tilde{h}_{t-1}^{x}, x_{t}] + b_{o}^{x})$$
  

$$\circ \tanh(f_{t}^{x} \circ c_{t-1}^{x} + i_{t}^{x} \circ \tilde{c}_{t}^{x})$$
(29)

通过式(29),可以求得轨道参数的估计值 $\tilde{h}_{t}^{*}$ 。

轨道参数的遗忘门、输入门和输出门的权重矩 阵和偏置项通过反向传播算法<sup>[20]</sup>求得。

通过轨道参数的均方根误差(root mean square error, RMSE)大小对超参数进行调整,以及对步骤1 中采样率 *S*<sub>rate</sub> 进行选择。最终得到预测网络,实现 对特定时刻轨道参数的预测。

对升交点赤经 $\Omega$ 时序数据的预测方法如下。

观察数据,提取周期  $T_{\alpha}$ 。对线性数据段通过线性回归拟合,使用最小二乘法对参数进行估计。选取线性数据段 n 个数据点,则系数  $\hat{k}$  和截距  $\hat{b}$  的计算公式为

$$\hat{k} = \frac{\sum_{i=1}^{n} t_i \Omega_i - n\bar{t}\overline{\Omega}}{\sum_{i=1}^{n} t_i^2 - n\bar{t}^2}$$
(30)

$$\hat{b} = \overline{\Omega} - \hat{k}\overline{t} \tag{31}$$

升交点赤经的估计值如式(32)所示。

 $\hat{\Omega} = \hat{k} \cdot \text{mod}(t - t_0, T_\Omega) + \hat{b}$  (32) 式中,  $t_0$  为选取的一个参考点, mod 定义为取余运 算。

步骤3 将预测输出特定时刻的轨道参数 $\hat{a}$ 、 $\hat{e}$ 、 $\hat{i}$ 、 $\hat{\omega}$ 、 $\hat{M}$ ,以及线性回归预测得到轨道参数 $\hat{\Omega}$ ,共同 作为传统轨道外推算法的输入。使用传统轨道外推 算法得到卫星的位置向量 $r_{b}$ 和速度向量 $v_{b}$ 。

**步骤4** 将已知的终端位置向量 r,和速度向量 v,与步骤3 中得到的卫星位置向量与速度向量代入 多普勒频偏公式,得到:

$$\hat{F}_{d} = \frac{F_{c}}{c} \cdot \frac{(\boldsymbol{r}_{fs} - \boldsymbol{r}_{r}) \cdot (\boldsymbol{v}_{fs} - \boldsymbol{v}_{r})}{|\boldsymbol{r}_{fs} - \boldsymbol{r}_{r}|}$$
(33)

式中, *F*<sub>c</sub> 为载波频率, c 为光速。至此, 已计算出卫 星与终端的多普勒频偏, 实现了预补偿。

### 2.2 执行机制与流程

基于混合预测的多普勒频偏预补偿流程如图 3 所示。



图 3 用户终端多普勒频偏预补偿

用户终端开机完成初始化工作后,首先判断当前星历库中卫星S的最新星历距离和当前时刻的时间间隔是否超过阈值,如果没有超过阈值,则直接使用不同的轨道外推算法计算卫星的位置和速度;如果超过了阈值,则对轨道参数进行混合预测,然后再使用不同的轨道外推算法计算卫星的位置和速度。最后通过计算得到的卫星位置和速度,结合终端已知的位置和速度信息计算多普勒频偏,完成预补偿。 卫星与用户终端同步后,用户终端先保存当前的 TLE,然后将接收到的最新星历对当前的星历进行 覆盖。

3 仿真结果与分析

#### 3.1 参数配置

选取轨道高度为h、周期为 $T_0$ 的卫星S作为研究对象。假设用户终端的经纬度和海拔高度为(L, B, h),通信载波频率为 $F_c$ 。用户终端的历史星历库中保存有卫星S连续Dd 的 TLE 星历数据,其中每天有N个 TLE 星历。

仿真相关参数如表1所示。

表1 仿真参数

参数名称	值
卫星 $S$	Starlink-1007
轨道高度 h	559 km
卫星周期 70	96 min
TLE 天数 D	180 d
TLE 每日点数 N	14
用户终端 (L,B,h)	(E116.20, N39.560,1 km)
载波频率 $F_c$	20 GHz
研究基准时间 t	2021年12月16日
${F}_{ m threshold}$	10 kHz

本实验选用的处理器为11th Gen Intel(R) Core (TM) i7-11800H,其中 CPU 主频为2.3 GHz,内存 为32 GB,操作系统为64 位。并选用 VS 2013, Matlab 2016b,STK 完成相关实验。

# 3.2 轨道参数预测结果

轨道参数采样间隔过短,LSTM 神经网络容易 出现过拟合,并且训练时长较长。经过多次实验发 现采样时间为6h时得到的学习效果较好。

为比较最大误差的偏离程度,本文定义最大误 差比为最大误差与样本最大值的比值。使用训练好 的神经网络预测未来 10 d 轨道参数的效果,如表 2 所示。

分析表 2 可得,预测的轨道参数均方根误差都 相对较小,最大误差比均低于 6%。半长轴和轨道 倾角比偏心率、近地点幅角和平近点角的预测效果

|--|

表 2					
参数	RMSE	最大误差	样本	最大	
			<b>東</b> 天沮	误差比	
a	280.73	620.35	6 931 772.15	0.01%	
e	$3.1 \times 10^{-5}$	$6.3 \times 10^{-5}$	0.001758	3.63%	
i	$3.7 \times 10^{-4}$	$7.2 \times 10^{-4}$	0.925	0.08%	
ω	0.125323	0. 142 521	2.413	5.91%	
М	0.238159	0.34317	6.264	5.47%	

と 고도 기계 수서 표

从图 4 分析可得,升交点赤经使用线性拟合的 RMSE 较小,最大误差比约为0.6%。



#### 3.3 频偏预补偿效果对比

3.3.1 同一算法在不同 TLE 下的效果

本文将 Starlink-1007 卫星 2021 年 12 月 16 日 的 TLE 作为输入,将 SGP4 模型外推1d 的轨道作为 标称轨道,用标称轨道计算得到的频偏作为标称频 偏。选取用户终端可视的一个标称频偏用作后续对 比。

分析图5仿真结果可得,距离基准时间4d的 历史 TLE 数据使用 MF-DPC 模型得到的多普勒频 偏与标称频偏的误差接近 100 kHz。TLE 数据距离 基准时间越近,得到的频偏误差绝对值峰值越小。

基于 TwoBody 模型的多普勒频偏预补偿(twobody doppler pre-compensation, TB-DPC)、基于 J2 模 型的多普勒频偏预补偿(J2 doppler pre-compensa-— 564 —

tion, J2-DPC)、基于 J4 模型的多普勒频偏预补偿(J4 doppler pre-compensation, J4-DPC)及基于 SGP4 模型 的多普勒频偏预补偿(SGP4 doppler pre-compensation, SGP4-DPC)的频偏误差结果如图 6~9 所示。



分析以上仿真结果可知,前三者最大频偏误差 都高于 500 kHz,同时也具有随着距离基准时间越 近,频偏误差的绝对值峰值越小的规律。J2-DPC 与 J4-DPC 的频偏误差十分相近。SGP4-DPC 的最大频 偏误差低于70kHz,精度较高。

3.3.2 预补偿有效占比

本文定义有效频偏占比对不同多普勒频偏预补 偿算法的精度进行量化比较。





图 7 J2-DPC 不同 TLE 预测频偏







图 9 SGP4-DPC 不同 TLE 预测频偏

式中, *T*<sub>overlap</sub> 为预补偿算法频偏与标称频偏之间重 叠频偏绝对值小于有效频偏阈值 *F*<sub>threshold</sub> 的时间。*T* 为标称频偏可见窗口的时长。 不同历史 TLE 基于不同预补偿算法在阈值为 10 kHz 时得到的有效频偏占比如表 3 所示。

从表3结果可以看出,1d前的历史TLE 星历、 TB-DPC、J2-DPC和J4-DPC计算得到有效频偏占比 较低。SGP4-DPC的有效频偏占比普遍较高,由于 周期项的存在,其有效频偏占比并不是平稳上升,而 是呈现驼峰上升趋势。MF-DPC算法4d的有效频 偏占比平均比TB-DPC算法提高了68.7%,比J2-DPC和J4-DPC算法平均提高了68.47%,并呈现出 精度逐渐提高的趋势。原因在于距离基准时间越 近,卫星拥有的TLE更多,多出来的TLE数据可以 更新网络中的输出预测值,从而提升后续轨道参数 的预测精度。

表3 有效频偏占比

模型	4 d 前 TLE	3 d 前 TLE	2 d 前 TLE	1 d 前 TLE
TB-DPC	0	0	0	3.0%
J2-DPC	0	0	0	4.0%
J4-DPC	0	0	0	4.0%
SGP4-DPC	70.2%	75.3%	65.3%	100.0%
MF-DPC	50.5%	69.5%	71.3%	87.0%

### 3.3.3 运行时间分析

将轨道参数的 LSTM 网络训练好后,可以直接 对轨道参数进行预测。加上线性预测的时间,轨道 参数预测的总体时间为

 $T_{\rm cost} = n(\delta t + \varepsilon t) + T_{\rm TB}$ (35)

式中, $\delta t$ 为推算 1 d 轨道参数的时间,通过实验平均 取 26.617 ms,  $\varepsilon t$  为线性预测的时间,通过实验平均 取 10 ms。n 为需要推算的天数, $T_{\text{TB}}$ 为 TwoBody 模 型推算轨道步长为 1 s、总时长为 1 d 的时间,通过多 次实验平均取 1200 ms。

不同预补偿算法从 *t* 时刻到 *t* +1 时刻所需计算 的轨道数据量相同,所以从 *t* 时刻到 *t* +1 时刻计算 多普勒频偏的时间也相同,但不同预补偿算法从不 同历史 TLE 计算轨道数据的运算时长不同。本文 对不同预补偿算法计算时长进行比较,不同算法运 算时间如表4 所示。

分析表4的仿真结果可得,MF计算耗时最短, 其次为TwoBody、J2和J4,SGP4算法的计算耗时最

-565 -

长。当需要预测的时间比较久时,基于 MF-DPC 算法能够显著降低运行时长。

算法	外推5d	外推4d	外推3d	外推2d
	/ms	/ms	/ms	/ms
TwoBody-DPC	4326	3619	2882	2203
J2-DPC	5632	4128	3314	2839
J4-DPC	6231	4983	3845	3102
SGP4-DPC	54 837	47 237	37 917	27 334
MF-DPC	1346	1310	1273	1237

表4 不同算法轨道外推时间

# 4 结论

本文针对低轨卫星的同步接入问题提出了一种 基于 MF-DPC 的多普勒频偏预补偿算法。该算法首 先通过 LSTM 和线性拟合分别对轨道参数进行预 测,然后基于预测的轨道参数,利用计算耗时较短的 TwoBody 算法进行轨道外推,从而得到多普勒频偏, 实现多普勒频偏预补偿。相较仅采用轨道外推的多 普勒频偏预补偿算法,MF-DPC 的多普勒频偏预补 偿的精确度平均提高 60% 以上。TLE 数据离基准 时间越远,使用 MF-DPC 进行多普勒频偏预补偿的 优势会更明显。这对低轨卫星通信系统用户终端提 供了有效的同步预补偿方法。

#### 参考文献

- [1] ZHOU Y, LIU L, WANG L, et al. Service aware 6G: an intelligent and open network based on convergence of communication, computing and caching[J]. Digital Communication Networks, 2020, 6(3):253-260.
- [2] LIU L, ZHOU Y, YUAN J, et al. Economically optimal MS association for multimedia content delivery in cacheenabled heterogeneous cloud radio access networks [J].
   IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2019,37(7):1584-1593.
- [3] LIU L, ZHOU Y, ZHUANG W, et al. Tractable coverage analysis for hexagonal macrocell-based heterogeneous UDNs with adaptive interference-aware CoMP[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2018,18(1): 503-517.
- [ 4] LIU L, ZHOU Y, GARCIA V, et al. Load aware joint
   566 —

comp clustering and inter-cell resource scheduling in heterogeneous ultra dense cellular networks [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2017, 67 (3): 2741-2755.

- [5] GARCIA V, ZHOU Y. Coordinated multipoint transmission in dense cellular networks with user-centric adaptive clustering[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2014,13(8):4297-4308.
- [6] ZHOU Y, LIU H, PAN Z, et al. Two-stage cooperative multicast transmission with optimized power consumption and guaranteed coverage [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2014, 32(2):274-284.
- [7] SU Y, LIU Y, ZHOU Y P, et al. Broadband LEO satellite communications: architectures and key technologies
   [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2019,26(2): 55 - 61.
- [8] LIN J, HOU Z, ZHOU Y, et al. Map estimation based on Doppler characterization in broadband and mobile LEO satellite communications [C] //2016 IEEE 83rd Vehicular Technology Conference (VTC Spring). Nanjing: IEEE, 2016:55-61.
- [9] LIU Y, SU Y, ZHOU Y, et al. Frequency offset estimation for high dynamic LEO satellite communication systems [C] // 2019 11th International Conference on Wireless Communications and Signal Processing (WCSP). Xi'an: IEEE, 2019:1-6.
- [10] SUN B, ZHOU Y, YUAN J, et al. Interference cancellation based channel estimation for massive MIMO systems with time shifted pilots[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2020, 19(10):6826-6843.
- [11] MILLER M, VUCETIC, BERRY L, et al. Satellite communications: mobile and fixed services [M]. Norwel: Kluwer Academic Publishers, 1993.
- [12] CHENG H, YE T, TAO Z, et al. Adaptive secondary range compression algorithm in geosynchronous SAR[J].
   IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing, 2017,9(4):1397-1413.
- [13] KATHPALIA A, KARABIYIK Y, EIK-NESS H, et al. Adaptive spectral envelope estimation for Doppler ultrasound[J]. IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, 2016,63(11):1825-1838.
- [14] WANG A, WANG X, CHEN L. Geometric estimation algorithm for Doppler frequency offset characteristics of

LEO satellites[J]. Journal of Beijing Institute of Technology, 2016,36(12):1294-1297.

- [15] HAN L, WU C, LUO X. Doppler frequency offset characteristics of non-geostationary orbit satellite channel[J]. Journal of Beijing Institute of Technology, 2005,25(2): 143-146.
- [16] ALI I, AL-DHAHIRN. Doppler characterization for LEO satellites [J]. IEEE Transactions on Communications, 1998,46(3):309-313.
- [17] PERSSON B, DODDS D E, BOLTONR J. A segmented matched filter for CDMA code synchronization in systems with Doppler frequency offset[C] // 2001 Global Telecom-

munications Conference. San Antonio: IEEE, 2001:648-653.

- [18] 王旭东, 樊涛, 黄强辉,等. 大多普勒频偏 SOQPSK 信号 FFT 引导 COSTAS 环载波跟踪技术 [J]. 电子学报, 2016,44(2):491-496.
- [19] 陆正亮,张翔,刘洋,等. 基于犛犌摩4模型与多普勒频移的改进定轨方法[J].系统工程与电子技术,2016,38(6):1360-1366.
- [20] RUMELHART D E, HINTON G E, WILLIAMSR J. Learning representations by back propagating errors [J]. Nature, 1986,323(6088):533-536.

# Doppler frequency offset pre-compensation algorithm based on mixed forcast for LEO satellite communications

LIU Yaoqi \*\*\*\* , LI Hongguang \*\*\*\* , SHI Jinglin \*\*\*\* , ZHOU Yiqing \*\*\*\* , ZHANG Jietan \*\*\*\* , WU Zhiqiang \*\*\*\*

(\*Institute of Computing Technology, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190)

(\*\* University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049)

(\*\*\* Zhongke Nanjing Mobile Communication & Computing Innovation Institute, Nanjing 211135)

(\*\*\*\* University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100094)

#### Abstract

The Doppler frequency offset caused by the high dynamic characteristics of low earth orbit (LEO) satellites increases the difficulty of signal recovery at the receiving terminal. Aiming at the Doppler frequency offset problem of LEO satellite communication systems, a mixed forcast Doppler pre-compensation (MF-DPC) algorithm is proposed. The mixed forcast of orbit parameters is realized through neural network and linear fitting. The predicted orbit parameters and traditional algorithms are used to extrapolate the orbit to get the relative position and velocity. Finally, the value of Doppler frequency offset pre-compensation is predicted. The simulation results show that the effective frequency offset ratio of MF-DPC algorithm is 60% higher than that of comparison algorithms which are based on TwoBody model, J2 model and J4 model, and it is 10% lower than that of the algorithm based on the simplified general perturbation (SCP4) model. But its computation time is reduced by almost 10 times compared with the algorithm based on SGP4. It can be seen that MF-DPC provides a fast and reliable pre-compensation mechanism for terminal synchronous access.

Key words: low earth orbit (LEO) satellite, Doppler offset, neural network, pre-compensation