

基于并行架构的宽带扩频信号捕获技术研究

王博业, 耿虎军, 王西夺, 陈韬亦

(中国电子科技集团公司 第 54 研究所, 石家庄 050081)

摘要: 为解决大动态低信噪比环境下, 由于宽带扩频信号速率过快, 使得载波多普勒和伪码多普勒较大导致无法成功捕获信号的问题, 提出一种基于并行架构的捕获方法; 利用并行载波 NCO 产生本地载波, 与接收信号进行下变频混频以对载波和伪码多普勒进行补偿, 利用并行伪码 NCO 产生本地码进行内码滑动相关和外码匹配滤波, 经过二次捕获进一步估计载波多普勒和伪码相位; 仿真结果表明, 在 62 dBHz 的载噪比下, 符号速率为 1 Mbps, 载波多普勒搜索范围为 ± 800 kHz, 载波多普勒变化率为 ± 100 kHz/s 时, 这种方法可以实现宽带扩频信号捕获, 并且在符号信噪比为 2 dB 时, 捕获概率为 99%, 捕获时间为 0.900 9 s; 使用该捕获方法, 可以降低宽带扩频信号捕获复杂度、提高捕获效率, 为大动态低信噪比环境下宽带扩频信号的捕获提供了一种有效的捕获方法。

关键词: 无线通信技术; 大动态; 低信噪比; 并行架构; 信号捕获; 二次捕获

Research on Wideband Spread Spectrum Signal Acquisition Technology Based on Parallel Architecture

WANG Boye, GENG Hujun, WANG Xiduo, CHEN Taoyi

(The 54th Research Institute of China Electronics Technology Corporation, Shijiazhuang 050081, China)

Abstract: In order to solve the problem that the carrier Doppler and PN code Doppler cannot be successfully captured in the environment of large dynamic and low SNR due to the high rate of wideband spread spectrum signal, a parallel architecture based acquisition method is proposed. Use the parallel carrier NCO to generate the local carrier, and perform down conversion mixing with the received signal to compensate the carrier and pseudo code Doppler. Use the parallel pseudo code NCO to generate the local code for internal code sliding correlation and external code matching filtering. Use the secondary acquisition to further estimate the carrier Doppler and pseudo code phase. The simulation results show that under the carrier noise ratio of 62 dBHz, when the symbol rate is 1 Mbps, the carrier Doppler search range is ± 800 kHz, and the carrier Doppler change rate is ± 100 kHz/s, this method can achieve broadband spread spectrum signal acquisition. When the symbol signal noise ratio is 2 dB, the acquisition probability is 99%, and the acquisition time is 0.900 9 s. The acquisition method can reduce the acquisition complexity of wideband spread spectrum signal and improve the acquisition efficiency, providing an effective acquisition method for wideband spread spectrum signal acquisition in large dynamic and low SNR environment.

Keywords: wireless communication technology; large dynamic; low SNR; parallel architecture; signal acquisition; secondary capture

0 引言

随着通信技术的发展, 通信系统对信号的抗干扰、抗截获能力提出了越来越高的要求。扩频通信系统通过将传输信号的频谱扩展, 将有效信号隐藏在扩展后的信号中, 使得传输信号拥有了更强的抗干扰抗截获能力, 也因此广泛应用于军用通信和民用通信领域。

在卫星通信系统中, 卫星处于高速运动状态, 其传输到地面接收设备的信号由于高速相对运动会产生多普勒频移, 使得传输信号频率被拉伸或者压缩, 多普勒频移会对信号的解扩解调带来很大的麻烦, 带宽越宽的信号受到的影响越大; 而且卫星与地面接收设备之间距离很远, 传输过程中会受到各种干扰, 使得接收信号十分微弱^[2-3]。因此

研究高动态低信噪比环境下宽带扩频信号的捕获具有非常重要的意义。

在高频段采用宽带扩频信号同时也给算法设计和工程实现带来了一系列问题, 比如, 宽带信号的调制和采样问题; 宽带宽、大多普勒情况下扩频信号捕获问题; 宽带宽、大多普勒变化率情况下扩频信号跟踪问题^[4]; 在同样的扩频码周期下, 扩频码率越高, 需要检测的码模糊度越大; 同时信号带宽越宽, 硬件实现时越复杂^[5-7]。

针对这些问题, 国内外学者也进行了大量的研究。目前常用的捕获方法有滑动相关捕获法^[8], 频域并行捕获法^[9], 基于 PMF-FFT 的捕获方法^[10]。在这些方法研究基础上, 为了进一步优化捕获性能, 有些学者又提出了基于

收稿日期: 2022-12-28; 修回日期: 2023-01-02。

作者简介: 王博业(1998-), 男, 河北衡水人, 硕士研究生, 主要从事航天测控方向的研究。

引用格式: 王博业, 耿虎军, 王西夺, 等. 基于并行架构的宽带扩频信号捕获技术研究[J]. 计算机测量与控制, 2023, 31(2): 284-289, 297.

PMF-FFT 的频域双并行捕获方法^[11], 分数阶傅里叶变换 (FRFT, fractional fourier transform) 及部分匹配滤波 (PMF, partially matched filtering) 的捕获方法^[12]等, 但是以上方法均只适用于多普勒变化率比较小的环境, 无法适用于高动态环境。针对高动态环境下信号捕获的研究, 有学者提出了 Turbo 迭代捕获算法^[15], 这种算法由多普勒消除环路和码字判决环路双环路迭代完成, 消除了实时多普勒频率和多普勒变化率的影响, 在高动态环境下实现更好的捕获性能。文献 [16] 提出了一种基于带通滤波器的 Zoom-FFT 选带分析算法, 该算法通过提高捕获频率的分辨率减小载波频率估计的误差, 实现高动态环境下信号的捕获; 文献 [17] 在载波多普勒和多普勒变化率方面采用了延时自相关 FFT 算法, 在伪码捕获方面, 采用基于 FFT 的伪码频域循环相关算法, 实现高动态条件下信号捕获; 文献 [18] 针对经典算法受频偏影响的局限性, 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, 通过串行执行多个样本点的 FFT, 采用非相干积分后的峰值搜索得到捕获结果; 针对传统捕获方法无法实现对高动态环境下二进制偏移载波 (BOC, binary offset carrier) 信号的捕获问题, 文献 [19] 提出了一种分数阶傅里叶变换 (FRFT) 与离散多项式相位变换 (DPT, discrete polynomial phase transformation) 相结合的算法, 该算法首先根据定阶运算得到接收信号的动态阶数来判定是否需要进行降阶处理, 然后通过对 FRFT 捕获算法输出的谱峰值搜索得到动态参数和码相位的估计值来完成捕获。综上所述, 以上方法都在传统的捕获方法上作了一些改进, 但都有无法适用于宽频宽的局限性, 因此需要研究新的方法以实现宽带扩频信号的捕获。

本论文重点研究宽频宽、大多普勒情况下扩频信号捕获, 在较高的频段下采用宽带扩频技术, 一方面接收到的载波多普勒比低频段信号高, 另一方面同样的目标运动速度, 扩频码速率越高, 码多普勒越大。针对以上问题, 提出一种适用于大动态, 低信噪比环境下的宽带扩频信号捕获方法。该方法采用并行处理架构, 并在此基础上进行多普勒补偿, 相干积分, 最后采用二次捕获消除多普勒变化率带来的影响。该方法可以实现大动态低信噪比环境下宽

带扩频信号的捕获。

1 算法流程设计

在扩频通信中, 由于接收机和卫星的相对速度变化使得接收信号产生了多普勒频偏。接收信号通常表达为:

$$r(t) = A \cdot d(t) \cdot p_m(t) \cdot \cos(2\pi(f_c + f_d)t) + n_0(t) \quad (1)$$

式中, A 为接收信号幅度, $d(t)$ 为接收到的数据, $p_m(t)$ 为伪码序列, $\cos(2\pi(f_c + f_d)t)$ 为带有多普勒频移的接收载波, 其中 f_c 为载波中心频率, f_d 为多普勒频移, $n_0(t)$ 为白噪声。

本文研究的接收信号为中频信号, 中频频率为 1.2 GHz, 信号带宽达到了 500 MHz, 采样率为 1.6 GHz。经过采样后首先进行正交下变频, 经过混频滤波抽取后, I、Q 路等效速率为 800 MHz。由于 FPGA 无法直接对 800 MHz 的数据速率进行处理, 因此需要采用并行处理方式。考虑到实际情况下, 目标的远近效应影响, 接收到的信号电平范围较大, 如果采用固定门限的捕获方法, 很容易产生虚警, 因此采用二次搜索的方法, 第一步完成捕获门限的动态查找和粗多普勒的搜索, 第二步完成精多普勒搜索和伪码搜索, 在每一步搜索过程中采用载波多普勒串行搜索方法。

算法流程设计如图 1 所示, 有串并转换模块, 并行下变频, 并行伪码 NCO, 并行载波 NCO, 捕获处理模块等。

2 核心模块设计

2.1 并行载波 NCO 模块

如果载波多普勒过大, 会出现即使伪码码片对齐相干积分结果也无法出现最大峰值的情况, 而且过大的载波多普勒会产生伪码多普勒, 使得在驻留时间内伪码码片会产生较大的偏移, 从而导致本地码与接收码无法对齐, 扩频码无法解扩, 致使捕获失败^[20]。因此下变频模块对载波多普勒搜索范围进行分段, 使得每段搜索范围内的载波多普勒不会产生大于半个码片的伪码多普勒, 同时保证相干积分结果会出现峰值, 本节也会分析载波多普勒和伪码多普勒对伪码捕获的影响。

并行下变频模块用到了并行载波 NCO。本地载波 NCO 的采样钟频率为 1.6 GHz, 其中 I 路 1.6 GHz, Q 路 1.6 GHz。如此高的采样率在 FPGA 中无法直接实现, 需要进行并行处理。根据上述下变频模块的处理方式, 需要产生数据速

估计多普勒变化并进行二次捕获

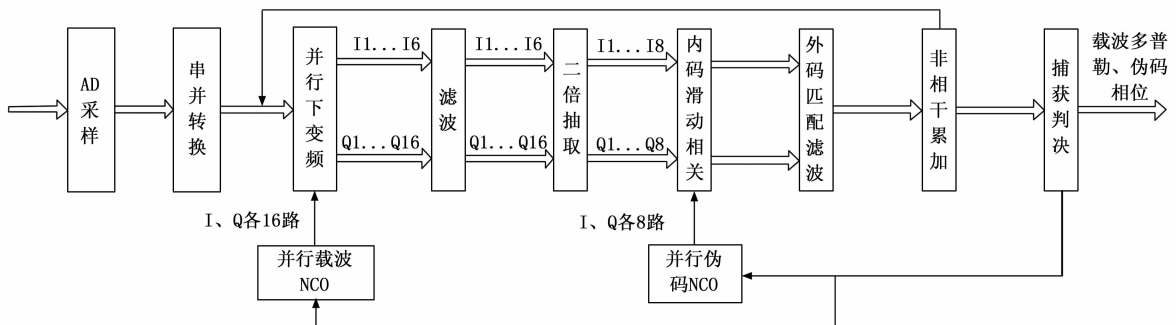


图 1 算法流程图

率为 I 路 1.6 GHz, Q 路 1.6 GHz 的载波, 本文采用 16 路并行的方式, 每一路为系统采样率 100 MHz。

串行处理时, 系统时钟为 f_s , 期望得到的频率为 f_q , 频率控制字为 $C = \frac{f_q}{f_s} \times 2^N$, N 为累加器的量化位数, 根据频率控制字进行累加。根据相位累加结果, 一个 NCO 可以在 16 个时钟周期, 即 $\frac{1}{100M}$ s 内得到 16 个载波相位, 记为 $P_1, P_2, P_3, \dots, P_{16}$, 这 16 个相位是依次产生的, 不断地循环累加, 通过查表可以得到对应的幅度值, 从而得到 f_q 频率的载波。

并行处理时, 系统时钟为 100 MHz, 此时 16 个 NCO 同时工作, 在 $\frac{1}{100M}$ s 内同时可以得到 16 个载波相位, 记为 $P_1, P_2, P_3, \dots, P_{16}$, 这 16 个载波相位通过调整每一路不同的相位初始值同时产生, 通过查表可以得到 1.6 GHz 的载波, 实现与串行载波 NCO 的等效。

并行处理的设计方式如下, 将原来串行的 1 路相位值并行为 16 路, 设串行载波 NCO 的频率控制字为 C , 并行处理时每两路之间的对应位置的相位差为 C , 每一路两两之间的相位差为 $16 \times C$ 。这样处理就可以实现串并之间的转换, 使用比串行模式低的采样频率达到与串行载波 NCO 同样的效果。

2.2 并行下变频模块

采样接收到的信号可表示为:

$$r(k) = A \cdot d(k) \cdot pn(k) \cdot \cos(2\pi(f_c + f_d)kT_s) + n_0(k) \quad (2)$$

T_s 为采样速率的倒数, 经过串并转换为 16 路并行信号, 与并行载波 NCO 产生的 I、Q 各 16 路信号进行正交下变频, 随后经过滤波, 二倍抽取后, 输出信号为 I、Q 各 8 路的并行信号, 下变频之后信号的表达式为:

$$r_1(k) = A \cdot d(k) \cdot pn(k) \cdot e^{j2\pi f_d k T_s} + n_1(k) \quad (3)$$

式中, $n_1(k)$ 为复数噪声。并行下变频模块如图 2 所示。

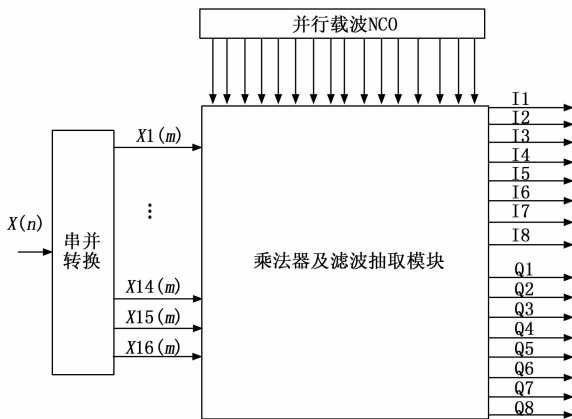


图 2 并行下变频模块

2.2.1 载波多普勒对相干积分的影响

因为有用信号项和噪声项相互独立, 所以载波多普勒

对有用信号项和噪声项的影响可以分开考虑, 载波多普勒对噪声项累加结果的统计特性没有影响, 下面仅仅考虑载波多普勒对有用信号项的影响且忽略数据的影响。

设下变频之后 I、Q 两路的信号表达式分别为:

$$q_s(k) = -A \cdot pn(k) \cdot \sin(2\pi f_d T_s k + \varphi) \quad (4)$$

$$i_s(k) = A \cdot pn(k) \cdot \cos(2\pi f_d T_s k + \varphi) \quad (5)$$

本地码记作 $pn(t - \tau)$, τ 为本地码和接收码之间的时延,

记 $p = \frac{\tau}{T_c}$ 。

式 (3) ~ (4) 中, A 为接收信号的幅度值, $d(k)$ 为数据, $pn(k)$ 为采样后的伪码, f_d 为载波多普勒频移, T_c 为码片宽度, φ 为接收信号的相位。

将 $q_s(k), i_s(k)$ 与本地码进行相关运算, 受调制数据影响, 相干积分时间为一个数据符号长度, 相干积分后的输出分别记作 $Q_s(p, f_d), I_s(p, f_d)$:

$$Q_s(p, f_d) = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N [q_s(k) pn(k-p)] = -\frac{A}{N} \sum_{k=1}^N [pn(k) \cdot pn(k-p) \cdot \sin(2\pi f_d T_s k + \varphi)] \quad (6)$$

$$I_s(p, f_d) = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N [i_s(k) pn(k-p)] = \frac{A}{N} \sum_{k=1}^N [pn(k) \cdot pn(k-p) \cdot \cos(2\pi f_d T_s k + \varphi)] \quad (7)$$

$$Q_s^2(p, f_d) + I_s^2(p, f_d) = |i_s(p, f_d) + jq_s(p, f_d)|^2 = A^2 \cdot R_{pn(p)}^2 \cdot \frac{1}{N^2} \left| \frac{e^{-j2\pi f_d T_s} (1 - e^{-jN\pi f_d T_s})}{1 - e^{-j2\pi f_d T_s}} \right|^2 = A^2 \cdot R_{pn(p)}^2 \cdot \frac{1}{N^2} \cdot \frac{\sin^2(\pi f_d T)}{N^2 \sin^2(\pi f_d T_c)} \quad (8)$$

其中: $R_{pn(p)}$ 表示伪随机 PN 码在 $\tau = pT_c$ 时, 对伪随机码抽样后生成的伪随机序列的自相关函数。 T 为接收伪码的周期。

由式 (8) 可知, 在伪码已同步情况下, 多普勒频移对相干积分幅值的影响可用 $\eta(f_d)$ 表示, 载波多普勒对相干积分的影响如图 3 所示。

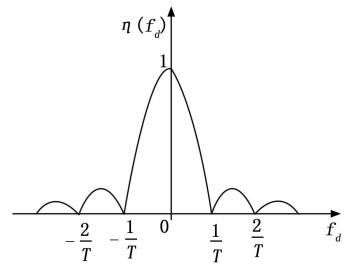


图 3 载波多普勒对相干积分的影响

由图可知, 当 $f_d T$ 很小时, 相干积分损失很小, 当 f_d 较大, 或者相干积分时间 T 较长时, 相干积分损失也变大, 从而导致门限判决单元输入信噪比的下降, 导致漏警率增大, 会延长捕获时间。当 $f_d T = 1$ 时, 即使伪码码片对齐也不会有相干积分峰值出现, 导致无法捕获成功。

由式 (8) 可知, 为了降低载波多普勒对伪码捕获的影

响,一方面可以缩小 f_d 的搜索范围,另一方面可以缩短相干积分时间 T 。

2.2.2 伪码多普勒对相干积分的影响

伪码和调制载波均用于处理传输数据,在传输过程中,由于载波多普勒的影响,伪码码片也会产生偏移,二者的换算关系如下:

$$\frac{f_d}{f_{pm}} = \frac{f_{sp}}{R_{pm}} \quad (9)$$

其中: f_d 为载波多普勒, f_{pm} 为伪码多普勒, f_{sp} 为传输信号的射频频率, R_{pm} 为伪码速率。

当接收机与卫星相向运动时,此时接收到的伪码码片被压缩。

设 ϵ_i 为由于码多普勒带来的码片偏移量,在码片前沿对齐情况下,以第 $m+i$ 个码片为例,相关运算结果为:

$$y(\epsilon, m) = \sum_{i=1}^M [(1 - \epsilon_i) PN_i PN_{m+i} + (\epsilon_i) PN_{m+i} PN_{i+1}] \quad (10)$$

式(10)中, M 为相关运算码片数,由式(10)可得,在码片对齐时,即 $m=0$ 时,相关运算结果为:

$$y(\epsilon, m) = \sum_{i=1}^M (1 - \epsilon_i) \quad (11)$$

因此即使是在码片对齐情况下,相关结果也有损失。

当接收机与卫星相背运动时,此时接收到的码片被拉伸。此时得到的相关运算结果为:

$$y(\epsilon, m) = \sum_{i=1}^M [(-\epsilon_i) PN_{i-1} PN_{m+i} + (1 + \epsilon_i) PN_i PN_{m+i}] \quad (12)$$

当码片对齐时,即 $m=0$ 时,相关结果为:

$$y(\epsilon, m) = M[1 + \frac{1}{2}(M+1)\epsilon] \quad (13)$$

由式(13)可见,当码片对齐时,相关结果也有损失,损失量为 $\frac{1}{2}(M+1)\epsilon$ 。

由于载波多普勒导致码片偏移,本地码和接收码不仅在进行相关运算时会有损失,导致相干积分峰值降低,伪码多普勒还会导致相干积分峰旁瓣峰值增加,甚至接近主瓣峰值,从而导致虚警概率增大,延长捕获时间。

2.3 并行伪码 NCO 模块设计

解扩需要产生与扩频码一致的本地码,由于本文的采样钟速率等效于单路 0.8 GHz,本地伪码速率:外码 10 MHz,内码 310 MHz,采样钟速率过高,导致 FPGA 模块无法及时处理,因此采用并行方式进行处理。首先产生一个码周期为 1 020 的 Gold 码作为外码,再产生一个码周期为 31 的 Gold 码作为内码。根据系统采样率和伪码速率,可得频率控制字为 $C = \frac{R_{pm}}{f_s} * 2^N$ 。本设计的并行伪码产生由查表实现,根据频率控制字得到每路采样的码片值,按照并行产生的路数进行码片值的分配,再进行查表即可得到并行伪码。

2.4 捕获模块设计

根据上述分析,本方案采用频率分段+匹配滤波的方式,该方式操作简单且效率高,资源消耗较传统捕获方法大,但对硬件平台要求不是很高。

2.4.1 捕获参数设计

本方案中,射频频率为 33 GHz,伪码速率为 310 MHz,采样率 1.6 GHz, I、Q 路各并行 8 路,单路 100 MHz,载波多普勒搜索范围为 ± 800 kHz,载波多普勒变化率 ± 100 kHz/s。根据对应关系算出伪码多普勒为 $\pm 7\ 515$ Hz。

扩频信号的捕获包含载波和伪码两部分,输入为一带有载波多普勒和伪码多普勒的信号,捕获模块输出载波多普勒和伪码相位的粗略值。

载波捕获阶段采用分段捕获方式,在每个频段内搜索码相位,每段的选取要把载波多普勒对伪码相位的影响控制在半个码片之内。

本文研究的扩频码是二重扩频码,因此可将伪码捕获分为内码滑动相关和外码匹配滤波两阶段。内码周期为 31,外码周期为 1 020,内码相关时采用滑动相关的方法,每次移动半个码片,再将本地码与接收码进行相关运算,相关后的速率变为 10 MHz,这时伪码速率较低,不再需要并行处理。外码匹配滤波时采用 1 020 长的匹配滤波器,匹配滤波器系数与本地伪码周期一致。只有当内码和外码都对齐时匹配滤波器结果才会出现最大相关峰。采用这种方法只需要设计 1 020 长的匹配滤波器即可,节省了设计资源。

为了提高信号处理增益,改善捕获性能,信号要进行相干积分。接收信号等效载噪比为 62 dBHz,数据符号速率为 1 Msps 时,符号信噪比为 2 dB,在一个符号内进行积分远远不能达到捕获检测概率要求,因此还需要结合非相干处理。考虑到载波多普勒对捕获的影响、伪码对不准对捕获的影响,非相干累加次数设计为 200 次,此时非相干累加增益大约为 16 dB,累加后总的信噪比可以满足捕获概率的要求。

由于码多普勒的存在,当分段间隔为 100 kHz 时,经载波辅助后,当前频带内的最大码多普勒为:

$$f_d = 60k * \frac{310M}{33G} = 939.39 \quad (14)$$

本文中相干积分时间为 $1 \mu s$,非相干积分点数为 200,考虑到移位寄存器初始状态不确定,驻留时间取 0.3 ms。在驻留时间内,伪码偏移 0.282,所以滑动半个码片之后实际上码片变化 $0.5 - 0.282 = 0.218$ 。为了保证能遍历所有的码相位,内码滑动次数应该为 $31/0.218 = 143$ 次。

2.4.2 详细捕获流程

捕获流程为:捕获环节开始后,首先从多普勒分段 1 开始滑动内码相位,内码相关处理后,数据速率降为 10 MHz,此时外码作匹配滤波,外码与匹配滤波器系数对应相乘后产生 1 020 个值。由于本文中数据速率为 1 MHz,外码速率为 10 MHz,所以 1 020 个外码中包含 102 个数据,带数据进行匹配滤波会造成较大的损失。为了避免数据影响,将

每 10 个外码相关结果相加得到一个值，这样就产生了 102 个值，再将每个值作平方运算然后求和，得到一个值，外码匹配滤波一个周期之后，产生 1 020 个值，重复上述运算，再得到 1 020 个值，将对应位置的两个值相加，这样滑动一次内码码片就产生了 1 020 个峰值。之后滑动内码码片进行下一次运算，当第一段多普勒搜索范围滑动结束后，产生 $1\ 020 \times 143 = 145\ 860$ 个匹配滤波结果。此时多普勒搜索范围切换至分段 2，当遍历完所有 16 个分段后，产生 $1\ 020 \times 143 \times 16 = 2\ 333\ 760$ 个相关峰，记最大相关峰为 p_1 ，并设定门限值。由于遍历时间为 $0.3\ ms \times 143 \times 16 = 0.686\ 4\ s$ ，多普勒变化率为 $\pm 100\ kHz/s$ ，所以在此期间载波多普勒和伪码相位都会有偏移，载波多普勒偏移量为 $\pm 68.64\ kHz$ ，要在此分段及前后相邻 8 个分段，共 9 个分段内重新搜索码相位，记下此过程中的最大相关峰 p_2 ，并比较 p_2 和门限值大小，如果高于门限值，则认为捕获成功，记录下 p_2 所在的分段位置和内码，外码码片位置，立即将这三个数据输入跟踪模块。

3 仿真验证及性能分析

本文研究的调制信号体制为 BPSK 调制体制，数据速率为 1 MHz，伪码速率为 310 MHz，伪码采用二重扩频的形式，内码周期为 31，外码周期为 1 020，载波多普勒接收模拟范围为 $\pm 800\ kHz$ ，多普勒变化率为 $\pm 100\ kHz/s$ ，等效接收信号载噪比为 62 dBHz。其中并行伪码产生模块使用 Vivado 进行仿真，其余模块使用 Matlab 进行仿真验证。

3.1 并行伪码产生

本文的并行伪码产生通过频率控制字对码片地址进行计算，图 4、图 6 是将并行与串行的时钟和码片地址进行对比，图 5 是并行方式产生的码片地址。

图 4 中 sys_clk 为单路并行时钟，sys_clk1 为串行时钟，从图中可看出串行时钟是单路并行时钟速率的 8 倍，并行处理方式降低了采样钟速率。



图 4 串并采样钟速率对比

图 5 为并行产生的码片地址，pn_nco_index0-7 为单路采得的码片地址。

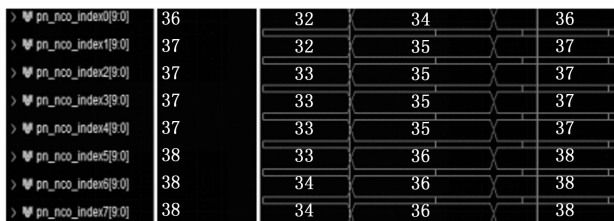


图 5 并行方法产生的单路码片地址

Index 为并行产生之后再将其串行起来的伪码码片地址，pn_nco_index00 为串行产生的伪码码片地址，从图 6

中可以看出由于初始地址值不同造成的码片地址数的偏差外，二者是相同的，本文提出的新的并行伪码产生方式可以正确地产生并行伪码。



图 6 并行和串行产生的码片地址对比

3.2 载波多普勒对捕获性能的影响

经过第二节分析，残余多普勒会对相干积分结果产生影响，进而影响捕获性能，本文通过对载波多普勒进行不同频率的补偿，得到了残余多普勒对相干积分峰值的影响，如图 7 所示。

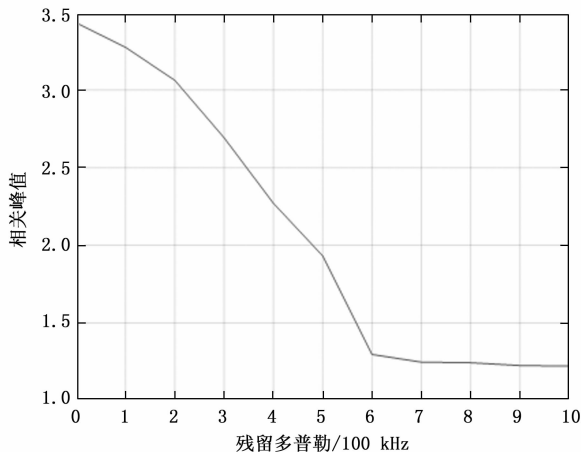


图 7 残留多普勒对相关峰值的影响

从图 7 中可以看到，当残余多普勒为 60 kHz 时，相关峰值为 3.01，当残余多普勒为 400 kHz 时，相关峰值为 2.2，当残余多普勒为 1 MHz 时，相关峰值为 1.2。由此可得当残余多普勒非常大时，匹配滤波结果无法出现明显峰值，随着多普勒减小，捕获信噪比变大，峰值逐渐明显。多普勒搜索步进过大会影响捕获性能，搜索步进过小会延长捕获时间，所以在仿真时要选择合适的多普勒搜索步进。考虑到载波多普勒对捕获的影响、伪码对不准对捕获的影响，本文设计相干积分时间为 $1\ \mu s$ ，非相干累加次数设计为 200 次，此时非相干累加增益大约为 16 dB，累加后总的信噪比可以满足捕获概率的要求。

3.3 仿真结果

本文进行了内码滑动相关和外码匹配滤波，得到捕获成功的结果图，如图 8 所示。当内外码片都对齐和内外码片任何一个没有对齐时的仿真结果如图 9、图 10 所示。

从图 9 中可以看出由于伪随机序列良好的自相关性，在内码和外码码片都对齐时，外码匹配滤波结果有一个明显的峰值；图 10 中，内码或外码码片任何一个没有对齐时，外码匹配滤波结果没有峰值，致使捕获失败。

3.4 捕获时间计算

第一次捕获用时 $0.3\ ms \times 143 \times 16 = 0.686\ 4\ s$ ，由于多

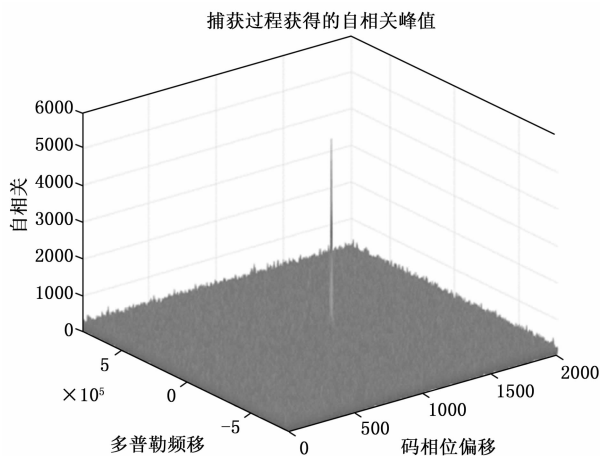


图 8 捕获结果

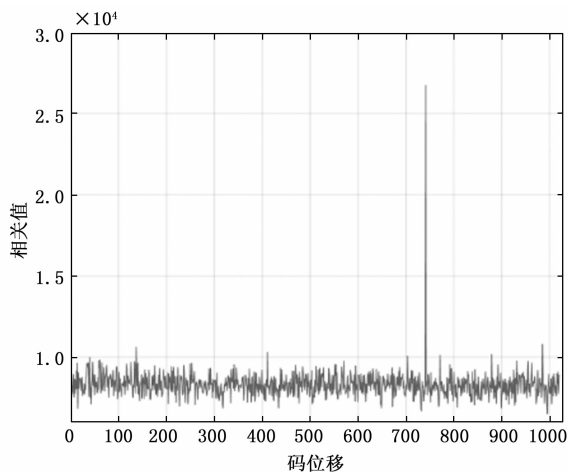


图 9 码片对齐时的仿真结果

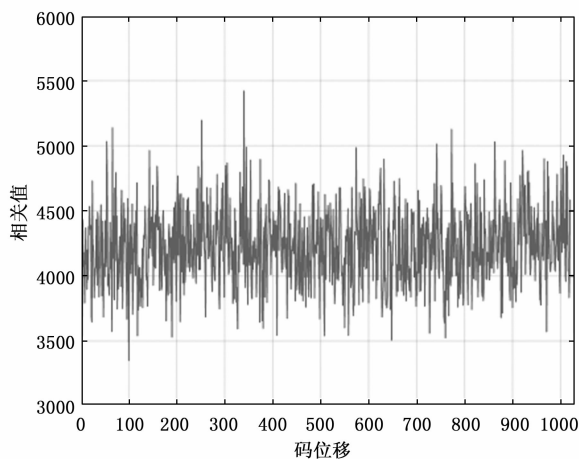


图 10 码片未对齐时的仿真结果

普勒变化率的影响, 载波多普勒和伪码相位在这段时间内都会有偏移, 因此第一次捕获设定捕获门限值, 需要二次捕获以获得更精确的载波多普勒和伪码相位, 第二次捕获遍历 5 个分段, 总用时 $0.3 \text{ ms} \times 143 \times 5 = 0.2145 \text{ s}$, 捕获

一次总用时为 $0.6864 + 0.2145 = 0.9009 \text{ s}$ 。

4 结束语

与传统捕获方法在大动态低信噪比环境下只能捕获窄带信号相比, 本算法采用并行处理方式, 对多普勒搜索范围分段, 结合内码滑动相关与外码匹配滤波, 实现了宽带扩频信号在大动态低信噪比环境下的捕获。

仿真结果表明, 在 62 dBHz 的载噪比, 数据符号速率为 1 Msps, 伪码速率为 310 MHz, 采样率 1.6 GHz, 载波多普勒搜索范围为 $\pm 800 \text{ kHz}$, 载波多普勒变化率 $\pm 100 \text{ kHz/s}$ 条件下, 该方法可以在 0.9009 s 内实现对宽带扩频信号的捕获, 向跟踪模块输入载波多普勒和伪码相位。为了提升算法的捕获性能, 结合相干积分与非相干积分提升信号处理增益, 与传统捕获方法不同, 本文采用了新的并行伪码产生方式, 通过对伪码码片地址进行计算的方式更精确快速产生并行伪码; 通过采用内外码结合的方式大大降低了运算量, 从而降低了硬件实现的复杂度; 通过对信号进行二次捕获消除了高动态对捕获精准度的影响, 提升了捕获性能。

随着扩频技术的发展, 考虑到扩频信号的优点, 宽带扩频信号的捕获会成为重点设计内容, 该算法会在缩短捕获时间上进一步研究, 以实现对宽带扩频信号的快速捕获。

参考文献:

- [1] 曾可劲, 彭煊坤, 李豹, 等. 基于信噪比测量的欺骗干扰检测[J]. 计算机测量与控制, 2016, 24(4): 29-35.
- [2] 张德智, 曾星星, 胡倩. 基于并行处理技术的宽带直扩信号捕获方法[J]. 电子技术应用, 2016, 42(9): 10-13.
- [3] 冯永新, 何宽, 刘芳, 等. 基于时分数据调制信号的 $N-\chi$ 系数捕获判决方法[J]. 兵工学报, 2022, 43(5): 1117-1128.
- [4] ZHOU Y Q, ADACHI F, WANG X D, et al. Guest editorial broadband wireless communications for high speed vehicles [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2012, 30(4): 673-674.
- [5] WANG J W, JIANG C X, KUANG L L, et al. Iterative Doppler frequency offset estimation in satellite high-mobility communications [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2020, 38(12): 2875-2888.
- [6] 李强, 张志宝, 李怡, 等. 操控中的一种半程载波捕获与跟踪方法[J]. 计算机测量与控制, 2019, 27(11): 202-205.
- [7] 邱长泉, 袁延荣, 施睿, 等. Ka 频段飞行器测控与通信系统设计[J]. 计算机测量与控制, 2017, 25(10): 271-277.
- [8] 杨明磊, 陈伯孝, 张守宏. 宽带信号的中频正交采样[J]. 现代雷达, 2007, 29(3): 47-51.
- [9] 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.

(下转第 297 页)