

一种改进的高动态扩频信号捕获方法

黄健^{1,2} 张德海¹ 孟进^{1,2} 闫大帅^{1,2}

(1. 中国科学院空间科学与应用研究中心 北京 100190; 2. 中国科学院大学 北京 100190)

摘要: 针对传统方法对高动态大多普勒信号捕获存在的困难,本文提出的基于FFT的捕获方法,充分考虑了高动态性的影响,改进了接收信号模型,引入了多普勒频率变化率。算法将传统的二维搜索化为了先捕获多普勒频偏及频率变化率,再捕获伪码延时的二步搜索。频偏估计方面分析了匹配傅里叶变换法和延时自相关FFT估计法,码相位估计方面分析了伪码循环相关捕获法,并对两个阶段各个方案的复杂度、抗噪声性能进行了分析和改进,降低了算法复杂度、提高了抗噪声性能,最后用MATLAB仿真验证了方法的正确性和有效性。

关键词: FFT; 高动态; 多普勒频偏; 伪码捕获

中图分类号: TN914.42 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.5025

Improved acquisition method of the high dynamic spread spectrum signals

Huang Jian^{1,2} Zhang Dehai¹ Meng Jin^{1,2} Yan Dashuai^{1,2}

(1. Center for Space Science and Applied Research, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China;

2. University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China)

Abstract: Traditional PN code acquisition algorithm is effectless for high dynamic Doppler shift signals. This paper presents acquisition methods based on FFT. It considers Doppler frequency change rate in high dynamic environment and improves the model of the received signal. It divides traditional two-dimensional search algorithm into the separate estimation of Doppler frequency offset and frequency change rate as well as pseudo-code phase. The complexity and signal-to-noise ratio of Doppler frequency shift estimation method, Matching Fourier Transform and Delay Self-correlation, and code phase circular correlation estimation method are analysed and improved. The simulation by using MATLAB verifies that the algorithm is correct and effective.

Keywords: FFT; high dynamic; Doppler frequency shift; PN code acquisition

1 引言

随着扩频通信系统的广泛使用,飞机、卫星等高速移动体的应用与服务范围越来越大,扩频信号捕获方法也得到了广泛研究。直扩信号的捕获主要是完成多普勒频率和伪码相位延时的捕获^[1],但在高动态下的信号捕获仍存在问题。目前国内外文献提出的捕获算法大致可分为以下几类^[2]:多普勒串行-伪码串行搜索方法和多普勒串行-伪码并行搜索方法,捕获均受大频偏范围的影响;多普勒并行-伪码串行搜索方法,捕获受伪码长度的影响;多普勒和伪码并行搜索方法,捕获受高动态性的影响。在高动态环境下,接收信号具有较大的多普勒频偏以及一次甚至高次多普勒频率变化率,严重影响了信号的有效捕获。传统的捕获方案受到伪码长度和大频偏范围的影响,存在搜索时间长或者频偏捕获范围小等不足,无法适用于高动态信号的快速

捕获。为了完成高动态直扩信号的捕获,必须准确、快速地捕获多普勒频率及其变化率和伪码相位。本文针对高动态情况,改进了传统接收信号模型,引入了多普勒频率变化率,提出了多普勒频偏和伪码相位并行捕获方案,并对方案中的频偏估计技术和延时自相关技术做了分析和低信噪比改进,与传统方案相比,克服了受多普勒频偏范围和伪码长度约束的不足,大大降低了算法复杂度,提高了抗干扰能力,适用于高动态信号的快速捕获。

2 多普勒和伪码延时的影响

在扩频通信中,由于传输延时、速度变化等原因使得信号产生了延时和多普勒频偏。接收信号通常表达为:

$$r_o(t) = AC(t - \epsilon\tau)\cos[2\pi(f_c + f_d)t + \varphi] + n_0(t) \quad (1)$$

式中: A 为幅度, C 为伪码, ϵ 为偏移码片数, τ 为码元时间, f_c 是中频频率, f_d 为多普勒频偏, $n_0(t)$ 为白噪声。

在扩频信号捕获方法中,通常使用相关运算来进行伪码捕获。在一个伪码周期的积分时间 T 内,忽略信息数据的跳变和噪声信号影响,典型接收机相关输出为^[3]:

$$E = \frac{A_1 T}{2} (1 - \varepsilon) | \text{Sa}[\pi f_d (1 - \varepsilon) \tau] \text{Sa}(\pi f_d T) | \quad 0 \leq \varepsilon < 1 \quad (2)$$

由式(2)可知,只有 $0 \leq \varepsilon < 1$,即收伪码信号与本地伪码信号的时延差小于一个码元时才会有较大的输出判决量。由于伪码速率 $R_c = \frac{1}{\tau} \gg f_d$,故 $\text{Sa}[\pi f_d (1 - \varepsilon) \tau] \approx 1$,说明延时和多普勒频偏对相关结果的耦合影响可以忽略,可看作相互独立,分别使相关结果降低了 $(1 - \varepsilon)$ 倍和 $\text{Sa}(\pi f_d T)$ 倍,相关结果如图1所示。所以对扩频信号的捕获必须对伪码延时和多普勒频偏进行捕获并补偿。

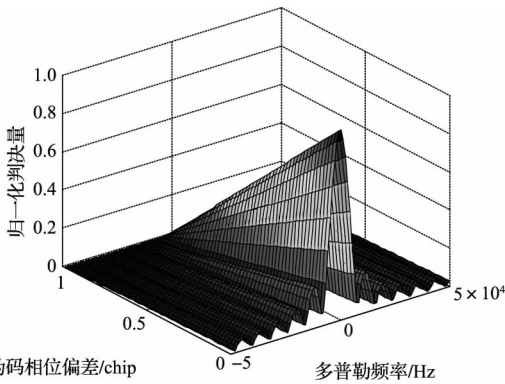


图1 伪码偏差-多普勒频偏对相关结果的影响

3 匹配傅里叶变换频偏估计技术

在高动态情况下,载波频率随时间变化时,信号中含有多普勒一次变化率甚至高次变化率,接收信号的离散傅里叶变换的谱不再是一个单峰谱,而产生了频谱的扩展,不能直接使用离散傅里叶变换进行处理。传统的接收信号模型并未考虑高动态变化的多普勒变化率,所以本文调整了接收信号形式,改进了处理方法,将接收信号重新写为:

$$r(t) = A \cdot C(t - \varepsilon\tau) \cdot e^{j2\pi \langle f_c + f_d + \frac{1}{2}kt \rangle t} + n_0(t) \quad (3)$$

其中,为多普勒频率变化率。设经过下变频处理后的信号为:

$$r_1(t) = A_1 \cdot C(t - \varepsilon\tau) \cdot e^{j2\pi \langle f_c + f_d + \frac{1}{2}kt \rangle t} + n_1(t) \quad (4)$$

匹配傅里叶变换(MFT)是一种针对线性调频信号有效的参数估计的方法,而且具有高分辨率。设 $x(t)$ 为 $[0, T]$ 内的连续信号, $\varphi(t)$ 在 $[0, T]$ 内导数连续且同为正或同为负,并有 $\varphi(0) = 0$,则 MFT 定义式为^[4]:

$$F(\omega) = \int_0^T x(t) e^{-j\omega\varphi(t)} d\varphi(t) \quad (5)$$

当 $\varphi(t) = t$ 时,匹配傅里叶变换化为了傅里叶变换。 $C(t - \varepsilon\tau)$ 取值为 ± 1 ,对 $r_1(t)$ 信号进行自相乘运算,消除伪码的影响,得到表达式:

$$r_2(t) = A_2 \cdot e^{j2\pi(2f_d + kt)t} + n_2(t) \quad (6)$$

令 $x(t) = r_2(t)e^{-j2\pi \cdot 2f_d t}$, $\varphi(t) = t^2$,则 MFT 的离散形式可写为:

$$F(\hat{f}_d, \hat{k}) = \frac{2}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} x(n) W_N^{k(nT_s)^2} n T_s = \frac{2}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} A_2 n T_s W_N^{[2(f_d - \hat{f}_d)nT_s + (k - \hat{k})(nT_s)^2]} \quad (7)$$

式中: N 为采样点数, $x(n)$ 为第 n 个采样点, T_s 为采样时间间隔, $W_N = e^{-j\frac{2\pi}{N}}$ 。式(7)表示的是用不同频率对信号中多普勒频率补偿之后的匹配傅里叶变换谱,称为二步匹配傅里叶变换, $F(\hat{f}_d, \hat{k})$ 在 (f_d, k) 处能量会发生聚焦。

对式(7)仿真,设置参数为: $r_1(t)$ 信噪比为 $\text{SNR} = -15$ dB,带宽 $B = 25$ kHz,信号持续时间为 $T = 1$ s,初始多普勒频率变化率 $k = 25000$ Hz,多普勒频率变化率范围 $(-30$ kHz ~ 30 kHz),设中心频率 $f_c = 10$ MHz,初始多普勒频偏 $f_d = 110532$ Hz,多普勒频偏范围 $(-200$ kHz ~ 200 kHz),下变频后的采样率 $F_s = 800$ kHz,伪码采用码长为 127 chip 的 Gold 码,码速率为 1.023 MHz,延迟伪码相位为 55 chip。多普勒频偏步进值为 $\Delta f = 1$ kHz,频率变化率步进值 $\Delta k = 600$ Hz,仿真得到 $\hat{f}_d = 110780$ Hz, $\hat{k} = 22515$ Hz。如果进一步减小步进值,则会提高捕获精度,结果如图2所示。

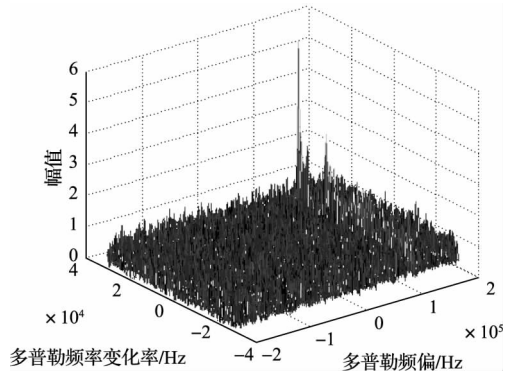


图2 匹配傅里叶变换捕获结果

由图2可知,匹配傅里叶变换在低信噪比 $\text{SNR} = -15$ dB 下仍具有很好的捕获效果。用不同的基的函数做匹配傅里叶变换,将得到不同的谱,所以匹配傅里叶变换可以集中信号的能量,而使噪声的能量分布在较大的范围,从而可提高信号的检测概率,这也是其对非平稳信号有较好性能的原因。

4 延时自相关 FFT 频偏估计技术及改进

4.1 延时自相关 FFT 频偏估计技术

虽然匹配傅里叶变换技术具有较好的性能,但是直接计算 $F(\hat{f}_d, \hat{k})$ 的计算复杂度近似为 $O(N^3)$, N 为采样点数,因此计算量过于庞大,直接计算将耗费很长时间,不能用于信号的实时捕获^[5];而延时自相关 FFT 频偏估计技术核心为两次 FFT 变换,复杂度近似为 $O(N \lg N)$,与直接计算 $F(\hat{f}_d, \hat{k})$ 相比较,计算量大大降低。

将信号 $r_2(t)$ 与其延迟一定时间的信号进行自相关,取延迟时间为 τ_1 , 则 $r_2(t)$ 延时自相关运算可表示为^[6]:

$$R_1(\tau_1) = r_2(t + \tau_1)r_2^*(t) = A_2 \cdot e^{j2\pi(2f_d\tau_1 + k\tau_1^2 + 2k\tau_1 t)} + n_2(t) \quad (8)$$

时间 τ_1 为常数,对 $R_1(\tau_1)$ 作 FFT 变换是对 $e^{j2\pi \cdot 2k\tau_1 t}$ 进行估计,因为常数项对 FFT 的频谱没有影响,所以估计得到的谱峰值对应的频率为 $2k\tau_1$ 。假设此时谱峰对应的横轴值为 N_1 , 则估计的频率变化率为 $\hat{k} = \frac{N_1}{2\tau_1}$ 。估计出初始多普勒频偏后,重新构造信号:

$$r_3(t) = r_2(t) \cdot e^{-j2\pi k t^2} = A_3 \cdot e^{j2\pi[f_d + (k-k)\tau_1]t} + n_3(t) \quad (9)$$

$r_3(t)$ 是对消了频率变化率的信号,做 FFT 频率估计,以估计出初始多普勒频偏。假设此时谱峰对应的横轴值为 N_2 , 则估计的初始多普勒频偏为 $\hat{f}_d = \frac{N_2}{2}$ 。对式(8)、式(9)仿真,设 $r_1(t)$ 信噪比 $SNR = -7$ dB,其余参数与前文相同,仿真得 $\hat{f}_d = 110\ 541$ Hz, $\hat{k} = 25\ 632$ Hz,结果如图 3 和 4 所示。

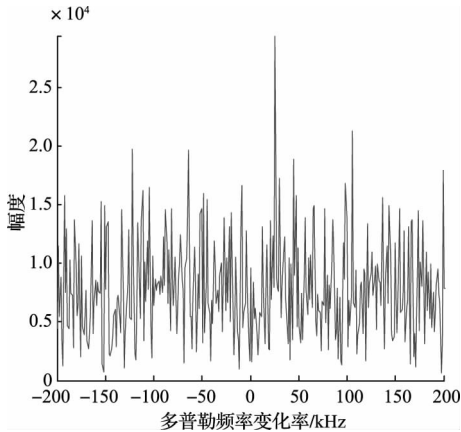


图 3 多普勒频率变化率捕获结果

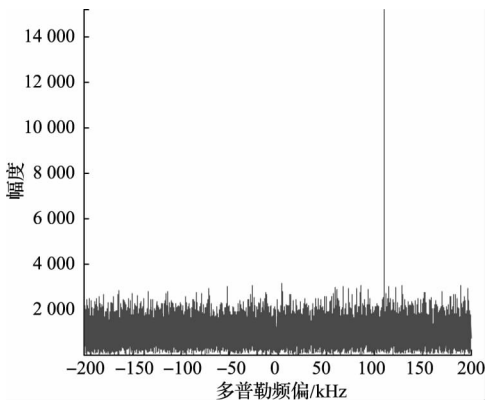


图 4 多普勒频偏捕获结果

由于 $r_2(t)$ 是对 $r_1(t)$ 信号进行自相乘运算的结果,降低了信噪比,所以再对 $r_2(t)$ 做延时自相关时,会使信噪比严重恶化。信噪比 $SNR = -7$ dB 时,算法还能完成捕获,如果继续减小信噪比,相乘再延时相关后,多普勒频率变化率 \hat{k} 将不能正确捕获,继而影响多普勒频偏的捕获,需对算法进行改进。

4.2 低信噪比下的改进

将对 $r_1(t)$ 信号进行的自相乘运算去掉,直接延时自相关运算估计多普勒频率变化率,如此减少了一次自相乘运算,改善了信噪比。取延迟时间为 τ_2 , 对应数据长度为 $N_3 = k' \cdot M'$, 则 $\tau_2 = k' \cdot T_s$, 其中 k' 为正整数, M' 为一个周期的扩频序列长度, T_s 为扩频序列周期。延时数据长度取扩频序列整数倍是为了消除伪码的影响。 $r_1(t)$ 延时自相关运算可表示为:

$$R_2(\tau_2) = r_1(t + \tau_2)r_1^*(t) = A_2 \cdot e^{j2\pi(f_d\tau_2 + \frac{1}{2}\tau_2^2 + k\tau_2 t)} + n_2(t) \quad (10)$$

对 $R_2(\tau_2)$ 做 FFT 变换,假设谱峰对应的横轴值为 N_4 , 则 $\hat{k} = \frac{N_4}{\tau_2}$, 重构 $r_1(t)$ 为:

$$r_4(t) = r_1(t) \cdot e^{-j\pi k t^2} = A_1 \cdot C(t - \epsilon\tau) \cdot e^{j2\pi[f_d + \frac{k-k}{2}\tau_2]t} + n_4(t) \quad (11)$$

对 $r_4(t)$ 延时相乘,消除伪码影响,延迟时间为 τ_2 :

$$r_5(t) = r_4(t + \tau_2)r_4(t) = A_4 \cdot e^{j2\pi[2f_d + (k-k) \cdot (t+\tau_2)]t + f_d\tau_2 + \frac{k-k}{2}\tau_2^2} + n_5(t) \quad (12)$$

对 $r_5(t)$ 做 FFT 变换,假设谱峰对应的横轴值为 N_5 , 则 $\hat{f}_d = \frac{N_5}{2}$ 。对式(10)、式(12)仿真,设 $r_1(t)$ 信噪比 $SNR = -15$ dB,其余参数与前文相同,仿真得 $\hat{f}_d = 110\ 544$ Hz, $\hat{k} = 25\ 794$ Hz,如图 5 和 6 所示。

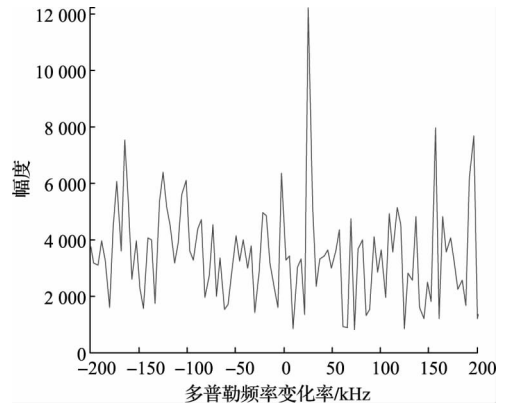


图 5 改进后多普勒频率变化率捕获结果

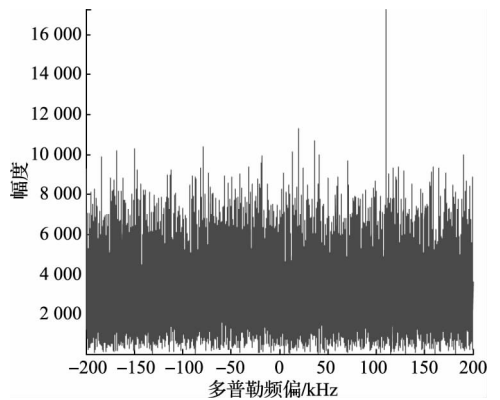


图 6 改进后多普勒频偏捕获结果

改进算法的抗噪声能力比改进前显著增强,在 $SNR = -15$ dB 时仍能很好的捕获多普勒频率变化率以及多普勒频偏,但是继续减小 $r_1(t)$ 的信噪比,算法效果也将随之恶化。

5 伪码并行捕获技术及改进

5.1 基于 FFT 的伪码循环相关技术

在传统的串行搜索中,对于所有可能的码相位都要做一次相关运算,相关运算表达式如下^[7-8]:

$$R(m) = \sum_{i=0}^{N_c-1} s(i) pn(i-m) m = 0, 1, \dots, N_c - 1 \quad (13)$$

式中: $R(m)$ 是相关运算函数, $s(t)$ 为输入信号, $pn(t)$ 为本地序列, N_c 为伪码长度。

基于 FFT 的伪码频域循环相关方法,利用时域相关等价于频域相乘的关系,将时域中进行的相关运算变换到频域处理,在频域计算伪码的相关函数^[9-10]。

$$R(m) = s(t) \otimes pn(-t) = \text{IFFT}[S(m) \cdot PN^*(m)] \quad (14)$$

式中: \otimes 代表循环卷积, $S(m)$ 为 $s(t)$ 傅里叶变换, $PN^*(m)$ 为 $pn(t)$ 傅里叶变换共轭。

如果直接计算 $R(m)$ 需要大量的运算次数,一次搜索中在时域直接计算 N_c 个相关函数所需乘法次数为 N_c^2 ,若搜索次数为 M ,则完成捕获时相关运算乘法次数为 $N_c^2 M$ 。而循环相关算法的乘法运算集中在 2 次 FFT 运算,1 次 IFFT 运算上。由于频偏捕获阶段已经补偿了多普勒频率,只需要进行一次伪码捕获,所以乘法次数为 $\frac{3N_c}{2} \log_2 N_c$,相对于传统算法的复杂度 $N_c^2 M$ 小了很多^[11]。对信号 $r_1(t)$ 补偿了初始多普勒频偏及频率变化率后的信号可表示为:

$$s(t) = A \cdot C(t - \epsilon\tau) \cdot e^{j2\pi[(f_s - f_d)(t - \epsilon\tau) + (k - k_0)t]} + n(t) \quad (15)$$

对 $s(t)$ 使用该算法,可得两个序列在所有相位上的相关峰值, $|R(m)|$ 的最大值所对应的 m 即为伪码相位估计值。对式(15)仿真,其余参数与前文相同,当 $r_1(t)$ 信噪比分别 $SNR = -5$ dB 和 -15 dB 时,仿真得到码片延时量均为 55 码片,正确捕获了伪码延时,但随着信噪比的恶化,捕获概率随之降低,如图 7 和 8 所示。

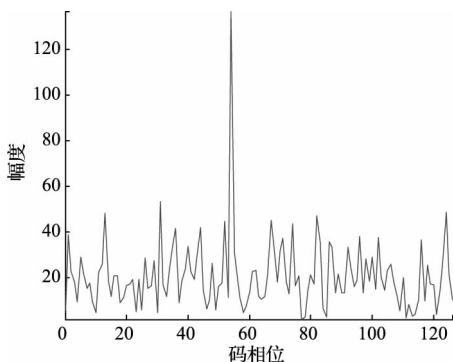


图 7 -5 dB 捕获结果

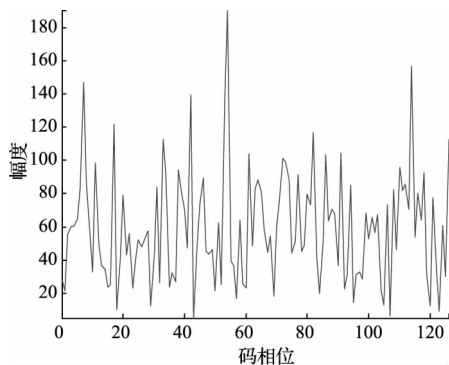


图 8 -15 dB 捕获结果

5.2 低信噪比下的改进

当信噪比很低时,直接使用基于 FFT 的伪码频域循环相关方法的捕获效果会变差,需要使用提高信噪比的方法改善捕获效果,常用的有相干积累和非相干积累两种。相干积累是将相邻伪码周期的相关结果直接相加再取模;非相干积累中是将相关结果取模求平方后再累加,其表达式分别为^[12]:

$$R_{sum1}(m) = \frac{1}{K} \left| \sum_{i=0}^{K-1} R_i(m) \right| \quad (16)$$

$$R_{sum2}(m) = \frac{1}{K} \sum_{i=0}^{K-1} |R_i(m)| \quad (17)$$

式中: $R_{sum1}(m)$ 为相干累加, $R_{sum2}(m)$ 为非相干累加, K 为累加段数, $R_i(m)$ 为第 i 个伪码周期的相关结果。

假设多普勒频偏和频率变化率已经捕获, $SNR = -30$ dB,其余参数与前文相同,使用式(16)、式(17)分别对式(15)仿真,仿真得到码片延时量均为 55 码片,正确捕获了伪码延时,但是相干累积的效果明显优于非相干累积,如图 9 和 10 所示。

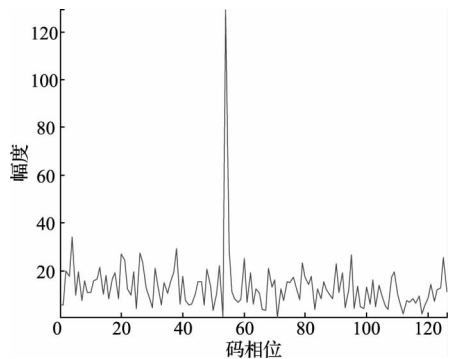


图 9 -30 dB 相干累加捕获结果

相干累加利用信号的相关性,将信号的能量累加起来,而噪声没有相干性,累加过程相当于对噪声取平均,所以显著提高了信噪比;非相干累加去除了相位信息,仅保留了幅度信息,所以噪声功率也相应增长。由于非相干累加要对噪声取绝对值,所以在相同的累加段数下增益贡献明显不如相干积分,非相干累加的信噪比可以提升 $10 \log(\sqrt{K})$ dB,相干累加的信噪比可以提升 $10 \log(K)$ dB^[13]。

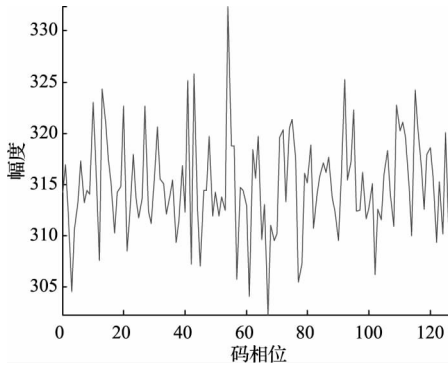


图10 -30 dB非相干累加捕获结果

6 结 论

在高动态环境下,信号产生了大多普勒频偏和频率变化率,传统捕获方法已经不能有效的完成捕获。本文改进了接收信号模型,引入了多普勒频率变化率,将传统的二维搜索化为一维搜索,先捕获多普勒频偏及频率变化率,再捕获伪码延时。分析并改进了两种频偏估计技术,匹配傅里叶变换估计精度高、抗噪声性能好,但是算法复杂度大,不适用于实时捕获;延时自相关方案算法复杂度小、抗噪声性能一般,不适用于极低信噪比,但运算速度快,可用于实时捕获。延时自相关频偏捕获与伪码循环相关捕获相结合的并行捕获算法,提高了捕获速度,可以捕获较大的频偏和频率变化率,适用于高动态扩频信号的捕获。

参考文献

- [1] 许大华,李明峰,王烁.基于PMF与FFT的扩频伪码快速捕获方法[J].国外电子测量技术,2013,32(5):51-54.
- [2] 姚如贵,冯泽明,赵雨.基于fft的时频并行捕获算法研究[J].西北工业大学学报,2013,31(3):446-450.
- [3] 方科.高动态低信噪比下扩频信号捕获算法研究[J].电视技术,2013,37(13):113-115,152.

- [4] 高秀英,吴长奇,王兰芳.基于匹配傅里叶变换的高动态载波捕获技术[J].通信技术,2010,43(3):19-20,23.
- [5] 游小龙,李家强,刘松林.匹配傅里叶变换快速算法及在雷达信号处理中应用[J].电子设计工程,2013,21(13):191-193.
- [6] 祝利轻,卢辉斌.基于离散匹配傅里叶变换的高动态载波捕获技术改进[D].秦皇岛:燕山大学,2010:23-30.
- [7] 陈雷,孟维晓.基于fpga的gps信号频域捕获算法设计及其实现[J].应用科技,2011,38(5):22-26.
- [8] 常丽,许会,修国一.基于相关和最小二乘原理的光栅栅距动态测量[J].仪器仪表学报,2013,34(5):1002-1003.
- [9] 赵丽,陈小惠,潘树国.Gps频域并行码捕获改进算法[J].电子测量与仪器学报,2011,25(11):985-990.
- [10] 王学运,张升康,王海峰,等.基于fft的伪码捕获技术研究与其实现[J].电子测量技术,2014,37(2):1-4.
- [11] 秦率刚,王星,程嗣怡.扩频系统中一种fft算法的快速捕获方法[J].现代防御技术,2012,40(2):150-154.
- [12] 李文刚,黄鑫磊,刘龙伟.低信噪比环境下的长码捕获新算法[J].西安电子科技大学学报,2013,40(4):29-35.
- [13] 袁帅,赵琳.基于fft的gps信号并行捕获的研究及其fpga实现[D].哈尔滨:哈尔滨工程大学,2008.

作者简介

黄健,1989年出生,硕士研究生。主要研究方向为高速移动信号的捕获与跟踪技术和信号处理技术。

张德海,1968年出生,博士生导师。主要研究方向为微波遥感器研制、微波遥感理论研究和通信系统。

孟进,1988年出生,博士研究生。主要研究方向为微波遥感理论以及通信技术。

闫大师,1990年出生,硕士研究生。主要研究方向为数字信号处理技术。