

# 一种高动态低信噪比环境下基于多样本点串行快速傅里叶变换的信号捕获方法

陈延涛 董彬虹\* 李昊 蔡沅沅

(电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室 成都 611731)

**摘要:** 高超音速技术是未来空间飞行器的发展趋势,同时对通信平台在超高动态、低信噪比环境下的快速捕获能力也提出了新的挑战。针对经典捕获算法受频偏影响的局限性,该文提出一种基于信号多样本点串行快速傅里叶变换的信号捕获算法(MS-FFT),所提算法通过串行执行多个样本点的FFT,采用非相干合并后的峰值搜索得到捕获结果,在不增加复杂度的条件下,避免了频偏对捕获性能的影响。通过对峰值信噪比(PSNR)理论公式的推导,证明了MS-FFT的频偏适应范围取决于采样率,随着数模转换器件采样能力的不断提升,具有比经典算法更大的频偏适应范围。最后,通过仿真验证了上述理论推导的正确性,证明了所提算法更加适合超高动态环境的应用场景。

**关键词:** 信号捕获; 高动态; 低信噪比; 多样本点串行FFT

中图分类号: TN911.7

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2021)06-1691-07

DOI: 10.11999/JEIT200149

## A Signal Acquisition Method Based on Multi-Sample Serial Fast Fourier Transform in High Dynamic and Low SNR Environment

CHEN Yantao DONG Binhong LI Hao CAI Yuanyuan

(National Key Laboratory of Communication, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 611731, China)

**Abstract:** Hypersonic technology is the development trend of space vehicles in the future. It also poses new challenges for the fast acquire capability of communication platforms in ultra-high dynamic and low signal-to-noise ratio environments. To overcome the limitation of the classic acquisition algorithm affected by frequency offset, a signal acquisition algorithm based on Multi-sample Serial Fast Fourier Transform (MS-FFT) is proposed. The proposed algorithm serially executes the FFT of multiple samples and runs the peak searching after non-coherent combining to obtain the acquire result. Without increasing the complexity, the influence of frequency offset on the acquisition performance is avoided. By deriving the theoretical formula of the Peak Signal-to-Noise Ratio (PSNR), it is proved that the frequency offset adaptation range of MS-FFT depends on the sampling rate and can be larger than the classical algorithm with the continuous improvement of the sampling capability of digital-analog conversion devices. Finally, the correctness of the above theoretical derivation is verified by simulation, and it is proved that the proposed algorithm is more suitable for the application scenarios of ultra-high dynamic environment.

**Key words:** Signal acquisition; High dynamic; Low Signal-to-Noise Ratio(SNR); Multi-sample Serial Fast Fourier Transform(MS-FFT)

### 1 引言

随着现代战争对制信息权的要求,空中飞行器

向着高超音速(速度大于5马赫,即1700 m/s)发展<sup>[1]</sup>。例如在临近空间运行的高超音速飞行器,具有快速、隐蔽和机动等特点,但由此引入的多普勒频移可达680 kHz,而为了避免天线损坏,又需要控制收发信号的功率<sup>[2]</sup>。因此,高超音速的飞行器对机载通信平台在高动态、低信噪比环境下的捕获能力提出了新的挑战。

在高动态条件下,进行信号捕获的最佳方法就是在时频域进行2维最大似然搜索<sup>[3]</sup>,但由于其计

收稿日期: 2020-03-03; 改回日期: 2020-08-13; 网络出版: 2020-08-19

\*通信作者: 董彬虹 bhdong@uestc.edu.cn

基金项目: 基础加强计划(017-JCJQ-ZD-041), 基础科研计划(JCKY2016204A603)

Foundation Items: The Basic Enhancement Project (017-JCJQ-ZD-041), Basic Research Project (JCKY2016204A603)

算复杂度太高,不利于工程实现。目前通常采用的次优方法是先将信号进行分段再进行最大似然处理<sup>[4]</sup>,也称为基于部分匹配滤波(Partial Matched Filtering, PMF)的处理,文献<sup>[5]</sup>对此进行了详细的分析与对比。这类基于PMF的经典算法中,部分匹配滤波-快速傅里叶变换(PMF-Fast Fourier Transform, PMF-FFT)<sup>[6]</sup>算法由于能够较好地实现复杂度和性能的折中,在工程实现中最为常见。现有对PMF-FFT算法的进一步研究主要针对其复杂度以及频偏适用范围进行改进<sup>[7-9]</sup>,但通常会付出精度降低或捕获性能减弱等代价。另有一些算法<sup>[10-12]</sup>基于PMF-FFT得到,使捕获算法能够适用于一些特殊信号或者扩展了PMF-FFT算法的频偏适应范围,但都增加了算法复杂度或者减小了算法的适用范围。总而言之,PMF-FFT算法及其改进算法仍然面临频偏适应范围、抗噪声性能和计算复杂度的局限性。其他一些算法<sup>[13-15]</sup>没有基于PMF-FFT算法进行设计,回避了PMF-FFT算法的一些缺陷,但又引入了诸如算法适用范围减小,抗噪声性能不强或者需要更大的时间开销等一些新的问题。因此,针对日益高速的空间通信需要,需要研究高动态条件下新的信号捕获技术。

本文通过设计一种高动态环境下的同步信号,提出一种基于信号多样本点的串行FFT捕获算法(Multi-sample Serial-FFT, MS-FFT)。在接收机串行地对多个下采样信号序列进行FFT,并将结果进行非相干叠加合并,获取相关峰以完成信号的时间同步;完成时间同步后对不同FFT结果之间固定的相位差进行处理以实现信号频率捕获。理论分析将指出与经典算法相比,所提算法的捕获性能与频偏大小无关,仅与采样率有关,并且计算复杂度也没有明显增加。为了客观评估和比较所提算法和经典算法的性能,本文对存在频偏的条件下,MS-FFT与PMF-FFT算法的峰值信噪比(Peak Signal-to-Noise Ratio, PSNR)进行了理论推导,并通过仿真验证了理论推导的正确性。仿真表明在不增加复杂度,略微降低SNR性能的条件下,所提算法具有远大于PMF-FFT算法的频率适应范围。

## 2 系统模型和PMF-FFT算法

### 2.1 系统模型

本文以常用的PN序列 $\mathbf{c} = [c(0) \ c(1) \ \dots \ c(N/d-1)]^T$ 进行高动态捕获信号 $\mathbf{s} = [s(0) \ s(1) \ \dots \ s(N-1)]^T$ 的设计,其形式为

$$\mathbf{s} = \underbrace{[c(0) \ c(0) \ \dots \ c(0)]}_d \underbrace{[c(1) \ c(1) \ \dots \ c(1)]}_d \dots \underbrace{[c(N/d-1) \ c(N/d-1) \ \dots \ c(N/d-1)]}_d^T \quad (1)$$

在高动态环境下,接收信号为

$$y(n) = s(n)f(n) + w(n), \quad n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (2)$$

其中 $\mathbf{w} = [w(0) \ w(1) \ \dots \ w(N-1)]^T$ 为噪声序列,并且 $w \sim \mathcal{CN}(0, \sigma^2 I)$ ;  $\mathbf{f} = [f(0) \ f(1) \ \dots \ f(N-1)]^T$ 是残留的频偏,假设采样时间为 $T_s$ ,则复数形式的频偏可以使用式(3)表示

$$f(n) = \exp(j(2\pi T_s f_d n + \varphi)), \quad n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (3)$$

其中 $\varphi$ 为未知的初始相位, $f_d$ 为多普勒频偏, $j = \sqrt{-1}$ 。

假设使用 $\mathbf{s}$ 作为接收机的本地副本对接收信号 $\mathbf{y} = [y(0) \ y(1) \ \dots \ y(N-1)]^T$ 直接进行1维最大似然检测。这一般使用匹配滤波(Matched Filter, MF)实现,不考虑噪声条件下,理想同步的相关峰为 $p = \sum_{n=0}^{N-1} f(n)s^2(n)$ 。因此易于推导出相关峰的PSNR为

$$\text{PSNR}_{\text{ML}} = \frac{|p|^2}{\left| \sum_{n=0}^{N-1} s(n)w(n) \right|^2} = \begin{cases} \frac{N}{\sigma^2}, & f_d = 0 \\ \left| \frac{\sin^2(\pi T_s f_d N)}{N \sigma^2 \sin^2(\pi T_s f_d)} \right|, & f_d \neq 0 \end{cases} \quad (4)$$

通过式(4)可知,如果存在频偏的情况下直接使用MF算法,PSNR将随着频偏的增大而快速衰减。因此在高动态条件下,必须进行时频2维信号检测,PMF-FFT是最常用的算法。

### 2.2 PMF-FFT算法

PMF-FFT算法首先将接收信号与本地的副本 $\mathbf{s}$ 分 $N_{\text{NC}}$ 组进行相关,每组的长度为 $N_C$ ,即 $N = N_C N_{\text{NC}}$ 。分组相关后对 $N_{\text{NC}}$ 个相关结果进行FFT,取FFT序列最大值作为输出结果。

下面对PMF-FFT的PSNR进行推导。为了推导方便,将接收信号与本地副本 $\mathbf{s}$ 逐元素相乘的结果按行连续地排列成大小为 $N_{\text{NC}} \times N_C$ 的矩阵 $\mathbf{p}$ ,记 $p_{ij} (i = 0, 1, \dots, N_{\text{NC}}-1, j = 0, 1, \dots, N_C-1)$ 为矩阵 $\mathbf{p}$ 第 $i+1$ 行第 $j+1$ 列的元素,其取值为 $p_{ij} = y(iN_C + j)s(iN_C + j)$ ,则

$$\mathbf{p} = \begin{bmatrix} p_{00} & p_{01} & \dots & p_{0, N_C-1} \\ p_{10} & p_{11} & \dots & p_{1, N_C-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ p_{N_{\text{NC}}-1, 0} & p_{N_{\text{NC}}-1, 1} & \dots & p_{N_{\text{NC}}-1, N_C-1} \end{bmatrix} \quad (5)$$

每滑动接收到一个样本点 $y_{\text{new}}$ ,则按照式(6)的规则更新矩阵 $\mathbf{p}$ 。

$$y(n) = \begin{cases} y(n-1), & n = N-1, N-2, \dots, 1 \\ y_{\text{new}}, & n = 0 \end{cases} \quad (6)$$

根据以上定义, PMF-FFT算法等价于求矩阵 $\mathbf{p}$ 的行和后进行FFT。由于线性运算的可交换性, 算法也可以表示为对 $\mathbf{p}$ 每一列进行FFT, 再对FFT结果构成的矩阵求行和。假设对 $\mathbf{p}$ 第 $j$ ( $j = 0, 1, \dots, N_C - 1$ )列进行FFT的结果为 $\mathbf{P}_j = [P_{0j} P_{1j} \dots P_{N_C-1,j}]^T$ 。不考虑噪声, 理想同步下 $\mathbf{P}_j$ 可以表示为

$$P_{kj} = \exp(j\varphi) \sum_{i=0}^{N_{NC}-1} \exp\left(j2\pi \left[ \left( T_s f_d N_C - \frac{k}{N_{NC}} \right) i + T_s f_d j \right] \right), \quad k = 0, 1, \dots, N_{NC} - 1 \quad (7)$$

对于某一个特定的FFT频点 $k'$ ( $0 \leq k' \leq N_{NC} - 1$ ), 当频偏满足 $f_d \approx k'/NT_s + L/N_C T_s$ ( $L$ 为整数)的时候, 将对 $\mathbf{p}$ 每一列FFT的结果对应相加, 结果如式(8)所示

$$P_k = \sum_{j=0}^{N_C-1} P_{kj} = \begin{cases} e^{j(\pi T_s f_d (N-1) + \varphi)} N_{NC} \frac{\sin(\pi T_s f_d N_C)}{\sin(\pi T_s f_d)}, & k = k' \\ 0, & k \neq k' \end{cases} \quad (8)$$

令输出的相关峰值为 $p_{\text{PMF-FFT}} = P_{k'}$ , 则可推导出PMF-FFT算法的PSNR为

$$\text{PSNR}_{\text{PMF-FFT}} = \frac{|p_{\text{PMF-FFT}}|^2}{\left| \sum_{n=0}^{N-1} s(n)w(n) \right|^2} = \begin{cases} \frac{N}{\sigma^2}, & f_d = 0 \\ \left| \frac{N_{NC}^2 \sin^2(\pi T_s f_d N_C)}{N \sigma^2 \sin^2(\pi T_s f_d)} \right|, & f_d \neq 0 \end{cases} \quad (9)$$

对比式(9)与式(4)可以看到, 当分段数目 $N_{NC}$ 较大(分段长度 $N_C$ 较小)的时候,  $\text{PSNR}_{\text{PMF-FFT}}$ 的衰减远比 $\text{PSNR}_{\text{ML}}$ 缓和, PMF-FFT算法具有比ML算法大得多的频偏适用范围。但PMF-FFT算法的PSNR仍然随着频偏的增大而减小, 因此该算法频率搜索范围终究是有限的。为了能够捕获更高动态的多普勒频偏信号, 本文提出一种基于多样点串行FFT信号捕获的MS-FFT算法。

### 3 MS-FFT算法

#### 3.1 算法基本描述

观察式(7)可以发现, 不考虑噪声情况下, 对2.2节中的矩阵 $\mathbf{p}$ 每一列进行FFT的结果的幅值均相等, 但相邻两列存在固定的相位差 $\Delta = f_d T_s = k'/N + L/N_C$ , 并且 $\Delta$ 随着频偏 $f_d$ 的增大而增大。故而式(8)

中对 $P_{kj}$ ( $j = 0, 1, \dots, N_C - 1$ )进行相干积分时将因为不同的 $P_{kj}$ 之间的相位差 $\Delta$ 导致最终相关峰幅值的损失。如果各个 $\mathbf{P}_j$ 在合并的时候不受到 $\Delta$ 的影响, 那么最终的相关峰将不会因为频偏 $f_d$ 而出现损失。实现这一目的的有效方法是将各个 $\mathbf{P}_j$ 非相干叠加, 即将式(8)修改为以式(10)所示的方式实现

$$z_n(k) = \sum_{j=0}^{N_C-1} |P_{kj}|^2, \quad k = 0, 1, \dots, N_{NC} - 1 \quad (10)$$

式(10)在合并的时候忽略了各个 $P_{kj}$ 的相位信息, 因此合并过程不会受到 $\Delta$ 的影响。然而, 每更新一次矩阵 $\mathbf{p}$ 就对其每一列进行FFT的计算复杂度远高于PMF-FFT算法。但考虑到式(1)的信号特点, 该过程实际上可以串行地完成: 在 $N_C = d$ 的条件下, 每更新一次 $\mathbf{p}$ , 其第 $l$ ( $l = 2, 3, \dots, N_C - 1$ )列等于更新前的第 $l - 1$ 列。因此在 $N_C = d$ 的条件下计算 $\mathbf{p}$ 每一列的FFT可以通过不断更新 $\mathbf{p}$ 并计算同一列的FFT来串行地完成。

暂不考虑噪声, 当捕获到频偏为 $f_d \approx k'/NT_s + L/N_C T_s$ 的信号时, 算法输出最大的相关峰值 $z_n(k')$ 及其在FFT谱中的位置 $k'$ , 因此仅需要确定 $L$ 就可以基本确定 $f_d$ 。前面已经提及, 相邻的 $P_{kj}$ ( $j = 0, 1, \dots, N_C - 1$ )之间的相位差为 $\Delta$ , 因此 $P_{kj} = P_{k0} e^{j2\pi j \Delta}$ 。令 $\widehat{\mathbf{P}}_{k'} = [P_{k'0} P_{k'1} \dots P_{k',N_C-1}]^T$ 为式(10)中求和的各个元素, 并且定义一个用于相位修正的对角矩阵 $\mathbf{D}_{k'}$ 为

$$\mathbf{D}_{k'} = \text{diag} \left( 1, \exp\left(\frac{-j2\pi k'1}{N}\right), \dots, \exp\left(\frac{-j2\pi k'(N_C-1)}{N}\right) \right) \quad (11)$$

以及定义关于某个整数 $l$ ( $l = 0, 1, \dots, N_C - 1$ )的相位向量为

$$\mathbf{D}_{N_C}^l = [1 \exp(j2\pi l/N_C) \dots \exp(j2\pi l(N_C-1)/N_C)]^T \quad (12)$$

综上所述可以得到

$$\mathbf{D}_{k'} \widehat{\mathbf{P}}_{k'} = P_{k0} \mathbf{D}_{N_C}^L \quad (13)$$

由于正交关系, 运算 $(\mathbf{D}_{N_C}^l)^H \mathbf{D}_{N_C}^L$ 仅在 $l = L$ 的时候取得最大值 $N_C$ , 其余情况等于零。因此基于以上讨论, 可以得到一种使用 $\widehat{\mathbf{P}}_{k'} = [P_{k'0} P_{k'1} \dots P_{k',N_C-1}]^T$ 来估计频偏 $f_d$ 的方法: 使用各个 $\mathbf{D}_{N_C}^l$ 来与 $\mathbf{D}_{k'} \widehat{\mathbf{P}}_{k'}$ 进行相关运算, 将输出最大相关值的 $l$ 作为估计的系数 $\hat{L}$ , 最后根据 $\hat{L}$ 和 $k'$ 计算 $f_d$ 。由于将各个相位向量 $\mathbf{D}_{N_C}^l$ 按顺序 $l = 0, 1, \dots, N_C - 1$ 排列得到的矩阵等于 $N_C$ 阶的DFT矩阵, 因此估计系数 $\hat{L}$ 的过程可以通过FFT进行以降低计算复杂度。综上所述, 可以导

出本文所提MS-FFT算法, 具体算法由表1所示的伪代码给出。

### 3.2 算法性能分析

借鉴文献[16]的思路, 在完全同步条件下, 考虑噪声影响, 根据式(7)可得  $P_{k'j} \sim \mathcal{CN}(N_{\text{NC}} e^{j(2\pi f_d T_s j + \varphi)}, N_{\text{NC}} \sigma^2)$ , 因此  $z_n(k')$  是自由度为  $2N_{\text{C}}$  的非中心卡方分布随机变量, 即  $z_n(k') \sim \chi^2(2N_{\text{C}})$ , 并且

$$\left. \begin{aligned} \text{E}[z_n(k')] &= N\sigma^2 + N_{\text{C}}N_{\text{NC}}^2 \\ \text{Var}[z_n(k')] &= N_{\text{C}}(N_{\text{NC}}^2\sigma^4 + 2N_{\text{NC}}^3\sigma^2) \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

未同步条件下, 设  $z_n^{(\text{ns})}(k')$  是收发不同步下计算相关峰值  $z_n(k')$  的结果, 由于此时  $P_{k'j} \sim \mathcal{CN}(0, N_{\text{NC}}\sigma^2)$ , 故而  $z_n^{(\text{ns})}(k') \sim \chi^2(2N_{\text{C}})$  是自由度  $2N_{\text{C}}$  的卡方分布随机变量, 并且

$$\text{E}[z_n^{(\text{ns})}(k')] = N\sigma^2 \quad (15)$$

综上, 可以推导MS-FFT的PSNR为

$$\begin{aligned} \text{PSNR}_{\text{MS-FFT}} &= \frac{\left(\text{E}[z_n(k')] - \text{E}[z_n^{(\text{ns})}(k')]\right)^2}{\text{Var}[z_n(k')]} \\ &= \frac{N^2}{N_{\text{C}}\sigma^4 + 2N\sigma^2} \end{aligned} \quad (16)$$

相比经典算法, 所提算法的PSNR公式不包含频偏, 因此输出相关峰值不受频偏的影响, 频率适应范围将得到极大的扩展。由于所提算法PSNR考虑

了平方操作, 基于文献[16], 经典算法的PSNR需经过式(17)转换才能够与所提算法进行比较。

$$\text{PSNR}_{\text{squ}} = \frac{\text{PSNR}^2}{4 + 4\text{PSNR}} \quad (17)$$

假设频偏形式为  $f_d \approx k'/NT_s + L/N_{\text{C}}T_s$ 。由3.1节分析, 两个系数的估计范围为  $0 \leq k' \leq N_{\text{NC}} - 1, 0 \leq L \leq N_{\text{C}} - 1$ , 因此算法能够估计的最大频偏为  $f_{d,\text{max}} \approx 1/T_s = f_s$ , 其频域分辨率为  $1/NT_s = f_s/N$ , 其中  $f_s = 1/T_s$  为采样率。因此认为算法的频率适应范围为  $[0, f_s)$ 。综上, 算法的频率适应范围仅与采样率有关。

最后讨论计算复杂度问题。经典的PMF-FFT算法每接收到1个样本点就执行1次部分匹配滤波以及FFT过程, 其计算复杂度主要由FFT决定, 因此算法的整体计算复杂度为  $O(N_{\text{NC}} \lg N_{\text{NC}})$ 。而本文所提算法同样每接收到1个样本点就更新1次矩阵  $\mathbf{p}$  并计算特定某一列的FFT, 因此由FFT引入的计算量为  $O(N_{\text{NC}} \lg N_{\text{NC}})$ 。综上, 所提算法计算复杂度与PMF-FFT一致, 但因为所提算法需要保存当前和过去  $N_{\text{C}} - 1$  个时刻FFT的结果, 略微提高了存储资源的占用。

## 4 算法仿真

本文对所提算法进行了仿真分析, 以验证理论推导的正确性并进一步展示算法性能。在以下仿真

表1 MS-FFT算法流程表

输入: 接收信号 $y[n]$ , 本地参考序列 $c$ , 同步头长度 $N$ , 下采样率 $d$ , 门限 $T$ , 常数 $C$
输出: 同步位置 $n_s$ , 频偏估计 $f_{\text{est}}$
(1) (初始化设置): 接收序列序号 $n = -1$ , $P_n = 0, y[n] = 0 (n \leq 0)$ , 设置 $n_A, n_B, n_C, n_S = 0, f_{\text{est}} = 0$ ;
<b>While</b> $n_B == 0$
(2) 更新序号 $n = n + 1$ ;
(3) (更新接收序列): 根据式(5)和式(6)得到并更新当前时刻 $n$ 下的矩阵 $\mathbf{p}$ ;
(4) (FFT): 计算矩阵 $\mathbf{p}$ 最后一列的FFT, 结果记为 $\mathbf{P}_n = \{P_{j, N_{\text{C}}-1}\}_{j=0}^{d-1}$ ;
(5) (非相干叠加): $z_n(j) = \sum_{i=n-d+1}^n  P_{ji} ^2, j = 0, 1, \dots, N/d - 1$ ;
(6) (取最大值及下标): $\hat{z}_n = \max_{j=0,1,\dots,N/d-1} z_n(j), k' = \arg \max_{j=0,1,\dots,N/d-1} z_n(j)$ ;
(7) (信号检测): 若连续 $C$ 次检测 $\{\hat{z}_n > T \& \& \hat{z}_{n-C} \leq T_{\text{th}}\}$ 为真, 记 $n_A = n$ ; 若 $\{n_A \neq 0 \& \& \hat{z}_n \leq T\}$ 为真, 记 $n_B = n$ ;
<b>end While</b>
(8) (同步位置确定): $n_C = \arg \max_{n=n_A-C+1, n_A-C, \dots, n_B} \hat{z}_n, n_S = n_A + n_C - C + 1$ ;
(9) (频偏估计): $\widehat{\mathbf{P}}_{k'} = [P_{n_s-d+1, k'}, P_{n_s-d+2, k'}, \dots, P_{n_s, k'}]^T$ ; $\mathbf{D}_{k'} = \text{diag}(1, e^{j2\pi k'/N}, e^{j2\pi k' \cdot 2/N}, \dots, e^{j2\pi k' \cdot (d-1)/N})$ ; $\mathbf{P}_{k'}^{(f)} = \text{FFT}\{\mathbf{D}_{k'} \widehat{\mathbf{P}}_{k'}\} = \{\mathbf{P}_{k'i}^{(f)}\}_{i=0}^{d-1}$ ; $L = \arg \max_{i=0,1,\dots,d-1} \mathbf{P}_{k'i}^{(f)}$ ; $f_{\text{est}} = f_s(k' + N_{\text{NC}}L)/N$ .

实验中，设置信号长度  $N = 8192$ ，采样频率为  $f_s = 16.384$  MHz，矩阵  $\mathbf{p}$  的参数为  $N_{NC} = 128$ ， $N_C = 64$ 。序列  $\mathbf{c}$  选择长为  $N_{NC} - 1$  的  $\mathbf{m}$  序列，并补零使其为长为  $N_{NC}$  的序列，设置  $\mathbf{c}$  一个码片的样本点数目为  $d = N_C = 64$ ，以此生成同步头序列  $\mathbf{s}$ 。

#### 4.1 理论PSNR验证

本文对MF, PMF-FFT以及所提算法的理论PSNR进行了仿真验证，结果如图1所示。图1(a)为频偏  $f_d = 0$  Hz下信噪比为  $-30 \sim -5$  dB时匹配滤波、PMF-FFT和所提算法的仿真和理论PSNR曲线；图1(b)为信噪比  $-18$  dB，频偏为  $0 \sim 600$  kHz下PMF-FFT和所提算法的仿真和理论PSNR曲线，由于MF算法的理论PSNR在  $f_d > 0$  Hz后迅速衰减，因此图中并未给出相关曲线。

从图1(a)中可以看到，各个算法的PSNR理论曲线和仿真曲线重合，说明了PSNR理论推导的正确性；由于MS-FFT算法采用了非相干合并克服频偏的影响，因此性能会受平方损耗的影响，但平方损耗会随着信噪比的增加迅速降低并趋近于零；从图1(b)可以看到， $f_d$ 对所提算法的PSNR没有明显影响，这与3.1节理论推导结论一致，而PMF-FFT算法的PSNR却随着  $f_d$  的增大而呈现震荡衰减的趋势，在  $f_d > 100$  kHz以后，所提MS-FFT算法开始具有明显优势。

#### 4.2 捕获性能仿真

本文对所提算法MS-FFT和经典算法PMF-FFT在不同频偏和不同SNR条件下的捕获性能进行对比。为了比较的公平性，所有算法在相同量级的虚警概率 ( $10^{-4}$ ) 下测试相应的捕获性能。

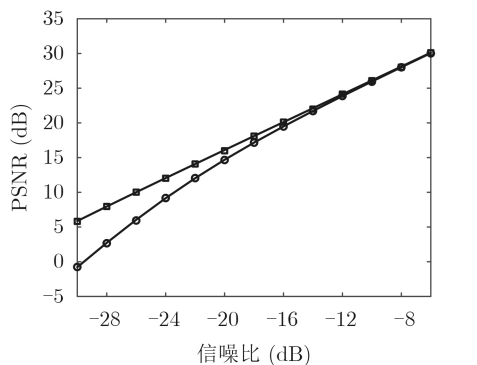
本文首先对两种算法在频偏为  $f_d = 0, 100, 180$  kHz，不同信噪比 ( $\text{SNR} = -30 \sim -15$  dB) 下的捕获性能进行测试，以比较所提算法在低信噪比下与经典PMF-FFT的差距，结果如图2(a)所示。由

于平方损耗的影响，低信噪比下所提算法的捕获性能相比于PMF-FFT存在  $4 \sim 5$  dB的差距。但随着频偏不断增大，PMF-FFT算法的曲线不断右移，在  $f_d = 180$  kHz下相比与所提算法已经没有任何优势；而所提算法在不同频偏下的曲线几乎是重合的，说明所提算法不受频偏影响的特点，验证了3.1节中理论推导。

进一步，本文对两种算法在相同信噪比，不同频偏 ( $f_d = 100 \sim 300$  kHz) 下的捕获性能进行了测试。具体结果如图2(b)所示。可以从图2(b)看到，PMF-FFT算法的捕获率随着频偏增大而不断下降，而所提算法的捕获性能始终没有太大的波动。当  $\text{SNR} = -19$  dB时，所提MS-FFT算法捕获率接近100%，PMF-FFT与所提算法相比不再具有捕获性能上的优势。此外随着SNR的不断提高，可从图2(b)发现PMF-FFT频偏适应范围的扩大存在一个上界，这说明不能通过不断提高SNR来扩大该算法的频偏适应范围。因此所提MS-FFT算法在使用时仅需通过合理地设置参数  $N_C$  和  $N_{NC}$  即可满足工程应用的SNR要求。

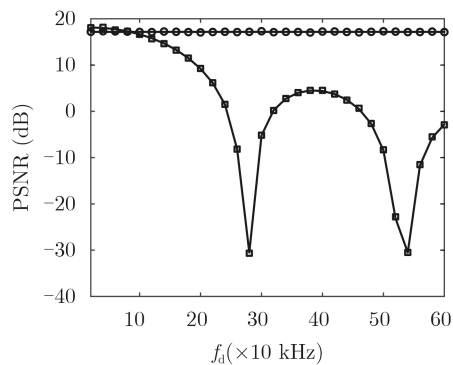
## 5 结论

本文对无频偏下的MF算法以及存在频偏下经典的PMF-FFT算法在不同频偏下的性能进行了详细的分析，总结了MF算法与PMF-FFT算法的特点。为克服经典算法仍受到频偏影响的问题，本文提出了一种针对多样本点同步头的串行FFT捕获MS-FFT方法，分析了所提算法的理论性能并进行了验证和比较。理论推导和仿真结果显示，所提算法的计算复杂度与PMF-FFT类似，但所提算法的频率适应范围取决于采样率，随着数模转换器件采样能力的不断提升，具有比经典算法更大的频偏适应范围，因此更加适合在极高动态环境下使用。



□ PMF-FFT/MF      ○ MS-FFT  
— PMF-FFT/MF(理论)      — MS-FFT(理论)

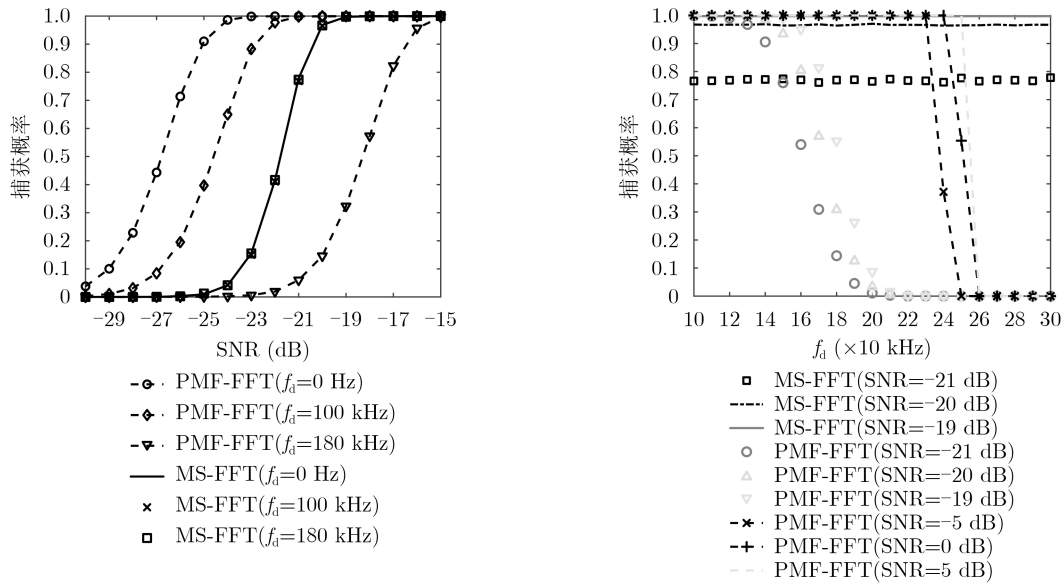
(a) 频偏  $f_d = 0$  Hz，不同信噪比下各算法的PSNR



□ PMF-FFT      ○ MS-FFT  
— PMF-FFT(理论)      — MS-FFT(理论)

(b) 信噪比  $-18$  dB，不同频偏下各算法的PSNR

图1 PSNR的理论和仿真曲线



(a) 固定频偏, 不同SNR下的捕获概率

(b) 固定SNR, 不同频偏下的捕获概率

图2 不同频偏、信噪比下的捕获性能对比

## 参考文献

- 申志强, 孟令杰. 临近空间高超声速飞行器测控通信的需求及策略分析[J]. 航天电子对抗, 2010, 26(2): 31-34. doi: 10.3969/j.issn.1673-2421.2010.02.009.
- SHEN Zhiqiang and MENG Lingjie. Requirements and strategy analysis of TT& C used for ultrasonic speed aircraft[J]. *Aerospace Electronic Warfare*, 2010, 26(2): 31-34. doi: 10.3969/j.issn.1673-2421.2010.02.009.
- 潘忠显. 高动态飞行器信号捕获算法研究[D]. [硕士论文], 西安电子科技大学, 2014: 29-30.
- PAN Zhongxian. A study on signals acquisition method of high dynamic vehicles[D]. [Master dissertation], Xidian University, 2014: 29-30.
- KAY S M. Fundamentals of Statistical Signal Processing: Estimation Theory[M]. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall PTR, 1993: 157-168.
- DIEZ J, PANTALEON C, VIELVA L, et al. A simple expression for the optimization of spread-spectrum code acquisition detectors operating in the presence of carrier-frequency offset[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2004, 52(4): 550-552. doi: 10.1109/TCOMM.2004.826345.
- 祝武勇. 高动态下扩频通信系统同步技术研究及FPGA实现[D]. [硕士论文], 电子科技大学, 2019: 30-38.
- ZHU Wuyong. Research and FPGA implementation on synchronization technology of spread spectrum communication system under high dynamics[D]. [Master dissertation], University of Electronic Science and Technology of China, 2019: 30-38.
- LIU Chang, ZHANG Jun, ZHU Yanbo, et al. Analysis and optimization of PMF-FFT acquisition algorithm for high-dynamic GPS signal[C]. 2011 IEEE 5th International Conference on Cybernetics and Intelligent Systems (CIS), Qingdao, China, 2011: 185-189.
- 杨秦彪, 王祖林, 黄勤, 等. 高动态链路中折叠PMF-FFT快速捕获方法[J]. 系统工程与电子技术, 2016, 38(8): 1723-1729. doi: 10.3969/j.issn.1001-506X.2016.08.03.
- YANG Qinbiao, WANG Zulin, HUANG Qin, et al. Folded PMF-FFT fast acquisition method for high dynamic scenarios[J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2016, 38(8): 1723-1729. doi: 10.3969/j.issn.1001-506X.2016.08.03.
- 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. doi: 10.3969/j.issn.1001-893x.2018.06.008.
- WANG Kai, WU Bin, WANG Bo. An improved PMF-FFT spread spectrum signal acquisition algorithm based on compressed sensing[J]. *Telecommunication Engineering*, 2018, 58(6): 661-667. doi: 10.3969/j.issn.1001-893x.2018.06.008.
- LU Yongcai, ZONG Zhulin, and HE Chun. Low-resource and efficient parallel frequency search method for GNSS receiver[C]. 2010 International Conference on Computational Problem-Solving (ICCP), Lijiang, China, 2010: 136-140.
- PAN Yi, ZHANG Tianqi, ZHANG Gang, et al. A novel acquisition algorithm based on PMF-apFFT for BOC modulated signals[J]. *IEEE Access*, 2019, 7: 46686-46694. doi: 10.1109/ACCESS.2019.2909787.
- GUO Wenfei, NIU Xiaoji, GUO Chi, et al. A new FFT acquisition scheme based on partial matched filter in GNSS receivers for harsh environments[J]. *Aerospace Science and Technology*, 2017, 61: 66-72. doi: 10.1016/j.ast.2016.11.017.
- 张天骐, 袁帅, 刘董华, 等. 高动态环境下高阶双二进制编移载

- 波信号的精确捕获[J]. 电子与信息学报, 2018, 40(11): 2728–2735. doi: [10.11999/JEIT180087](https://doi.org/10.11999/JEIT180087).
- ZHANG Tianqi, YUAN Shuai, LIU Donghua, *et al.* Accurate acquisition of high order double binary offset carrier signals for high dynamic environment[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2018, 40(11): 2728–2735. doi: [10.11999/JEIT180087](https://doi.org/10.11999/JEIT180087).
- [13] LI Manshu, CHENG Yufan, WANG Xuezhe, *et al.* A synchronization acquisition algorithm for wireless communication system in high dynamic environment[C]. 2017 IEEE 17th International Conference on Communication Technology (ICCT), Chengdu, China, 2017: 1407–1411.
- [14] 曾芳玲, 欧阳晓凤, 徐浩, 等. 基于时频融合的长码直接捕获优化算法研究[J]. 电子与信息学报, 2019, 41(2): 309–316. doi: [10.11999/JEIT180119](https://doi.org/10.11999/JEIT180119).
- ZENG Fangling, OUYANG Xiaofeng, XU Hao, *et al.* Improved long-code direct acquisition algorithm based on time-frequency fusion[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2019, 41(2): 309–316. doi: [10.11999/JEIT180119](https://doi.org/10.11999/JEIT180119).
- [15] SHI Lei, ZHU Congying, ZHAO Lei, *et al.* Fast Doppler shift acquisition method for hypersonic vehicle communications[J]. *IET Communications*, 2020, 14(3): 474–479. doi: [10.1049/iet-com.2018.6228](https://doi.org/10.1049/iet-com.2018.6228).
- [16] STRÄSSLE C, MEGNET D, MATHIS H, *et al.* The Squaring-loss paradox[C]. ION GNSS 20th International Technical Meeting of the Satellite Division, Fort Worth, USA, 2007: 2715–2722.
- 陈延涛: 男, 1995年生, 博士生, 研究方向为无线通信、抗干扰算法、压缩感知等.
- 董彬虹: 女, 1972年生, 研究员, 研究方向为无线通信、抗干扰与抗截获算法、机器学习等.
- 李 昊: 男, 1996年生, 硕士生, 研究方向为无线通信、通信算法的硬件实现等.
- 蔡沉沉: 女, 1995年生, 硕士生, 研究方向为无线通信、通信算法的优化实现等.

责任编辑: 余 蓉