

航天扩频测控系统中伪码捕获方法研究

章兰英,袁嗣杰,陈 源

(装备指挥技术学院测控工程研究中心,北京 101416)

摘 要: 针对航天扩频测控系统的捕获需求,提出一种能够降低谱峰衰减且具有较高频率估计精度的 FFT 伪码捕获方法.在部分匹配滤波过程中采用汉宁窗对数据加权后再累加,以减小谱峰衰减.采用插值 FFT 估计多普勒频率,以提高频率估计精度,根据不同测控环境下伪码捕获的特点,分析比较了抛物线插值法和改进的 Rife 法两种插值算法.理论分析和仿真结果表明,改进方法能够减小 FFT 输出的峰值衰减,提高多普勒频率估计精度.

关键词: 扩频测控;伪码捕获;部分匹配滤波;抛物线插值;Rife 算法

中图分类号: TN914 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2011) 06-1471-06

Research on Pseudo Code Acquisition Method in Aerospace Spread Spectrum TT&C System

ZHANG Lan-ying, YUAN Si-jie, CHEN Yuan

(TT&C Research Center, Academy of Equipment Command & Technology, Beijing 101416, China)

Abstract: In order to meet the acquisition requirement of aerospace spread spectrum TT&C system, a FFT-based code acquisition method was proposed which could reduce the spectrum peak degradation and get high frequency estimation accuracy. It integrated the data weighted by hanning window in the partial matched filter to reduce the spectrum peak degradation. Interpolated FFT was adopted to estimate the Doppler frequency in order to enhance the frequency estimation accuracy. According to the acquisition characteristics in different TT&C conditions, two interpolation methods such as parabolic interpolation and improved Rife were analyzed. Both analysis and simulation demonstrate that the proposed method can reduce the spectrum peak degradation and improve the Doppler frequency estimation accuracy.

Key words: spread spectrum TT&C; code acquisition; partial matched filter; parabolic interpolation; Rife algorithm

1 引言

扩频技术具有抗干扰能力强、隐蔽性好、可实现码分多址以及高精度测距等优点,在军事和民用通信中得到越来越广泛的应用.航天扩频测控通信系统采用直接序列扩频(direct sequence spread spectrum, DSSS)技术实现测控功能,大大提高了测控系统的测距精度,增强了系统的抗截获和抗干扰能力.

航天扩频测控系统用于对高速在轨运行的航天器进行测量控制,因此接收机接收的信号具有很大的多普勒频移,而高动态条件下的快速伪码捕获则是系统实现测量通信的前提.现有众多伪码捕获方法中,以基于 FFT 的伪码捕获方法^[1-8]效率最高,它将伪码相位、载波多普勒频率的二维搜索过程转变为搜索伪码相位或载波多普勒频率的一维搜索过程,因而受到广泛的关注和应用.

本文在分析基于 FFT 的伪码捕获方法原理的基础上,提出了一种基于 FFT 的扩频测控信号伪码捕获的改

进方法,该方法首先通过汉宁窗加权部分匹配滤波器(partial matched filter, PMF),以降低 FFT 频谱峰值的衰减,然后针对不同测控环境下的伪码捕获需要,分析了两种插值 FFT 估计多普勒频率的方法,使得斥量精度远高于采样分辨率.通过对改进方法进行仿真验证,结果表明,改进方法不仅能够有效降低 FFT 输出的峰值衰减,而且通过插值方法大大提高了多普勒频率的估计精度.

2 基于 FFT 的伪码捕获方法原理

基于 FFT 的伪码捕获结构框图如图 1 所示.

在图 1 所示结构中,本地伪码与输入信号中伪码之间保持相对滑动,当二者相位一致时,本地伪码与输入信号相乘后仅残留载波 $x(n) = e^{j2\pi f_d T n}$,对其进行 PMF 处理,即每 L 点的数据相加,把原来的 M 点数据变为现在的 P 点数据,其中 $P = M/L$,然后对 P 点数据进行 N ($N \geq P$) 点的 FFT 谱分析,即可得到多普勒频率值.下面分析 PMF 过程.

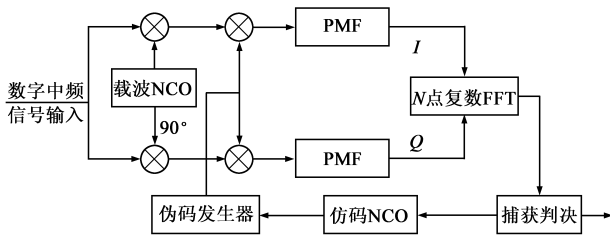


图1 PMF-FFT捕获结构框图

PMF 是一个低通滤波过程,从信号处理的角度,它可以看成是通过以下两步完成的。

首先, M 点数据 $x(n)$ 和长度为 L 点的矩形窗 $w(n)$ 进行卷积,卷积结果为

$$r(m) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} w(n)x(n+m) = \sum_{n=0}^{L-1} x(n+m) \quad (1)$$

然后,对 $r(m)$ 进行抽取,抽取率为 L (即每隔 $L-1$ 个数据取 1 个),则有

$$X(i) = r(Li) = \sum_{n=0}^{L-1} x(n+Li) = \sum_{k=Li}^{L(i+1)-1} x(k) \quad (2)$$

因此,PMF 过程可以看成是直接对 M 点数据的每 L 点求和的过程,也可以看成是先将 M 点数据和长 L 的矩形窗卷积后再以抽取率 L 进行抽取的过程。

在满足抽取后频谱不发生混叠的前提下,抽取后的频谱成分与抽取前频谱成分一一对应^[9],因此 PMF 后的频谱由信号频谱和矩形窗频谱相乘的结果决定,由于矩形窗主瓣宽度窄,因此随着多普勒频率的增大,FFT 频谱峰值的衰减就会增大。另一方面,基于 PMF-FFT 的捕获方法是对 FFT 输出频谱的谱峰位置直接估计多普勒频率的,由于 FFT 栅栏效应的影响,直接测频法的估计精度不高,且估计误差离散度较大,不能满足跟踪系统的要求。本文将根据以上不足,对已有 PMF-FFT 方法进行改进。

3 扩频测控信号伪码捕获改进方法

3.1 汉宁窗加权 PMF 减小谱峰衰减

为了减少栅栏效应的影响,文献[8]提出在做 FFT 前,对 PMF 后的 P 点数据加汉宁窗,以使 FFT 输出频谱峰值衰减程度减小,同时减小频谱泄漏。但由于直接 PMF 后,数据的频谱已经受到矩形窗频谱的影响,FFT 峰值衰减仍然较大。

由于 PMF-FFT 的频谱由信号频谱和窗函数频谱相乘决定,因此只要窗函数的主瓣宽度变宽,则频谱峰值的衰减就会减小。要使窗函数的主瓣宽度变宽,一种方法是减小矩形窗时域的窗口宽度,即减小 PMF 的求和点数 L ,那么 $P = M/L$ 增加,同时将增加 FFT 的运算量。另一种方法是在不减小 L 的情况下,使用主瓣宽度较宽的汉宁窗与数据卷积后抽取,即汉宁窗加权 PMF-FFT 方法,汉宁窗与数据卷积结果为

$$r'(m) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} h(n)x(n+m) = \sum_{n=0}^{L-1} h(n)x(n+m) \quad (3)$$

其中 $h(n)$ 为汉宁窗,对式(3)以抽取率 L 进行抽取,可得

$$X'(i) = r'(Li) = \sum_{n=0}^{L-1} h(n)x(n+Li) \quad (4)$$

令 $k = n + Li$,于是式(4)变为

$$X'(i) = \sum_{k=Li}^{L(i+1)-1} x(k)h(k-Li) \quad (5)$$

因此,汉宁窗加权 PMF-FFT 方法与直接 PMF-FFT 方法不同之处为在进行 PMF 时,每 L 点数据先与长 L 的汉宁窗相乘后再求和。由于汉宁窗的主瓣宽度较宽,在相同峰值衰减时的带宽较宽,所允许的积分累加时间较长,PMF 后可使数据进一步变短,从而减少 FFT 的运算量,提高扩频测控系统的捕获效率。而在相同 PMF 积分时间,即相同带宽时,汉宁窗主瓣衰减较小,能够有效降低 FFT 输出的峰值衰减。另一方面,汉宁窗旁瓣峰值较小,旁瓣谱峰衰减速度很快,因此能够有效减小频谱泄漏。汉宁窗的以上特性表明,汉宁窗加权 PMF-FFT 的方法更有利于信噪比较低的扩频信号的捕获。

3.2 FFT 插值算法提高频率估计精度

采用 FFT 直接估计多普勒频率时,由于 FFT 分析得到的是离散频率值,只有当信号频率为 FFT 频率分辨率的整数倍时,FFT 得到的频率估计值才是准确的。而当信号频率不是 FFT 频率分辨率的整数倍时,由于 FFT 的栅栏效应会引起频谱泄漏,此时信号的实际频率位于 FFT 主瓣内两条最大谱线之间,通过插值的方法可以提高信号的频率估计精度^[10~14]。

当扩频测控系统处于高信噪比环境时,所需的相干积累时间较短,PMF 后数据较短,此时可以对 PMF 后的数据补零后进行 FFT 分析。而当扩频测控系统处于低信噪比环境,或进行测距长码捕获时,相干积累时间较长,有时对 PMF 后的数据不是补零而是进行适当截短后做 FFT 分析。针对以上两种不同环境下的伪码捕获需求,本文分析比较了两种运算量均较小的 FFT 插值算法来提高多普勒频率的估计精度。

3.2.1 抛物线插值

抛物线插值算法是基于 FFT 频谱谱峰及邻近 2 点的处理方法,采用抛物线插值法求谱峰精确位置的示意图如图 2 所示。

首先,如图 2 所示,建立 FFT 幅度谱的二次

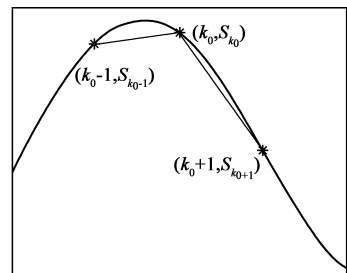


图2 抛物线插值法求谱峰精确位置

逼近方程

$$S = ak^2 + bk + c \quad (6)$$

在图 2 中假设已知谱峰及附近 2 点的采样值为 $[k_0 - 1, S(k_0 - 1)]$, $[k_0, S(k_0)]$, $[k_0 + 1, S(k_0 + 1)]$, 其中 $[k_0, S(k_0)]$ 为峰值点对应的坐标, k_i 为频域采样点.

由于式(6)为一抛物线, 根据已知 3 点的坐标可以求得

$$\Delta k_1 = \frac{S(k_0 + 1) - S(k_0 - 1)}{2[2S(k_0) - S(k_0 + 1) - S(k_0 - 1)]} \quad (7)$$

FFT 的频率分辨率为 $\frac{f_s}{L \cdot N}$, 则通过抛物线插值估计的多普勒频率为

$$\begin{aligned} \hat{f}_{d1} &= (k_0 + \Delta k_1) \cdot \frac{f_s}{L \cdot N} \\ &= \left[k_0 + \frac{S(k_0 + 1) - S(k_0 - 1)}{2[2S(k_0) - S(k_0 + 1) - S(k_0 - 1)]} \right] \cdot \frac{f_s}{L \cdot N} \end{aligned} \quad (8)$$

由于抛物线插值法是通过利用主瓣内 3 条谱线值构建的 2 次曲线方程逼近主瓣来估计频率的, 当主瓣内采样点数越多时, 二次方程越逼近主瓣, 频率估计误差也越小. 因此抛物线插值法适合于补零 FFT 情况, 即高信噪比环境下的短码捕获.

3.2.2 改进的 Rife 法

假设伪码完全同步, 则输入信号与本地伪码相乘后的复信号可以表示为

$$s(n) = A \cdot \exp[j(2\pi f_d n T_s + \varphi_0)], n = 0, 1, \dots, P \quad (9)$$

其中, A 为信号幅度, f_d 为信号多普勒频率, T_s 为采样间隔, φ_0 为信号初相, 并假设 P 为 2 的整数次幂.

对上述信号做 P 点的 FFT, 其离散谱可以表示为

$$\begin{aligned} S(k) &= \frac{A \cdot \sin[\pi(P f_d T_s - k)]}{\sin[\pi(f_d T_s - k/P)]} \\ &\quad \cdot \exp[j(\pi(P-1)(f_d T_s - k/P) + \varphi_0)], \\ k &= 0, 1, \dots, P-1 \end{aligned} \quad (10)$$

假设 $S(k)$ 幅度谱谱峰对应的频域采样点位置为 $k_0 = \text{round}[P f_d T_s]$, 其中 $\text{round}[x]$ 表示取最接近 x 的整数. 对于较大的 P , $S(k)$ 幅度谱最大值可近似表示为

$$|S(k_0)| = \frac{P \cdot A \cdot \sin[\pi\delta]}{\pi\delta} \quad (11)$$

其中, $\delta = P f_d T_s - k_0$ 表示信号频率与 $S(k)$ 幅度谱谱峰对应频率的偏差, $\delta \in [-0.5, 0.5]$.

$S(k)$ 幅度谱谱峰左右邻近 2 点的频域采样位置为 $k_0 - 1$ 和 $k_0 + 1$, 分别对应的幅度谱值可以近似表示为

$$|S(k_0 - 1)| = \frac{P \cdot A \cdot |\sin[\pi\delta]|}{\pi(1 - \delta)} \quad (12)$$

$$|S(k_0 + 1)| = \frac{P \cdot A \cdot |\sin[\pi\delta]|}{\pi(1 + \delta)} \quad (13)$$

双线幅度 Rife 法是通过选择 FFT 主瓣内的最大和

次大两条谱线来估计信号频率, Rife 法需要通过比较判断次大谱线的位置. 本文提出采用谱峰左右相邻的两条谱线来估计信号频率, 即

$$B = \frac{|S(k_0 - 1)|}{|S(k_0 + 1)|} = \frac{1 + \delta}{1 - \delta} \quad (14)$$

由此可以得到 δ 的估计值为

$$\hat{\delta} = \frac{1 - B}{1 + B} = \frac{|S(k_0 + 1)| - |S(k_0 - 1)|}{|S(k_0 + 1)| + |S(k_0 - 1)|} \quad (15)$$

则根据 δ 可以由离散谱得到 f_d 的估计值为

$$\begin{aligned} \hat{f}_{d2} &= (k_0 + \hat{\delta}) \cdot \frac{f_s}{L \cdot N} \\ &= \left[k_0 + \frac{|S(k_0 + 1)| - |S(k_0 - 1)|}{|S(k_0 + 1)| + |S(k_0 - 1)|} \right] \cdot \frac{f_s}{L \cdot N} \end{aligned} \quad (16)$$

由于改进的 Rife 法是通过谱峰左右相邻的两条谱线来估计信号频率的, 序列补零后再做 FFT 得到的谱线值发生了变化, 从而导致频率估计误差增大. 因此改进的 Rife 法适合于不补零 FFT 情况, 即低信噪比环境下的短码捕获, 或测距长码捕获.

4 性能分析

窗口长度为 L 的汉宁窗的主瓣宽度为 $B_0 = 8\pi/L$ ^[15], 是矩形窗主瓣宽度的 2 倍, 在矩形窗的 1dB 带宽处汉宁窗的衰减为 0.4dB, 而在汉宁窗的 1dB 带宽处矩形窗的衰减为 2.5dB, 因此采用汉宁窗加权 PMF-FFT 可以降低频谱峰值的衰减, 有利于低信噪比下信号的捕获判决.

首先分析 PMF-FFT 的幅频响应. 当本地码相位与输入信号码相位一致时, 二者相乘后的信号为 $x(n) = e^{j2\pi f_d T_s n}$, 由式(2)可得直接 PMF-FFT 的归一化幅频响应为

$$G(f_d, k) = \frac{1}{M} \left| \sum_{i=0}^{P-1} \sum_{n=Li}^{L(i+1)-1} e^{j2\pi f_d T_s n} e^{-j\frac{2\pi}{N} ki} \right| \quad (17)$$

化简式(17)可得

$$G(f_d, k) = \frac{1}{M} \left| \frac{\sin(\pi f_d T_s L)}{\sin(\pi f_d T_s)} \cdot \frac{\sin[\pi(f_d T_s L - \frac{k}{N})P]}{\sin[\pi(f_d T_s L - \frac{k}{N})]} \right| \quad (18)$$

其中, f_d 为多普勒频率, M 为数据长度, L 为 PMF 积分累加点数, $P = M/L$, N 为 FFT 长度, T_s 为采样间隔.

由式(5)可得汉宁窗加权 PMF-FFT 的归一化幅频响应为

$$G_h(f_d, k) = \frac{1}{M} \left| \sum_{i=0}^{P-1} \sum_{n=Li}^{L(i+1)-1} e^{j2\pi f_d T_s n} [1 - \cos(2\pi \frac{n-Li}{L})] e^{-j\frac{2\pi}{N} ki} \right| \quad (19)$$

化简式(19)可得

$$G_h(f_d, k) =$$

$$\frac{1}{M} \left| \frac{\sin(\pi f_d T_s L) \cdot \frac{\sin[\pi(f_d T_s L - \frac{k}{N})P]}{\sin[\pi(f_d T_s L - \frac{k}{N})]}}{\frac{1}{\sin(\pi f_d T_s)} - \frac{e^{-j\pi \frac{1}{L}}}{2\sin[\pi(f_d T_s + \frac{1}{L})]} - \frac{e^{j\pi \frac{1}{L}}}{2\sin[\pi(f_d T_s - \frac{1}{L})]}} \right| \quad (20)$$

图3所示为直接 PMF-FFT 和汉宁窗加权 PMF-FFT 的归一化幅频响应曲线.从图中可以看出随着多普勒频率的增大,FFT 的峰值衰减也增加,且在同一多普勒频率处,汉宁窗加权 PMF-FFT 比直接 PMF-FFT 的峰值衰减要小.

下面分析 FFT 插值法的频率估计误差.当信号长度 P 不是 2 的整数次幂时,则需要通过序列截短或补

$$\Delta k'_1 = \frac{\delta(1+\delta) \left| \sin\left[\pi \frac{P}{N}(\delta-1)\right] \right| - \delta(1-\delta) \left| \sin\left[\pi \frac{P}{N}(\delta+1)\right] \right|}{2 \left| 2(1-\delta^2) \sin\left[\pi \frac{P}{N}\delta\right] - \delta(1+\delta) \left| \sin\left[\pi \frac{P}{N}(\delta-1)\right] \right| - \delta(1-\delta) \left| \sin\left[\pi \frac{P}{N}(\delta+1)\right] \right| \right|} \quad (24)$$

$$\hat{\delta}' = \frac{(1+\delta) \left| \sin\left[\pi \frac{P}{N}(\delta-1)\right] \right| - (1-\delta) \left| \sin\left[\pi \frac{P}{N}(\delta+1)\right] \right|}{(1+\delta) \left| \sin\left[\pi \frac{P}{N}(\delta-1)\right] \right| + (1-\delta) \left| \sin\left[\pi \frac{P}{N}(\delta+1)\right] \right|} \quad (25)$$

当 P 一定时,抛物线插值法的频率估计误差随着 N 的增大而减小,在 $N = P$ 时估计误差最大,而改进的 Rife 法的频率估计误差随着 N 的增大而增大,在 $N = P$ 时估计误差最小.不同 P/N 时的两种插值算法的频点

零的方式得到 FFT 需要的长度.由于序列截短后做 FFT 是序列补零后做 FFT 的特例,本文首先分析序列补零的情况,假设 FFT 长度为 $N(N \geq P)$,则式(11)~(13)应变为

$$|S'(k_0)| = \frac{N \cdot A \cdot \sin\left[\pi \frac{P}{N}\delta\right]}{\pi\delta} \quad (21)$$

$$|S'(k_0-1)| = \frac{P \cdot A \cdot \left| \sin\left[\pi \frac{P}{N}(\delta-1)\right] \right|}{\pi(1-\delta)} \quad (22)$$

$$|S'(k_0+1)| = \frac{P \cdot A \cdot \left| \sin\left[\pi \frac{P}{N}(\delta+1)\right] \right|}{\pi(1+\delta)} \quad (23)$$

其中, $k_0 = \text{round}[Nf_d T_s]$.

将式(21)~(23)代入式(7)和式(15)可得

估计误差如图4所示.

由图4(a)可以看出,抛物线插值法的频点估计误差随着 P/N 的增大而增大,在相同 P/N 时,频点估计误差在 δ 为 0 和 ± 0.5 时最小,接近于 0,其他位置误差稍大.由图4(b)可以看出,改进的 Rife 法在 P/N 为 1/2 和 1 时,频点估计误差最小,均接近于 0,而在其他条件下,估计误差均较大.因此改进的 Rife 法适合不补零 FFT 的情况,而抛物线插值法适合补零较多的 FFT 频率估计.

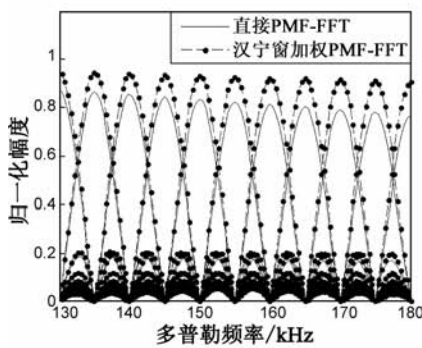


图3 PMF-FFT 的归一化幅频响应

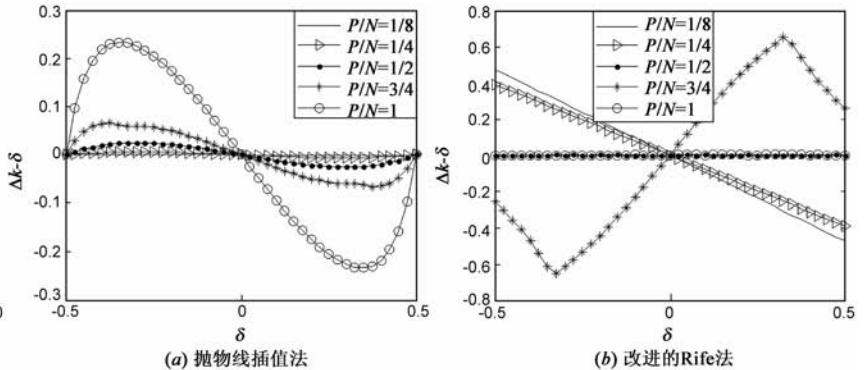


图4 两种插值算法的频点估计误差

5 仿真结果

本文对扩频测控伪码捕获方法进行了仿真,系统参数:采样率 56MSPS,载波中心频率 70MHz,PN 码为长 1023 的 m 序列,PN 码速率 5.115Mcps,信息码速率 5kbps,捕获时信号长度为 1 个 PN 码周期,即 11200 个采样点.

首先仿真直接 PMF-FFT 和汉宁窗加权 PMF-FFT 输

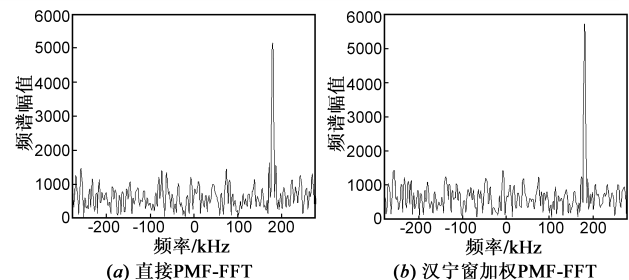


图5 PMF-FFT 输出的频谱

出的频谱.假设多普勒频率 180kHz,载噪比 50dBHz,PMF 的积分时间长度为 100 点,FFT 长度为 1024,仿真结果如图 5 所示.

比较图 5 中(a)和(b)可以看出,采用汉宁窗加权 PMF-FFT 的频谱峰值要明显高于直接 PMF-FFT 的频谱峰值.

下面仿真利用汉宁窗加权 PMF-FFT 输出的频谱直接估计多普勒频率和采用两种插值算法估计多普勒频率的估计误差.首先分析输入信号多普勒频率的变化对算法测频误差的影响,预设输入信号多普勒频率变化范围为 130kHz ~ 135kHz,步长为 100Hz,载噪比为 65dBHz,FFT 长度为 512,汉宁窗加权 PMF 的累加点数分别为 20 和 50 时 3 种测频算法的频率估计误差结果如图 6 所示.

图 6(a)中,PMF 累加点数为 20,则 1 个伪码周期的信号经 PMF 后的点数为 560,对信号截短做 512 点的 FFT(不补零情况).图 6(b)中,PMF 累加点数为 50,则 1 个伪码周期的信号经 PMF 后的点数为 224,然后对信号做 512 点的 FFT(补零情况).比较图 6(a)和(b)可以看出,直接测频法在多普勒频率预设值位于 FFT 输出两点中间时,频率估计误差最大,约为频率分辨率的一半,而位于频率分辨率整数倍时估计误差最小,测频精

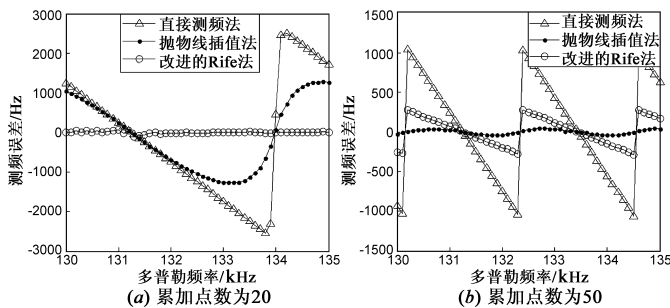


图 6 不同多普勒频率时 3 种算法的测频误差

6 结论

航天扩频测控系统需要快速捕获和精确跟踪,本文根据这个基本要求,提出采用汉宁窗加权 PMF-FFT 的伪码捕获改进方法.该方法首先利用汉宁窗对数据加权后再累加,充分利用了汉宁窗主瓣宽度较宽的特点,在相同频点处,峰值衰减小于矩形窗,使 FFT 输出结果最大值下降程度减小,而在相同衰减的情况下,可以增加累加时间,从而进一步对数据降速,减少 FFT 的运算量;其次对 FFT 输出的频谱采用 FFT 插值算法估计多普勒频率,详细分析了抛物线插值法和改进的 Rife 法两种插值 FFT 频率估计方法,前者适合于高信噪比环境下的短码捕获时估计多普勒频率,而后者较适合于低信噪比环境下的短码捕获,或测距长码捕获时的多普勒频率估计.两种算法计算简单,且估计精度较

度受实际输入信号多普勒频率的影响较大.抛物线插值算法采用不补零的 FFT 进行频率估计时的误差较大,在补零 FFT 情况下的频率估计误差较小,在多普勒频率位于整数倍频率分辨率或位于 2 个整数倍频率分辨率正中时的误差较小,其他位置误差稍大.改进的 Rife 法则与此相反,采用不补零的 FFT 进行频率估计时的误差较小,在补零 FFT 情况下的频率估计误差较大,且与直接测频法的频率估计误差呈同周期变化.图 7 所示为 3 种算法在不同载噪比情况下的多普勒频率估计误差,预设多普勒频率为 133kHz,图(a)和图(b)分别表示不补零 FFT 和补零 FFT 情况.

图 7 中 3 种算法的测量精度均随着载噪比的增大而减小.由图 7(a)可以看出,改进 Rife 法的测频精度要优于抛物线插值法和直接测频法,且其随载噪比的增加,频率估计误差快速减小.从图 7(b)中可以看出,改进 Rife 法在低载噪比时的测频精度要优于抛物线插值法.由于 3 种算法的频率估计误差随多普勒频率的变化而变化,在预设多普勒频率为 133kHz 时,由图 6 可以看出不补零 FFT 情况下抛物线插值法和直接测频法的估计误差很大,而补零 FFT 情况下 3 种方法的估计误差均较小,这也是导致图 7(b)中抛物线插值法和改进 Rife 法测频精度相差不多的原因.

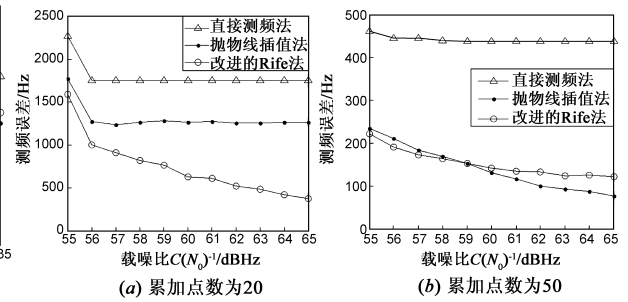


图 7 不同载噪比时 3 种算法的测频误差

高,测量误差的离散度较小,可以保证频率估计误差落入扩频测控系统跟踪环路的快捕带内.理论分析和仿真结果均表明,本文提出的改进方法能够有效改善低信噪比下信号的捕获判决,提高多普勒频率的估计精度.

参考文献

- [1] Van Nee D J R, Coenen A J R M. New fast GPS code-acquisition technique using FFT[J]. Electronics Letters, 1991, 27(2): 158 - 160.
- [2] Coenen A J R M, Van Nee D J R. Novel fast GPS/GLONASS code-acquisition technique using low update rate FFT[J]. Electronics Letters, 1992, 28(9): 863 - 865.
- [3] Tsui J B Y. Fundamentals of Global Positioning System Receivers: A Software Approach[M]. New York: John Wiley &

- Sons, INC. 2000. 133 – 146.
- [4] Spillard C L, Spangenberg S M, Povey G J R. A serial-parallel FFT correlator for PN code acquisition from LEO satellites [A]. IEEE 5th International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications [C]. Piscataway, NJ: IEEE Press, 1998. 446 – 448.
- [5] Liu Y F, Chen Z J. Implement and performance analysis of PN code acquisition based on FFT [A]. 5th World Congress on Intelligent Control and Automation [C]. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2004. 5399 – 5401.
- [6] Perisa I, Lindner J. Code acquisition in direct sequence spread spectrum communication systems using an approximate fast Fourier transform [A]. 2006 IEEE 9th International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications [C]. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2006. 54 – 58.
- [7] 龚国辉, 李思昆. 直接扩频信号 PN 码相位的自适应测量算法 [J]. 电子学报, 2006, 34(7): 1325 – 1328.
Gong Guo-hui, Li Si-kun. Adaptive algorithm for PN code phase measuring of DS/DD signal [J]. Acta Electronica Sinica, 2006, 34(7): 1325 – 1328. (in Chinese)
- [8] 胡建波, 杨莘元, 卢满宏. 一种基于 FFT 的高动态扩频信号的快速捕获方法 [J]. 遥测遥控, 2004, 25(6): 19 – 24.
Hu Jian-bo, Yang Xin-yuan, Lu Man-hong. An FFT-based method for fast acquisition of high dynamic DS spread spectrum signals [J]. Journal of Telemetry, Tracking and Command, 2004, 25(6): 19 – 24. (in Chinese)
- [9] 杨小牛, 楼才义, 徐建良. 软件无线电原理与应用 [M]. 北京: 电子工业出版社, 2006. 21 – 24.
- [10] Dooley S R, Nandi A K. Fast frequency estimation and tracking using lagrange interpolation [J]. Electronics Letters, 1998, 34(20): 1908 – 1910.
- [11] Aboutanios E, Mulgrew B. Iterative frequency estimation by interpolation on Fourier coefficients [J]. IEEE Trans on Signal Processing, 2005, 53(4): 1237 – 1242.
- [12] 代俊光, 陈光. 噪声背景下一种正弦信号频率估计的新插值算法 [J]. 电子学报, 2000, 28(8): 115 – 116.
Dai Jun-guang, Chen Guang-ju. A new interpolation algorithm for estimating frequency of sinusoidal signal in noise [J]. Acta Electronica Sinica, 2000, 28(8): 115 – 116. (in Chinese)
- [13] 齐国清, 贾欣乐. 插值 FFT 估计正弦信号频率的精度分析 [J]. 电子学报, 2004, 32(4): 625 – 628.
Qi Guo-qing, Jia Xin-le. Accuracy analysis of frequency estimation of Sinusoid based on interpolated FFT [J]. Acta Electronica Sinica, 2004, 32(4): 625 – 628. (in Chinese)
- [14] 刘渝. 快速高精度正弦波频率估计综合算法 [J]. 电子学报, 1999, 27(6): 126 – 128.
LIU Yu. A fast and accurate single frequency estimator synthetic approach [J]. Acta Electronica Sinica, 1999, 27(6): 126 – 128. (in Chinese)
- [15] 胡广书. 数字信号处理——理论、算法与实现 [M]. 北京: 清华大学出版社, 2006. 305.

作者简介:



章兰英 女, 1981 年 3 月出生于安徽省黄山市, 装备指挥技术学院博士研究生, 研究方向为航天器测量与控制, 高速数字信号处理.

E-mail: zhanglanying1999@126.com



袁嗣杰 男, 1945 年 12 月出生于江苏省扬州市, 装备指挥技术学院教授, 博士生导师, 研究方向为航天器测量与控制, 高速数字信号处理.