

DOI:10.19651/j.cnki.emt.2518503

基于截断伪码分段的扩频信号捕获算法设计

刘文重 吕雨桦 汤瑞新 李迎春 张俊杰

(上海大学特种光纤与光接入网重点实验室 上海 200444)

摘要: 针对星地测控系统中 DSSS 信号捕获技术面临的多普勒频移、数据比特跳变及宽扩频因子适应性难题,本文提出一种基于截断伪码分段的联合捕获算法。通过构建截断伪码分段并行相关架构与 N 段时域聚合策略,结合快速傅里叶变换频偏估计实现二维联合搜索,有效抑制多普勒频移(± 800 kHz)及比特跳变引起的相关峰衰减。硬件架构优化方面,解析截断伪码段间采样分布规律,重构并行相关器资源分配,使乘法器资源消耗较传统二段式方案降低 73%。仿真实验表明,在扩频因子为 12 的低扩频场景下,当截断参数 $N = 32$ 时,扩频码片信噪比 -18 dB 时相关峰-噪声差扩大 9 倍,捕获概率达 89% (虚警概率 $\leq 2.5 \times 10^{-5}$)。相同条件下的 FPGA 实测验证显示,捕获概率稳定于 85% 以上。该方案通过动态可调截断参数设计,解决了高动态速率切换场景中传统固定架构的局限性,为星载设备的小型化及高动态弱信号捕获提供了兼具高性能与低复杂度的工程解决方案。

关键词: 扩频信号捕获;伪码分段;FPGA

中图分类号: TN927 文献标识码: A 国家标准学科分类代码: 510.5015

Design of acquisition algorithm for spread spectrum signal based on truncated PN code segmentation

Liu Wenzhong Lyu Yuhua Tang Ruixin Li Yingchun Zhang Junjie

(Key Laboratory of Specialty Fiber and Optics Access Networks, Shanghai University, Shanghai 200444, China)

Abstract: Aiming at the challenges of Doppler frequency shift, data bit transition, and wide spreading factor adaptability faced by DSSS signal acquisition technology in satellite-ground TT&C systems, this paper proposes a joint acquisition algorithm based on truncated PN code segmentation. By establishing a truncated PN code segmented parallel correlation architecture combined with an N -segment time-domain aggregation strategy, and implementing two-dimensional joint search through Fast Fourier Transform (FFT)-based frequency offset estimation, the algorithm effectively suppresses correlation peak attenuation caused by Doppler frequency shift (± 800 kHz) and bit transitions. In terms of hardware architecture optimization, we analyze the sampling distribution patterns between truncated PN code segments and reconstruct parallel correlator resource allocation, reducing multiplier resource consumption by 73% compared to traditional dual-segment schemes. Simulation results demonstrate that under low spreading factor scenarios ($SF = 12$), when truncation parameter $N = 32$ is selected, the correlation peak-to-noise difference increases ninefold at chip $SNR = -18$ dB, achieving 89% detection probability (false alarm probability $\leq 2.5 \times 10^{-5}$). FPGA implementation under identical conditions shows stable detection probability exceeding 85%. Featuring dynamically adjustable truncation parameters, this solution overcomes limitations of conventional fixed architectures in high-dynamic rate-switching scenarios, providing an engineering solution with high performance and low complexity for miniaturized spaceborne equipment and high-dynamic weak signal acquisition.

Keywords: spread spectrum signal acquisition; PN code segmentation; FPGA

0 引言

作为星地测控系统的核心枢纽,星载测控应答机承担着卫星与地面站间双向信息交互的核心职能,其功能覆盖

遥控指令实时解析、高精度遥测数据回传以及纳秒级测距/毫米级测速等关键技术环节^[1]。当前主流设计采用 S/X 双频段非相干扩频体制,相较于传统统一载波架构,该方案通过伪码动态调制与双频段冗余传输,在复杂电磁

环境下显著增强信号隐蔽性与传输可靠性^[2-3]。随着扩频通信技术的迭代升级和航天测控体系的演进,直接序列扩频(direct-sequence spread spectrum, DSSS)系统凭借其卓越的抗干扰特性,已成为提升星地通信可靠性的重要技术路径^[4]。然而该系统的信号捕获环节面临双重挑战:其一,在伪码相关运算过程中,数据比特跳变会显著降低积分器输出峰值,直接影响信号捕获灵敏度^[1];其二,高速运动航天器与地面站间产生的百千赫兹量级多普勒频移^[5],将导致伪码自相关主瓣幅值衰减,严重制约快速同步的实现效率。

现有解决方案普遍面临性能与复杂度的权衡困境:文献[6-8]使用延迟相乘法通过对扩频信号进行时延共轭相乘以消除相位跳变,但其会使噪声基底提高,有较大的信噪比损耗;文献[9-10]使用半比特法采用的相关长度为半个比特,虽能规避比特翻转影响,相关长度较长计算量大,资源消耗很大,并且以3 dB相关峰衰减为代价;文献[11-12]采用基于循环相关性质的快速傅里叶变换(fast Fourier transform, FFT)算法,其通过FFT算法变换到频域减少计算量以实现快速运算,但其捕获精度只能通过增加FFT点数增加,需消耗过多的硬件资源;而文献[13-14]中的部分匹配滤波快速傅里叶变换(part of matched filter fast Fourier transform, PMF-FFT)方案通过时频二维并行搜索,通过对扩频信号分段相关运算,并对结果进行FFT处理,但是该算法存在扇贝损失,当多普勒频移过大时,需要对数据加窗和补零,算法复杂度、运算量大,对硬件要求较高。

值得注意的是,星间通信系统的宽范围扩频因子(spreading factor, SF)对捕获方案设计提出更高要求。如文献[15]披露的第二代跟踪与数据中继卫星系统,其数据速率跨度达0.1~300 kbps(对应扩频因子 $SF \approx 10 \sim 30\ 000$)。本团队前期工作^[16]提出的两段截断伪码联合捕获架构,在 $SF \geq 700$ 时展现良好适应性,但当应用于低扩频因子场景($SF = 12$,对应高速率传输模式)时,因比特跳变概率与信息周期成反比上升,导致相关峰抑制效率从92%锐减至7%。这一现象揭示了传统固定结构捕获方案在高动态速率切换场景中的存在一定的局限性。

基于上述技术现状,DSSS接收机捕获方案的设计需突破以下关键约束:1)适应宽范围扩频因子的系统兼容性;2)有效抑制多普勒频移($\Delta f \geq 500$ kHz)与比特跳变引发的复合相关峰衰减;3)实现硬件友好的低复杂度架构。针对上述同步捕获技术存在的性能瓶颈与实现复杂度矛盾,本文提出一种基于截断伪码分段相关的扩频码捕获方法,相较于传统方案^[14]采用的固定两段式聚合架构,本方案提出动态可调的 N 段时域聚合策略,通过分段并行相关运算与多段结果联合判决机制,有效解决了低扩频因子场景下因多次比特跳变引发的相关峰衰减问题;该方案还通过解析截断伪码段间采样点分布规律与本地伪码相位关系,重构

并行相关器架构以实现硬件资源优化;同时结合快速傅里叶变换频偏估计算法构建二维联合搜索机制,有效抑制因多普勒频移和数据跳变导致的相关峰衰减。为验证方案有效性,建立二级验证体系:在扩频因子为12的系统参数下,首先基于MATLAB构建仿真平台,证实算法在 ± 800 kHz极端频偏条件下仍能正确进行频率搜索,同时研究了取不同截断伪码段数时以信噪比(signal-to-noise ratio, SNR)为参量的归一化相关值性能,在-18 dB低码片信噪比时性能较传统二段式方案提升了9倍,捕获概率不低于89%(虚警概率不高于 2.5×10^{-5} 条件下);最终在Xilinx XC7K410T-2FFG900I现场可编程逻辑门阵列(field programmable gate array, FPGA)硬件平台上完成工程实现,实测数据表明在码片信噪比 ≥ -18 dB时,系统捕获概率稳定于85%以上。值得关注的是,通过电路结构优化,本方案乘法器资源消耗较传统二段式降低73%。

1 扩频码捕获方案设计

接收机接收到下变频后的中频扩频信号后需要完成BPSK正交解调、频偏估计与补偿和扩频码相位恢复,才能进行判决得到信息序列。本文采用多段截断伪码与频偏补偿后的信号作滑动相关运算,并采用多段时域聚合相关值进行捕获判决的捕获方案。

1.1 本文算法设计

图1为本文扩频码捕获框图,其主要分为FFT频偏估计及补偿和扩频码相位搜索两部分组成。本文重点改进为扩频码相位搜索中的伪码相关运算部分。

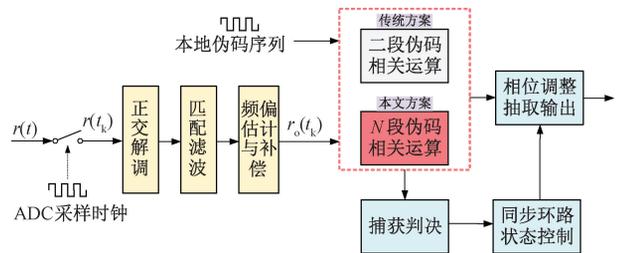


图1 本文扩频码捕获方法

Fig. 1 Spread spectrum code acquisition method

1) FFT频偏估计及补偿

接收端输入信号 $r(t)$ 经过模数转换器(analog to digital converter, ADC)采样后可表示为:

$$r(t_k) = \sqrt{2P}a(t_k - \tau_0)s(t_k - \tau_0) \cos(2\pi(f_{carrier} + f_d)t_k + \theta_0) + n(t_k) \quad (1)$$

其中, $t_k = kT_s$, T_s 为采样时钟周期, P 为接收信号功率, $a(t_k)$ 为数据采样序列, τ_0 为扩频码相位偏移量, $s(t_k)$ 为扩频伪码, $f_{carrier}$ 为载波频率, f_d 为收发载波的频偏值, θ_0 为载波初相位, $n(t_k)$ 为接收信号噪声分量。信号经过ADC采样后进行数字正交解调、匹配滤波,对滤波后的数据进行下采样抽取然后进行平方运算,将平方运算后的结

果输入到 FFT 模块进行频偏估计,然后根据估计结果进行频偏补偿,输出数据 $r_o(t_k)$:

$$r_o(t_k) = r(t_k) e^{-j(2\pi(f_{carrier} + f'_d)t_k + \theta'_0)} = \sqrt{2P} a(t_k - \tau_0) s(t_k - \tau_0) e^{j(2\pi\Delta f t_k + \Delta\theta)} + n(t_k) \quad (2)$$

其中, f'_d 为频偏估计值, θ'_0 为接收端载波初相位, $\Delta\theta$ 为初始相位差 ($\theta_0 - \theta'_0$), Δf 为频偏估计误差 ($f_d - f'_d$)。

2) 伪码相位搜索

在完成上述频偏估计及补偿后,进行 N 段截断伪码相关运算完成伪码相位的搜索。伪码相位搜索环路接收平方锁频环的输出数据 $r_o(t_k)$, 经 N 段式相关运算子模块完成输入数据和本地伪码的相关运算,得到各段扩频数据与扩频码的互相关值之后采用 N 段时域聚合方法得到总相关值,随后与阈值进行捕获判决,同步环路状态控制模块完成捕获判决等同步状态信息的控制,最后根据相位信息抽取输出最佳扩频码相位的采样数据。

1.2 算法分析

图 2 为本地扩频码与数据进行相关运算时,数据比特翻转跳变的情况,下面分析这种数据位跳变现象对接收扩频信号捕获的影响。

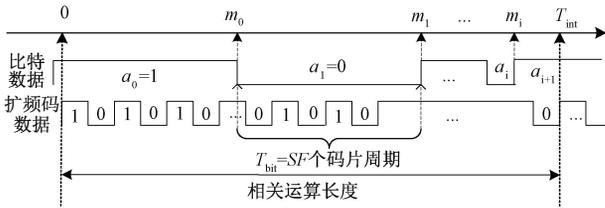


图 2 比特翻转跳变

Fig. 2 Bit flip hop

假定比特数据为 0,1 交替跳变序列,则接收到的数据 $r_o(t_k)$ 对应的比特数据 $a(t_k)$ 在相关运算时的表达式设为:

$$a(t_k) = \begin{cases} (-1)^0, & 1 \leq k < m_0 \\ (-1)^i, & m_{i-1} \leq k < m_i \\ (-1)^{i+1}, & m_i + 1 \leq k < T_{int} \end{cases} \quad (3)$$

其中, m_i 为数据比特发生跳变的时间点, T_{int} 为相关运算长度, i 为相关运算长度内的跳转次数。且 m_i 与 i 的表达式为:

$$m_i = m_{i-1} + T_{bit}, i = 0, 1, 2, \dots, \left\lfloor \frac{T_{int} - m_0}{SF} \right\rfloor \quad (4)$$

其中, m_0 服从 $[0, T_{bit}]$ 的均匀分布, $\lfloor \cdot \rfloor$ 为向下取整函数, T_{bit} 为比特数据周期, SF 为扩频因子,其值为 $SF = f_c / f_b$, f_c 为扩频码片速率, f_b 为信息速率。则在接收扩频信号进行相关运算的过程中相关值 S 可以表示为:

$$S = \sum_{k=1}^{T_{int}} r_o(t_k) s(t_k - \tau'_0) \quad (5)$$

其中, τ'_0 为接收端本地扩频码相位。

将式(2)、(3)代入式(5)可得:

$$S = \sqrt{2P} e^{j\Delta\theta} R(\Delta\tau) \left(\sum_{k=1}^{m_0} e^{j2\pi\Delta f t_k} + \sum_{i=1}^{\lfloor \frac{T_{int} * f_b}{f_c} \rfloor} \sum_{k=m_{i-1}+1}^{m_i} (-1)^i e^{j2\pi\Delta f t_k} + \sum_{k=m_j+1}^{T_{int}} (-1)^{j+1} e^{j2\pi\Delta f t_k} \right) + n(t_k) \quad (6)$$

其中, $\Delta\tau$ 为扩频码相位差 ($\tau_0 - \tau'_0$), $R(\Delta\tau)$ 为 $s(t)$ 的自相关值。在积分时间 T_{int} 内,若存在频偏估计误差 Δf , 则接收端补偿后信号的相位会随时间线性变化,导致相关积分时的相位失配。而当存在误差时,相干积分结果可写为:

$$S(\Delta f) = \frac{1}{T_{int}} \int_0^{T_{int}} e^{j2\pi\Delta f t} dt = e^{j\pi\Delta f T_{int}} \frac{\sin(\pi\Delta f T_{int})}{\pi\Delta f T_{int}} \quad (7)$$

由于 $e^{j2\pi\Delta f T_{int}}$ 的幅值为 1, 因此可以将频偏补偿后频偏估计误差 Δf 在积分时间 T_{int} 内对相关值 S 的影响定义为归一化频偏误差损失 $\mathcal{L}(S, \Delta f)$:

$$\mathcal{L}(S, \Delta f) = 1 - \| S(\Delta f) \| = 1 - \left| \frac{\sin(\pi\Delta f T_{int})}{\pi\Delta f T_{int}} \right| \quad (8)$$

其中, $\| \cdot \|$ 为复数取模运算, $| \cdot |$ 为绝对值运算。频偏补偿后 $\mathcal{L}(S, \Delta f) \approx 0$, 可以忽略不计。由此推导捕获判决时的相关判决值为:

$$\| S \| \approx \begin{cases} \left| \sqrt{2P} R(\Delta\tau) (m_0 + m_i - T_{int}) \right| + n(t_k), (T_{int} - m_0) / SF \text{ 为偶数} \\ \left| \sqrt{2P} R(\Delta\tau) \left(m_0 + T_{int} - m_i - \frac{1}{f_b} - 2 \right) \right| + n(t_k), (T_{int} - m_0) / SF \text{ 为奇数} \end{cases} \quad (9)$$

其中, $\| \cdot \|$ 为复数取模运算。从式(9)可知,相关判决值 $\| S \|$ 的影响因素不单只有数据跳变位置 m_i 与相关长度,还跟扩频因子 SF 密切相关。虽然二段式截断伪码相关能一定程度上抑制高扩频因子 SF 场景下出现的数据比特跳变时引发的 $\| S \|$ 降低,但是无法适用于低扩频因子 SF 场景,在此类场景之下相关长度 T_{int} 之间可能会发生多次比特数据跳变,当比特跳变次数超过一次的时二段式截断伪码相关也会出现相关峰衰减严重,无法捕获到相关峰的问题。

针对上述问题本文采用 N 段时域聚合相关的方法,如图 3 所示,采用 N 段截断伪码进行并行相关运算,计算 N 段时域聚合相关值 R_N 作为捕获判决依据,其中聚合方法为:先求取各段相关值的和,然后分别进行求模值并取模值平方,随后将各段相加得到 N 段时域聚合相关值 R_N , 其表达式为:

$$R_N = \sum_{j=1}^N \| S_j \|^2 = \sum_{j=1}^N \sum_{k=\frac{T_{int}}{N} * (j-1)+1}^{\frac{T_{int}}{N} * j} \| S \|^2 \quad (10)$$

假设数据比特序列 $a(t_k)$ 在比特周期 $T_{bit} = SF \cdot T_c$ 内随机跳变,跳变点 m_0 服从均匀分布: $m_0 \sim Uniform(0,$

T_{bit}), 将总伪码片数 L 分为 N 段, 每段包含 L/N 个码片, 第 j 段的符号和为 $S_j = \sum_{k \in \text{段}_j} a(t_k)$, 段内可能发送 i_j 次比特跳变, 符号和可分解为:

$$S_j = \sum_{l=0}^{i_j} (-1)^l \cdot \Delta m_l \quad (11)$$

其中, Δm_l 为第 l 个子区间的码片数。即表明单段相关值的模值其与段内跳变次数呈反比。段内跳变次数的期望为 $E[i_j] = L/(N \cdot SF)$, 由此推导出总相关值期望 $E[R_N] \in (N \cdot SF)/L$, 这表明通过增加分段数目 N 可有效降低相关峰的衰减。

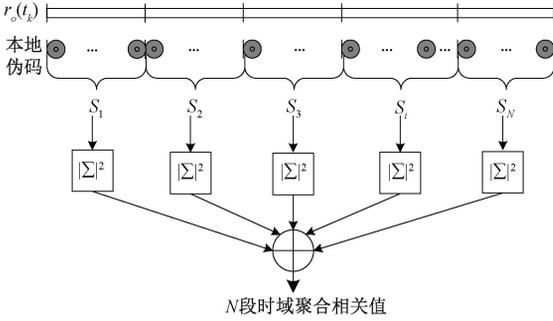


图 3 N 段时域聚合相关方法

Fig. 3 N-segment time domain aggregation correlation method

采用 N 段截断伪码进行相关运算并分段聚合, 降低比特跳变对相关峰值的衰减效果, 使其满足捕获判决门限, 能够完成对接收扩频信号的正确捕获。

1.3 相关运算实现结构优化

针对传统扩频码捕获相关运算电路中存在的计算复杂度高、硬件资源配置僵化等问题, 本文提出了一种基于分段式架构的优化方法。本团队之前的工作通过构建二段式伪码相关结构实现了硬件资源利用率提升, 本文在此基础上进一步拓展, 提出了一种 N 段式伪码相关结构优化模型。本方案通过建立采样位置与本地扩频码相位偏移的数学映射模型, 结合相邻码段间码元值的递推关系, 设计了基于流水线结构的并行相关运算模块, 实现了硬件资源复用率提升。

接收扩频数据中一个码片周期内包含有多个采样点, 每个码片中抽取一个采样点与本地伪码进行相关运算, $X_i^{s_j}$ 分别为其对应的 S_j 段本地扩频码进行相关运算的第 i 个码片中抽取的采样点。将 S_1 段中第一个采样数据 $X_1^{s_1}$ 的绝对采样位置记为 1, 则参与相关运算的数据的绝对采样位置为:

$$\begin{cases} abs_pos_i^{s_1} = \left\lfloor \frac{f_s}{f_c} (i-1) \right\rfloor + 1, \\ abs_pos_i^{s_j} = \left\lfloor \frac{f_s}{f_c} \left(i + (j-1) \times \left\lfloor \frac{L}{N} \right\rfloor - 1 \right) \right\rfloor + 1, \\ i = 1, 2, \dots, \left\lfloor \frac{L}{N} \right\rfloor \end{cases} \quad (12)$$

其中, $\lfloor \cdot \rfloor$ 为向下取整函数, $abs_pos_i^{s_1}$ 为参与 S_1 段本地伪码相关运算的第 i 个数据 $X_i^{s_1}$ 的绝对采样位置, $abs_pos_i^{s_j}$ 为参与 S_j 段本地伪码相关运算的第 i 个数据 $X_i^{s_j}$ 的绝对采样位置, f_s 为采样速率, f_c 为码片速率, L 为 N 段本地伪码的总码片数, 每段长度取 $\left\lfloor \frac{L}{N} \right\rfloor$ 。并且绝对采样位置是以 f_s/f_c 倍速率对扩频数据进行抽取时, 抽取的位置。在绝对采样位置的基础上, 将参与相关运算的数据的相对采样位置定义为:

$$\begin{aligned} rel_pos_i^{s_j} &= abs_pos_i^{s_j} - abs_pos_i^{s_1} + 1, \\ i &= 1, 2, \dots, \left\lfloor \frac{L}{N} \right\rfloor; j = 1, 2, \dots, N \end{aligned} \quad (13)$$

其中, $rel_pos_i^{s_j}$ 为参与第 j 段本地伪码相关运算的第 i 个数据 $X_i^{s_j}$ 的相对采样位置。因此, 通过计算可得每段本地伪码相关运算的相对采样位置, 相对采样位置是每段的抽取数据相对于该段第一个抽取数据的位置。因此可以得到每相邻两端数据的相对采样位置之间有如下关系:

$$\begin{aligned} rel_pos_{i+j-1}^{s_{j+1}} - rel_pos_i^{s_j} &= \left\lfloor \frac{f_s}{f_c} \left(i + j \times \left\lfloor \frac{L}{N} \right\rfloor - 1 \right) \right\rfloor - \\ &\left\lfloor \frac{f_s}{f_c} \left\lfloor \frac{L}{N} \right\rfloor \right\rfloor - \left\lfloor \frac{f_s}{f_c} (i + (j-1) \times \left\lfloor \frac{L}{N} \right\rfloor - 1) \right\rfloor - 1 \end{aligned} \quad (14)$$

根据向下取整函数性质: 当 $x \in R, y \in R$ 时, $\lfloor x \rfloor + \lfloor y \rfloor \leq \lfloor x + y \rfloor \leq \lfloor x \rfloor + \lfloor y \rfloor + 1$ 。式(14)化简如下:

$$\begin{aligned} rel_pos_{i+j-1}^{s_{j+1}} - rel_pos_i^{s_j} &= 0 \text{ 或 } 1 \\ i &= 1, 2, \dots, \left\lfloor \frac{L}{N} \right\rfloor; j = 1, 2, \dots, N-1 \end{aligned} \quad (15)$$

由式(15)可知, 相邻两段参与相关运算的数据的相对采样位置可能相同或者相差一个采样点。另外, 本地伪码值 $g_i^{s_j}$ 的取值为 0 或 1。其中, $g_i^{s_j}$ 为第 S_j 段本地伪码的第 i 个码值。则相邻两段伪码码值有如下对应关系:

$$H(i, j) = g_i^{s_j} \oplus g_i^{s_{j-1}} \quad (16)$$

其中, $H(i, j)$ 表示的是第 j 段与第 $j-1$ 段中第 i 个相关码值的关系, j 取值为 $2 \sim N$ 。因此, 可以得到相邻两段相关值之间的相关值关系式, 如式(17)所示。

$$S_{(i,j)} = (S_{(i,j-1)} \text{ or } D[S_{(i,j-1)}]) \times (-1)^{H(i,j)} \quad (17)$$

其中, $S_{(i,j)}$ 为第 j 段中第 i 个相关运算的结果, $D[\cdot]$ 表示取 $S_{(i,j-1)}$ 下一个时钟周期的相关运算结果。其硬件实现上可以根据上一段伪码相关结果经过延迟和取反联合计算得到。根据式(17), 对相关运算电路实现结构进行优化, 将 N 段相关运算分时复用同一运算电路。图 4 为不同采样时刻缓存里面的 $r_o(t_k)$ 与本地伪码进行相关运算的过程, 其中 $Corr$ 为相关运算结果寄存器组。最后将各段相关值分组求和, 然后平方求模之后相加得到总相关值。

根据上述的相关运算结构, 计算总相关值需要消耗 $(2N + 2L/N)$ 个乘法器和 N 个先进先出存储单元 FIFO (First In First Out, FIFO), 其中 $2L/N$ 个乘法器为第一段

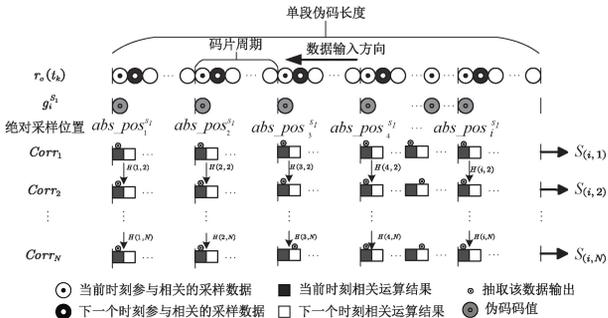


图 4 相关运算的优化结构

Fig. 4 Optimized structure of correlation operation

截断伪码相关计算所消耗, $2N$ 个乘法器为后续模平方操作所消耗。因此在取总伪码片数 L 为 256 的情况下, 本文方法设置 N 为 32, 传统两段截断伪码方案和本文方案的资源消耗如表 1 所示, 结果显示本文方案较传统两段截断伪码方案的减少了 73% 乘法器消耗, 但需增加额外的 FIFO 资源。并且该方法具备高度的灵活性, 能够兼容不同 ADC 速率和扩频码片速率的通信系统, 有效解决了传统扩频码同步电路所面临的运算量庞大、复杂度高以及电路结构不灵活等关键问题。

表 1 相关运算资源消耗情况

Table 1 Related computing resource consumption

资源类型	乘法器	FIFO
传统两段截断伪码方案 ^[14]	300	2
本文方案 ($N=32$)	80	32

2 实验结果

本文基于国际空间数据系统咨询委员会高级在轨协议 (consultative committee for space data systems advance orbiting system, CCSDS-AOS)^[17] 帧格式对所提出的信号捕获方案进行验证, 调制格式采用 BPSK, 首先进行了数值仿真实验, 随后在 MATLAB 平台进行了算法仿真, 并搭建实时收发系统进行 FPGA 板级测试。

接收端处理流程如图 5 所示, ADC 采样中频扩频信号, 依次经过各个模块的处理后得到帧校验结果。其中, 接收信号捕获模块采用本文提出的扩频信号捕获方案, 与本地伪码进行异或运算解扩频; 定时同步采用平方定时恢复算法; 相位恢复采用维特比-维特比算法; 帧同步采用有数据辅助的帧头相关方法; 接着进行卷积解码并随后按照

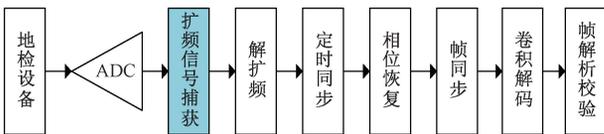


图 5 接收系统处理流程

Fig. 5 Receive system processing flow

CCSDS-AOS 规定的帧结构进行帧解析校验, 验证接收数据的正确性。本系统的参数如表 2 所示。

表 2 系统参数

Table 2 System parameter

参数	数值
ADC 采样频率/MHz	81.92
中频频率/MHz	140
扩频码片速率/MHz	3.069
扩频码长度/chips	1 023
调制信息速率/kbps	256
多普勒频移范围/kHz	-800~+800

2.1 MATLAB 仿真实验

为评估本文算法的频偏捕获性能, 在 MATLAB 仿真平台上搭建了完整的锁频环验证系统。系统架构中, 模数转换器 ADC 采样数据首先通过 16 倍降采样模块进行数据速率转换, 经平方运算后输入至基于 16 384 点快速傅里叶变换 FFT 的频偏估计模块完成频偏分析, 其中为了加快本文算法的收敛速度, 增加了频率更新因子的权重。

首先进行特定频偏场景仿真测试, 设置信号频偏值为 -800 kHz, 信噪比 -10 dB, 得到频偏搜索过程如图 6 所示, 本文采用的载波频偏捕获算法面对 -800 kHz 的载波频偏只需要进过 26 次迭代便可进入 ± 156 Hz 频率锁定区间, 约 40 次迭代后达到完全收敛状态。实测频偏估计值为 -799.987 5 kHz, 定义频率估计误差为实测频偏估计值与预设频偏的差值, 结果表明其频率估计误差为 12.5 Hz, 由式(7)得归一化频偏误差损失 $\mathcal{L}(S, \Delta f)$ 约为 1.78×10^{-6} 。

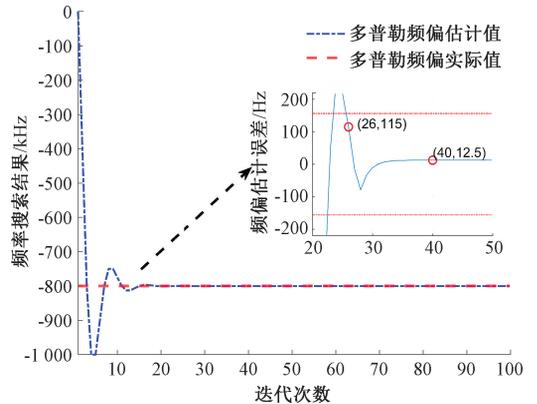


图 6 频偏搜索过程

Fig. 6 Frequency offset search procedure

然后进行全范围性能统计, 在 -800~800 kHz 频偏区间内进行遍历测试, 其均能进入频率锁定状态, 即频偏估计误差 Δf 为 -156~156 Hz。图 7 是归一化频偏误差损失 $\mathcal{L}(S, \Delta f)$ 与频偏估计误差 Δf 的对应关系曲线, 该误差对伪码相关值的归一化损失 $\mathcal{L}(S, \Delta f)$ 约为 $0 \sim 2.7 \times 10^{-4}$, 该量级对系统性能影响可忽略不计。因此验证了系统算法能

实现频率精准搜索,并且不会影响扩频信号的捕获。

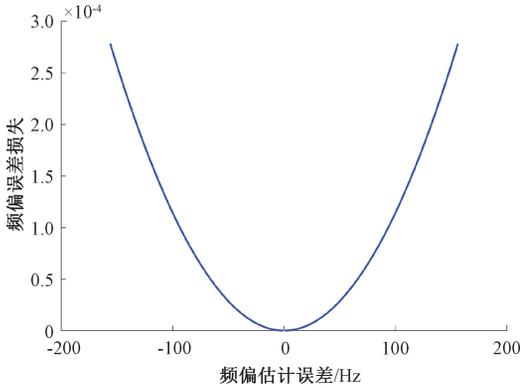


图 7 频偏估计误差对 $\mathcal{L}(S, \Delta f)$ 的影响

Fig. 7 Effect of frequency offset estimation error on $\mathcal{L}(S, \Delta f)$

如图 8 所示,基于 MATLAB 仿真平台对本文提出的捕获算法与传统捕获方案在伪码相位搜索过程中的相关峰值特性进行了对比分析。实验设置如下:信号载波频偏为 0 Hz,信噪比 -5 dB,且在扩频码相位 32 768 处实现相位对齐。仿真结果表明,传统二段式捕获方案^[14]在目标相位对齐时表现出显著的相关峰衰减现象,其归一化相关值衰减至 0.054,导致峰值检测失效。相比之下,本文提出的改进算法通过增加截断伪码分段数目的方法,将相关峰衰减幅度有效控制 0.75 以上。根据仿真结果与分析表明,本文算法可有效补偿由低扩频因子条件下数据位突发性跳变引发的相位相干性损失。

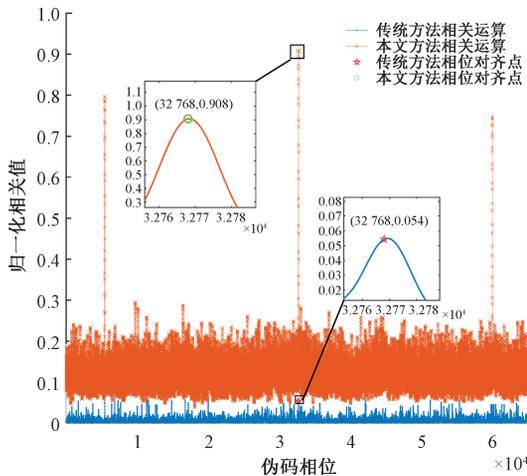


图 8 相关运算结果

Fig. 8 Correlation result

为进一步验证算法鲁棒性及不同截断伪码段数的性能,本文设计了在不同信噪比条件下 ($SNR = -5, -10, -15$ dB),针对不同的截断伪码段数 ($N = 1, 2, 4, 8, 16, 32, 64$) 的仿真实验,统计 5 000 次归一化相关运算的结果,如图 9 所示。可以观察到,在上述的 SNR 条件下,传统捕获方案(即文献[14]中的二段式截断伪码,即 $N = 2$)均出现

了明显的相关峰衰减,归一化相关值大幅降低,以至于几乎观察不到相关峰,导致峰值检测变得困难,从而严重影响捕获性能。相比之下,改进捕获算法通过增大截断伪码段数 N ,有效抑制了相关峰的衰减,使得在各种 SNR 与 N 组合下,相关峰归一化相关值均保持在较高水平。尤其随着 N 的增大,相关峰的衰减幅度得到有效控制,验证了本文算法对恶劣环境的适应性。

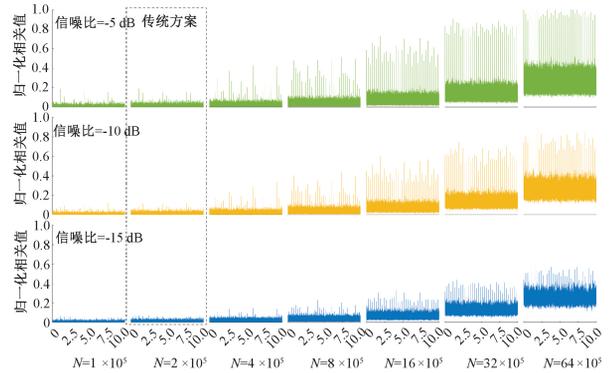


图 9 不同的截断伪码段数的相关运算结果

Fig. 9 Correlation results of different truncated PN-code segment numbers

为了进一步验证本文算法对相关峰可辨识度的影响,本文对信号捕获算法的改进效果进行了定量分析。在信噪比 -20 dB ~ 10 dB 范围内,通过 5 000 次蒙特卡洛仿真实验获取了不同截断伪码段数对应的归一化相关运算统计特征,实验结果如图 10 所示。实验数据显示:传统单段式 ($N = 1$) 与传统二段式 ($N = 2$) 捕获方案的相关峰均值及相关噪声均值均维持在 0.2 以下;而本方案中,二者随截断伪码段数 N 的增加呈现显著的正相关增长趋势。为量化评估捕获概率提升效果,重点考察了特征差值指标 ($\Delta =$ 相关峰均值 - 相关噪声均值)。在 -18 dB 低信噪比条件下:传统双段式 Δ 值仅为 0.01,本方案在 $N = 32$ 时 Δ 值提升至 0.1,差值比例增幅达 9 倍;在 10 dB 高信噪比条件下:传统方案 Δ 值为 0.05,本方案同参数下 Δ 值跃升至 0.73,实现 13.4 倍的显著提升。该特征差值指标与捕获成功概率存在强相关性,实验结果表明本算法通过优化截断伪码分段策略,使相关峰的可辨识度获得量级提升。

为了进一步分析揭示了算法检测边界,本实验在信噪比 -20 ~ -5 dB 范围内,对截断伪码段数传统二段式 ($N = 2$) 与本文方案 ($N = 32$) 两种配置进行 5 000 次独立相关周期运算,统计相关运算结果,提取相关峰最小值与相关噪声最大值的分布特征,如图 11 所示。由仿真结果可知,相关噪声最大值随信噪比降低呈缓慢递增趋势,而相关峰最小值则随信噪比降低快速下降,二者形成动态收敛曲线,其临界交汇点可以反映算法的性能。传统二段式方案 ($N = 2$) 的临界交汇点为在信噪比等于 -11.4 dB,表明传统方案在低于该阈值的信噪比环境下无法实现有效信号检测。本方

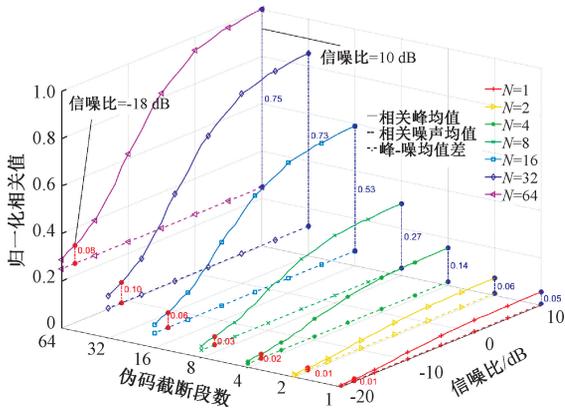


图 10 相关峰均值与相关噪声均值结果

Fig. 10 Results of correlation peak mean and correlation noise mean

案通过优化截断参数至 $N = 32$, 显著改善信号噪声分离特性, 即相关峰-噪声曲线交汇点下移至 -16.5 dB, 较传统方案扩展检测边界 5.1 dB, 验证了分段截断策略在低信噪比条件下增强信号可辨识度的有效性。

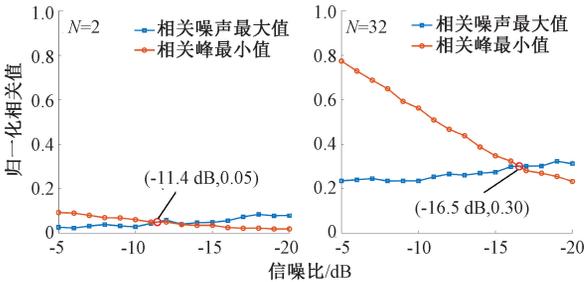


图 11 相关峰最小值与相关噪声最大值结果

Fig. 11 Correlation peak minimum and correlation noise maximum results

为定量评估算法在低信噪比场景下的鲁棒性, 本文基于截断参数 $N = 32$ 及归一化同步阈值 0.3 的配置, 对传统两段式方案^[14]与本文算法展开对比测试。如图 12 所示, 当信噪比降至 -18 dB 时, 传统方案因相关峰抑制效率骤降, 其捕获概率仅为 0.1 , 虚警概率攀升至 4.2×10^{-5} ; 而本文方案通过动态分段聚合机制, 在同等条件下将捕获概率提升至 89% , 虚警概率压缩至 2.5×10^{-5} 以下。实验结果表明, 本文方案较传统方案实现了 8.9 倍捕获概率增益与 1.68 倍虚警抑制效能, 验证了算法在高动态低扩频场景下的工程可行性。其中捕获概率定义为相关峰值低于设定阈值的次数与总相关峰值数量的比值, 虚警概率则通过噪声相关值超过阈值的次数与总相关次数的比值。

2.2 FPGA 实时测试

为验证本文算法的实时性能, 搭建了如图 13 所示的硬件测试平台。在非相干扩频信号跟踪功能测试中, 采用地面检测设备发送遥控指令, 模拟生成具有以下特性的中频信号: 中心频率为 140 MHz, 多普勒变化范围为 $-800 \sim$

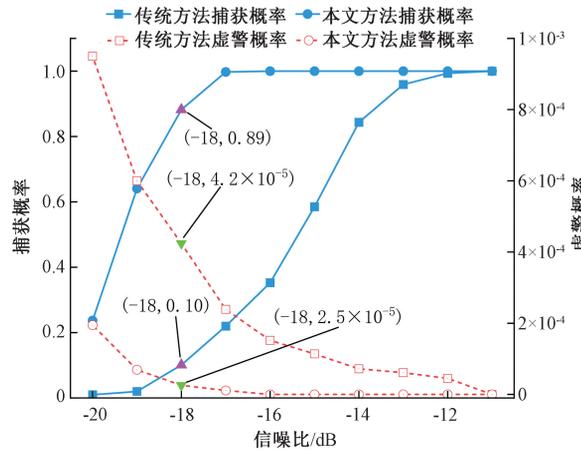


图 12 捕获概率结果、虚警概率结果

Fig. 12 Capture probability result, false alarm probability result

$+800$ kHz。该信号与本振信号发生器产生的 22.6 GHz 本振信号共同输入混频器, 经混频器输出后, 通过射频模块进行射频信号转中频信号处理, 最终输入中频模块进行中频解调接收。其中中频模块中的 FPGA 采用 Xilinx XC7K410T-2FFG900I 芯片, ADC 芯片采用具有 10 bit 量化位宽的 AD9215。

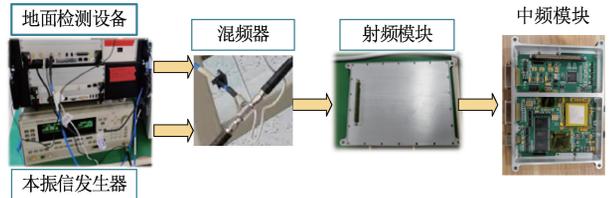


图 13 硬件测试平台

Fig. 13 Hardware test platform

本实验基于上述硬件平台(配置参数详见表 2), 设置信号频偏为 ± 800 kHz, 对比分析了本文方案与传统两段式方案^[14]在不同信噪比条件下的捕获效能, 其实验结果如图 14 所示。由 FPGA 实时测试结果表明, 在信噪比不低

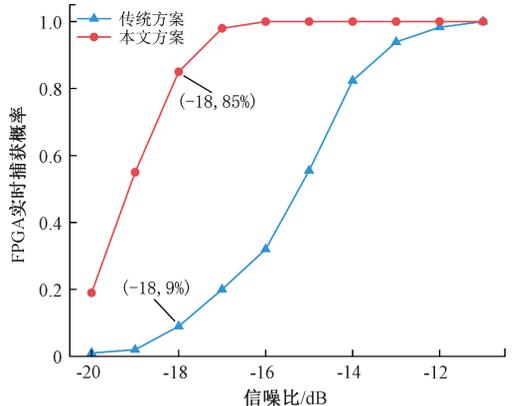


图 14 FPGA 实时测试捕获概率

Fig. 14 FPGA real-time test capture probability

于-18 dB时,本文方案实现平均捕获概率85%,而传统方案^[14]因固定两段式聚合导致相关峰抑制失效,其捕获概率仅为9%。然后对本文方案性能指标进行了总结,如表3展示了本文方案与传统方案^[14]的性能指标对比。

表3 性能指标对比

Table 3 Comparison of performance indicators

性能指标	频偏适应范围	捕获概率 (SNR \geq -18 dB)
本文方法	± 800 kHz	85%
传统方法 ^[14]	± 300 kHz	9%

3 结 论

针对传统扩频信号同步捕获技术中性能与复杂度难以协同优化的问题,本文提出一种基于截断分段伪码相关的扩频码捕获方法。该方案通过截断伪码并行相关架构与 N 段时域相关值聚合策略,结合FFT频偏估计构建二维联合搜索机制,有效抑制多普勒频移与数据跳变引起的相关峰衰减,同时解析截断伪码段间采样分布规律优化硬件资源,使乘法器资源消耗较传统二段式方案降低73%。理论分析与实验表明,在扩频因子为12的场景下,设置截断段数 N 为32,在信噪比-18 dB条件下相关峰-噪声均值差值较传统方案提升9倍,捕获概率达89%且虚警概率低于 2.5×10^{-5} ,极端频偏 ± 800 kHz环境下仍保持稳定性能。FPGA实测验证表明,在信噪比 ≥ -18 dB时捕获概率稳定于85%以上,其电路结构在降低资源消耗的同时满足星载设备严苛要求,为高动态弱信号捕获及小型化卫星通信终端的工程设计提供了可行方案。

参考文献

[1] 谭栋才. 非相干直接序列扩频信号捕获技术研究[D]. 武汉:华中科技大学,2018.
TAN D C. Research on acquisition technology of non-coherent direct sequence spread spectrum signals[D]. Wuhan: Huazhong University of Science and Technology, 2018.

[2] 陈霞. 非相干扩频测量体制应答机的测距数据处理[J]. 电讯技术,2017,57(2):157-160.
CHEN X. Ranging data processing of non-coherent spread spectrum measurement system transponder[J]. Telecommunication Technology, 2017, 57(2): 157-160.

[3] 朱国富. 扩频体制低轨卫星通信信号捕获与跟踪系统设计[J]. 电讯技术,2022,62(5):576-584.
ZHU G F. Design of acquisition and tracking system for LEO satellite communication signals based on spread spectrum[J]. Telecommunication Technology, 2022, 62(5): 576-584.

[4] 席建伟. 直接序列扩频系统的同步技术研究与应用[D]. 西安:西安电子科技大学,2021.
XI J W. Research and implementation of synchronization technology in direct sequence spread spectrum system[D]. Xi'an: Xidian University, 2021.

[5] 黄爱军,代红. 高动态卫星链路多普勒频移特性分析[J]. 电讯技术,2020,60(3):263-267.
HUANG AI J, DAI H. Analysis of doppler shift characteristics in high dynamic satellite links [J]. Telecommunication Technology, 2020, 60 (3): 263-267.

[6] 洪居亭,代华建,孙田亮. 基于窗分段延迟相乘的二次功率谱算法[J]. 现代计算机,2020,(15):52-55,70.
HONG J T, DAI H J, SUN T L. Quadratic power spectrum algorithm based on window-segmented delay multiplication[J]. Modern Computer, 2020,(15): 52-55,70.

[7] 黄健,张德海,孟进,等. 一种改进的高动态扩频信号捕获方法[J]. 电子测量技术,2015,38(9):116-120.
HUANG J, ZHANG D H, MENG J, et al. An improved acquisition method for high dynamic spread spectrum signals [J]. Electronic Measurement Technology, 2015, 38(9): 116-120.

[8] ZHANG Y ZH, ZHAO ZH Y, FENG X L, et al. Implementation of underwater electric field communication based on direct sequence spread spectrum(dsss) and binary phase shift keying(bpsk) modulation[J]. Biomimetics, 2024, 9(2): 103.

[9] 顾杰,王召利,祁东杰. 一种数据速率可变的非相干扩频信号捕获方法[J]. 制导与引信,2015,36(4):43-47.
GU J, WANG ZH L, QI D J. A variable data rate non-coherent spread spectrum signal acquisition method[J]. Guidance & Fuze, 2015, 36(4): 43-47.

[10] 姜洪涛. 多速率非相干直扩系统的设计与实现[D]. 哈尔滨:哈尔滨工业大学,2021.
JIANG H T. Design and implementation of multi-rate non-coherent direct spread system [D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2021.

[11] 张涛. 基于FFT的北斗信号快速并行捕获算法研究[J]. 成都工业学院学报,2025,28(1):44-49.
ZHANG T. Research on fast parallel acquisition algorithm for beidou signals based on FFT[J]. Journal of Chengdu Technological University, 2025, 28(1): 44-49.

[12] 杨勇,黄海生,李鑫,等. 基-2FFT和基-4FFT GPS信号快速捕获算法研究[J]. 信息技术,2017,(12):85-89.
YANG Y, HUANG H SH, LI X, et al. Research on fast acquisition algorithms for GPS signals based on

- radix-2 FFT and radix-4 FFT [J]. Information Technology, 2017, (12): 85-89.
- [13] 魏鑫程, 李晓亮, 马荣, 等. 基于 PMF-FFT 的低信噪比突发扩频捕获方案设计[J]. 遥测遥控, 2025, 46(2): 48-55.
- WEI X CH, LI X L, MA R, et al. Design of burst spread spectrum acquisition scheme based on PMF-FFT under low SNR [J]. Telemetry and Remote Control, 2025, 46(2): 48-55.
- [14] WANG X, JIANG K, CHU R, et al. Research on acquisition method of DSSS system based on PMF-FFT[C]. 2023 8th International Conference on Communication, Image and Signal Processing. Chengdu: IEEE, 2023: 552-558.
- [15] 刘嘉兴. 飞行器测控与信息传输技术[M]. 国防工业出版社, 2014.
- LIU J X. Aircraft TT&C and information transmission technology[M]. National Defense Industry Press, 2014.
- [16] 冯智波, 朱彦铭, 刘文重, 等. 基于 FPGA 的大频偏扩频信号快速捕获算法设计[J]. 电子测量技术, 2024, 47(6): 34-40.
- FENG ZH B, ZHU Y M, LIU W ZH, et al. Design of fast acquisition algorithm for spread spectrum signals with large frequency offset based on FPGA [J]. Electronic Measurement Technology, 2024, 47(6): 34-40.
- [17] CCSDS. AOS space data link protocol: 732.0-B-3[S]. CCSDS, 2015.

作者简介

刘文重(通信作者), 硕士研究生, 主要研究方向为 FPGA 数字信号处理。

E-mail: liubok@shu.edu.cn