

文章编号: 2096-1618(2024)04-0404-05

基于内插补偿法的时域频域双并行捕获算法

黎武林, 王天宝

(成都信息工程大学通信工程学院, 四川 成都 610225)

摘要:针对传统 PMF-FFT (partial matched filter-fast fourier transform) 捕获算法在高动态大多普勒频移捕获时扇贝损失严重, 多普勒频移估计精度低等问题, 提出一种基于内插补偿法与改进 PMF-FFT 融合双并行捕获算法, 通过对中频信号二次采样, 利用匹配滤波器进行分段从而加快捕获速度。对 PMF 和 FFT 同时进行加窗并选择最优调谐系数, 同时利用二次函数内插法, 对结果插值补偿, 提高频偏估计精度, 基本消除栅栏效应。仿真结果表明, 该算法兼顾捕获速度和硬件资源消耗的同时, 提高了捕获精度, 基本消除栅栏效应, 适用于大多普勒频偏的扩频信号捕获。

关键词:匹配滤波器; 快速傅里叶变换; 时频双并行捕获; 扇贝损失; 内插补偿

中图分类号: TN911.72

文献标志码: A

doi: 10.16836/j.cnki.jcuit.2024.04.002

0 引言

扩频技术性能主要凭借扩频码同步的精确性, 同步扩频码需要捕获与跟踪, 捕获在同步过程中起关键作用, 其速度极大影响精同步(跟踪)^[1]。

随着技术的高速发展, 常用的捕获算法达不到高动态要求。传统的捕获算法有时域串行搜索和匹配滤波器法。时域串行搜索是对信号的多普勒频偏和伪码相位在时域进行二维搜索, 其计算量大、搜索速度慢, 不能在高动态环境工作。匹配滤波器法需要大量硬件资源, 无法在工程上实际应用。工程中一般采用基于快速傅里叶变换(FFT)的并行码相位捕获, 只需要对本地载波进行调整, 码相位不做调整, 加快了计算速度。而捕获精度依靠增加 FFT 的点数实现, 同样使搜索速度变慢同时增加了资源消耗^[2]。近几年, 有 AI 赋能时频同步的研究^[3], 利用卷积神经网络进行同步的方案, 提高了同步精确度, 采用轻量化卷积神经网络降低计算复杂度, 同时也减小处理时延^[4]。目前针对同步精度和捕获速度要求高且多普勒频移大的信号, 匹配滤波器与傅里叶变换结合的捕获算法(PMF-FFT)有较大的优势。PMF-FFT 算法在相位搜索的同时也能得到频偏值, 避免码相位和频率进行二维搜索, 加快搜索速度。但该方法在对大多普勒频移的扩频信号进行捕获时, 捕获精度不足, 只能通过增加 FFT 的点数才能提高精度。

针对上述算法存在的问题, 提出一种基于内插补偿法的时域频域双并行捕获算法。通过对混频信号二

次采样, 减小计算量; 优化 PMF-FFT 的数学模型, 降低硬件消耗, 提高捕获速度, 大幅改善分段匹配滤波器的输出衰减和傅里叶变换计算引起的栅栏效应。同时, 针对大多普勒频移的扩频信号捕获时频偏误差较大的问题, 结合内插法补偿校正频偏, 进一步提高捕获算法的精度。

1 PMF-FFT 算法原理

PMF-FFT 捕获原理如图 1 所示, 其捕获过程为: 长度为 M 的中频信号与 NCO 产生的正弦和余弦载波相乘, 得到的 I 路和 Q 路信号相互正交, 将两路信号等分成 P 段送入 P 个部分匹配滤波器中^[5]。每个匹配滤波器相关长度为 X , 则有 $M=P \cdot X$, 将本地伪码存入本地寄存器中与 PMF 中接收信号进行相关, 如果本地伪码相位对齐接收的中频信号的相位就会产生相关峰。再将 P 个相关结果送入 FFT 进行多普勒频率搜索, FFT 输出求模后对峰值进行检测, 若峰值大于阈值, 则捕获成功, 否则循环移动本地伪码相位重复搜索直到超过门限值。

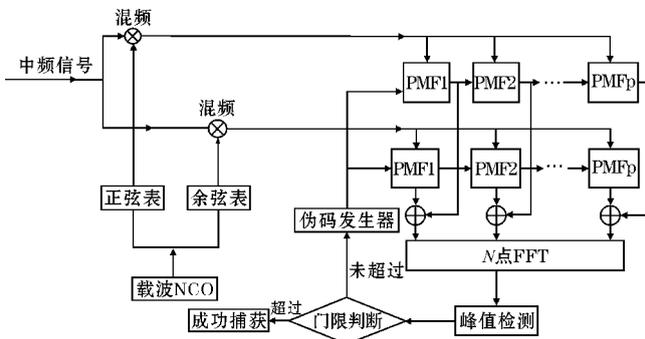


图 1 PMF-FFT 捕获原理图

PMF-FFT 输出增益^[6]:

$$G(f_d, k) = \frac{1}{M} \left| \frac{\sin(\pi f_d T_c X)}{\sin(\pi f_d T_c)} \cdot \frac{\sin(\pi M f_d T_c - \pi \frac{P}{N} k)}{P \sin(\pi \frac{M}{P} f_d T_c - \pi \frac{k}{N})} \right| \quad (1)$$

式中, T_c 为扩频码码片时间, f_d 为多普勒频移, N 为 FFT 点数。多普勒估计精度:

$$\Delta f = \frac{1}{NXT_c} \quad (2)$$

2 PMF-FFT 算法改进

分析 PMF-FFT 输出增益式(1)可知,系统归一化增益是由分段匹配滤波器的增益与快速傅里叶变换的响应两个部分组成^[7]。

2.1 PMF 改进

由于接收的中频信号能量集中在主瓣周围,而 PMF 相当于低通滤波功能,输出增益随多普勒频移增大衰减严重^[8]。需要主瓣宽度加大,通带更宽,才能减小输出增益的衰减。通过在输入信号加窗和增加 PMF 分段个数加大主瓣宽度^[9]。而 PMF 分段数越多就需要相应增加 FFT 点数,所以考虑在相对较优分段数条件下加改进窗。由式(1)可推出 PMF 归一化增益:

$$G_{\text{PMF}}(f_d) = \frac{\sin(\pi f_d T_c X)}{X \sin(\pi f_d T_c)} \quad (3)$$

改进窗函数:

$$W(k) = \frac{1}{1+\beta} (1 - \beta \cos(2\pi \frac{k}{M})) \quad k=0, 1, 2, \dots, M-1 \quad (4)$$

式中 β 为调谐系数,当 $\beta=1$ 时为汉宁窗, β 为 0 时则是矩形窗。

每个 PMF 由 X 个加法器、乘法器、移位寄存器和累加器构成,只需要把原匹配滤波器系数改为 W_0, W_1, \dots, W_{L-1} 就可以实现加改进窗。对乘法器进行系数加权,复杂度得到很好的控制^[10]。加窗后 PMF 输出:

$$G'_{\text{PMF}}(f_d) = [G_{\text{PMF}}(f_d) + \frac{\beta}{2} G_{\text{PMF}}(f_d - \frac{1}{NT_c}) + \frac{\beta}{2} G_{\text{PMF}}(f_d + \frac{1}{NT_c})] \quad (5)$$

2.2 FFT 改进

FFT 的点数受到限制使得频谱泄漏导致栅栏效应也叫扇贝损失,导致频谱分析不完整,从而导致频谱的幅度、频率和相位都有一定的误差^[11]。针对栅栏效应可以利用 FFT 补零填充和 FFT 输出加窗来改善扇贝

损耗,虽然补零个数越多,扇贝损耗越小,但实际上由于 FFT 点的增加,硬件资源的消耗和计算量都会大大增加,计算时间也会大幅增加^[12]。因此,考虑加改进窗。由式(1)可推出 FFT 归一化增益:

$$G_{\text{FFT}}(f_d, k) = \frac{\sin(\pi M f_d T_c - \pi \frac{P}{N} k)}{P \sin(\pi \frac{M}{P} f_d T_c - \pi \frac{k}{N})} \quad (6)$$

FFT 加入改进窗函数,经过改进窗后 FFT 输出:

$$G'_{\text{FFT}}(f_d, k) = [G_{\text{FFT}}(f_d, k) + \frac{\beta}{2} G_{\text{FFT}}(f_d - \frac{1}{NT_c}, k) + \frac{\beta}{2} G_{\text{FFT}}(f_d + \frac{1}{NT_c}, k)] \quad (7)$$

根据式(6)、(7)以及 FFT 平移和相位特性,可以推出

$$G'_{\text{FFT}}(f_d, k) = [G_{\text{FFT}}(f_d, k) - \frac{\beta}{2} G_{\text{FFT}}(f_d, k-1) - \frac{\beta}{2} G_{\text{FFT}}(f_d, k+1)] \quad (8)$$

通常加窗是输出与窗函数进行卷积实现加窗效果^[13],本文设计更简洁硬件、消耗更小的加窗方式。根据 FFT 平移特性,由式(8)可知,加窗可以对 FFT 相邻 3 个输出进行加权通过加法器求和实现,避免复杂的卷积运算,实现如图 2 所示。

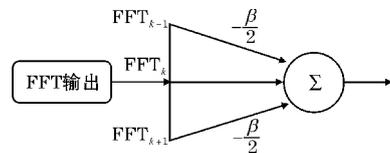


图2 FFT 输出加窗

2.3 内插补偿法

从 PMF-FFT 频率响应可知要得到系统最大响应,需要满足 $\pi X P f_d T_c - \pi \frac{P}{N} k = 0$, 则 $k = N X f_d T_c$ 。最大值在 k_0 处取得, $k_0 = \text{int}[N X f_d T_c]$ 。FFT 计算点数 N 为整数,所以 k_0 也为整数, k 取整数对应的频率精度不够^[14]。本文提出利用二次函数插值法对 FFT 功率谱的峰值进行校正从而提高捕获频偏的精度。

二次函数插值法是将频谱结果中最大峰值与相邻两个次大峰值进行插值运算^[15],原理如图 3 所示。

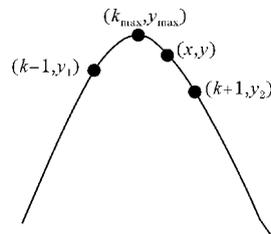


图3 二次函数内插法原理图

设图中曲线方程为

$$y = ax^2 + bx + c$$

最大值为 k_{\max} , 令 $k = x, k_1 = x - 1, k_2 = x + 1$ 。 (k, y) 也就是 (x, y) 是 FFT 输出幅值最大点坐标, (k_{\max}, y_{\max}) 为实际峰值也是内插法需要确定的峰值。 $(k_1, y_1), (k_2, y_2)$ 为 FFT 输出最大点相邻两点坐标。

将 $(k_1, y_1), (k_2, y_2), (x, y)$ 带入方程可得:

$$y_1 = ak_1^2 + bk_1 + c$$

$$y_2 = ak_2^2 + bk_2 + c$$

$$y = ak^2 + bk + c$$

3 个等式联立解得:

$$a = \frac{y_1 + y_2 - 2y}{2}$$

$$b = \frac{y_2 - y_1}{2} - (y_1 + y_2 - 2y) \cdot k$$

对于开口向下的二次函数而言, 最大值必然在顶点处。 则可以得到:

$$k_{\max} = -\frac{b}{2a} = \frac{\frac{y_2 - y_1}{2} - (y_1 + y_2 - 2y) \cdot k}{y_1 + y_2 - 2y} = \frac{y_1 - y_2}{2(y_1 + y_2 - 2y)} + k$$

则

$$\delta = k - k_{\max} = k - \left[\frac{y_1 - y_2}{2(y_1 + y_2 - 2y)} + k \right] = \frac{y_2 - y_1}{2(y_1 + y_2 - 2y)}$$

其中 δ 为估计修正量, 此时多普勒频移估计值为

$$f_d = (k + \delta) \cdot \Delta f = \frac{(k + \delta)}{NX} f_s$$

式中 $\frac{\delta}{NX} f_s$ 是内插补偿法多普勒频移补偿量。 内插补偿法利用主瓣内已知峰值与左右两个次大值来构造拟合函数, 因此构造的二次函数逼近程度以及频偏估计精度都跟频谱分辨率有关。

3 仿真分析

3.1 PMF 模块

对 PMF 分段数进行最优选择, 设扩频码长 M 为 1024, 码元周期 $T_c = 1/1.024 \times 10^{-6}$ s, 当 $N = 1024$ 时, 不同 P 归一化增益如图 4 所示。 随着分段数 P 的增加,

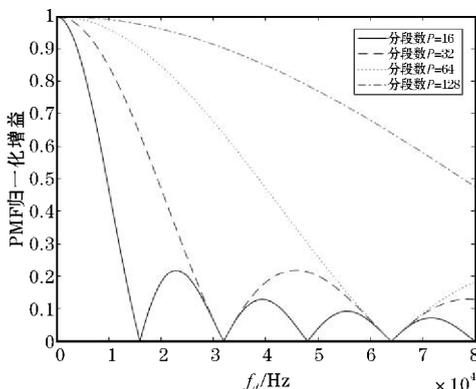


图 4 不同分段数 p 对 PMF 增益影响 ($k=0$)

系统捕获频率范围增加, 同时系统复杂度也增加, 加大了 FFT 运算量。 为了兼顾性能和硬件资源消耗, 本文在分段数较好的条件下加改进窗增加 PMF 主瓣宽度。

在 PMF 模块前加改进窗函数增大通带范围, 图 5 为不同 β 对增益的影响。 扩频码长 M 为 1024, 码元周期 $T_c = 1/1.024 \times 10^{-6}$ s, $N = 64, P = 64$, 不加窗的主瓣宽度是加调谐系数为 1.7 的改进窗主瓣的一半。 取 $f_d = 12$ kHz, 相对于 $f_d = 0$ kHz 处, $\beta = 0$ 增益损失为 -5.1584 dB, $\beta = 1$ 损失为 -1.6209 dB, 加改进窗 $\beta = 1.7$ 损失为 -0.2026 dB, 再增加 β 无明显变化。

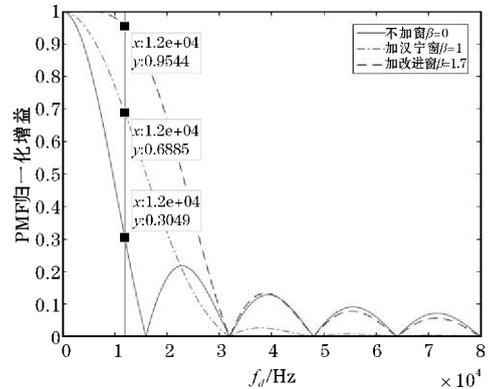


图 5 不同调谐系数 β 对 PMF 增益影响 ($k=0$)

3.2 FFT 模块

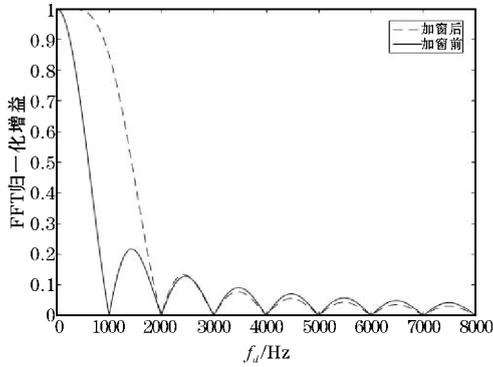
FFT 模块通过加改进窗函数改善扇贝损失, 根据 FFT 平移特性, 任何第 k 点, 可以由 0 处的值平移得到。 相邻点 FFT 输出增益交点处扇贝损失最严重, 交点时 $f_d = \frac{k+1/2}{NT_c}$, 相关增益衰减最大。 改进后 FFT 最大扇贝损失处归一化增益为

$$Q' = \left| G'_{\text{FFT}} \left(\frac{k+1/2}{NT_c}, k \right) \right|$$

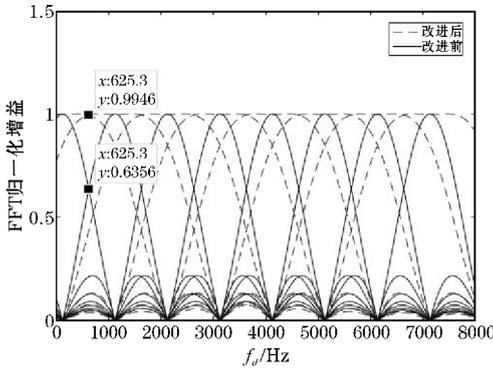
$$= \frac{1}{P} \left| \frac{\sin\left(\frac{\pi}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\pi}{2P}\right)} + \frac{\beta \sin\left(-\frac{\pi}{2}\right)}{2 \sin\left(-\frac{\pi}{2P}\right)} + \frac{\beta \sin\left(\frac{3\pi}{2}\right)}{2 \sin\left(\frac{3\pi}{2P}\right)} \right|$$

$$\approx \left| \frac{2}{\pi} + \frac{\beta}{\pi} + \frac{\beta}{3\pi} \right| = \frac{2\beta+6}{3\pi}$$

此时扇贝损失降到最低。 令 $Q' = 1$ 时, 可以计算得到 $\beta = 1.71$, 加改进窗后 FFT 输出扇贝损失基本消除。 设扩频码长 M 为 1024, 码元周期 $T_c = 1/1.024 \times 10^{-6}$ s 在 $N = P = 128$ 时 FFT 归一化增益如图 6 所示, 加窗前 FFT 输出增益相邻交点衰减为 -1.96 dB, 加窗后相邻交点衰减为 -0.02 dB, 衰减几乎可以忽略。



(a) $k=0$ 改进前后 FFT 归一化增益



(b) $k=1, 2, \dots, 8$ 改进前后 FFT 归一化增益

图 6 FFT 归一化增益

3.3 内插补偿与 PMF-FFT 结合

PMF 和 FFT 分别加改进窗函数之后,系统增益衰减变得缓慢,扇贝损失有极大改善,捕获频率范围得到提高。由于捕获的精度为 $\Delta f = \frac{1}{NXT_c}$,为提高精度,通过二次内插补偿法来弥补系统精度降低问题。设扩频码长 M 为 1024,码元周期 $T_c = 1/1.024 \times 10^{-6}$ s 在 $N=P=64$ 时 PMF-FFT 改进前后系统归一化增益如图 7 所示。

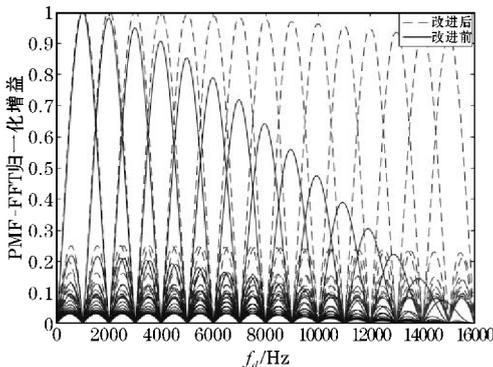
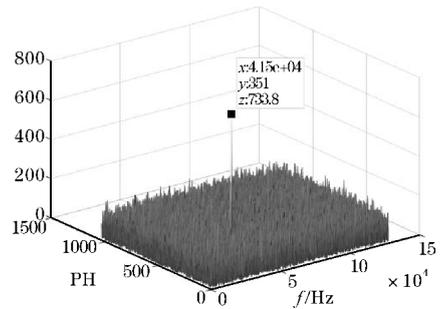


图 7 PMF-FFT 改进前后归一化增益

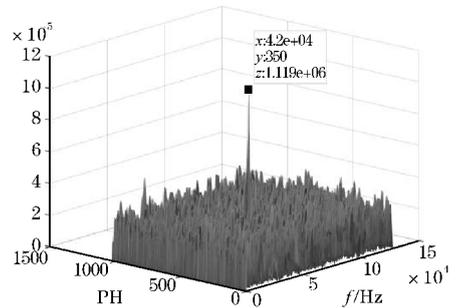
模拟产生 GPS 信号进行捕获,中频采样频率 16.368 MHz,中频载波频率 3.996 MHz,产生 27 号卫星的中频信号,多普勒频偏为 42.150 kHz,C/A 码率 1.023 Mbps,C/A 码相位偏移 350 个码片,C/A 码周期 1ms(即 1ms 包含 1023 个 C/A 码片),导航数据码率

50 bps,信噪比为 -5 dB,相干积分时间 1 个 C/A 码周期(即 1 ms)。

在改进的系统中,二次采样频率为 2.048 MHz,FFT 点数 $N=128$,每个 PMF 长度 $X=16$,分段数 $P=128$ 。对产生的仿真 GPS 信号进行捕获,未改进的 PMF-FFT 捕获结果如图 8(a) 所示,捕获相位为 351 个码片与信号真实相位偏移相差一个码片,未达到进入跟踪模块的要求,捕获的多普勒频偏为 41500 与信号真实多普勒频偏相差 650 Hz,相关峰值为 733.8。改进之后捕获结果如图 8(b) 所示,成功捕获,捕获相位为 350 与信号相位一致,未进行内插补偿的多普勒频偏为 42000 Hz,内插补偿之后多普勒频偏为 42133.8 Hz 与信号多普勒频偏仅仅相差 16.2 Hz,且相关峰值为 1.119×10^6 ,峰值更大。



(a) 改进前 PMF-FFT 捕获结果



(b) 改进后 PMF-FFT 捕获结果

图 8 GPS 中频信号捕获结果

3.4 仿真总结与分析

通过 MATLAB 仿真可知,在 PMF 与 FFT 模块进行加窗,调谐系数 $\beta = 1.71$ 时改善增益衰减和扇贝损失最有效,几乎消除了输出扇贝损失。通过对 GPS 的 27 号卫星中频信号进行仿真捕获,对比改进前后的算法。结果表明,算法改进之前捕获的多普勒频率与实际误差为 650 Hz,码片相位误差 1 个码片,在高动态大多普勒频移环境下精度较低,而改进之后捕获的多普勒频偏与实际误差为 16.2 Hz,且码片相位与实际一致。同时改进后峰值大小增加了 10^4 倍,捕获概率大大增加。因此通过改进算法大大改善了输出衰减和频偏估计精度,成功捕获。

4 结束语

提出基于内插补偿法的 PMF-FFT 时频快速捕获算法,为改善增益衰减和扇贝损失,对分段部分匹配滤波器和快速傅里叶变换两个模块前加窗,利用 PMF 结构特点,只改变乘法器系数达到加窗目的。根据 FFT 平移特性,对输出进行加权相加,避免卷积运算,结构简单。同时融合二次函数内插法,弥补算法精度的不足。在不增加系统复杂度的条件下,利用软件算法大幅提高捕获精度,大大缩短了锁相环进入稳定跟踪时间。实验结果表明该算法可用于高动态环境下的扩频伪码精捕获,具有较好的应用价值。噪声是影响扩频通信质量的普遍问题,下一步将研究算法噪声敏感性。

参考文献:

- [1] 蔡文炳,陈美杉,张银辉,等.一种北斗三号短报文终端的快速捕获算法[J].现代电子技术,2023,46(7):10-13.
- [2] Sun B,Zheng Z,Zhou Y,et al. Research on fast acquisition algorithm of spread spectrum signal based on PMF-FFT[C]. 2022 7th International Conference on Communication, Image and Signal Processing(CICISP). Chengdu:IEEE,2022:291-296.
- [3] Chaojin Qing, Na Yang, Shuhai Tang, et al. CNN-aided timing synchronization in OFDM systems by exploiting lightweight cascaded mode[M]. ICT Express,2023.
- [4] 卿朝进,杨娜,唐书海,等.基于1-D CNN的二阶段 OFDM 系统定时同步方法[J].计算机应用研究,2023,40(2):565-570.
- [5] 贾茹尚.卫星导航信号捕获算法基于 ZYNQ 平台的研究与实现[D].济南:山东大学,2022.
- [6] 王凯,吴斌,汪勃.一种利用压缩感知改进的

- PMF-FFT 扩频捕获算法[J].电讯技术,2018,58(6):661-667.
- [7] 都文杰.低轨卫星高动态信号快速捕获与跟踪算法研究[D].北京:中国科学院大学,2022.
- [8] 王家明,孙晨,何勇,等.基于 PMF-FFT 的星载扩频通信系统捕获算法[J].通信技术,2022,55(7):844-849.
- [9] 王晓君,高文宏.基于 PMF-FFT 捕获算法针对北斗 B1 信号的捕获方法研究[J].邯郸职业技术学院学报,2019,32(2):58-61.
- [10] 王艳艳,葛海波,王雯婷.基于 PMF-FFT 的时频域双并行捕获[J].电讯技术,2014,54(12):1663-1668.
- [11] 邱文旗,曾庆化,刘建业,等.基于补零 PMF-FFT 的北斗快速精频捕获算法研究[C].中国卫星导航系统管理办公室学术交流中心.第十一届中国卫星导航年会论文集——S03 导航信号与信号处理,2020:71-75.
- [12] 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.
- [13] Cheng Lingfeng, Ni Shuyan, Chen Shimiao. An Improved PMF-FFT Algorithm Based on Hamming Window[J]. Journal of Physics: Conference Series,2021,2093(1).
- [14] Xiangjie D, Ying Y, Jie C. Improved high-sensitivity partial-matched filter with FFT-based acquisition algorithm for BDS-2 and BDS-3 signals with secondary code modulation[J]. GPS Solutions, 2023,27(3).
- [15] 黄明军,王永民,牛家红.基于内插法的 PMF-FFT 系统多普勒频偏精度研究[J].应用科技,2016,43(4):46-49.

Double Parallel Acquisition Algorithm in Time-frequency Domain based on Interpolation Compensation Method

LI Wulin, WANG Tianbao

(College of Communication Engineering, Chengdu University of Information Technology, Chengdu 610225, China)

Abstract: Aiming at the problem of serious scallop loss and low Doppler shift accuracy in the traditional partial matched filter-fast Fourier transform acquisition algorithm when capturing high dynamic large Doppler shift, this paper proposed a double parallel acquisition algorithm based on interpolation compensation method and improved PMF-FFT. By re-sampling the intermediate frequency signal and employing a matched filter for segmentation, the acquisition speed is significantly accelerated. PMF and FFT are windowed and the optimal tuning coefficient is selected. Simultaneously, it employed the quadratic function interpolation method compensating the results, which improved the accuracy of frequency offset estimation and eliminated the fence effect. The simulation results reflect that the proposed double parallel acquisition algorithm based on the interpolation compensation method balances acquisition speed and hardware resource consumption, improves the acquisition accuracy, basically eliminates the fence effect, and is suitable for the acquisition of spread spectrum signals with large Doppler frequency offset.

Keywords: matched filter; fast Fourier transform; time-frequency double parallel acquisition; scallop loss; interpolation compensation