



研究与开发

LEO卫星扩频信号的高精度参数估计方法

金磊, 曾富华, 古礼衍, 王媛
(中国西南电子技术研究所, 四川 成都 610036)

摘要: 低地球轨道 (low earth orbit, LEO) 卫星具有发射成本低、传输时延低、链路损耗小、数据传输速率高等优势, 但卫星高速运动形成的多普勒效应、随遇业务造成的测控时间短都会导致扩频信号在大多普勒频移范围内高精度参数估计难。对此, 提出了一种插值校正伪码相位/载波频率的高精度参数估计方法, 首先采用相关积分峰与自适应检测门限进行检测判决, 得到相关积分峰/旁峰及其伪码相位/载波频率指数; 其次采用伪码自相关三角几何关系插值校正伪码相位, 并使用相关积分峰抛物线拟合法插值校正载波频率。实验与分析结果表明: 所提方法在载波多普勒频移 ± 25 kHz下伪码相位估计精度优于0.05 chip、载波频率估计精度优于50 Hz, 显著提升了LEO卫星测控系统高动态扩频信号的伪码相位/载波频率估计精度。

关键词: 低地球轨道卫星; 扩频信号; 参数估计; 插值校正; 抛物线拟合

中图分类号: TN914.4

文献标志码: A

doi: 10.11959/j.issn.1000-0801.2025105

High-accuracy parameter estimation algorithm for spread spectrum signal in LEO satellite communication

JIN Lei, ZENG Fuhua, GU Liyan, WANG Yuan
Southwest China Institute of Electronic Technology, Chengdu 610036, China

Abstract: The low earth orbit (LEO) satellite has advantages of the low launch cost, the short transmission delay, the small link loss and the high data rate. But the Doppler effect caused by high-speed satellite and the short TT&C (telemetry, tracking and command) time caused by random service lead to the difficulty of the high-accuracy parameter estimation for spread spectrum signal with large Doppler frequency shift. A high-accuracy parameter estimation algorithm for spread spectrum signal based on interpolated correct pseudo-code phase and carrier frequency was proposed. Firstly, the comparative detection with correlation integral peak and adaptive detection threshold was employed to acquire correlation integral peak/side-peak and its pseudo-code phase/carrier frequency index. Then, the trigonometric geometry relationship of pseudo-code autocorrelation was applied to interpolate the correct pseudo-code phase, and the parabola fitting method of correlation integral peak was used to interpolate the correct carrier frequency. The experiments and analysis verify that the proposed algorithm can achieve the pseudo-code phase estimation accuracy better than 0.05 chip and the carrier frequency estimation accuracy better than 50 Hz with ± 25 kHz car-

收稿日期: 2024-12-23; 修回日期: 2025-03-26

通信作者: 金磊, jinlei10s@126.com

rier Doppler frequency shift, and significantly improve the pseudo-code phase and carrier frequency estimation accuracy of high dynamic spread spectrum signal in LEO satellite TT&C systems.

Key words: LEO satellite, spread spectrum signal, parameter estimation, interpolated correction, parabola fitting

0 引言

随着卫星互联网的持续发展,低地球轨道(low earth orbit, LEO)卫星凭借其发射成本低、传输时延低、链路损耗小、数据传输速率高等优势^[1],已成为航天测控领域的热点方向。扩频通信采用相关性好的伪随机码对数据信息进行扩频调制^[2],具有抗干扰能力强、截获概率低、码分多址、测距精度高等优点,在LEO卫星测控领域得到广泛应用^[3-5]。然而,LEO卫星运动速度高达7~8 km/s,与测控终端之间形成显著的多普勒效应^[6],导致测控终端接收到的卫星信号含有极大的载波多普勒频移(通常可达 ± 25 kHz)。这种高动态频移使得传统的信号处理方法难以实现高精度的伪码相位和载波频率估计。同时,随遇业务使得卫星信号在较短过境可视时间内采样数据量少^[7],导致信号检测的参数估计精度低。因此,如何实现LEO卫星测控系统高动态扩频信号的高精度参数估计,已成为航天测控领域亟待解决的关键技术难题^[8-9]。

针对LEO卫星测控系统高动态扩频信号的高精度参数估计问题,目前国内外学者已取得了大量研究成果并提出多种方法,Ahamed等^[10]提出基于快速傅里叶变换(fast Fourier transform, FFT)循环相关的捕获算法,提升了数据运算速度,但并未提高时频估计精度;Linty等^[11]采用双FFT处理对扩频信号载波多普勒频移进行高精度估计,提高了载波频率估计精度,但增加了算法复杂度;Hassanieh等^[12]通过时域混叠-频域采样方法,以亚线性的计算复杂度恢复了时域的相关峰,但未处理噪声混叠问题导致的接收灵敏度下降;孙后印等^[13]基于部分匹配滤波-快速傅里叶

变换(partial match filter-fast Fourier transform, PMF-FFT)捕获算法采用改进窗函数降低了信号处理时间,但时频估计精度有限;何苏勤等^[14]基于PMF-FFT算法,采用三频点线性拟合两轮并行搜索方法,仅增加少量算法资源即可提高多普勒频偏估计精度,但伪码相位部分匹配和两轮并行搜索增加了信号处理时间;王徐华等^[15]采用差分求相位频率估计结合递推平均法消除了多普勒效应形成的频率偏差,实现了高动态扩频信号的时频二维快速估计,但差分处理造成的非线性损耗使接收灵敏度恶化,且时频估计精度有限;吴宇飞等^[16]基于双块补零算法优化分块方案和参数设置,适应了大多普勒频偏搜索范围,同时提出移块列压缩,降低了算法复杂度,但算法复杂度仍较高、时频估计精度较低;王尔申等^[17]通过去除扩频伪码的连续输入信号之间的相位差进行载波频率精频估计,降低了频率估计误差,但连续输入信号导致采样时间较长。上述方法都无法满足LEO卫星测控系统高动态扩频信号高精度参数估计的工程应用需求。

针对传统方法实现LEO卫星测控系统高动态扩频信号的高精度参数估计难的问题,本文提出了一种插值校正伪码相位/载波频率的高精度参数估计方法^[18]。首先基于快速傅里叶变换和快速逆傅里叶变换(fast Fourier transform-inverse fast Fourier transform, FFT-IFFT)的码相位并行相关处理架构,采用相关积分值与自适应检测门限进行检测判决,得到相关积分峰/旁峰及其伪码相位/载波频率指数;其次采用伪码自相关三角几何关系插值校正伪码相位^[19-20],采用相关积分峰抛物线拟合法插值校正载波频率^[21-22]。该方法实现了LEO卫星测控系统高动态扩频信号的高精度伪码相位/载波频率估计。



1 信号分析

不失一般性, 高动态扩频测控信号为^[3-4]:

$$s(t) = Ad(t - t_d)c[(1 + \xi)(t - \tau)] \cdot \cos[2\pi(f_{IF} + f_d)t + \theta_0] + n(t) \quad (1)$$

其中, A 为信号能量, $d(\cdot)$ 为取值 ± 1 的调制数据, t_d 为调制数据时延, $c(\cdot)$ 为取值 ± 1 的扩频伪码, τ 为扩频伪码时延, ξ 为码多普勒频移(满足 $\xi = f_d \times R_c / f_{IF}$, R_c 为扩频伪码速率), f_{IF} 为载波中频, f_d 为载波多普勒频移, $n(t)$ 为均值为0的高斯白噪声。

忽略信道噪声, 变频滤波后基带信号为:

$$s(k) = Ad(kT_s - t_d)c[(1 + \xi)(kT_s - \tau)] \cdot \exp[j(2\pi f_d kT_s + \theta_0)] \quad (2)$$

其中, T_s 为接收信号基带采样时间, f_s 为接收信号基带采样频率, 满足 $T_s = 1/f_s$ 。

1.1 多普勒频移效应

LEO卫星运动速度快, 与测控终端之间形成严重的多普勒效应, 致使接收到的测控信号含有极大的载波多普勒频移。LEO卫星、测控终端时钟频漂形成的频差较小, 可忽略不计。将LEO卫星与测控终端之间相对运动造成的频率偏移 f_d 以泰勒级数展开为^[6]:

$$f_d = f_{d0} + akT_s + \frac{1}{2!}j(kT_s)^2 + \frac{1}{3!}\varepsilon(kT_s)^3 + \dots \quad (3)$$

其中, f_{d0} 为载波多普勒频移常数, a 为载波多普勒变化率, j 为载波多普勒二阶变化率, ε 为载波多普勒三阶变化率。在短时间内载波频率动态变化对载波频率估计影响较小, 可忽略不计。

某时刻LEO卫星所在位置为 $\mathbf{p}_{veh}$ 、速度为 $\mathbf{v}_{veh}$, 测控终端所在位置为 $\mathbf{p}_{rec}$ 、速度为 $\mathbf{v}_{rec}$, 载波多普勒频移 f_{d0} 为:

$$f_{d0} = \frac{1}{\lambda}(\mathbf{v}_{rec} - \mathbf{v}_{veh}) \cdot \frac{(\mathbf{p}_{veh} - \mathbf{p}_{rec})}{\|\mathbf{p}_{veh} - \mathbf{p}_{rec}\|} \quad (4)$$

其中, λ 为信号波长, 满足 $\lambda = c/f_{IF}$, c 为光在真空中的传播速度。

LEO卫星高速运动时, S频段测控信号对应

载波多普勒频移达到 ± 25.0 kHz, 传统方法载波多普勒扫频步进常选取500 Hz, 测控终端处理资源受限时四路子槽并行处理, 需要串行25轮次完成大多普勒频移范围搜索。为提高载波频率估计精度, 需要进一步缩小载波多普勒扫频步进, 更多轮次的并/串行处理不仅造成算法复杂度急剧增加, 而且极大增加了信号处理时间, 使高动态扩频信号的快速高精度载波频率估计成为难题^[23]。

同时, 多普勒效应导致测控信号含有码多普勒频移, 当扩频伪码速率 R_c 为1.023 Mcps时, S频段测控信号码多普勒频移最大达 ± 11.6 cps, 在1 ms信号采样时间内形成的伪码相位偏移仅约 ± 0.012 码片, 对伪码相位估计影响较小, 可忽略不计。

1.2 卫星测控时间短

LEO卫星运动速度快, 卫星过境可视时间仅数十分钟, 甚至数分钟, 同时常采用随遇突发体制的短报文业务^[7], 测控终端必须在短时通信条件下实现高动态扩频信号的快速高精度参数估计。

测控终端对基带信号 $s(k)$ 在信号采样时间 T 内进行滤波采样, M 个采样数据进行 M 点FFT后得到 $X(m)$, 信号频率 f_x 约为:

$$f_x = m_0 \times f_s / M \quad (5)$$

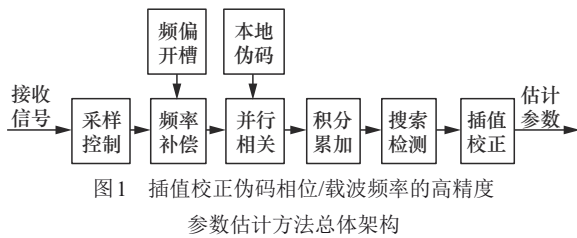
其中, m_0 为 $|X(m)|$ 最大谱线对应指数, 其量化频率 Δf 满足 $\Delta f = f_s / M = 1/T$, 频率估计误差为 $\pm \Delta f / 2$ 。当信号采样时间为ms级时, 频率估计误差达100 Hz, 甚至数百Hz。

为了提高载波频率估计精度, 常采用频域插值法进行载波频率精度估计, 其实现结构简单且算法复杂度低, 主要包括Rife法、Quinn法、M-Rife法、M-Quinn法等^[24]。Rife法和Quinn法在信号频率位于量化频率点附近且信噪比较低时, 插值方向错误会导致频率误差激增, M-Rife法和M-Quinn法在频率粗估计后采用频率搬移进行第二次频率精度估计, 二次频率估计导致数据处理

时间长。因此，短时间内采样数据量少，为高动态扩频信号的快速高精度载波频率估计带来新的挑战。

2 高精度参数估计方法

针对传统方法实现 LEO 卫星测控系统高动态扩频信号的高精度参数估计难的问题，本文提出了一种插值校正伪码相位/载波频率的高精度参数估计方法，该方法总体架构如图 1 所示。



该方法以整倍数伪码速率作为采样频率对接收信号进行滤波采样，频偏开槽模块根据高动态范围将载波多普勒频移划分成若干个频率子槽，频率补偿模块根据频率子槽内的载波频偏对采样数据进行载波频率的补偿修正，并行相关模块对频率补偿后的采样数据进行伪码相位的并行相关解扩，搜索检测模块采用相关积分峰与自适应检测门限进行判决检测，当捕获成功时，插值校正模块采用伪码自相关三角几何关系插值校正扩频伪码相位，采用相关积分峰抛物线拟合法插值校正载波多普勒频移。

2.1 信号捕获处理流程

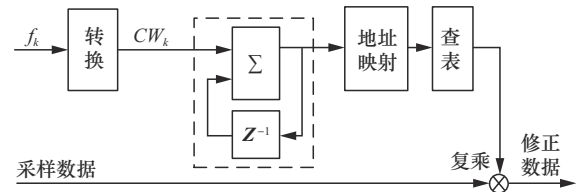
步骤1 采样控制模块以 D 倍扩频伪码速率 R_c 作为采样频率对接收信号进行滤波采样。当采样数据总数达到 $D \times N \times L$ ，启动数据处理支路。其中， N 为扩频周期内码元周期长度， L 为非相干积分累积次数，采样数据 $s(n, l)$ 为：

$$s(n, l) = A c(nT_s + lNT_s - \tau) \exp[j(2\pi f_d(nT_s + lNT_s) + \theta_0)] \quad (6)$$

其中， n 为伪码相位搜索指数，满足 $n \in (0, 1, \dots, N)$ ， l 为非相干积分累积指数，满足 $l \in (0, 1, \dots, L)$ ， T_s 为信号采样时间，满足 $T_s = 1/(DR_c)$ 。

步骤2 频偏开槽模块根据载波频偏范围 $[f_{\min}, f_{\max}]$ 将载波频偏划分成 $K+1$ 个频率子槽。其中， $f_{\min}$ 为最小载波频偏， $f_{\max}$ 为最大载波频偏，第 k 个频率子槽内载波频偏 $f_k = f_{\min} + k \times \Delta f_d$ 。其中， k 为频率子槽搜索轮次，满足 $k \in (0, 1, \dots, K)$ ， Δf_d 为频率子槽搜索步进，满足 $\Delta f_d = (f_{\max} - f_{\min})/K$ 。

步骤3 频率补偿模块采用表达式 $CW_k = f_k / (DR_c)$ 进行数据转换，得到频率子槽内载波频偏 f_k 的频率控制字 CW_k 。对 CW_k 进行累加得到查询地址，地址映射、查表后生成频率子槽内载波频偏 f_k 的本地载波。本地载波与从数据缓冲读取的采样数据进行复乘运算，对采样数据进行载波频偏的补偿修正，其处理架构如图 2 所示。

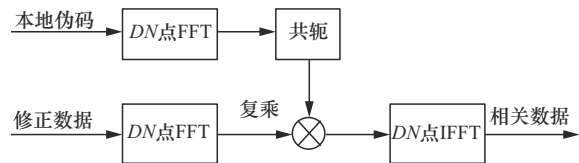


经过频率补偿的采样数据 $s_k(n, l)$ 为：

$$s_k(n, l) = A c(nT_s + lNT_s - \tau) \cdot \exp[j(2\pi \delta f_k(nT_s + lNT_s) + \theta_0)] \quad (7)$$

其中， δf_k 为载波频偏修正残差，即 $\delta f_k = f_d - f_k$ 。

步骤4 并行相关模块采用基于 FFT-IFFT 的伪码相位并行相关处理架构，对 $s_k(n, l)$ 进行扩频周期内 N 个本地伪码的并行相关处理，其处理架构如图 3 所示。



扩频周期内伪码相位并行相关处理后，相关数据 $X_k(n, l)$ 为：

$$X_k(n, l) = \text{IFFT} \{ \text{FFT}[s_k(n, l)] \oplus \text{conj}[\text{FFT}(C(n))] \} \quad (8)$$



其中, $C(n)$ 为本地伪码。

步骤5 积分累加模块对相关数据 $X_k(n, l)$ 进行 L 次非相干积分累加, 得到相关积分值 $V_k(n)$ 为:

$$V_k(n) = \sum_{l=0}^{L-1} |X_k(n, l)| \quad (9)$$

步骤6 搜索检测模块对所有频率子槽内 $K \times (DR_c)$ 个相关积分值 $V_k(n)$, 采用比较搜索法得到相关积分峰 V_{vpp} , 采用加权平均法得到积分均值 V_{avg} , 结合检测门限比例因子 κ_{thr} , 得到自适应检测门限 V_{thr} 为 $V_{avg} \times \kappa_{thr}$ 。将相关积分峰 V_{vpp} 与自适应检测门限 V_{thr} 进行比较判决, 当 $V_{vpp} > V_{thr}$ 时, 捕获成功, 否则捕获失败。

当捕获成功时, 相关积分峰 V_{vpp} 对应的伪码相位/载波频率指数为 n_{vpp}/k_{vpp} , 以及指数 $(n_{vpp}-1)/k_{vpp}$ 对应相关积分值为 $V_{-\Delta\tau}$ 、指数 $(n_{vpp}+1)/k_{vpp}$ 对应相关积分值为 $V_{+\Delta\tau}$ 、指数 $n_{vpp}/(k_{vpp}-1)$ 对应相关积分值为 $V_{-\Delta\tau}$ 、指数 $n_{vpp}/(k_{vpp}+1)$ 对应相关积分值为 $V_{+\Delta\tau}$ 。

步骤7 插值校正模块根据相关积分峰 V_{vpp} 和相关积分值 $V_{-\Delta\tau}$ 、相关积分值 $V_{+\Delta\tau}$, 采用伪码自相关三角几何关系进行插值校正, 得到伪码相位指数校正量 n_δ , 扩频信号的伪码相位 τ_x 为:

$$\tau_x = (n_{vpp} + n_\delta) \times T_s \quad (10)$$

根据相关积分峰 V_{vpp} 和相关积分值 $V_{-\Delta\tau}$ 、相关积分值 $V_{+\Delta\tau}$, 采用相关积分峰抛物线拟合法进行插值校正, 得到载波频率指数校正量 k_δ , 扩频信号的载波多普勒频移 f_x 为:

$$f_x = f_{min} + (k_{vpp} + k_\delta) \times \Delta f_d \quad (11)$$

2.2 三角几何校正伪码相位

扩频伪码一般采用具有良好自相关和互相关特性的 m 序列/Gold 码, 相关积分值 $V_k(n)$ 满足伪码自相关函数 $R_x(\delta\tau)$:

$$R_x(\delta\tau) = \begin{cases} 1 - \delta\tau/T_c, & |\delta\tau| \leq T_c \\ 0, & |\delta\tau| > T_c \end{cases} \quad (12)$$

其中, $\delta\tau$ 为伪码相位残差, T_c 为伪码相位持续时间, 满足 $T_c = 1/R_c$ 。

相关积分值 $V_k(n)$ 中相关积分峰的伪码相位关系如图4所示。

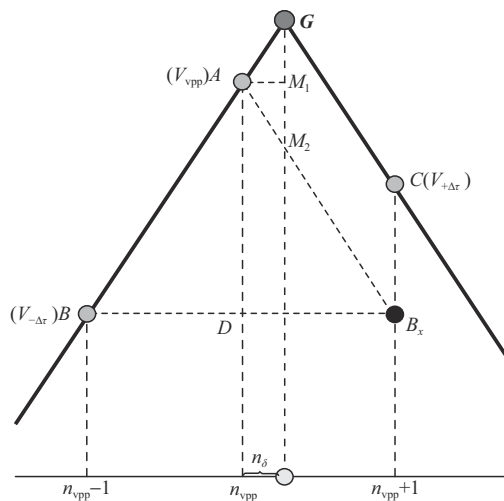


图4 相关积分峰的伪码相位关系

图4表明, 相关积分峰 V_{vpp} 对应伪码相位指数为 n_{vpp} , 即点A; 相关积分值 $V_{-\Delta\tau}$ 对应伪码相位指数为 $n_{vpp}-1$, 即点B; 相关积分值 $V_{+\Delta\tau}$ 对应伪码相位指数为 $n_{vpp}+1$, 即点C; 相关积分值 $V_k(n)$ 中伪码相位维的3个相关积分值满足三角几何关系。

当 $V_{+\Delta\tau} > V_{-\Delta\tau}$ 时, $\triangle ABB_x$ 、 $\triangle AM_2G$ 为等腰三角形且 $\square GM_2B_xC$ 为平行四边形, 满足 $GM_1 = GM_2/2 = CB_x/2 = (V_{+\Delta\tau} - V_{-\Delta\tau})/2$; $\triangle ABD$ 和 $\triangle GAM_1$ 为相似三角形, 满足 $AM_1/GM_1 = BD/AD$, 即 $AM_1 = GM_1 \times BD/AD$, 其中 $AD = V_{vpp} - V_{-\Delta\tau}$ 。当 $V_{+\Delta\tau} > V_{-\Delta\tau}$ 时伪码相位指数校正量 n_δ 为:

$$n_\delta = \frac{(V_{+\Delta\tau} - V_{-\Delta\tau})/2}{V_{vpp} - V_{-\Delta\tau}} \quad (13)$$

考虑 $V_{+\Delta\tau}$ 、 $V_{-\Delta\tau}$ 大小对校正量 n_δ 的影响, 当 $V_{+\Delta\tau} > V_{-\Delta\tau}$ 时, 校正量 $n_\delta > 0$; 当 $V_{+\Delta\tau} \leq V_{-\Delta\tau}$ 时, 校正量 $n_\delta \leq 0$, 伪码相位指数校正量 n_δ 为:

$$n_\delta = \frac{\text{abs}(V_{+\Delta\tau} - V_{-\Delta\tau})/2}{V_{vpp} - \min(V_{+\Delta\tau}, V_{-\Delta\tau})} \quad (14)$$

其中, $\text{abs}(\cdot)$ 为取绝对值运算, $\min(\cdot)$ 为取小值运算。

2.3 抛物线拟合校正载波频率

相关积分值 $V_k(n)$ 不仅受到伪码自相关函数 $R_x(\Delta\tau)$ 影响, 而且与载波多普勒频移残差 f_δ 、相

干积分时间 T_{coh} 密切相关, 其增益衰减 G_{loss} 为:

$$G_{\text{loss}} = \text{sinc}^2(f_{\delta} T_{\text{coh}}) \quad (15)$$

其中, $\text{sinc}(\cdot)$ 为辛格函数, 即 $\text{sinc}(x) = \sin(\pi x) / (\pi x)$ 。

相关积分值 $V_k(n)$ 中相关积分峰的载波频率关系如图 5 所示。

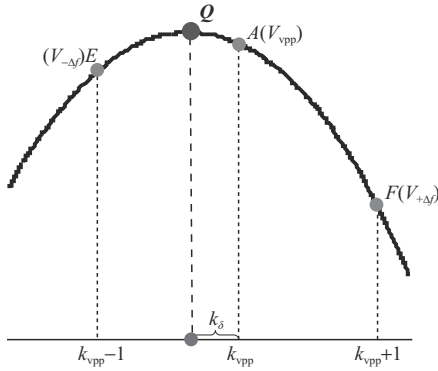


图 5 相关积分峰的载波频率关系

图 5 表明, 相关积分峰 V_{vpp} 对应载波频率指数为 k_{vpp} , 即点 A; 相关积分值 $V_{-\Delta f}$ 对应载波频率指数为 $k_{\text{vpp}}-1$, 即点 E; 相关积分值 $V_{+\Delta f}$ 对应载波频率指数为 $k_{\text{vpp}}+1$, 即点 F; 相关积分值 $V_k(n)$ 中载波频率维的 3 个相关积分峰呈辛格函数关系。

插值校正模块将 $E(k_{\text{vpp}}-1, V_{-\Delta f})$ 、 $A(k_{\text{vpp}}, V_{\text{vpp}})$ 、 $F(k_{\text{vpp}}+1, V_{+\Delta f})$ 3 个相关积分值拟合成开口向下的抛物线^[25], 其对应函数方程为 $V = ak^2 + bk + c$, 解算得到 $a = (V_{+\Delta f} + V_{-\Delta f}) / 2 - V_{\text{vpp}}$ 、 $b = (V_{+\Delta f} - V_{-\Delta f}) / 2 - (V_{+\Delta f} + V_{-\Delta f} - 2V_{\text{vpp}}) \times k_{\text{vpp}}$ 。顶点 Q 横坐标为真实相关积分峰对应的载波频率指数, 载波频率指数校正量 k_{δ} 为:

$$k_{\delta} = \frac{(V_{+\Delta f} - V_{-\Delta f}) / 2}{2V_{\text{vpp}} - (V_{+\Delta f} + V_{-\Delta f})} \quad (16)$$

3 实验与分析

为验证在高动态、短时测控条件下本文所提方法在 LEO 卫星扩频信号的数据处理时间、信号检测概率、参数估计精度和算法实现复杂度上的表现, 选取并行频率捕获法 (方法一)^[8]、并行码相位捕获法 (方法二)^[10]、PMF-FFT 捕获法

(方法三)^[13-14] 开展对比实验与分析。同时, 使用 MATLAB/Simulink、某型 FPGA 硬件平台搭建了某 LEO 卫星扩频测控系统, 测控参数见表 1。

表 1 某 LEO 卫星测控参数

序号	测控参数	参数说明
1	调制体制	PCM-CDMA-BPSK
2	工作波段(f_{IF})	2.25 GHz (S 频段)
3	伪码速率(R_c)	1.023 Mcps
4	扩频伪码(N)	Gold 码 (周期为 1 023)
5	信息速率(R_b)	50 bit/s
6	载波多普勒频移(f_d)	± 25.0 kHz
7	载波多普勒变化率(a)	± 0.5 kHz/s
8	接收信噪比(SNR)	-20~10 dB
9	终端处理频钟(f_{sys})	180.0 MHz

3.1 数据处理时间

本文方法采样频率选取 2.046 MHz ($D=2$), 采样数据总数为 $D \times N \times L$, 信号采样时间 T_{samp} 为 NL/R_c , 将载波频偏以扫频步进 500 Hz 划分成 100 个频率子槽, 四路子槽并行处理, 需要串行 25 轮次, 搜索检测时间 T_{dete} 为 $(25 \times DNL) / f_{\text{sys}}$, 插值校正为 T_{corr} , 考虑到流程时延、数据计算等因素导致处理时延 T_{dely} , 本研究方法数据处理时间 T_{acq} 为:

$$T_{\text{acq}} = T_{\text{samp}} + T_{\text{dete}} + T_{\text{corr}} + T_{\text{dely}} \quad (17)$$

为了信号检测具有高精度的伪码相位/载波频率估计值, 方法一、方法二、方法三采样频率选取 4.092 MHz ($D=4$)。其中, 方法一采用并行相关器同时对 32 个伪码相位进行相关解扩, 相干积分后采用补零 FFT 进行频率估计, 需要串行 32 轮次; 方法二将载波频偏以扫频步进 200 Hz 划分成 250 个频率子槽, 四路子槽并行处理, 需要串行 63 轮次; 方法三先采用 PMF 对采样数据进行 32 个伪码相位的并行相关解扩和分段相干积分, 再采用补零 FFT 进行载波频率的高精度测量。各方法数据处理时间见表 2。

由表 2 可知, 方法一、方法三分别采用并行相关器、PMF 结合补零 FFT 实现伪码相位和载波多普勒的二维并行搜索, 数据处理时间短; 方法



表2 各方法数据处理时间

方法	搜索策略	采样频率/MHz	采样时间/ms	处理时间/ms
方法一	并行相关器同时多伪码相位解扩，串行多轮次相位搜索	4.092	1.0	0.73
			2.0	1.46
			5.0	3.64
方法二	多路频率子槽并行处理，串行多轮次频率搜索	4.092	1.0	1.44
			2.0	2.87
			5.0	7.17
方法三	采用PMF与FFT相结合进行载波相位/载波频率并行搜索	4.092	1.0	0.73
			2.0	1.46
			5.0	3.64
本文方法	基于频率串行/相位并行处理架构，采用插值校正估计信息	2.046	1.0	0.29
			2.0	0.57
			5.0	1.43

二需要串行 63 轮次以实现载波频偏搜索，多轮次串行数据处理导致处理时间长；本研究方法在低采样频率下数据处理量小，串行搜索轮次少，数据处理时间较短。

3.2 信号检测概率

扩频信号采样时间 T_{samp} 分别为 1 ms、2 ms 和 5 ms，当伪码相位误差 $\delta\tau \leq \pm 0.5$ chip，且载波频率误差 $\delta f \leq \pm 500$ Hz 时，捕获成功。各方法在不同 SNR 时的信号检测概率如图 6 所示。

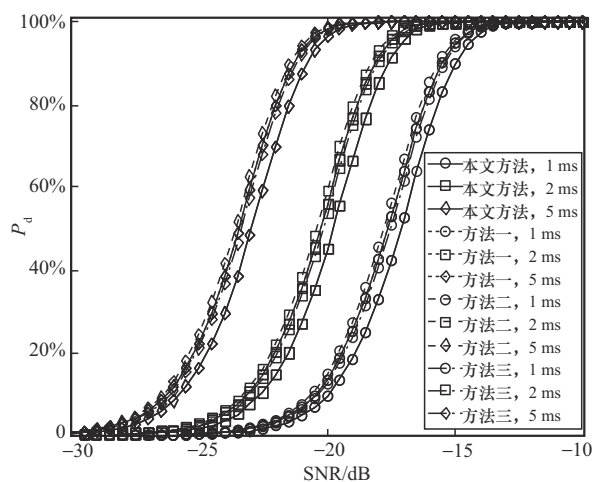


图6 各方法在不同SNR时的信号检测概率

由图 6 可知，本文方法在信号采样时间 T_{samp} 为 1 ms 时检测门限 SNR 优于 -14.0 dB ($P_d \geq 99.0\%$)， T_{samp} 为 2 ms 时 SNR 优于 -16.5 dB ($P_d \geq$

99.0%)， T_{samp} 为 5 ms 时 SNR 优于 -19.5 dB ($P_d \geq 99.0\%$)。当信号采样时间 T_{samp} 相同时，与方法一、方法二、方法三相比，本文方法的信号检测门限 SNR 仅降低约 0.6 dB。

本文方法采样频率选取 2.046 MHz ($D=2$)，滤波采样得到采样数据形成最大约 ± 0.25 chip 的伪码相位采样误差，载波频偏扫描步进为 500 Hz，采样数据在频率维形成“扇贝效应”。相位误差和“扇贝效应”导致采样数据 SNR 恶化，采样数据经过频率补偿、相关解扩、积分累加后进行搜索检测时，其检测门限 SNR 与传统方法相比出现一定程度的恶化，本文方法的接收灵敏度仅降低约 0.6 dB，对扩频信号参数估计的影响较小。

3.3 参数估计精度

扩频信号采样时间 T_{samp} 分别为 1 ms、2 ms 和 5 ms，本文方法在不同 SNR 下捕获成功时参数估计精度如图 7 所示。

由图 7 可知，本文方法采用伪码自相关三角几何关系插值校正扩频伪码相位，当 $\text{SNR} \geq -10$ dB 时，伪码相位估计精度 $\Delta\tau$ 优于 0.01 chip；当 $\text{SNR} < -10$ dB 时， $\Delta\tau$ 优于 0.05 chip。采用相关积分峰抛物线拟合法插值校正载波多普勒频移，当 $\text{SNR} \geq -10$ dB 时，载波频率估计精度 Δf 优于 25 Hz； $\text{SNR} < -10$ dB 时， Δf 优于 50 Hz。

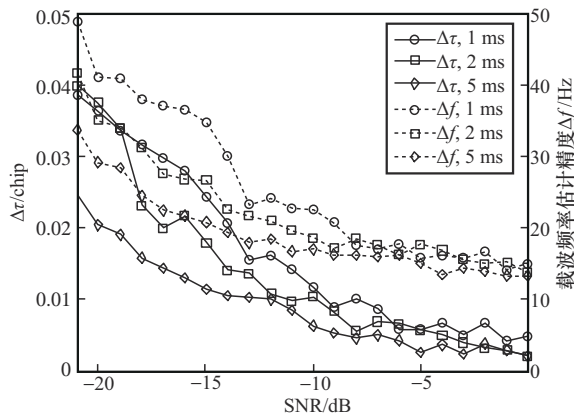


图7 本文方法参数估计精度

当采样频率为 2.046 MHz ($D=2$)、载波频偏扫频步进为 500 Hz 时, 传统方法直接采用相关积分峰进行检测解算, 伪码相位估计精度 $\Delta\tau$ 为 0.25 chip, 载波频率估计精度 Δf 为 250 Hz。本文方法采用插值校正法对相关积分峰的伪码相位/载波频率进行校正解算, 伪码相位估计精度 $\Delta\tau$ 从 0.25 chip 提升至 0.05 chip, 载波频率估计精度 Δf 从 250 Hz 提升至 50 Hz。

扩频信号采样时间 T_{samp} 分别为 1 ms、2 ms 和 5 ms, 捕获成功时, 各方法参数估计精度见表 3。

表3 各方法参数估计精度

方法	采样频率/MHz	SNR/dB	$T_{\text{samp}}/\text{ms}$	$\Delta\tau/\text{chip}$	$\Delta f/\text{Hz}$
方法一	4.092	<-10	1.0~5.0	0.250	250.0
		≥ -10		0.125	125.0
方法二	4.092	<-10	1.0~5.0	0.250	200.0
		≥ -10		0.125	100.0
方法三	4.092	<-10	1.0~5.0	0.250	250.0
		≥ -10		0.125	125.0
本文方法	2.046	-20	2.0	0.038	35.2
			5.0	0.021	29.3
			1.0	0.025	34.8
			2.0	0.018	26.8
			5.0	0.012	20.9
		-10	1.0	0.012	22.7
			2.0	0.011	17.7
			5.0	0.009	17.1
		-5	1.0	0.011	15.9
			5.0	0.009	15.1

由表 3 可知, 当 $\text{SNR} \geq -10$ dB 时, 传统方法的伪码相位估计精度 $\Delta\tau$ 优于 0.125 chip、载波频率估计精度 Δf 优于 125 Hz; $\text{SNR} < -10$ dB 时, 伪码相位估计精度 $\Delta\tau$ 优于 0.25 chip、载波频率估计精度 Δf 优于 250 Hz。其参数估计精度受信号采样时间 T_{samp} 、SNR 影响较小, 与信号滤波采样频率、载波频偏扫频步进密切相关。

与传统方法相比, 本文方法采用插值校正法对相关积分峰的伪码相位/载波频率进行校正解算, 当 $\text{SNR} \geq -10$ dB 时, 其伪码相位估计精度 $\Delta\tau$ 从 0.125 chip 提升至 0.01 chip、载波频率估计精度 Δf 从 125 Hz 提升至 25 Hz; $\text{SNR} < -10$ dB 时, 其伪码相位估计精度 $\Delta\tau$ 从 0.25 chip 提升至 0.04 chip、载波频率估计精度 Δf 从 250 Hz 提升至 50 Hz, 大幅提升了扩频信号的伪码相位/载波频率估计精度。

3.4 算法实现复杂度

基于某型现场可编程门阵列 (field-programmable gate array, FPGA) 硬件平台采用 Verilog 语言开展算法工程化, 方法一、方法二、方法三采样频率选取 4.092 MHz ($D=4$), 本文方法采样频率选取 2.046 MHz ($D=2$), 处理参数同第 3.1 节, 各方法的实现复杂度见表 4。

由表 4 可知, 方法一结构简单易实现, 对补零 FFT 采用时分资源复用, 实现复杂度较低; 方法二并行相关模块需要 2 次 FFT 运算和 2 次 IFFT 运算, 多路频率子槽将消耗大量 FPGA 硬件资源, 实现复杂度较高; 方法三采用递归型部分匹配滤波器替换并行相关器, 将节省一定程度的逻辑运算资源, 与方法一相比实现复杂度有所降低; 本文方法处理流程与方法二相同, 插值校正模块增加了 FPGA 硬件资源, 但其采样频率低于传统方法, 在相同采样时间内采样数据减少, 降低了实现复杂度。

因此, 本文方法的实现复杂度低于方法二、略高于方法一和方法三, 能满足工程应用需求。



表4 各方法实现复杂度

方法	搜索策略	逻辑资源 (108 300)	乘法器 (3600)	存储器RAM (1470)
方法一	并行相关器同时多伪码相位解扩, 串行多轮次相位搜索	40 734	1216	521
方法二	多路频率子槽并行处理, 串行多轮次频率搜索	75 618	2574	1 015
方法三	采用PMF与FFT相结合进行载波相位/载波频率并行搜索	35 496	1216	521
本文方法	基于频率串行/相位并行处理架构, 采用插值校正估计信息	41 589	1338	548

4 结束语

针对传统方法实现LEO卫星测控系统高动态扩频信号的高精度参数估计难的问题, 本文在总结国内外研究现状的基础上, 提出了一种插值校正伪码相位/载波频率的高精度参数估计方法。本文详细阐述了伪码自相关三角几何关系插值校正伪码相位、相关积分峰抛物线拟合法插值校正载波频率的算法原理, 并完成本文方法在高动态、短时测控条件下的对比实验。实验与分析结果表明: 在载波多普勒频移 ± 25 kHz条件下, 本文方法的伪码相位估计精度优于0.05 chip、载波频率估计精度优于50 Hz; 在信噪比 ≥ -10 dB时, 伪码相位估计精度达到0.01 chip、载波频率估计精度达到25 Hz。这一结果说明, 使用插值校正伪码相位/载波频率的方法显著提升了LEO卫星测控系统高动态扩频信号的伪码相位/载波频率估计精度。

参考文献:

- [1] 陈山枝. 关于低轨卫星通信的分析及我国的发展建议[J]. 电信科学, 2020, 36(6): 1-13.
CHEN S Z. Analysis of LEO satellite communication and suggestions for its development strategy in China [J]. Telecommunications Science, 2020, 36(6): 1-13.
- [2] 樊昌信, 曹丽娜. 通信原理(第7版)[M]. 北京: 国防工业出版社, 2014.
FAN C X, CAO L N. Principles of communications (The Seventh Edition) [M]. Beijing: National Defense Industry Press, 2014.
- [3] 刘嘉兴. 飞行器测控与信息传输技术[M]. 北京: 国防工业出版社, 2014.
LIU J X. Spacecraft TT&C and information transmission technology[M]. Beijing: National Defense Industry Press, 2014.
- [4] 武楠, 匡镜明, 王华. 卫星通信接收机同步技术[M]. 北京: 北京理工大学出版社, 2018.
WU N, KUANG J M, WANG H. Synchronization techniques in satellite communications receivers[M]. Beijing: Beijing Institute of Technology Press, 2018.
- [5] 谢钢. GPS原理与接收机设计(修订版)[M]. 北京: 电子工业出版社, 2022.
XIE G. Principles of GPS and receiver design[M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2022.
- [6] 朱从莹. 高超声速飞行环境下载波信号快速捕获与跟踪方法[D]. 西安: 西安电子科技大学, 2019.
ZHU C Y. Fast acquisition and tracking method of carrier signal in hypersonic flying environment[D]. Xi'an: Xidian University, 2019.
- [7] 常晓宇, 张伟嘉, 李旭东, 等. 遥感卫星随遇接入互联网星座和在轨智能处理[J]. 电信科学, 2022, 38(4): 59-69.
CHANG X Y, ZHANG W J, LI X D, et al. Study on remote sensing satellites random access to internet constellation and on-orbit intelligent processing[J]. Telecommunications Science, 2022, 38(4): 59-69.
- [8] 张轩. 临近空间高动态直扩信号快速捕获算法研究[D]. 西安: 西安电子科技大学, 2017.
ZHANG X. Research on DSSS signal fast acquisition algorithm under near-space high dynamic scenarios[D]. Xi'an: Xidian University, 2017.
- [9] 张嘉怡, 余忠洋, 朱敏, 等. 低轨卫星通信中SCMA系统载波同步算法设计[J]. 系统工程与电子技术, 2021, 43(5): 1354-1360.
ZHANG J Y, YU Z Y, ZHU M, et al. Design of carrier synchronization algorithm for SCMA system in LEO satellite commu-

- nication[J]. Systems Engineering and Electronics, 2021, 43(5): 1354-1360.
- [10] AHAMED S F, LAVETI G, GOSWAMI R, et al. Fast acquisition of GPS signal using Radix-2 and Radix-4 FFT algorithms[C]// Proceedings of the 2016 IEEE 6th International Conference on Advanced Computing. Bhimavaram (IACC). Piscataway: IEEE Press, 2016: 674-678.
- [11] LINTY N, PRESTI L L. Doppler frequency estimation in GNSS receivers based on double FFT[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2015, 65(2): 509-524.
- [12] HASSANIEH H, ADIB F, KATABI D, et al. Faster GPS via the sparse fourier transform[C]// Proceedings of the 18th Annual International Conference on Mobile Computing & Networking. New York: ACM Press, 2012: 353-364.
- [13] 孙后印, 贾方秀. 大多普勒环境下扩频信号快速捕获算法研究[J]. 测试技术学报, 2023, 37(3): 271-276.
- SUN H Y, JIA F X. Research on fast acquisition algorithm of spread spectrum signal in large Doppler environment[J]. Journal of Test and Measurement Technology, 2023, 37(3): 271-276.
- [14] 何苏勤, 王昊. 一种提高 PMF-FFT 捕获算法多普勒频偏估计精度的方法[J]. 电子设计工程, 2012, 20(12): 9-12.
- HE S Q, WANG H. A method for improving the precision of Doppler-shift estimation in PMF-FFT acquisition[J]. Electronic Design Engineering, 2012, 20(12): 9-12.
- [15] 王徐华, 李明阳. 一种高动态条件下短码快速捕获方法研究[J]. 南京邮电大学学报(自然科学版), 2018, 38(6): 24-28.
- WANG X H, LI M Y. Fast acquisition method for short code in high dynamic consensus[J]. Journal of Nanjing University of Posts and Telecommunications (Natural Science Edition), 2018, 38(6): 24-28.
- [16] 吴宇飞, 刘琰, 高军军. 高动态猝发扩频信号低复杂度快速捕获技术[J]. 计算机仿真, 2021, 38(10): 43-47, 63.
- WU Y F, LIU Y, GAO J J. High dynamic burst spread spectrum signal low complexity rapid technology[J]. Computer Simulation, 2021, 38(10): 43-47, 63.
- [17] 王尔申, 胡志明, 雷虹, 等. 北斗二代信号精频捕获算法研究[J]. 电光与控制, 2016, 23(12): 14-22.
- WANG E S, HU Z M, LEI H, et al. Fined frequency acquisition algorithm for BD signal[J]. Electronics Optics & Control, 2016, 23(12): 14-22.
- [18] 金磊, 王媛, 曾富华, 等. 一种高精度扩频信号捕获方法: 202310024540.2 [P]. 2023.
- JIN L, WANG Y, ZENG F H, et al. A high-accuracy acquisition algorithm for spread spectrum signal: 202310024540.2 [P]. 2023.
- [19] 刘娣, 薄煜明, 吴盘龙. 基于伪码自相关特性与三次样条插值的 GPS 信号快速捕获算法[J]. 信息与控制, 2011, 40(2): 187-191.
- LIU D, BO Y M, WU P L. GPS signal fast acquisition algorithm based on PN code auto-correlation property and cubic-spline interpolation method[J]. Information and Control, 2011, 40(2): 187-191.
- [20] 郑昆, 张晓林. 一种提高 BOC 信号伪码相位测量精度的无模糊捕获算法[J]. 遥测遥控, 2018, 39(2): 41-47.
- ZHENG K, ZHANG X L. An unambiguous acquisition algorithm for improving pseudo code phase measurement precision of BOC signal[J]. Journal of Telemetry, Tracking and Command, 2018, 39(2): 41-47.
- [21] 马兰, 井伟, 扈月松, 等. 两点抛物线插值提高雷达测距精度的研究[J]. 火控雷达技术, 2020, 49(4): 14-18, 26.
- MA L, JING W, HU Y S, et al. Research on improving radar ranging accuracy by two-point parabolic interpolation[J]. Fire Control Radar Technology, 2020, 49(4): 14-18, 26.
- [22] 熊德智, 肖宇, 胡军华, 等. 矩形窗三点插值傅里叶变换高精度频率估计方法[J]. 中国测试, 2023, 49(9): 57-62.
- XIONG D Z, XIAO Y, HU J H, et al. Rectangular window three-point interpolation fourier transform high-precision frequency estimation method[J]. China Measurement & Test, 2023, 49(9): 57-62.
- [23] 程凌峰, 倪淑燕, 陈世淼, 等. 一种基于多重同步压缩的高动态信号捕获技术[J]. 电讯技术, 2024, 64(4): 612-619.
- CHENG L F, NI S Y, CHEN S M, et al. A high dynamic signal acquisition technology based on multisynchro squeezing transform (MSST)[J]. Telecommunication Engineering, 2024, 64(4): 612-619.
- [24] 毛凡晖, 胡东. 基于 M-Rife 算法的一种载频估计方法[J]. 通信技术, 2022, 55(11): 1408-1412.
- MAO P H, HU D. A carrier frequency estimation method based on M-Rife algorithm[J]. Communications Technology, 2022, 55(11): 1408-1412.
- [25] 熊竹林, 安建平, 王爱华. 改进的双块补零 P 码直接捕获算法[J]. 北京理工大学学报, 2017, 37(5): 515-520, 550.
- XIONG Z L, AN J P, WANG A H. Improved double block zero padding algorithm for p code direct acquisition[J]. Transactions of Beijing Institute of Technology, 2017, 37(5): 515-520, 550.



[作者简介]



金磊（1989-），男，中国西南电子技术研究所高级工程师，主要研究方向为飞行器测控基带处理技术。



古礼衍（1990-），女，中国西南电子技术研究所工程师，主要研究方向为飞行器测控跟踪同步技术。



曾富华（1983-），男，中国西南电子技术研究所正高级工程师，主要研究方向为飞行器测控系统总体设计。



王媛（1993-），女，中国西南电子技术研究所工程师，主要研究方向为飞行器测控信号捕获技术。