

# 一种兼容接收高中低轨导航信号捕获方法与仿真实现

王琳舒, 黄喆, 郭欣  
(北京遥测技术研究所 北京 100076)

**摘要:** 近年来, 由于低轨导航增强系统逐步纳入综合 PNT 体系建设, 如何对低轨信号的捕获跟踪逐渐成为热点研究问题。在综合 PNT 应用终端需要同时接收北斗+低轨导航增强信号场景下, 由于捕获模块的资源庞大, 利用两套硬件资源分别对高、中、低轨信号进行兼容接收会造成极大的资源浪费, 无法实现用户终端的小体积、低功耗需求。本文在现有北斗信号捕获模块基础上进一步优化算法, 通过设计灵活可复用的匹配滤波加 FFT 结构实现匹配滤波器的长度与 FFT 点数灵活可配, 片内分布式处理加片外超长存储架构存储超长数据, 以及高多普勒伪码、载波频率补偿等方法, 完成了对高、中、低轨信号的兼容接收, 同时可实现对中、高轨北斗 B1C 信号 $-145$  dBm 捕获灵敏度和低轨 $\pm 40$  kHz STL(卫星时间和位置)突发信号的捕获。

**关键词:** 高中低轨兼容接收; 低轨导航增强系统; STL 突发信号; 捕获算法

中图分类号: TN967.1

文献标志码: A

文章编号: 2095-1000(2025)03-0127-12

DOI: 10.12347/j.ycyk.20241012001

CSTR: 32406.14.ycyk.20241012001

引用格式: 王琳舒, 黄喆, 郭欣. 一种兼容接收高中低轨导航信号捕获方法与仿真实现[J]. 遥测遥控, 2025, 46(3): 127-138.

## Research and Implementation of A Compatible Reception Method for High, Medium, and Low Orbit Navigation Signals Capture

WANG Linshu, HUANG Zhe, GUO Xin  
(Beijing Research Institute of Telemetry, Beijing 100076, China)

**Abstract:** In recent years, low-orbit navigation enhancement system has been gradually incorporated into the construction of integrated PNT system, and the capture and tracking of low-orbit signals has gradually become a hot research issue. In the scenario that the integrated PNT application terminal needs to receive BeiDou + LEO navigation augmentation signals at the same time, due to the large resource consumption of the capture module, using two sets of hardware resources to compatibly receive high, medium and low orbit-signals will cause a great waste of resources, and it is not possible to realize the small size and low power consumption requirements of the user terminal. This paper further optimizes the algorithm on the basis of the existing BeiDou signal capture module, and through the design of flexible and reusable matched filter plus FFT structure, on-chip distributed processing and off-chip ultra-long storage architecture, and techniques such as high Doppler pseudo-code, carrier frequency compensation, etc., it realizes the compatible reception of high, medium and low-orbit signals, and at the same time, it can realize the capture of high and medium orbit BeiDou B1C signals with a capture sensitivity of  $-145$  dBm capture sensitivity and 40 kHz STL burst signal in low orbit.

**Keywords:** High, medium, and low rail compatible reception; Low orbit navigation enhancement system; STL burst signal; Capture algorithm

**Citation:** WANG Linshu, HUANG Zhe, GUO Xin. Research and Implementation of A Compatible Reception Method for High, Medium, and Low Orbit Navigation Signals Capture[J]. Journal of Telemetry, Tracking and Command, 2025, 46(3): 127-138.

### 0 引言

低轨星座因其落地电平高、收敛速度快、覆盖范围广、路径损耗小等优势,有望将其作为天基信息源纳入国家综合PNT体系<sup>[1]</sup>。按照低轨星座提供PNT服务的模式,主要包括两种:①通过联合定轨、缩短精密定位收敛时间、信息增强等途径,提高GNSS的导航性能;②播发导航测距信号,在信号拒止环境下,提供基本导航服务,实现导航备份。对于第二种服务模式,在下一代铱星系统设计中,基于突发信号的STL信号体制,可在GNSS信号拒止环境下独立提供PNT服务<sup>[2-4]</sup>。

由于高中低轨信号特点不同,多类型信号在捕获过程中处理过程复杂、捕获算法不一致、占用资源较大。文献[5]在并行码相位捕获算法基础上,加入双路信号传输设计。文献[6]采用时域并行搜索法实现对2个频段信号的接收。文献[7]选用自相关函数边峰消除技术来实现GPSL1C信号和GalileoE1B信号的无模糊度捕获。文献[8]介绍了一种兼容新旧体制信号的快速捕获方法。文献[9]介绍了高中低轨卫星在信息层融合处理,未涉及信号层融合处理算法。综上,目前国内大多数研究倾向于北斗系统与GPS卫星导航系统、高中低轨信息层面的兼容互操作,对终端实现高中低轨卫星信号处理层面的融合提及较少。

随着综合PNT系统建设的逐渐完善,用户终端和算法的设计也是低轨星座提供综合PNT服务的重要一环<sup>[10,11]</sup>。如何在不替换或少改动现有设备基础上,使用一套终端设备同时实现高轨微弱旁瓣信号、中轨北斗导航信号、低轨卫星导航测距信号接收,尤其是在高轨弱信号捕获<sup>[12]</sup>、低轨突发信号快速建链,高动态低轨卫星的捕获与跟踪等问题上,都对系统终端研制提出了极大挑战。

基于上述需求,本文设计一种兼容接收高中低轨导航信号快速捕获方法,解决不同信号体制

下信号兼容快速捕获问题,是系统服务性能提升和扩展应用的基础和关键。本文首先对以铱星STL突发信号为代表的低轨增强导航信号体制和北斗三号信号体制进行深入研究及解析;然后提出一种可兼容STL突发信号和北斗信号的捕获方法;最后,对捕获方法进行设计、仿真和实测,进一步验证了算法的可行性,节省硬件资源,提高捕获效率。

### 1 STL与北斗信号特性分析

#### 1.1 STL信号体制分析

铱星星座是目前全球唯一已经全球覆盖并提供服务的低轨卫星系统,国内低轨卫星星座在布设时多有参考与借鉴铱星星座构型与信号体制。在本文中,主要参考铱星信号体制对低轨增强导航信号进行论述。

铱星系统采用了时分双工(TDD)方式和时分多址(TDMA)与频分多址(FDMA)的混合多址方式。信号频率范围在1 616~1 626.5 MHz,总带宽10.5 MHz。在铱星信号1 626~1 626.5 MHz频率内被STL信号占用,播发单工信道。信道分为单向信道和双向信道,其分配包含一个载波频率和一个时隙,二者具备相同的TDMA帧结构,但频率划分并不相同,每个信道间隔41.667 kHz。双向信道中每8个接入频率组成1个子频带,每个子频带占据8个信道间隔(333.333 kHz)的带宽,铱星系统总共拥有30个双向通信的子频带,共包含240个接入频点<sup>[13]</sup>。

每个TDMA帧结构总时隙90 ms,数据速率为50 kbps,符号速率为25 ksps。单个TDMA帧结构包括一个单向下行时隙(长为20.32 ms)、4个上行链路时隙(长为8.28 ms)和4个等长的下行链路时隙(长为8.28 ms),这些时隙之间存在保护时间。其中突发信号(STL burst)在前20.32 ms播发导航定位信息<sup>[14]</sup>。图1为具体帧结构。

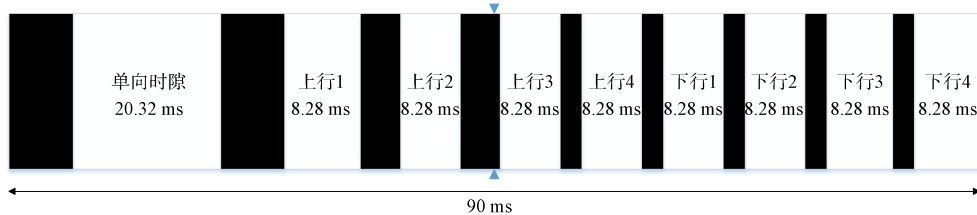


图1 铱星TDMA帧结构

Fig. 1 Iridium TDMA frame structure

STL突发信号包括CW(连续波)、UW(唯一字)与导航定位数据。采用差分四相相对相移键控(Differential Quadrature Reference Phase Shift Keying, DQPSK)调制,起始端为连续波,用于检测突发信号并对频率快速捕获,导航数据分为导频通道数据(PRN码)和数据通道数据,在伪随机噪声序列中,有效的信息数据传递速率降低,同时与本地产生的伪码序列相关达到进一步精密测量的目的。STL突发信号的播发时间约为1.4秒/次,图2为STL突发信号结构示意图。

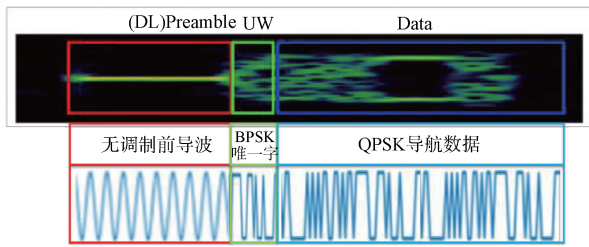


图2 STL突发信号结构示意图

Fig.2 Schematic diagram of STL burst signal structure

以L频段的信号为例,计算低轨卫星多普勒频移范围。STL信号载波中心频率为1 626.25 MHz,地面站静止不动,低轨卫星绕行时间为90 min,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,以此估计多普勒频率偏移量<sup>[15]</sup>。根据卫星绕行时间可得出:

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

线速度为:

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

最大径向速度为:

$$v_{\text{dm}} = v_s \frac{R_c}{R_s} = 6\ 400 \times 10^3 \times 1.164 \times 10^{-3} = 7\ 449.6 \text{ m/s} \quad (3)$$

根据卫星速度与采用的工作载波频率计算信号的最大多普勒偏移为:

$$f_D = \frac{f_c v_{\text{dm}}}{c} = \frac{1\ 626.25 \times 10^6 \times 7.4 \times 10^3}{3 \times 10^8} = 40\ 114.17 \text{ Hz} \quad (4)$$

式中 $f_c$ 为STL信号载波中心频率, $c$ 为光速,结果表明:对于静止的导航接收机,卫星移动所导致的多普勒频移最大可达到 $\pm 40\text{ kHz}$ 。

## 1.2 STL与北斗信号体制对比

卫星导航系统具有覆盖范围广、全天候和精

度高等优势,但是导航卫星均为高轨或中轨道卫星,通常信号最高落地电平为 $-130\text{ dBm}$ 左右,信号幅度低于噪声幅度。卫星导航信号落地电平低,导致接收机在城市峡谷、树木遮挡处、室内定位等部分环境下无法正常捕获跟踪,同时也存在易被干扰以及易被欺骗的问题。

而低轨星座的近地特性带来了更强的信号,这使它们对干扰更有抵抗力,在城市峡谷和室内等深衰减环境中更加强大,且低轨星座几何变化大,易于高精度定位快速收敛。综上,北斗和STL时间位置均可用的环境中,北斗通常会更准确。STL的主要优势在于其能够在遮挡、欺骗或其他原因无法使用北斗的情况下提供时间和位置。在此方面,北斗和STL可以被视为互补。

目前,针对GNSS系统应用终端较为成熟,而如何在不替换或少改动现有设备基础上,实现对STL的高动态、突发信号捕获跟踪,并最终实现对高中低轨卫星兼容接收是本文的研究重点。表1对北斗系统和STL系统信号体制进行分析与对比。

表1 北斗系统和STL系统的信号体制分析

Table 1 Analysis of Beidou and STL signal systems

系统	北斗(BIC信号体制)	STL
调制方式	BOC,包含数据和导频	DQPSK
落地电平	$-129\text{ dBm}$	$-123\text{ dBm}$
多普勒频率范围 (地面接收机静止)	$\pm 5\text{ kHz}$	$\pm 40\text{ kHz}$
信号连续性	连续信号	突发信号,突发周期1.4 s

## 2 基于PMF-FFT捕获算法研究及优化

### 2.1 基于PMF-FFT算法数学模型分析

接收到的中频信号表达式为:

$$s(t) = AC(t)D(t)\exp[i(2\pi(f_{\text{IF}} + f_D)t + \varphi)] \quad (5)$$

式中, $A$ 为信号振幅, $C(t)$ 为C/A码, $D(t)$ 为导航电文信息, $f_{\text{IF}}$ 为信号中频, $f_D$ 为多普勒频率, $\varphi$ 为载波初始相位。

首先,中频信号需要剥离载波,STL输入信号与本地载波相乘,完成下变频得到零中频信号,表达式为:

$$s_0(t) = s(t)\exp[-i(2\pi f_{\text{IF}})t] = AC(t)D(t)\exp[i(2\pi f_D t + \varphi_0)] \quad (6)$$

载波剥离后对STL信号进行采样率为 $f_s$ 的降采样,即每 $W$ 个点取均值得到采样后的STL信

号  $x(k)$ :

$$x(k) = \frac{1}{WT_s} \int_{MT_s k}^{MT_s(k+1)} s_0(t) dt =$$

$$A \frac{\sin(\pi f_D WT_s)}{\pi f_D WT_s} \exp[i(2\pi f_D WT_s k + \pi f_D WT_s + \varphi)] \quad (7)$$

设信号码长为  $N$ ,  $T_c$  为码元宽度, 对信号进行捕获时, 当下的归一化相关值为<sup>[16]</sup>:

$$G_{DMF} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{M-1} \exp[i(2\pi f_D k T_c)] \quad (8)$$

再将长度为  $N$  的匹配滤波器分为  $K$  个  $M$  长的部分匹配滤波器 ( $N=K \times M$ ), 得到:

$$G_{DMF} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{M-1} \exp[i(2\pi f_D k T_c)] +$$

$$\frac{1}{N} \sum_{k=M}^{2M-1} \exp[i(2\pi f_D k T_c)] +$$

$$\dots + \frac{1}{N} \sum_{k=(K-1)M}^{KM-1} \exp[i(2\pi f_D k T_c)] =$$

$$\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{M-1} \exp[i(2\pi f_D k T_c)] \sum_{i=0}^{K-1} \exp[i(2\pi f_D i M T_c)] \quad (9)$$

对输出的  $K$  个相关值进行  $k$  点 FFT 运算, 得到输出值第  $k$  点归一化幅频响应<sup>[17]</sup>:

$$G_{PMF-FFT}(k, f_D) =$$

$$\frac{1}{N} \left| \frac{\sin(\pi f_D T_c M)}{\sin(\pi f_D T_c)} \right| \left| \frac{\sin(\pi f_D T_c KM - \pi K)}{\sin(\pi f_D T_c M - \pi \frac{k}{K})} \right| \quad (10)$$

由上式可知, 相干累加结果会受到残留载波多普勒频移的影响。不同频率误差和不同相干积分时间条件下对相干累加结果的影响, 如图 3 所示。

利用非相关积分检测来降低捕获过程中接收信号载波与本地载波之间相位差对捕获检测量的

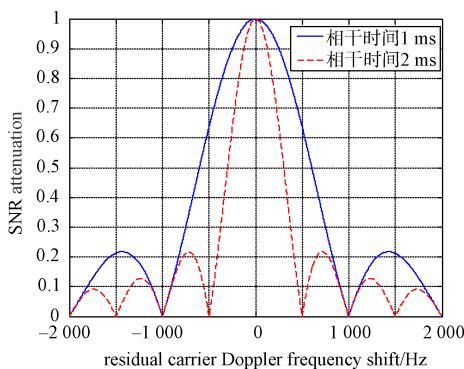


图 3 残留载波多普勒频移对相干累加结果的影响

Fig. 3 The influence of residual carrier Doppler frequency shift on coherent accumulation results

影响, 检测量如式(11)所示<sup>[18]</sup>:

$$V = \sqrt{I_p^2 + Q_p^2}$$

$$I_p = D(n) R(\tau) \sin c(f_D T_{coh}) \cos(\varphi) \quad (11)$$

$$Q_p = D(n) R(\tau) \sin c(f_D T_{coh}) \sin(\varphi)$$

式中,  $I_p$ 、 $Q_p$  分别为 STL 信号同向和正交两支路分量, 最终得到:

$$V = R(\tau) |\sin c(f_D T_{coh})| \quad (12)$$

式中,  $R(\tau)$  为伪码的自相关函数,  $T_{coh}$  为积分时间。

当伪码同步时,  $R(\tau) = 1$ , 在多普勒频移是整数倍的码周期倒数时, 多普勒频移对捕获检测量的影响最大。从图 4 中可以看出, 当多普勒频移在一定范围之外时检测量幅值衰减严重, 大大增加了漏补概率。

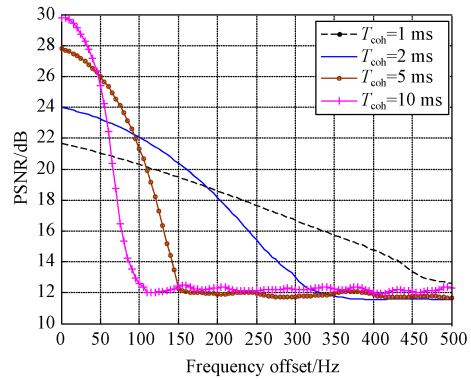


图 4 非相干累加算法受残留载波多普勒频移的影响

Fig. 4 Non-coherent accumulation algorithm affected by residual carrier Doppler frequency shift

从上文可知, 对于静止的导航接收机来说, 由于低轨卫星移动所导致的多普勒频移最大可达到  $\pm 40$  kHz, 该多普勒偏移引起的伪码相位误差和载波频率偏差对捕获算法的实现带来了较大挑战和难度。

## 2.2 PMF-FFT 捕获算法工程实现

典型 PMF-FFT 捕获算法流程为: 经过下变频后的中频信号与载波 NCO 产生的本地载波相乘, 存储在同相、正交 AD 采样数据 RAM 中, 此后分成  $P$  段, 与码 NCO 产生的本地码一起进入  $P$  个匹配滤波器进行相关运算。将相关运算结果进行  $N$  点 FFT 运算, 保存相关运算结果, 并与下一段相关运算结果进行非相干积分, 当计算结果超过捕获门限时, 捕获成功, 否则继续采集下一段信号进行上述操作, 直至捕获结束<sup>[19]</sup>。流程图如图 5 所示:

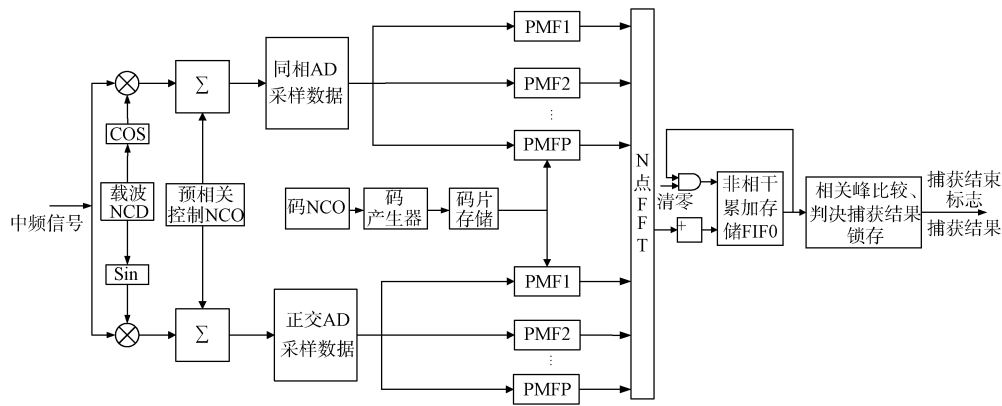


图5 典型PMF-FFT实现框图

Fig.5 PMF-FFT algorithm schematic diagram

算法的具体步骤如下：

① 数字中频信号经过数字下变频后得到同相和正交两路包含残留多普勒的信号；

② 按照设置的预相关速率完成预相关后，存入同相AD采样数据RAM和正交AD采样数据RAM；码NCO产生本地伪码存入码片存储RAM中；一般可设置预相关速率为两倍的伪码速率；

③ 在当前多普勒频率栅格上，每一时钟节拍将存储在AD采样数据RAM中的同相AD预相关信号和正交AD预相关信号各分成 $P$ 段，送入长度为 $L$ 的匹配滤波器中进行匹配滤波；每拍时钟得到 $P$ 个累加长度为 $N$ 的相干运算结果，即每拍时钟运算分析的数据量为 $M$ ，其中 $M=L \times P$ ；匹配滤波器的长度 $L$ 需合理配置， $L$ 值过大会导致捕获带宽变窄，过小会导致FFT点数过多及FFT计算量过大，资源占用和计算延时增加。在北斗导航信号的捕获中，常设置 $L=1023$ ， $P=32$ 。

④ 将相干运算结果进行 $N$ 点FFT运算，考虑到扇贝损失和运算量的影响，FFT点数不宜过大也不宜过小，通常选用 $N=64$ 或 $128$  ( $N \geq P$ )。即当数据经过 $P$ 个部分匹配滤波器后，可将输出的数据加窗处理后进行 $P$ 点FFT运算，或进行 $(N-P)$ 个点的补零操作来减少扇贝损失的影响。

⑤ 将步骤④得到的FFT运算结果与非相干累加结果缓存FIFO中的前一组运算结果进行非相干累加，并将新的非相干累加结果存入非相干累加结果缓存FIFO中，进行非相干累加 $R$ 次；

⑥ 重复步骤④至步骤⑤，清零信号在第一次非相干累加时有效。循环进行非相干累加运算，直到非相干累加次数达到设置的非相干累加次数

后，开始进行相关峰比较，若最大值大于等于噪声门限则记录捕获的码相位及对应的多普勒频率并给出捕获结束标志；

⑦ 若小于噪声门限则继续滑动下一个AD信号并重复上述相干非相干积分累加，直至RAM中存储的AD数据全部分析完成，RAM中存储的AD数据应至少覆盖分析数据长度( $M \times R$ )与信号扩频周期长度(如B1C信号扩频周期长度为10ms)之和；

⑧ 如果一直未出现超过门限的数据，则将AD滑动过程中相关峰最大值对应的码相位和多普勒频率锁存，并给出捕获完成标志，捕获结束。

### 2.3 针对PMF-FFT捕获算法的进一步优化

PMF-FFT捕获算法充分利用了匹配滤波器及FFT的优点，可以实现时频二维快速捕获，硬件复杂度及硬件规模中等，是对导航信号接收最优的解决方法<sup>[20]</sup>。但是针对在高轨弱信号捕获，低轨突发、高动态信号快速建链，使用上节所述PMF-FFT捕获算法仍存在如下难题：

① 高轨卫星接收导航旁瓣信号，信号功率弱，但是卫星动态较小，为获得较高的相干增益，相干运算长度( $M$ 值)应尽可能长。而低轨卫星落地电平高，对灵敏度指标无严苛要求，但是动态范围大，相干积分运算长度( $M$ 值)不宜过长，以避免频率搜索范围过窄，高动态情况下多次捕获带来的捕获速度过慢的问题。如何优化匹配滤波器的设计，是实现高中低轨导航信号兼容接收需要解决的重要问题。

② 本地缓存RAM中存储的AD数据应覆盖分析数据长度( $M \times R$ )加上信号扩频周期长度，对于常规导航信号，信号扩频周期较短，如B1C信号扩

频周期为 10 ms。低轨 STL 突发信号的播发时间约为 1.4 秒/次, 为保证每次捕获分析的数据能覆盖 STL 突发信号, AD 数据缓存长度应不少于 1.4 s 对应数据量。STL 突发信号捕获消耗庞大的硬件存储资源对接收端设计带来了巨大挑战。

③ 常规导航信号卫星动态一般不超过 ±5 kHz, 而前文所述低轨导航信号卫星动态为 ±40 kHz, 低轨星座运行带来的巨大的载波频率偏移和伪码频率偏差对相干积分、非相干积分损耗严重, 高效实现对载波、伪码相位频偏的补偿以满足高动态捕获系统的要求, 是低轨信号快速建链的重要手段。

面向上述重要问题, 针对上节 PMF-FFT 捕获算法架构进行优化, 使接收机捕获模块的参数可根据不同信号体制信号进行配置, 提出了:

- ① 灵活可复用的匹配滤波加 FFT 结构。
- ② 片内分布式处理加片外超长存储架构。

③ 高多普勒伪码频率补偿等方法。

对 PMF+FFT 捕获算法结构的三个方面进行优化, 最终实现对高中低轨导航信号的兼容接收。

基于图 5 架构进行优化与改进, 改进后的 PMF-FFT 捕获算法实现方法如图 6 所示。接收 STL 信号经下变频和采样后得到 AD 采样数据, 降采样后与本地载波 NCO 产生的本地载波相乘形成同相、正交两路信号并分别存储在同相 AD 采样数据 RAM 和正交 AD 采样数据 RAM 中。此后经多普勒频率补偿后送入  $N \times M$  矩阵匹配滤波器进行匹配滤波, 每个匹配滤波器组由  $N$  组  $M$  点相关器组成, I、Q 两路数据先相关再累加生成  $n$  个数据, 补零后将累加结果送入  $N(N \geq n)$  点 FFT 模块和非相干累加模块进行运算, 将输出结果与预设门限进行判决, 若输出结果高于门限, 则表示成功捕获, 通过捕获的相位位置计算可得出系统频差。

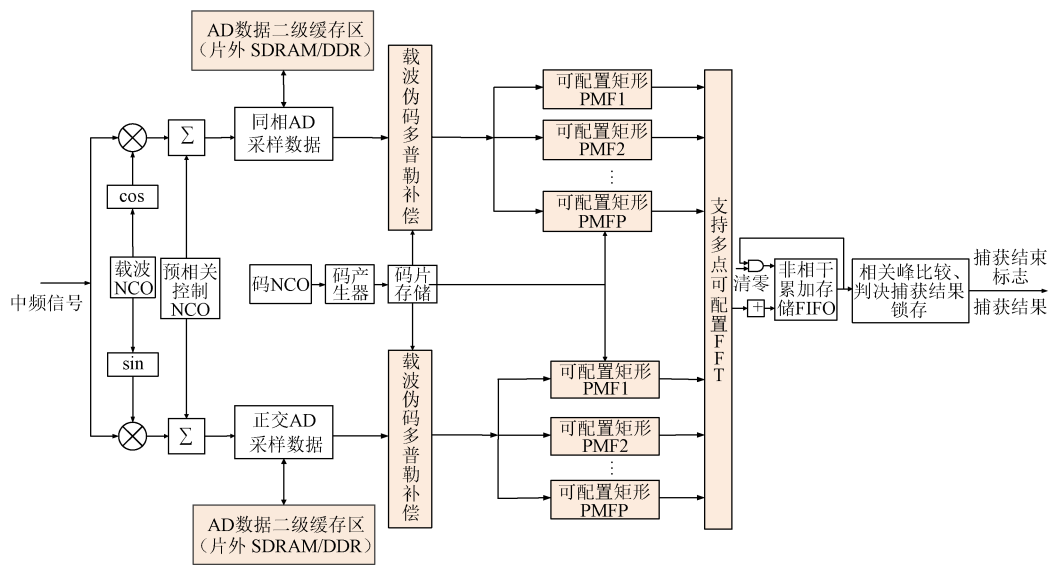


图 6 算法流程图

Fig. 6 Algorithm flow chart

算法的具体步骤如下:

- ① 数字中频信号经过数字下变频后得到同相和正交两路包含残留多普勒的信号。
- ② 按照设置的预相关速率完成预相关后, 存入同相 AD 采样数据 RAM 和正交 AD 采样数据 RAM; 码 NCO 产生本地伪码存入码片存储 RAM 中。
- ③ 当需要存储的 AD 长度超过内部 RAM 存储门限, 将数据存储在于片外的 AD 数据二级缓存区中。

- ④ 载波、伪码多普勒补偿模块对存储的 AD 数据和伪码数据进行频率补偿。
- ⑤ 在当前多普勒频率栅格上, 每一时钟节拍将存储在 AD 采样数据 RAM 中的同相 AD 预相关信号和正交 AD 预相关信号各分成  $P$  段, 送入灵活可复用的匹配滤波进行相干累加。
- ⑥ 将相干运算结果进行 FFT 运算, 该 FFT 模块可通过配置支持 256 点、128 点、64 点 FFT 结果输出。
- ⑦ 将步骤⑥得到的 FFT 运算结果与非相干累

加结果缓存FIFO中的前一组运算结果进行非相干累加，并将新的非相干累加结果存入非相干累加结果缓存FIFO中，进行非相干累加 $R$ 次。

⑧ 重复步骤④至步骤⑦，清零信号在第一次非相干累加时有效。循环进行非相干累加运算，直到非相干累加次数达到设置的非相干累加次数后，开始进行相关峰比较，若最大值大于等于噪声门限则记录捕获的码相位及对应的多普勒频率并给出捕获结束标志。

⑨ 若小于噪声门限则继续滑动下一组AD信号并重复上述相干/非相干积分累加。

⑩ 在AD数据滑动同时，采用环形结构同步读取片外AD数据二级缓冲区数据进行补充，直至RAM及片外AD数据二级缓冲区存储的AD数据全

部分分析完成。

⑪ 如果一直未出现超过门限的数据，则将AD滑动过程中相关峰最大值对应的码相位和多普勒频率锁存，并给出捕获完成标志，捕获结束。

下面对提出改进算法的三方面进行重点描述。

### 2.3.1 灵活可复用的匹配滤波加FFT结构

在PMF-FFT捕获算法中，匹配滤波器的长度与FFT点数需要配合配置。通过增加匹配滤波器点数，可增加相干积分长度，但是会导致捕获带宽变窄。如果匹配滤波器点数过小会导致FFT点数过多，导致FFT计算量过大，增加资源占用和计算延时<sup>[21]</sup>。

灵活可复用的匹配滤波器加FFT架构图如图7所示。

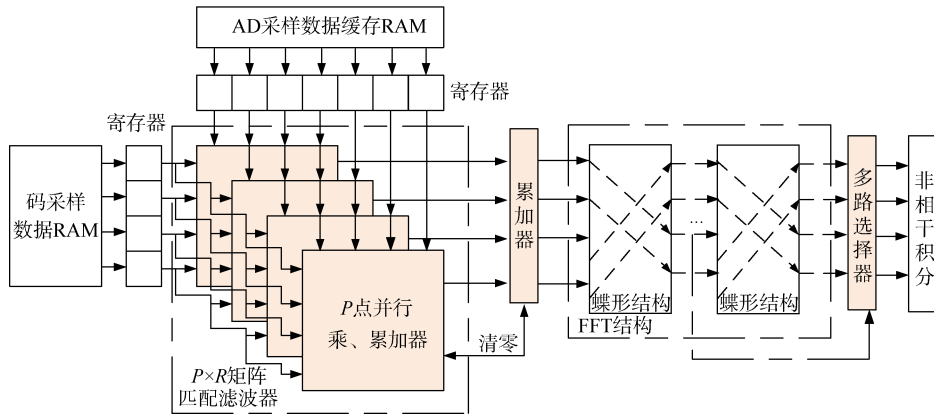


图7 灵活可复用的匹配滤波器加FFT架构

Fig. 7 Flexible and reusable PMF-FFT structure

① 在经典架构中采用长度为 $N$ 的匹配滤波器对 $N$ 点数据进行直接匹配，由硬件资源直接实现，不能进行软件配置更改，无法满足高中低轨不同相干积分长度的需求。

② 将 $N$ 点匹配滤波器长度拆分为 $P \times R$ 矩形匹配滤波器，其中 $N = P \times R$ ， $P$ 点匹配滤波器用于实现同一时刻 $P$ 个点同时进行累加， $R$ 表示矩形滤波器并行度系数，表征 $R$ 个匹配滤波器同时并行对不同AD信号进行匹配。

③ 在每组 $P$ 点匹配滤波累加器后，额外增加一级累加器，实现 $T$ 次 $P$ 个点相关数据的累加，其中 $T$ 值可通过软件进行配置。对于高轨信号，可设置较大 $T$ 值，保证足够相干积分时间；对于低轨信号，可设置较小 $T$ 值，保证捕获频率范围充分。

④ FFT采用流水线结构进行设计，256点串行

FFT结构，同时支持256点、128点、64点FFT结果输出。

⑤ 每一次AD滑动点数由1个提高至 $R$ ，其中 $R$ 为矩形滤波器的并行度系数。

基于上述五点优化，可以在同样的捕获时间和灵敏度条件下，实现匹配滤波器的长度与FFT点数灵活可配，即匹配滤波器长度( $P \times T$ )中的 $T$ 值可灵活配置，FFT点数也同时支持256点、128点和64点输出。

### 2.3.2 片内分布式处理加片外超长存储架构

GNSS卫星导航信号为连续卫星信号，如B1C信号周期为10 ms，RAM中存储的AD数据需覆盖分析数据长度(相干积分长度×非相干积分长度)加上信号周期长度(如B1C信号扩频周期长度为10 ms)，FPGA片内存储资源即可对AD滑动量进行存储。对于STL突发信号，其突发周期为1.4 s，

为了保证能够捕获得到突发卫星信号, AD 存储长度至少为 1.4 s 对应数据量加分析数据长度(相干积分长度×非相干积分长度), 存储资源消耗巨大, FPGA 片内存储资源已经无法满足突发信号捕获要求。

本文采用片内分布式处理, 片外超长存储架构, 将片上小容量双端口 RAM(AD 采样数据缓存 RAM)作为一级缓存, 用于降采样后的 AD 信号直接存储以及 AD 信号的高速缓存。高速缓存容量一般为本次捕获对应的分析数据量, 寻址采用环型

移位的方法实现复用。选择片外存储设备作为 AD 信号的二级缓存, 用于降采样后的 AD 信号直接存储。该片外存储设备可以选择 DDR 存储单元或者 SDRAM 存储单元, 且片外存储设备亦可作为导航 CPU 软件程序内存扩展区, 实现资源的复用。AD 采样数据缓存 RAM 采用分布式处理策略, 将 AD 数据按段划分, 每将一段数据进入后续矩形匹配滤波器中后, 读取二级缓存中 AD 信号覆盖该段数据, 实现对超长 AD 数据的分段式覆盖。其结构示意图如图 8 所示。

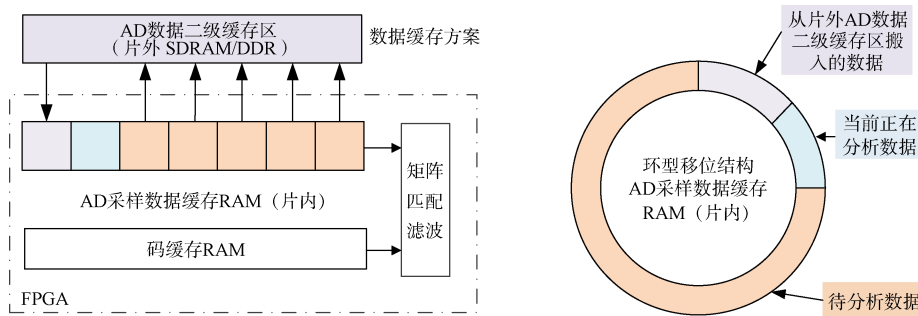


图 8 数据存储及环形移位结构示意图

Fig. 8 Data storage and circular shift structure diagram

### 2.3.3 高多普勒伪码、载波频率补偿

STL 突发信号多普勒频偏较大, 使得对其捕获的难度大大提高, 具体影响主要包括相干累积损耗、相关函数峰值移位和相关峰展开等<sup>[22-25]</sup>。同时积累时间、扩频码标称频率以及相对偏移率等因素会对导致 STL 突发信号伪码频偏损耗, 因此需要对其进行伪码和载波频率补偿。接收信号的载波和伪码频率偏移与接收机满足如下关系式:

$$\frac{\Delta f_c}{f_c} = \frac{\Delta f_o}{f_o} = \eta \quad (13)$$

其中  $\Delta f_c$  为伪码频偏,  $f_c$  为伪码频率,  $\Delta f_o$  为载波频偏,  $f_o$  为载波频率,  $\eta$  为相对偏移率。

频率补偿方法实现框图如图 9 所示。通过数控振荡器(NCO)实现对本地码的抽取, 根据 NCO 的工作原理计算其输出频率  $f_o$  为:

$$f_o = \frac{W}{2^K} f_i \quad (14)$$

其中  $f_i$  为 NCO 时钟频率,  $K$  为 NCO 相位累加器的字长,  $W$  为频率控制字。因此, 只需令:

$$W = \frac{(1+\eta)f_s}{f_{rs}} \times 2^{32} \quad (15)$$

即可完成本地码抽取频率补偿, 式中  $f_s$  为本地码采

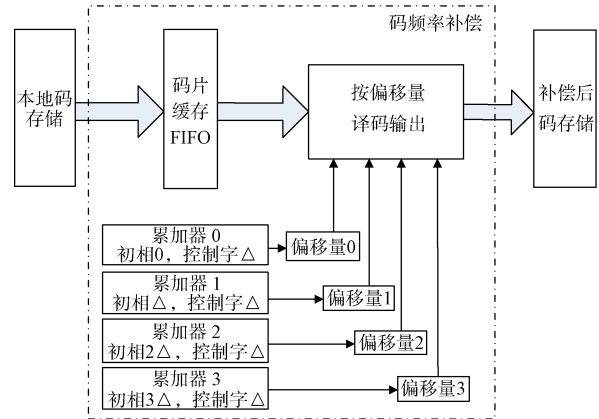


图 9 本地码抽取/内插频率补偿实施框图

Fig. 9 Implementation scheme diagram of local code extraction/frequency interpolation frequency compensation

样率,  $f_{rs}$  为接收信号原始采样率。最初本地码  $x[n]$  为:

$$x[n] = c \left[ \left( 1 + \eta \right) \frac{n}{f_{rs}} \right] \quad (16)$$

如图 10 为载波频率补偿。补偿后的本地码频率  $\hat{x}[n]D_k$  与最初本地码频率  $C_k$  的关系为:

$$\hat{x}[n] = c \left[ \frac{1+\eta}{f_{rs}} \left[ \frac{f_{rs} n}{(1+\eta) f_s} \right] \right] \quad (17)$$

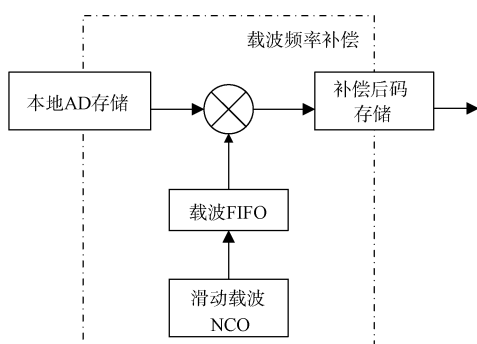


图10 载波频率补偿

Fig. 10 Carrier frequency compensation

### 3 算法实现与行为级仿真验证

上一节已经从理论和实现方式上对兼容接收高中低轨导航信号捕获方法进行了阐述，本节主要对算法的捕获性能进行评估。通过MATLAB生成突发中频信号，利用Modelsim软件实现行为级仿真，对比理论分析与仿真结果是否一致。

将经过下变频、滤波、IQ采样后的STL突发信号导入Modelsim软件进行行为级仿真。仿真参数设置如表2所示。

本次仿真使用的中频信号是模拟STL突发中频信号，多普勒频移为30 kHz，中频频率为0.52 MHz，信号周期为60 ms。每一个样点为I/Q各4比特 sign/mag 格式(每个样点8比特，从高位

表2 捕获参数设置

Table2 Capture parameter settings

信号参数	STL 参数配置	B1C 参数配置
中频(MHz)	0.52	0.42
载波多普勒(Hz)	30 000	3 500
采样频率(MHz)	26	26
码速率(cps)	64 000	2 046 000
AD采样率(MHz)	1.28	4.096
码采样率(MHz)	0.64	2.048
频率搜索步长(Hz)	625	625
相干积分长度(ms)	1.6	8
FFT点数	128	256
非相干积分长度	1	4
AD滑动长度	1.4 s	10 ms
信号功率	-123 dBm	-145 dBm
载噪比(dBHz)	49	27
频率覆盖范围	±40 kHz	±8 kHz

到低位的排列为I路符号、I路幅度、Q路符号、Q路幅度)。1比特符号位为0表示正，为1表示负。3比特幅度从000到111分别表示1、3、5...15。

输入的I/Q两路仿真信号(ad\_acq\_i1、ad\_acq\_q1)即为MATLAB中产生的4 bit信号，与载波NCO产生的本地载波混频，实现多普勒剥离，使信号下变频到零中频。得到下变频后的信号(i1、q1)，如图11所示：

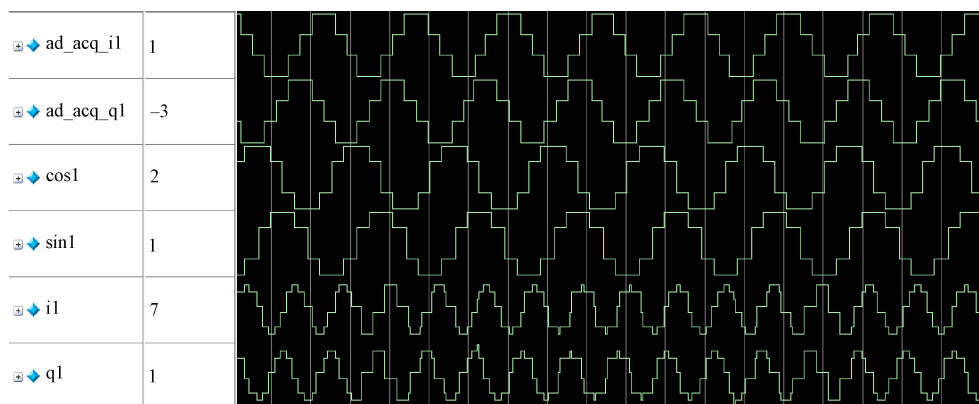


图11 下变频后的信号

Fig.11 Signal after DDC

接着对STL中频信号进行降采样和量化，得到的数据如图12所示。

按照UW独特字结构将参数配置到仿真中，图13中code\_out即为UW段。

当本地产生的伪码与接收到的信号码相位一

致时，相关值达到最大,捕获成功，如图14所示。

从图14中可以看出，仿真输出doppler\_fre值为48。根据表2配置，频率搜索步进量为625 Hz，当doppler\_fre值为48，表示捕获到的频率范围为[30 000,30 625]，与表2中载波多普勒值(30 kHz)相

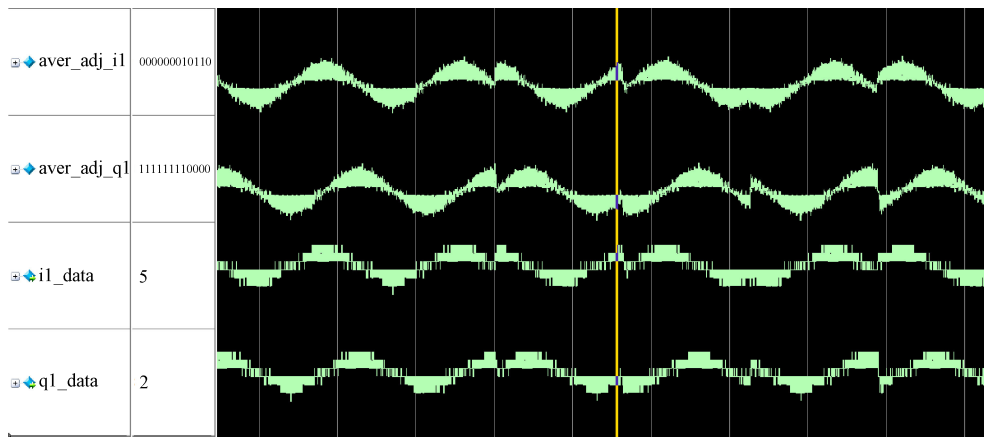


图 12 降采样和量化波形

Fig.12 Downsampling and quantization waveform

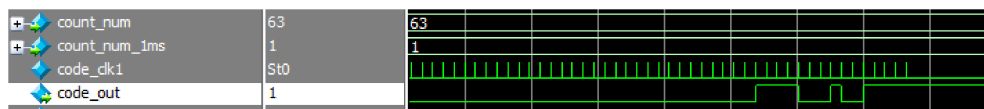


图 13 UW 仿真参数设置

Fig.13 UW simulation parameter settings

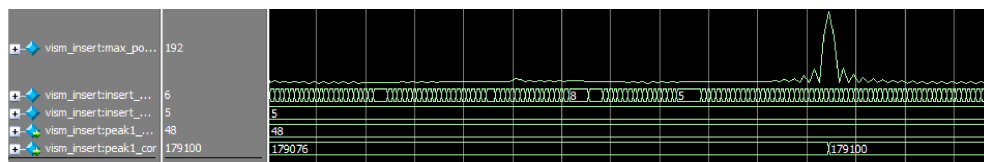


图 14 捕获结果

Fig.14 Capture results

符，频率捕获结果正确，捕获到的相位值与AD初始化置入的偏移量相同。

同理，仅需要修改输入参数为表 2 中的参数，可以实现对 B1C 信号的捕获。对多普勒频率覆盖范围内的信号进行遍历性捕获测试，统计捕获成功率，该算法对中、高轨北斗 B1C 信号(-145 dBm、±8 kHz)和低轨(-123 dBm、±40 kHz)STL 突发信号

捕获概率为 100%。

为了进一步验证优化后捕获算法的独创性，采用典型 PMF-FFT 架构对 STL 信号进行捕获，仿真参数设置与表 2 一致。结果表明 peak1\_fre(即上文的 doppler\_fre)值为 20，表示捕获到的频率范围为[12500,13125]，与表 2 中载波多普勒值(30 kHz)不一致，捕获失败。

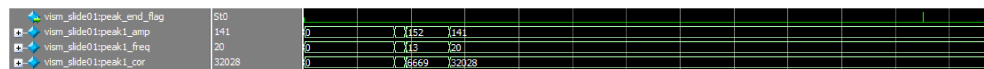


图 15 对比测试

Fig.15 Contrast test

### 3 结束语

本文首先对铱星系统 STL 突发信号体制与 GNSS 导航信号体制进行分析并对比，在现有 GNSS 信号捕获模块的基础上，通过设计灵活可复用的匹配滤波加 FFT 结构、片内分布式处理加片

外超长存储架构，高多普勒伪码频率补偿等方法，通过配置不同参数可实现对高动态 STL 突发信号和高轨弱信号等的兼容接收；最后通过 MATLAB 生成 STL 突发信号，并导入 Modelsim 软件中对改进后的捕获架构进行行为级模型仿真，验证优化后的捕获架构能够同时实现对中、高轨北斗 B1C

信号-145 dBm 捕获灵敏度和低轨 $\pm 40$  kHz STL 突发信号的捕获。本文的研究可以较好地满足高动态低轨导航增强信号突发建链需求和中高轨道弱信号捕获需求, 对国内将来研制兼容接收高中低轨信号的综合 PNT 终端, 并实现其小型化具有借鉴意义。

### 参考文献

- [1] 杨元喜. 综合 PNT 体系及其关键技术[J]. 测绘学报, 2016, 45(5): 505-510.  
YANG Yuanxi. Concepts of comprehensive PNT and related key technologies[J]. Acta Geodactica et Cartographica Sinica, 2016, 45(5): 505-510.
- [2] ENGE P, WALTER T, PULLEN S, et al. Wide area augmentation of the global positioning system[J]. Proceedings of the IEEE, 1996, 84(8): 1063-1088.
- [3] LAWRENCE D, COBB H S, GUTT G, et al. Test results from a LEO satellite based assured time and location[C]// Proceedings of the 2016 International Technical Meeting of the Institute of Navigation, Monterey, California. 2016: 125-129.
- [4] LI B F, GE H B, GE M R, et al. LEO enhanced global navigation satellite system (LeGNSS) for real-time precise positioning services[J]. Advances in space research, 2018, 63(1): 2 942-2 954. DOI: 10.1016/j.asr.2018.08.017.
- [5] 袁进, 刘云飞. GNSS 双频兼容互操作接收机信号捕获方法[J]. 全球定位系统, 2018, 43(4): 19-23. DOI: 10.13442/j.gnss.1008-9268.2018.04.004.  
YUN J, LIU Y F. GNSS dual frequency compatible inter-operation receiver signal acquisition method[J]. GNSS World of China, 2018, 43(4): 19-23.
- [6] 田湘, 朱银霞, 施洋, 等. 卫星导航双频兼容互操作接收终端设计[J]. 电子技术应用, 2020, 46(11): 12-17. DOI: 10.16157/j.issn.0258-7998.200792.
- [7] 徐冰艳, 郭承军. GNSS 新体制信号多模捕获策略研究[C]//中国卫星导航系统管理办公室学术交流中心. 第九届中国卫星导航学术年会论文集——S03 卫星导航信号及抗干扰技术. 2018: 49-53.
- [8] 麻军伟, 王刚, 时永刚. 新旧体制兼容的卫导信号捕获方法研究[J]. 现代导航, 2017, 8(3): 182-187.  
MA Junwei, WANG Gang, SHI Yonggang. Research on compatible capture method of satellite navigation signal [J]. Modern Navigation, 2017, 8(3): 182-187.
- [9] 苏醒. 基于高中低轨卫星的全球实时厘米级导航系统理论与方法研究[D]. 武汉: 武汉大学, 2017.
- [10] 卞鸿巍, 许江宁, 何泓洋, 等. 国家综合 PNT 体系弹性概念[J]. 武汉大学学报(信息科学版), 2021, 46(9): 1265-1272.  
BIAN Hongwei, XU Jiangning, HE Hongyang, et al. The concept of resilience of national comprehensive PNT system[J]. Geomatics and Information Science of Wuhan University, 2021, 46(9): 1265-1272.
- [11] 张恒才, 蔚保国, 秘金钟, 等. 综合 PNT 场景增强系统研究进展及发展趋势[J]. 武汉大学学报(信息科学版), 2023, 48(4): 491-505. DOI:10.13203/j.whugis20220320.  
ZHANG Hengcai, YU Baoguo, BI Jinzhong, et al. A Survey of scene-based augmentation systems for comprehensive PNT[J]. Geomatics and Information Science of Wuhan University, 2023, 48(4): 491-505. DOI: 10.13203/j.whugis20220320.
- [12] 宁相伟, 邓玥, 周凡卉, 等. 基于高轨导航接收机的自动化地面测试系统[J]. 遥测遥控, 2022, 43(5): 44-52.  
NING Xiangwei, DENG Yue, ZHOU Fanhui, et al. The design of automatic ground test system based on high orbit satellite navigation receiver[J]. Journal of Telemetry, Tracking and Command, 2022, 43(5): 44-52.
- [13] 田润, 崔志颖, 张爽娜. 低轨通信星座的导航增强技术发展概述[J]. 导航定位与授时, 2021, 8(1): 66-81.  
TIAN Run, CUI Zhiying, ZHANG Shuangna. Overview of navigation augmentation technology based on LEO [J]. Navigation Positioning and Timing, 2021, 8(1): 66-81.
- [14] 卢翌, 张弓, 申建华, 等. 低轨增强星座对卫星导航系统能力提升分析[J]. 卫星应用, 2020(2): 49-54.  
LU Jun, ZHANG Gong, SHEN Jianhua, et al. Analysis of enhanced capabilities of satellite navigation systems with low earth orbit constellations[J]. Satellite Application, 2020(2): 49-54.
- [15] LI B, GE H, GE M, et al. LEO enhanced Global Navigation Satellite System (LeGNSS) for real-time precise positioning services[J]. Advances in Space Research, 2019, 63(1): 73-93.
- [16] 孙大元, 王宪平. 基于 PMF-FFT 的高动态长伪码捕获实现[J]. 无线电工程, 2016, 46(8): 65-69.  
SUN Dayuan, WANG Xianping. Realization of high dynamic long PN code acquisition based on PMF-FFT[J]. Radio Engineering, 2016, 46(8): 65-69.
- [17] 赵贤, 张祎文. 一种长周期扩频码快速捕获算法[J]. 电子信息对抗技术, 2022, 37(3): 51-56.  
ZHAO X, ZHANG Y W. Fast acquisition of long cycle pseudo-random code[J]. Electronic Information Warfare Technology, 2022, 37(3): 51-56.
- [18] 秦莎莎, 孟李林, 黄海生. 一种改进的 PMF-FFT 算法及

- 其验证[J]. 信息技术, 2018, 42(8): 69-73.
- QIN S S, MENG L L, HUANG H S. An improved PMF-FFT algorithm and its verification [J]. Information Technology, 2018, 42(8): 69-73.
- [19] 袁葱林, 唐小妹, 韩春阳, 等. PMF-FFT 方法在 P 码捕获中的改进及参数设计[J]. 全球定位系统, 2018, 43(4): 29-35.
- YUAN C L, TANG X M, HAN C Y, et al. Parameter design of an improved PMF-FFT algorithm in P-code acquisition [J]. GNSS World of China, 2018, 43(4): 29-35.
- [20] 王爱荣, 雷刚, 岳三创. 一种突发通信下扩频信号捕获及频偏跟踪方法[J]. 火控雷达技术, 2014, 43(4): 42-44.
- WANG Airong, LEI Gang, YUE Sanchuang. An approach of acquiring spread spectrum signal and tracking frequency deviation under burst communication[J]. Fire Control Radar Technology, 2014, 43(4): 42-44.
- [21] 戚沪朋, 边东明, 张更新. 一种用于快速捕获低轨物联网信号的 PMF-FFT 改进算法[J]. 光通信技术, 2023, 47(6): 48-52.
- QI H P, BIAN D M, ZHANG G X. Improved PMF-FFT algorithm for fast acquisition of low-orbit internet of things signals[J]. Optical Communication Technology, 2023, 47(6): 48-52.
- [22] 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.
- [23] 华莹, 李晓亮, 林一, 等. 低信噪比大频偏空间光信号的频率捕获研究[J]. 遥测遥控, 2024, 45(2): 68-74.
- HUA Ying, LI Xiaoliang, LIN Yi, et al. Research on frequency acquisition of low signal-to-noise ratio and large frequency offset space optical signal[J]. Journal of Telemetry, Tracking and Command, 2024, 45(2): 68-74.
- [24] GAN Hao, ZHANG Xiaolin, MA Yuehong, et al. An improved frequency acquisition algorithm for high dynamic and weak signal in deep space[J]. Journal of Telemetry, Tracking and Command, 2015, 36(4): 6-11.
- [25] 甘浩, 张晓林, 马月红, 等. 一种改进的深空高动态微弱信号频率捕获算法[J]. 遥测遥控, 2015, 36(4): 6-11.
- GAN Hao, ZHANG Xiaolin, MA Yuehong, et al. An improved frequency acquisition algorithm for high dynamic and weak signal in deep space[J]. Journal of Telemetry, Tracking and Command, 2015, 36(4): 6-11.

## [作者简介]

王琳舒 2000年生, 硕士研究生。

黄喆 1990年生, 硕士, 高级工程师。

郭欣 1990年生, 硕士, 工程师。

(本文编辑: 潘三英)