

引用格式: 都文杰, 荆文芳, 陈校非, 等. 低轨卫星高动态信号捕获算法研究[J]. 时间频率学报, 2023, 46(2): 150-160.

# 低轨卫星高动态信号捕获算法研究

都文杰<sup>1,2</sup>, 荆文芳<sup>1,2</sup>, 陈校非<sup>1</sup>, 卢晓春<sup>1,2</sup>, 邹德财<sup>1,2</sup>

(1. 中国科学院 国家授时中心, 西安 710600;

2. 中国科学院大学, 北京 100049)

**摘要:** 低轨卫星数量呈井喷式增长, 未来低轨卫星天基测控将是提升海量卫星管控能力的有效手段。针对低轨卫星星载终端接收天基测控信号时面临卫星运动速度快、多普勒频率大、可视时间短等因素引起的信号快速捕获难题, 论文研究了 PMF-FFT (partial match filter-fast Fourier transform) 高动态捕获算法对低轨卫星系统的适用性, 分析了捕获多普勒范围的决定因素, 捕获对信噪比的要求, 以及平均捕获时间的相关因素, 并通过 Matlab 仿真进行验证。结果表明, 在信噪比-25 dB 以上时, 能够捕获到多普勒频移为 95 kHz 的信号, 平均捕获时间在 200 ms 以内。针对不同信号体制和多普勒频率, 需要调整匹配滤波器长度和 FFT 点数, 该捕获算法适用于低轨卫星星载终端。

**关键词:** 低轨卫星; 分段匹配滤波器和快速傅里叶变换; 信噪比; 平均捕获时间

DOI: 10.13875/j.issn.1674-0637.2023-02-0150-11

## Research on high dynamic signal acquisition algorithm of low Earth orbit satellite

DU Wen-jie<sup>1,2</sup>, JING Wen-fang<sup>1,2</sup>, CHEN Xiao-fei<sup>1</sup>, LU Xiao-chun<sup>1,2</sup>, ZOU De-cai<sup>1,2</sup>

(1. National Time Service Center, Chinese Academy of Sciences, Xi'an 710600, China;

2. University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China)

**Abstract:** The number of LEO (low Earth orbit) satellites is growing in a blowout. In the future, space-based measurement and control of LEO satellites will be an effective means to improve the management and control ability of massive satellites. Aiming at the problem of fast signal acquisition caused by fast satellite motion speed, large Doppler frequency and short visual time when receiving space-based signals, this paper studied the applicability of PMF-FFT (partial match filter-fast Fourier transform) high dynamic acquisition algorithm to the system, and analyzed the determinants of acquisition Doppler range, the requirements of acquisition for signal-to-noise ratio and the related factors of average acquisition time, and these were verified by Matlab simulation. The results showed that when the Doppler was 95 kHz, the SNR (signal noise ratio) was more than -25 dB, and the average acquisition time was less than 200 ms. For different signal systems and Doppler frequencies, the length of matched filter and the number of FFT points need to be adjusted. The acquisition

algorithm was suitable for LEO satellite on-board terminals.

**Key words:** low Earth orbit (LEO) satellite; partial match filter-fast Fourier transform (PMF-FFT); signal noise ratio (SNR); average acquisition time

## 0 引言

随着国内外商业低轨通信、遥感卫星系统的快速发展,未来低轨卫星数量将呈现井喷式增长,以美国 Space X 公司星链系统为例,到目前为止,Space X 共发射 28 批次卫星,累计发射卫星 1 737 颗,目前在轨运行 951 颗,已经完成第一个轨道层的部署任务。我国也已成立星网公司,其长远规划预计发射 1 万颗以上低轨宽带通信卫星形成我国低轨卫星互联网系统(2025 年预计 200 颗左右)。基于地面测控站对如此庞大的卫星群进行测控,测控站的数量、经费将成量级增长。低轨卫星轨道低、运动速度快,对卫星测控能力提出巨大挑战。

中国科学院国家授时中心提出依托我国 C 频段在轨 GEO (geostationary Earth orbit, 静止地球轨道) 卫星资源,基于已经建成的某导航地面系统,构建面向与北斗系统融合的低轨高密综合天基导航与应急测控系统,可有效提升我国民用低轨卫星测控与空间安全运行管理能力,丰富低轨高密系统导航测控手段,提高可靠性。该系统中,低轨卫星的测控信息由 GEO 卫星播发,低轨卫星星载终端需解决由于自身的高速运动引起的高动态信号捕获问题。目前在轨的低轨商业卫星星座中,Starlink 拥有最多的在轨运营卫星,本文以 Starlink 卫星轨道为例,对卫星信号多普勒频移进行预估。Starlink 星链第一期计划由 4 408 颗分布在 540 ~ 570 km 的低地球轨道卫星星座构成,其轨道倾角分别为 53°、70°和 97.6°,卫星绕行地球一周的时间大约 90 min,线速度可达 7.6 km/s,在这种高动态环境下,C 波段信号的多普勒频移可达近 100 kHz。GEO 卫星对低轨卫星可视时间平均在 12 min 左右,对信号捕获提出很高的要求。

传统的时域串行滑动相关算法搜索区间过多,捕获时间较长。并行频率搜索方法能够将二维搜索区间降为一维,大幅度减小捕获时间,但是 FFT (fast Fourier transform) 算法需要实现复数的乘法和加法,运算量较大,实现比较复杂,对硬件要求过高,现实应用中硬件条件难以满足要求,多应用在软件接收机的设计中<sup>[1]</sup>。匹配滤波器可以等效理解为并行相关器,能将估计一个相位区的时间从  $N$  个码片宽度降低为 1 个码片宽度(其中  $N$  为伪码长度),但是随着多普勒频移增加,相关峰值衰减速度比较快,因而在高动态环境多普勒频移较大时,峰值可能检测不到,易于发生漏检<sup>[2]</sup>。文献[3]中,G. J. R. Povey 首次提出将匹配滤波器与 FFT 结合实现快速捕获的 PMF-FFT (partial match filter-fast Fourier transform) 算法,该算法兼具匹配滤波器和 FFT 算法的优点,因而能够捕获到多普勒频移较大的信号,同时减小捕获时间。G. J. R. Povey 同时给出了 PMF-FFT 算法的数学模型,并对高斯噪声下算法的虚警概率和捕获概率等捕获性能进行了分析。文献[4]中,S. M. Spangenberg 详细分析了 PMF-FFT 的捕获算法,并提出了通过补零增加 FFT 点数和对输入数据加窗函数的方法改善扇贝损失。文献[5]对 PMF-FFT 算法进行了研究,提出了改进窗函数改善扇贝损失的方法,对改进后算法的捕获性能进行了分析。

论文以低轨卫星高动态环境引起的大多普勒频移的信号为研究对象,研究其快速捕获技术,给出了 PMF-FFT 捕获算法数学模型,验证了补零法和加窗函数法对算法的优化效果。利用仿真数据,结合 Matlab 仿真工具进行算法验证,分析捕获性能。选择不同码速率,不同多普勒频移和不同信噪比的信号进行对比分析,结果较为全面,可为低轨卫星星载终端的设计提供一定的理论指导。

## 1 高动态信号特性

本节针对低轨卫星运行环境,分析信号多普勒频率,并进行估算。

以 C 频段信号为例, 计算低轨卫星高动态环境的多普勒频移范围。设载波频率为 3 826.02 MHz, 调制方式为 BPSK (binary phase shift keying), 假设 GEO 卫星相对地面静止不动, 地球半径按照  $R_e = 6\,400\text{ km}$  计算, 低轨卫星轨道高度按照  $H_s = 550\text{ km}$ , 低轨卫星到地心的距离  $R_s = 6\,950\text{ km}$  计算, 绕行时间为 90 min, 以此估计多普勒频率偏移量<sup>[5]</sup>。根据低轨卫星绕行时间可计算角速度 (单位 rad/s) 为

$$\frac{d\theta}{dt} \approx \frac{2\pi}{90 \times 60} = 1.164 \times 10^{-3} \text{。} \quad (1)$$

线速度为

$$v_s = R_s \frac{d\theta}{dt} \text{。} \quad (2)$$

最大径向线速度 (单位 m/s) 为

$$v_{dm} = v_s \frac{R_e}{R_s} = 6\,400 \times 10^3 \times 1.164 \times 10^{-3} = 7\,449.6 \text{。} \quad (3)$$

式 (3) 中:  $R_e$  为地球半径, 最大多普勒偏移 (单位 Hz) 为

$$f_{dm} = \frac{v_{dm} \times f}{c} = \frac{7\,449.6 \times 3\,826.02 \times 10^6}{3 \times 10^8} = 9.5 \times 10^4 \text{。} \quad (4)$$

考虑到发射和接收时钟的稳定性, 双向搜索区间可以设置为 200 kHz ( $\pm 100\text{ kHz}$ ), 和导航卫星信号相比较, 多普勒频移要大得多。

## 2 PMF-FFT 捕获算法数学模型与流程

本节对 PMF-FFT 算法建立模型进行理论分析, 验证加窗函数法和补零法对扇贝损失和频域衰减两大问题的优化效果。

### 2.1 算法数学模型分析

假设接收到的中频信号经过采样之后为

$$r(k) = c(k)e^{j(2\pi f_d k T_c + \varphi)} \text{。} \quad (5)$$

式 (5) 中:  $c(k)$  是信号的伪码序列,  $f_d$  为接收信号的载波多普勒频移,  $T_c$  为单个码片时间,  $\varphi$  为接收信号的相位, 在码对齐的情况下, 信号在经过匹配滤波器之后, 第  $n$  个匹配滤波器的输出为

$$y(n) = \frac{1}{M} \sum_{k=(n-1)X+1}^{nX} e^{j(2\pi f_d k T_c + \varphi)} = \frac{1}{M} \frac{\sin(\pi f_d T_c X)}{\sin(\pi f_d T_c)} e^{j(2\pi f_d [(n-1)X+1]T_c + \varphi)} \text{。} \quad (6)$$

式 (6) 中:  $M$  为序列长度,  $X$  为匹配滤波器长度,  $P$  为匹配滤波器数量,  $M = XP$ 。令  $N$  为 FFT 点数, 对部分匹配滤波器的输出做  $N$  点 FFT, 归一化幅度响应为

$$G(f_d, k) = \left| \sum_{n=1}^P y(n) e^{-j\frac{2\pi}{N}kn} \right| = \frac{1}{M} \left| \frac{\sin(\pi f_d T_c X)}{\sin(\pi f_d T_c)} \right| \cdot \left| \sum_{n=1}^P e^{j[2\pi(f_d T_c (nX - X + 1) - \frac{k}{N}n) + \varphi]} \right| = \frac{1}{M} \left| \frac{\sin(\pi f_d T_c X)}{\sin(\pi f_d T_c)} \cdot \frac{\sin\left(\pi f_d T_c M - \pi \frac{P}{N}k\right)}{\sin\left(\pi f_d T_c X - \pi \frac{k}{N}\right)} \right| \text{。} \quad (7)$$

取  $M = 1\,023$ , 令  $N = P = 16$ , 此时  $X = 64$ ,  $T_c = 1/1.023\text{ MHz}$ , 绘制归一化幅度响应与多普勒频率的关系如图 1 所示。PMF-FFT 的第一个过零点坐标为  $f_d = 1/(XT_c)$ , 要捕获的多普勒范围即  $f_d \leq 1/(XT_c)$ , 同时为减小信号能量损失, 一般取  $f_d \leq 1/(XT_c)$  作为实际捕获范围<sup>[5]</sup>。

当  $\pi f_d T_c M - \pi k P / N = 0$  时,  $G(f_d, k)$  出现峰值, 此时  $f_d = k / (N X T_c)$ , 多普勒频率分辨率为

$$\Delta f_d = \frac{1}{N X T_c} \quad (8)$$

通过图 1 可以看到, 幅值随多普勒频率增加迅速衰减, 这是频域衰减, 使得能够捕获到的信号多普勒范围是有限的。同时可以看到, 幅值落在 2 个 FFT 点输出中间时, 会有较大的衰减, 这称为扇贝损失, 容易导致信号发生漏检, 使检测概率降低。

窗函数有增加主瓣宽度, 改善通带内的衰减的作用<sup>[6]</sup>。增加主瓣宽度可以减缓相关峰值衰减速度, 也可以提高相邻 FFT 输出的交点值, 因此可以通过增加窗函数的方法改善频域衰减和扇贝损失。 $\beta$  为调谐系数, 将窗函数写成一般形式:

$$\omega(m) = \begin{cases} \frac{1}{1+\beta} \left[ 1 - \beta \cos\left(\frac{2\pi m}{M}\right) \right] & 0 \leq m \leq M-1 \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (9)$$

文献[1]中提到, 经过推导计算可得, 当  $\beta=1.71$  时, 改善效果最好。通过对 PMF 和 FFT 部分分别加入改进窗的方法, 对算法进行优化。取  $M=1023$ , 令  $N=P=16$ , 此时  $X=64$ ,  $T_c=1/1.023$  MHz, 改进后的 PMF-FFT 算法输出归一化幅度响应与多普勒频率的关系如图 2 所示。图 2 与图 1 对比, 可以发现, 第一个过零点坐标右移了一倍, 多普勒捕获范围大幅提高, 同时 2 个 FFT 点中间的幅值从 0.65 提高到了 0.99, 扇贝损失得到了明显改善, 能提高信号的检测概率。

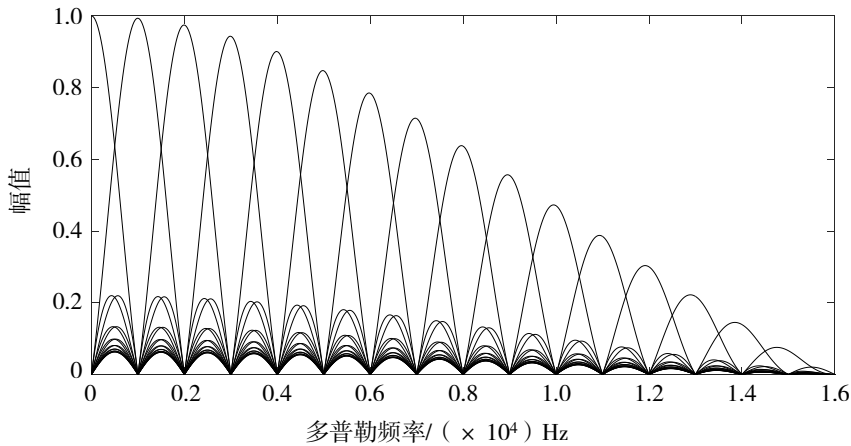


图 1 PMF-FFT 归一化幅度响应

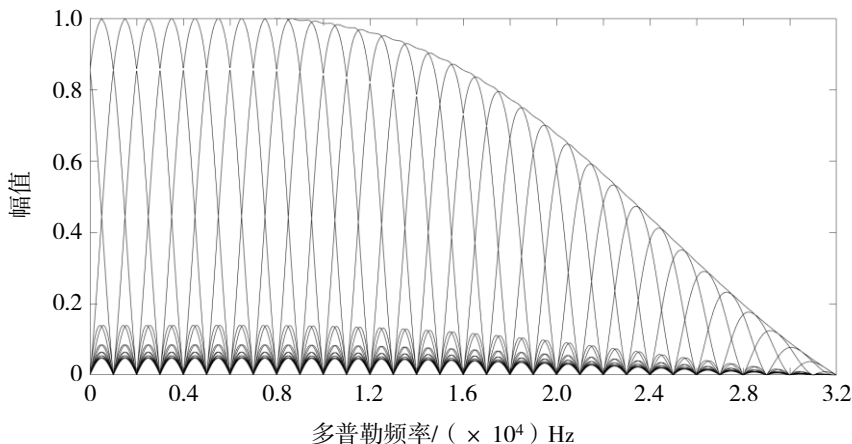


图 2 改进后的 PMF-FFT 归一化幅度响应

扇贝损失可由式 (10) 计算得到<sup>[7]</sup>, 可以看到, 扇贝损失的值与 FFT 点数相关, FFT 点数越多, 扇贝损失越小, 因此也可以通过补零增加 FFT 点数的方法来改善扇贝损失。

$$1 - |G(f_d, k)| = 1 - \left| \frac{1}{N} \frac{\sin\left(\frac{\pi}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\pi}{2N}\right)} \right|. \quad (10)$$

绘制扇贝损失与 FFT 点数的关系如图 3 所示, 可以看出, 在其他条件固定时, 随着 FFT 点数增加, 扇贝损失在逐渐降低。但随着 FFT 点数增加, 超过一定程度时, 随着补零点数增加, 扇贝损失改善效果接近于零。同时, 补零使 FFT 运算量增加, 硬件资源的消耗也会增加。因此, 补零法需要综合考虑多方面因素选择合适的点数, 不能无限制增加。

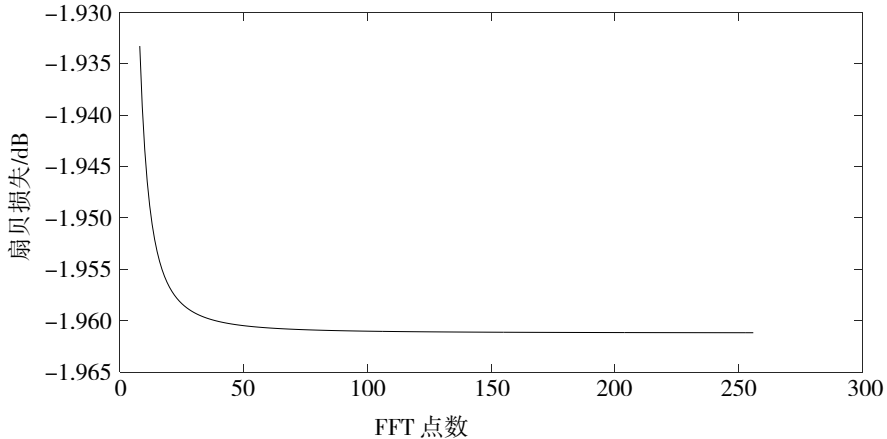


图 3 扇贝损失与 FFT 点数关系图

## 2.2 PMF-FFT 算法流程

基于 PMF-FFT 的捕获算法利用匹配滤波器代替相关器, 能够大幅度降低相关运算的时间, 同时使用多个匹配滤波器对采样点分段, 系统减少了 FFT 运算的点数, 能够大幅度降低运算复杂度, 之后利用 FFT 变换一次性对所有频率成分进行搜索<sup>[7]</sup>。PMF-FFT 捕获算法的实现流程如图 4 所示, 中频采样信号首先与本地的载波混频剥离载波, 之后送入部分匹配滤波器与本地码相关, 相关之后不进行累加直接做  $N$  点 FFT 运算, 通过峰值检测提取 FFT 输出的最大值, 与门限值进行比较。若大于门限值, 此时对应的码相位移动即为码相位偏移, 峰值对应的频率即为多普勒偏移量; 若小于门限值, 则移动信号码相位重复上述过程。

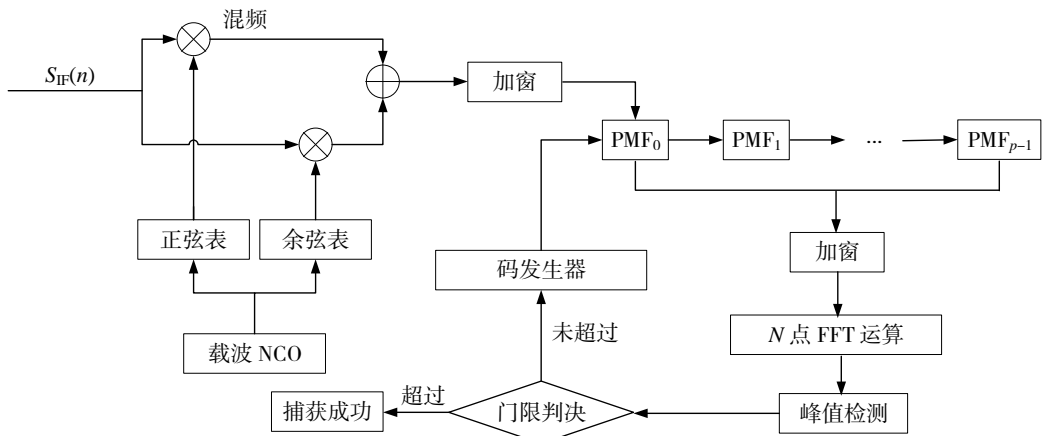


图 4 基于 PMF-FFT 的捕获方法

## 3 捕获性能评估指标与仿真验证

前一节已经从理论方面分析了算法的实现原理, 本节主要介绍算法的捕获性能评估指标, 并通过仿真生成信号, 对 Matlab 仿真算法进行验证, 对比理论分析与仿真结果是否一致。

### 3.1 捕获性能评估指标

#### 3.1.1 虚警概率

FFT 输出值的模值都是独立同分布, 虚警概率<sup>[8]</sup>为

$$P_{fa} = 1 - \left( 1 - \exp\left(-\frac{V_t^2}{2}\right) \right)^N \quad (11)$$

检测归一化门限值设置为  $V_t$ , 可以看到, 虚警概率只与设置的门限值和 FFT 点数有关, 跟其他变量无关。当虚警概率给定的时候, 可以计算归一化门限的值  $V_t$  的值。

$$V_t^2 = -2 \times \ln(1 - (1 - P_{fa})^{\frac{1}{N}}) \quad (12)$$

#### 3.1.2 检测概率

FFT 输出的幅度呈现莱斯分布, 单点检测概率<sup>[9]</sup>为

$$P_d = Q(\sqrt{2M \times R_{SN}} |G(k, f_d)|, V_t) \quad (13)$$

式(13)中:  $R_{SN}$  为输入信号信噪比,  $Q$  为马库姆 (Marcum) 函数, 系统检测概率为

$$P_D = 1 - \prod_{k=1}^N \left[ 1 - Q(\sqrt{2M \times R_{SN}} |G(f_d, k)|, V_t) \right] \quad (14)$$

#### 3.1.3 平均捕获时间

采用单次逗留捕获判决方式, 平均捕获时间可由式(15)计算得到, 其中  $q$  为搜索单元数, 如果每次移动半个码片, 则  $q = 2M$ ;  $\tau_d$  为单次逗留时间, 值等于  $XT_c$ ,  $P_d$  为检测概率,  $P_{fa}$  为虚警率,  $k$  为虚警惩罚次数。

$$T_{acq} = \frac{(2 - P_d)(1 + kP_{fa})}{2P_d} q\tau_d \quad (15)$$

## 3.2 仿真实现

### 3.2.1 仿真信号设置

为了充分验证基于 PMF-FFT 捕获算法的功能和性能, 仿真生成多段不同的信号, 采样后进行捕获测试, 对比结果。仿真信号伪码为自相关和互相关特性较好的 gold 码, 信号码长选择 1 023 和 10 230 两种, 多普勒频移设为 30 kHz, -80 kHz 和 95 kHz 三种, 通过加入高斯白噪声的方法改变信噪比, 信噪比设置为 -20 dB, -25 dB 和 -30 dB 三种, 信号下变频之后的中频为 70 MHz, 采样频率设为 250 MHz。

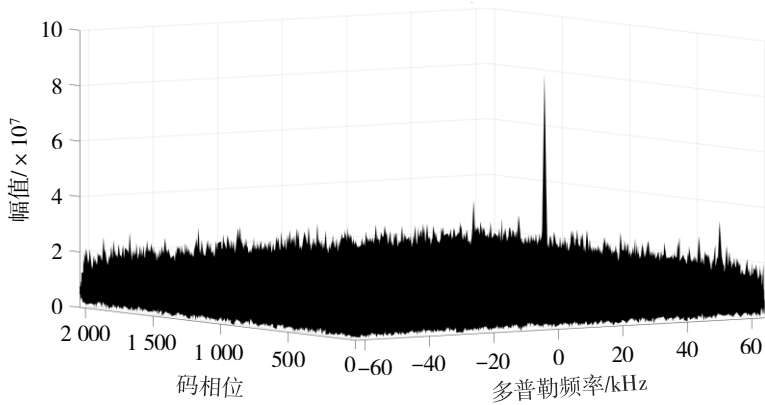
### 3.2.2 基本参量设置

由第2节已知, 取  $f_d \leq 1/(4XT_c)$  作为实际捕获范围, 因此匹配长度选择要满足  $X \leq 1/(4f_dT_c)$ 。同时结合式(8)可以发现, 增加 FFT 点数不会增加多普勒频率的捕获范围, 却可以提高多普勒频率捕获结果的分辨率, 提高捕获精度。采用恒虚警概率设置门限, 假设虚警概率为  $10^{-5}$ , 根据式(12), 在虚警概率确定的条件下计算捕获门限。为减小硬件资源消耗, 在满足匹配滤波器长度要求的条件下, 匹配滤波器数量要尽可能小。如果多普勒频率分辨率过低, 可以通过补零增加 FFT 点数调整。同时, 如果每个匹配滤波器码片数量过低, 容易导致信号峰值过低, 湮没在噪声中。

综上, 码长 1 023 的信号, 匹配滤波器数量设置为 128; 码长 10 230 的信号, 匹配滤波器数量设置为 512。

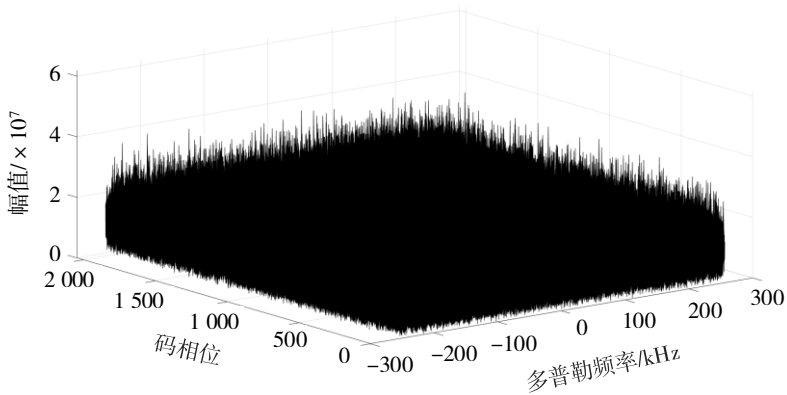
### 3.2.3 仿真结果

信号的捕获结果如图 5 所示, 图 5 (a) 和图 5 (c) 可以看到, 在 FFT 输出结果中峰值比较明显, 能够捕获到信号; 而图 5 (b) 和图 5 (d) 中, 在 FFT 输出结果中找不到明显峰值, 这是因为在信噪比较低, 多普勒频移较大, 每个匹配滤波器码片数量过少时, 信号累积的能量会淹没在噪声中, 导致捕获不到信号。



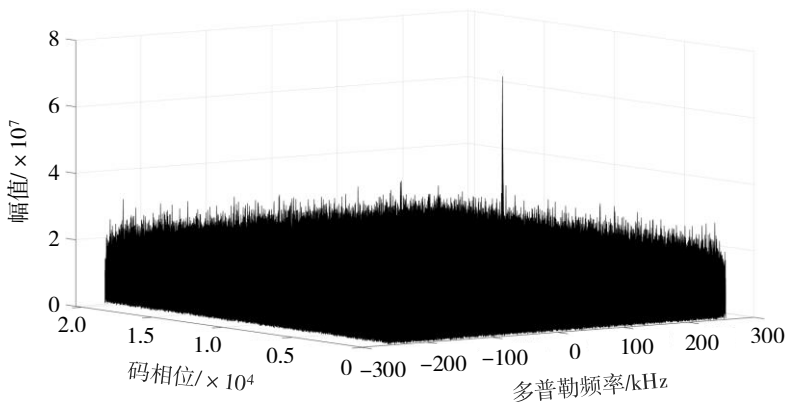
注: 捕获到信号, 搜索到的码相位是 410, 搜索到的多普勒是 30 kHz

(a) 码长 1 023, 多普勒频移 30 kHz, 信噪比-30 dB,  $N = 128$  时捕获结果



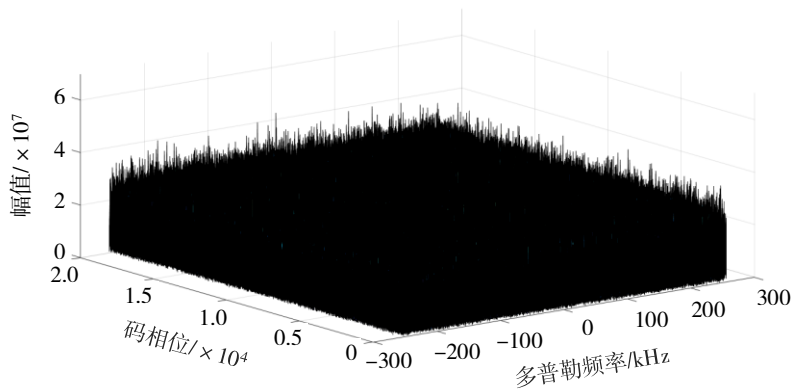
注: 未捕获到信号

(b) 码长 1 023, 多普勒频移-80 kHz, 信噪比-30 dB,  $N = 512$  时捕获结果



注: 捕获到信号, 搜索到的码相位是 4 166.5, 搜索到的多普勒是 95 kHz

(c) 码长 10 230, 多普勒频移 95 kHz, 信噪比-25 dB,  $N = 512$  时捕获结果

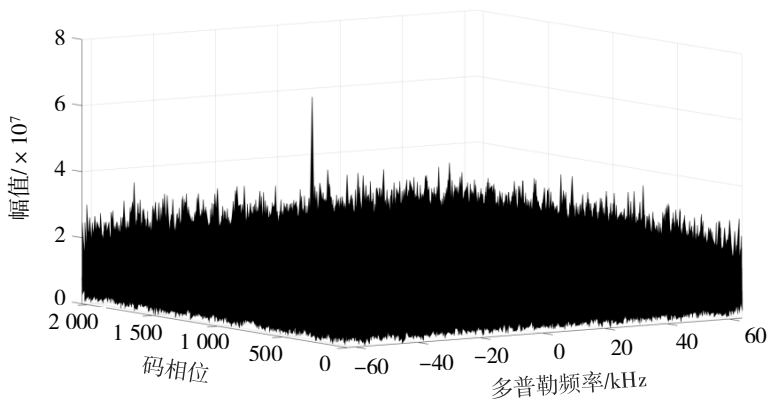


注：未捕获到信号

(d) 码长 10 230, 多普勒频移 95 kHz, 信噪比 -30 dB,  $N = 512$  时捕获结果

图 5 信号捕获结果

信号信噪比较低, 或者每个匹配滤波器码片数量过少时, 会造成相关峰值不明显; 另外, 在实现过程中考虑到硬件资源情况, 匹配滤波器数量有限。此时, 可以考虑将捕获的多普勒范围缩小, 增加搜索次数, 从而使得匹配滤波器数量减少, 每个匹配滤波器码片数量增加, 相关峰值随之增加。当然, 这同样也会导致捕获时间增加, 因此在实际应用中, 需要做一个平衡。图 5 (b) 中信号捕获不到, 将多普勒搜索范围分段之后, 匹配滤波器长度减小, 每段匹配滤波器码片数量增多, 捕获结果如图 6 所示, 可以看到信号捕获成功了。



注：捕获到信号, 搜索到的码相位是 410, 搜索到的多普勒是 -80 kHz

图 6 多普勒频率范围分段后捕获结果

现将所有数据仿真结果汇总, 见表 1。表 1 的捕获结果显示的是多普勒频率未分段的结果, 信号码长为 1 023, 码速率为 1.023 MHz 时, 信号信噪比为 -30 dB 时能够捕获到多普勒频移为 30 kHz 的信号, 捕获不到多普勒频移为 80 kHz 的信号。在码长为 10 230 时, 对于多普勒频移为 95 kHz 的信号, 能捕获到信噪比 -25 dB 的信号, 捕获不到信噪比为 -30 dB 的信号。

表 1 不同信号仿真结果汇总表

信号	码长, 码速率	多普勒频率/kHz	信噪比/dB	是否捕获到信号
1	1 023, 1.023 MHz	30	-20	是
2	1 023, 1.023 MHz	30	-25	是
3	1 023, 1.023 MHz	30	-30	是
5	1 023, 1.023 MHz	-80	-30	否



续表 1

信号	码长, 码速率	多普勒频率/kHz	信噪比/dB	是否捕获到信号
7	10 230, 10.23 MHz	-80	-25	是
8	10 230, 10.23 MHz	95	-25	是
9	10 230, 10.23 MHz	95	-30	否

从仿真结果来看, 在多普勒捕获范围之内, 信噪比固定时, 多普勒频移越小, 捕获概率越高。在多普勒频移固定的条件下, 信号的信噪比越高, 捕获概率越高, 如果信噪比达不到要求, 即使多普勒在捕获范围之内, 也会因为信号与噪声累积的能量差别过小而检测不到峰值, 捕获不到信号, 这是因为, 多普勒频率增加和信噪比降低都会使 FFT 输出幅值降低。如果是因为多普勒频移过大导致捕获不到信号, 可以通过增加一定的捕获时间分段搜索多普勒频率的方法来改善, 就如图 6 所示。同种信号, 匹配滤波器长度相同且码相位偏移量相同时, 单次搜索时间和搜索次数都相同, 相干积累时间也相同。

### 3.3 结果分析

根据 3.1 节内容, 对仿真选取的几种信号的捕获性能进行分析。首先根据式 (14), 绘制捕获概率与信噪比的关系, 如图 7 所示。假设输入信号码速率为 1.023 MHz, 码长为 1 023 个码片, 匹配滤波器个数为 128 个, 图 7 (a) 表示 PMF-FFT 算法加窗函数改进前后多普勒频移分别为 30 kHz 的捕获概率。信号码长为 10 230 个码片时, 码速率为 10.23 MHz, 匹配滤波器个数为 512 个, FFT 点数为 512, 图 7 (b) 为算法加窗函数改进后多普勒频移设为 95 kHz 的捕获概率。从图中可以看出, 在多普勒频率相同的检测环境下, 加窗函数改进后的算法能够适应信噪比更低的环境, 在信噪比良好的情况下, 多普勒频移越小检测概率越高。

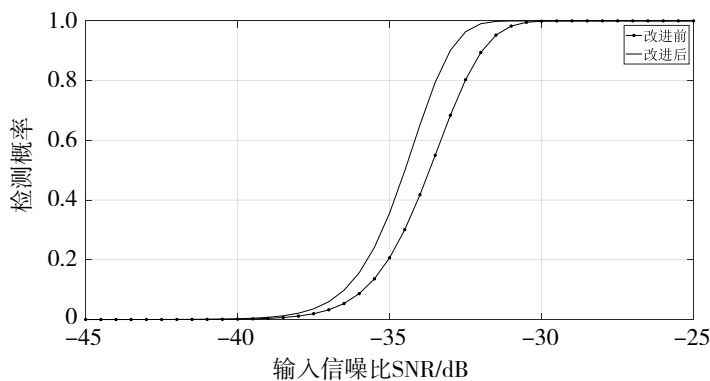
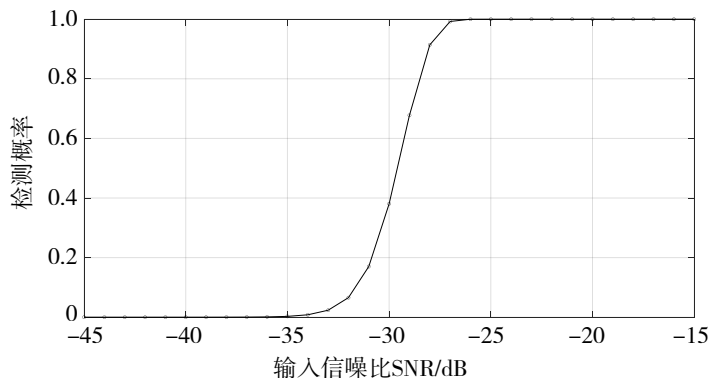
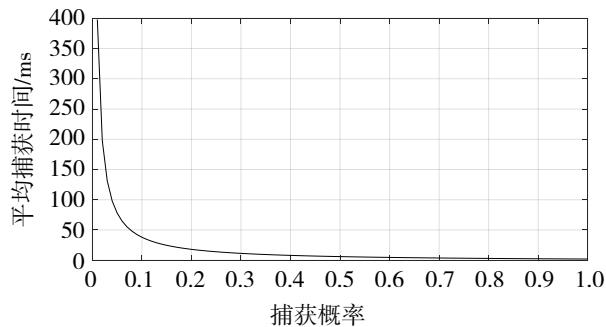
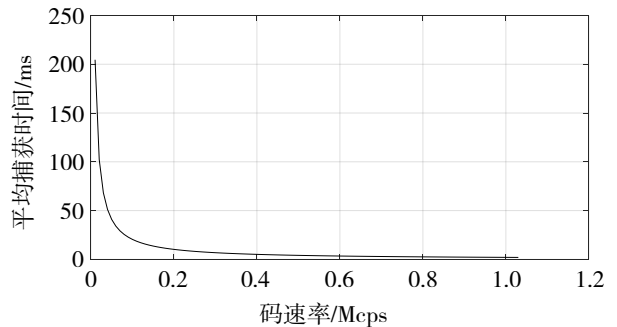
(a) 码长 1 023,  $f_d = 30$  kHz(b) 码长 2 046,  $f_d = 95$  kHz

图 7 信号检测概率与输入信噪比关系图

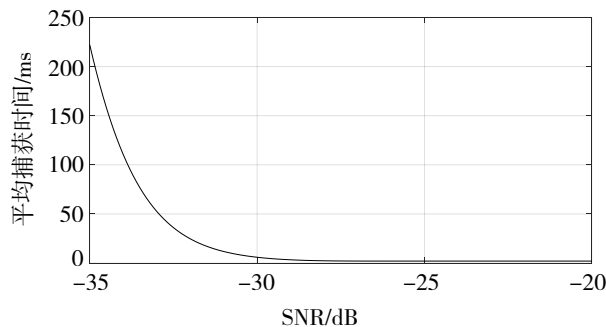
根据式(15)绘制平均捕获时间与其他参量关系,如图8所示。假设虚警惩罚次数 $k=5$ ,虚警概率为 $10^{-5}$ 。图8(a)为信号码长为1 023,码速率为1.023 MHz时,信号的平均捕获时间与捕获概率的关系,可以看出,信号捕获概率越高,平均捕获时间越小。图8(b)为码长固定、捕获概率接近1时,平均捕获时间与码速率的关系,可以看出,随着码速率加快,信号的平均捕获时间在减少,这是因为码速率越快,相干积累时间会减少。因此,在码长确定时,可以通过在合理范围内增加码速率来降低平均捕获时间。图8(c)为多普勒频移固定时,平均捕获时间与信噪比关系,可以看出,信号信噪比越高,平均捕获时间越短。图8(d)为捕获时间与匹配滤波器长度的关系,可以看出,匹配滤波器长度越长,信号平均捕获时间越长。综上,捕获概率、码速率、信噪比和匹配滤波器长度都对平均捕获时间有影响,能捕获到信号时,平均捕获时间在200 ms以内。



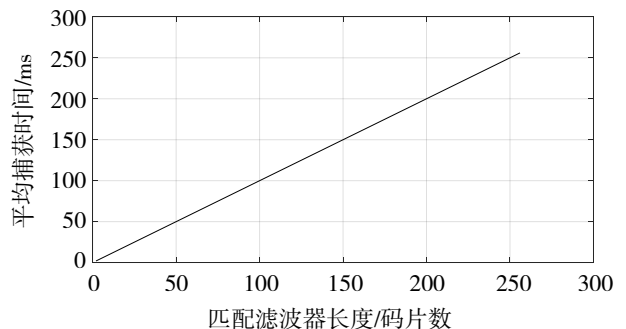
(a) 平均捕获时间与捕获概率关系图



(b) 平均捕获时间与码速率关系图



(c) 平均捕获时间与信噪比关系图



(d) 平均捕获时间与匹配滤波器长度关系图

图8 平均捕获时间与其他参量关系图

对比仿真结果和捕获性能理论分析结果,结论是一致的。随着多普勒频率的增加和信噪比降低,FFT输出的峰值会降低,捕获概率也随之降低,搜索难度加大,捕获时间就会增加,趋势就如图7和图8所示。由图7可以看到,码长1 023、码速率1.023 MHz,采样率为250 MHz,多普勒频移为30 kHz时,信噪比在-30 dB以上捕获概率接近1;码长10 230、码速率10.23 MHz,多普勒频移为95 kHz时,信噪比在-25 dB以上时捕获概率接近1,这与图5和表1仿真结果一致。这说明PMF-FFT算法能够捕获到大多普勒频移的信号,适用低轨卫星运行高动态环境。

综上,在捕获过程中,首先信号伪码的码长和码速率会影响捕获到的多普勒频率的范围,实际捕获范围为 $f_d \leq 1/(4XT_c)$ ,信号的码长越长,码速率越快,能够捕获到的多普勒频移范围越大。码长确定时,码速率越快,平均捕获时间越短。伪码确定时,在多普勒捕获范围内,要保证进入接收机的信号载噪比尽可能大,因为信噪比越高,能捕获到的多普勒频率也越高。在信号到达接收机时,要根据信号伪码,预估多普勒频率以及信噪比,判断能否捕获到信号。如果因为硬件资源有限或者匹配滤波器码片数量过低时,可以通过将多普勒频移分段搜索的方法来改善,在多普勒捕获范围内,通过合理选择匹配滤波器数量以及FFT点数,PMF-FFT算法可以捕获到高动态信号。

## 4 结语

本文分析计算了低轨卫星信号的多普勒频率,通过数学模型对于 PMF-FFT 的捕获算法进行了理论分析,验证了加窗函数法和补零法对频域衰减和扇贝损失的改善情况,最后使用 Matlab 仿真算法并采集信号验证。从采集信号的捕获测试结果看,改进后的 PMF-FFT 算法能够成功捕获到高动态信号。因为低轨卫星星载终端接收信号有差异,算法需要针对不同信号体制对算法的参量做调整,比如改变匹配滤波器长度和 FFT 点数等,调整后的 PMF-FFT 捕获算法能够满足低轨卫星高动态信号捕获要求。本文的研究可以为低轨星载终端的研制及高动态信号的捕获提供理论支撑。

### 参考文献:

- [1] 黄云青. 高动态 GNSS 信号快速捕获算法研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2014.
- [2] 韩声栋, 蒋铃鸽, 刘伟, 等. 通信原理[M]. 2 版. 北京: 机械工业出版社, 2017.
- [3] POVEY G J R, TALVITIE J. Doppler compensation and code acquisition techniques for LEO satellite mobile radio communications[J]. International Conference on Satellite Systems for Mobile Communications and Navigation, 1996: 16-19.
- [4] SPANGENBERG S M, SCOTT I, McLAUGHLIN S, et al. An FFT-based approach for fast acquisition in spread spectrum communication systems[J]. Wireless Personal Communications, 2000, 13(1-2): 27-55.
- [5] 谢钢. GPS 原理与接收机设计[M]. 北京: 电子工业出版社, 2017.
- [6] 程佩青. 数字信号处理[M]. 4 版. 北京: 清华大学出版社, 2013.
- [7] 孙斌. 基于 PMF-FFT 快速捕获算法的研究与实现[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2011.
- [8] 柳春. 基于 PMF-FFT 的高动态导航信号捕获设计与实现[D]. 成都: 电子科技大学, 2014.
- [9] 孙清龙. 多普勒效应对高动态 GNSS 信号 PMF-FFT 捕获方法的影响研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工程大学, 2017.