

改进的双块补零 P 码直接捕获算法

熊竹林, 安建平, 王爱华

(北京理工大学 信息与电子学院, 北京 100081)

摘要: 针对低信噪比和高动态环境下的 P 码直接捕获问题, 本文对传统双块补零算法进行改进, 提出一种分段旋转双块补零算法。算法通过分段 FFT 得到各数据段的频谱; 通过频谱的循环移位进行频率斜升和初始频偏补偿, 再求出频率补偿后的各段数据与本地伪码的相关值并进行非相干累加; 对相关峰峰值进行恒虚警检测和抛物插值。仿真结果表明, 本文所提算法与传统双块补零算法相比, 检测概率和参数估计精度大致相当, 捕获时间降低 80%, 逻辑运算单元和存储单元分别减少 64% 和 99%。同时给出了不同系统要求下的关键参数选取方法, 使算法具有较高的实用性。

关键词: P 码直捕; 低复杂度; 双块补零; 参数优化

中图分类号: TN 914 **文献标志码:** A **文章编号:** 1001-0645(2017)05-0515-07

DOI: 10.15918/j.tbit1001-0645.2017.05.015

Improved Double Block Zero Padding Algorithm for P Code Direct Acquisition

XIONG Zhu-lin, AN Jian-ping, WANG Ai-hua

(School of Information and Electronics, Beijing Institute of Technology, Beijing 100081, China)

Abstract: A segmented rotation double block zero padding (DBZP) algorithm was proposed based on the improved traditional DBZP algorithm for direct acquisition of P code in the environment of heavy noise and large frequency dynamics. The input complex-valued baseband signal was first segmented into finite-length records, and then transformed into frequency coefficients by fast fourier transform (FFT). By estimating the initial value of the frequency offset and its slew, the center frequency offset was determined for each temporal record, which was then compensated by cyclically shifting the corresponding Fourier coefficient record. Once the compensation was done, the correlation between the input signal and the local PN code was performed in frequency domain, and the correlation output was non-coherently accumulated over a number of records. For the last step, the constant false alarm rate (CFAR) detection and parabola interpolation were utilized with the maximum value of the accumulated correlation output. It is found for typical acquisition scenario that the presented algorithm may cut down computational overhead, memory consumption and the mean acquisition time by 64%, 99% and 80%, respectively, in comparison with traditional DBZP algorithm, without noticeable SNR penalty. The principles for choosing key parameters of the algorithm are discussed to meet various practical requirements.

Key words: P code direct acquisition; low complexity; double block zero padding (DBZP); parameter optimization

收稿日期: 2015-03-26

基金项目: 国家“八六三”计划项目(2015AA015701); 国家自然科学基金资助项目(61301089)

作者简介: 熊竹林(1988—), 男, 博士生, E-mail: bit_xzhl@163.com.

通信作者: 王爱华(1965—), 女, 教授, 博士生导师, E-mail: wah@bit.edu.cn.

P 码作为 GPS 接收机的军用伪码, 具有很强的抗干扰和反欺骗性能, 随着导航终端工作环境的日趋复杂, 尤其是在军事导航环境下, 作为引导序列的民用短周期码(C 码)的可靠性得不到保证, 就需要对 P 码信号进行直接捕获。由于 P 码具有码速率高、码周期长、多普勒频偏大等特点, 使得 P 码捕获需要面对计算量大、占用资源多、捕获时间长等诸多问题^[1]。为此, 研究低复杂度的 P 码快速捕获算法对实现精密定位、提高导航系统的抗干扰和抗截获能力, 以及实现信息的保密传输均具有十分重要的意义。

针对 P 码直捕问题已经开展了很多深入研究, 传统捕获算法主要有滑动相关法、匹配滤波法、基于 FFT 的并行频率搜索和并行码相位搜索算法^[2], 这些方法均具有捕获时间长和计算复杂度高的特点。后续研究主要从区间合并和分段匹配两方面入手对传统算法进行改进, 前者主要包括 XFAST 算法^[3]、直接平均法和重叠平均法^[4], 后者主要包括部分匹配滤波 FFT(PMF-FFT) 算法^[5] 和双块补零(DBZP) 算法^[6]。区间合并类算法通过将本地伪码等分为数段进行重叠相加使搜索速度大幅提高, 其优点是实现简单、资源优化率高, 缺点是信噪比的互相关损失严重。PMF-FFT 算法和 DBZP 算法分别是基于 FFT 的频率并行搜索和码相位并行搜索策略的优化算法, 与区间合并类算法相比, 其信噪比损失较小, 但算法的捕获时间长、资源优化率低。针对该问题, 本文对 DBZP 算法进行改进, 提出一种分段

旋转双块补零算法, 在保证捕获性能的基础上, 捕获时间和资源消耗均大幅降低。

1 信道模型和算法原理

为不失一般性, 假设信道为加性高斯白噪声(AWGN)信道, 接收端经过两级下变频处理后的准基带信号可以表示为^[5]

$$s(k) = Ac(k + k_0)e^{j(\pi a_0 k^2/f_c^2 + 2\pi f_0 k/f_c + \theta_0)} + n(k) = \\ Ac(k + k_0)e^{j(\pi a k^2 + 2\pi fk + \theta_0)} + n(k), \quad k \in Z. \quad (1)$$

式中: 式中 A 为信号幅度; c 为伪码序列; $k_0 \in [k_{\min}, k_{\max}]$ 为伪码相位偏移量; f_c 为信号采样速率; $a_0 \in [a_{\min}, a_{\max}]$ 为实际的多普勒频率斜升值, 单位为 Hz/s; a 为对 a_0 按采样速率平方归一化的多普勒频率斜升; $f_0 \in [f_{\min}, f_{\max}]$ 为实际的起始频率, 单位为 Hz; f 为对 f_0 按采样频率归一化的起始频率; θ_0 为载波初相位; $n(k)$ 为零均值复高斯噪声, 实部和虚部的方差均为 $\sigma^2/2$ 。

分段旋转双块补零算法的结构框图如图 1 所示, 图中“ \rightarrow ”表示信号连接, “ $\cdots\rightarrow$ ”表示状态控制。算法主要采用基于 FFT 的码相位并行捕获算法, 利用圆周相关定理, 将输入信号和本地伪码的时域相关运算转换成频域相乘运算, 在本地伪码已知的情况下, 仅用一次 FFT 和 IFFT 即可完成码相位的多路并行搜索。对不同频点的搜索, 则可以利用 FFT 的循环移位特性实现, 这样就可以利用同一组数据进行时分复用处理, 从而大幅提高算法的资源利用率。算法的具体执行过程如下。

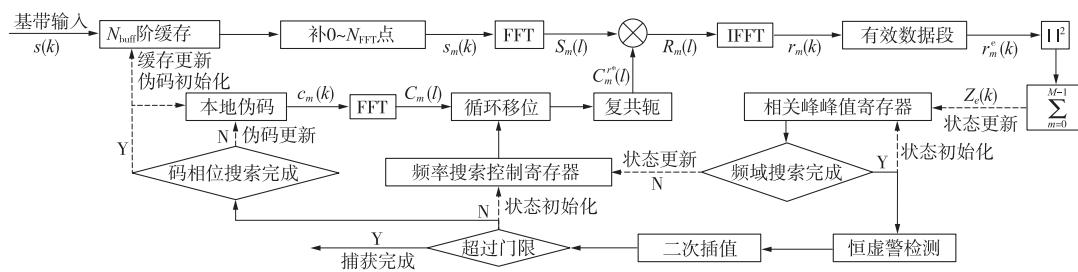


图 1 分段旋转双块补零算法结构框图
Fig. 1 Structure of segmented rotation DBZP algorithm

① 将准基带信号 $s(k)$ 连续存入 M 个 N_{buff} 阶缓存并分别补 $0 \sim N_{\text{FFT}}$ 点 (M 、 N_{buff} 和 N_{FFT} 等关键参数的选取方式见第 2 节, 得到

$$s_m(k) = \begin{cases} s(k - MN_{\text{buff}} + mN_{\text{buff}} + 1) & k < N_{\text{buff}} \\ 0 & k \geq N_{\text{buff}} \end{cases}. \quad (2)$$

式中 $m = 0, 1, \dots, M-1$;

② 初始化本地伪码的起始相位 $k_s = k_{\min}$;

③ 初始化频率搜索控制寄存器中的频率斜升 $a_s = a_{\min}$, 起始频率 $f_s = f_{\min}$ 和相关峰峰值寄存器 $Z_m = 0, \bar{k}_0 = 0, \bar{a}_0 = 0, \bar{f}_0 = 0$;

④ 根据起始相位 k_s 生成 M 段 N_{FFT} 点本地伪码, 即

$$c_m(k) = c(k + k_s - MN_{\text{buff}} + mN_{\text{buff}} + 1),$$

$$0 \leq k < N_{\text{FFT}} - 1. \quad (3)$$

⑤ 对本地伪码分别进行 FFT 并根据频率搜索控制寄存器状态对频谱进行循环移位, 得到

$$C_m^r(l) = \begin{cases} C_m(l - \Delta l_m + N_{\text{FFT}}) & l < \Delta l_m \\ C_m(l - \Delta l_m), & l \geq \Delta l_m \end{cases} \quad (4)$$

式中 Δl_m 为频率旋转因子, 满足

$$\Delta l_m = \lceil [a_s(N_{\text{buff}} - 1 + 2mN_{\text{buff}} - 2MN_{\text{buff}}) + 2f_s]N_{\text{FFT}} / (2f_c) - 1/2 \rceil. \quad (5)$$

其中 $\lceil \cdot \rceil$ 为向上取整符号。

⑥ 将 $C_m^r(l)$ 的复共轭与 $S_m(l)$ 对位相乘后进行 IFFT, 得到频率补偿后的输入缓存与本地伪码的循环相关值

$$r_m(k) = \text{IFFT}(R_m(l)) = \text{IFFT}(C_m^{r*}(l)S_m(l)) = c_m(k)e^{-j2\pi\Delta l_m k / N_{\text{FFT}}} \otimes s_m(k). \quad (6)$$

由式(6)可知伪码保持连续的有效数据段为

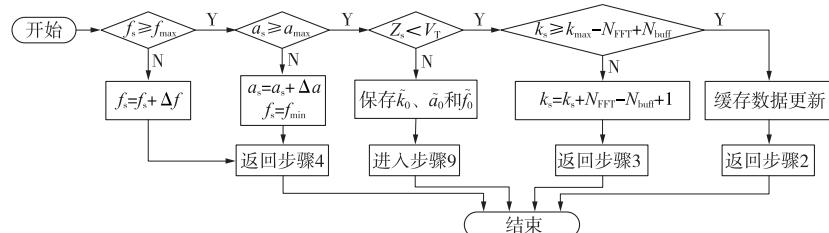


图 2 峰值寄存器数据判决流程图
Fig. 2 Decision flow chart of peak register

从图 2 可知, 算法首先判断 $f_s \geq f_{\text{max}}$ 是否满足, 若条件不满足则 $f_s = f_s + \Delta f$ (Δf 、 Δa 等关键参数的选取方式见第 2 节) 并返回步骤 4, 若条件满足再判断 $a_s \geq a_{\text{max}}$ 是否满足, 若条件不满足则 $a_s = a_{\text{min}}$ 、 $a_s = a_s + \Delta a$ 并返回步骤 4, 若条件满足则频域搜索完成, 将相关峰峰值 Z_m 从寄存器取出并进行恒虚警检测, 若高于恒虚警门限 V_T 则捕获成功, 保存峰峰值寄存器数据之后进入步骤 9, 若低于门限再判断码相位是否完成搜索, 若完成则更新输入缓存数据并返回步骤 2, 否则更新本地伪码的起始相位 $k_s = k_s + N_{\text{FFT}} - N_{\text{buff}} + 1$ 并返回步骤 3。

⑨ 为提高算法参数估计的精度, 需要对相关峰峰值以及附近点进行抛物插值^[7]。设 $Z_m = Z(\tilde{a}_0, \tilde{f}_0)$, $Z_-^a = Z(\tilde{a}_0 - \Delta a, \tilde{f}_0)$, $Z_+^a = Z(\tilde{a}_0 + \Delta a, \tilde{f}_0)$, $Z_-^f = Z(\tilde{a}_0, \tilde{f}_0 - \Delta f)$, $Z_+^f = Z(\tilde{a}_0, \tilde{f}_0 + \Delta f)$, 有

$$\tilde{a} = \tilde{a}_0 - \frac{\sqrt{Z_+^a} - \sqrt{Z_-^a}}{\sqrt{Z_+^a} - 2\sqrt{Z_m} + \sqrt{Z_-^a}} \frac{\Delta a}{2},$$

$$r_m^e(k) = \begin{cases} r_m(0) & k=0 \\ r_m(N_{\text{FFT}} - k) & 1 \leq k \leq N_{\text{FFT}} - N_{\text{buff}} \end{cases}. \quad (7)$$

⑦ 对 M 个有效数据段 $r_m^e(k)$ 各元素求模值平方后进行非相干累加, 得到 $N_{\text{FFT}} - N_{\text{buff}} + 1$ 个相关

峰值 $Z_e(k) = \sum_{i=0}^{M-1} |r_m^e(k)|^2$, 分别对应伪码相位偏移量的估计值 $k_0 = k_s + k$, 将 $Z_e(k)$ 的元素依次与相关峰峰值寄存器中的存储值 Z_m 进行比较, 如果 $Z_e(k) \leq Z_m$ 则寄存器数值保持不变, 如果 $Z_e(k) > Z_m$ 则需要对寄存器进行数值更新, 即

$$Z_m = Z_e(k), \bar{k}_0 = k_s + k, \tilde{a}_0 = a_s / f_c^2, \tilde{f}_0 = f_s / f_c. \quad (8)$$

⑧ 对相关峰峰值寄存器中的数据进行判决, 判决流程如图 2 所示。

$$\tilde{f} = \tilde{f}_0 - \frac{\sqrt{Z_+^f} - \sqrt{Z_-^f}}{\sqrt{Z_+^f} - 2\sqrt{Z_m} + \sqrt{Z_-^f}} \frac{\Delta f}{2}. \quad (9)$$

将捕获标志置位并输出码相位、频率斜升和频偏估计值 \bar{k}_0 、 \tilde{a} 和 \tilde{f} , 捕获过程结束。

由算法流程可知, 为降低传统双块补零算法的复杂度, 本文算法在沿用其基本框架的基础上进行如下改进: ① 将原算法的长数据等分为 M 段, 将基于高阶 FFT 的相干累加转化为短时 FFT 与非相干相结合的混合相干累加, 通过缩短相干累加时间来降低算法对频率补偿间隔的敏感性^[5], 从而大幅减少频率斜升和起始频率补偿支路; ② 当频率斜升保持恒定, 各段数据的中心频率满足线性关系^[8], 只需要计算出各段数据的中心频率并利用 FFT 的旋转移位特性进行频率补偿, 就可以替代原算法的频率斜升补偿, 使得频率补偿后的数据段能够应用于多个频率斜升估计支路, 从而大幅提高算法的资源利用率。为了在保证捕获性能的基础上尽可能地降低算法复杂度, 还需要对算法进行性能分析和参数优化设计。

2 性能分析和参数选取

P 码捕获可以等效为一个二元假设检验问题^[9], 当中频信号不存在或码相位尚未对齐时, 式(7)中的循环相关值 $r_m^c(k)$ 满足均值为 0 的复高斯分布, 其实部和虚部的方差 $\sigma_s^2 = 0.5N_{\text{buff}}\sigma^2$. 相应的累加检测值 $Z_e(k)$ 服从自由度为 $2M$ 的 Γ 分布, 其概率密度函数为

$$p_0(u) = u^{M-1} e^{-u/2\sigma_s^2} / [2^M \sigma_s^{2M} \Gamma(M)], u \geq 0. \quad (10)$$

当信号存在且码相位对齐时, $Z_e(k)$ 服从自由度为 $2M$, 非中心参量为 λ 的非中心 chi 平方分布, 其概率密度函数为

$$p_1(u, \lambda) = (u/\lambda)^{(M-1)/2} e^{-(\lambda+u)/2\sigma_s^2} I_{M-1} \times (\sqrt{\lambda u}/\sigma_s^2)/2\sigma_s^2, u \geq 0. \quad (11)$$

式中 $I_{M-1}(\cdot)$ 为 $M-1$ 阶修正贝赛尔函数.

由式(9)和式(10)可以得到算法的虚警概率和检测概率为

$$P_{\text{fa}} = 1 - \left[\int_0^{V_T} p_0(u) du \right]^{N_a N_f N_k} = \\ 1 - \left[1 - e^{-V_T/2\sigma_s^2} \sum_{j=0}^{M-1} (V_T/2\sigma_s^2)^j / j! \right]^{N_a N_f N_k}. \quad (12)$$

$$P_d \approx 1 - \left[\int_0^{V_T} p_0(u) du \right]^{N_a N_f N_k - 2N_\lambda} \times \\ \prod_{j=0}^{N_\lambda-1} \left[\int_0^{V_T} p_1(u, \lambda_j) du \right]^2. \quad (13)$$

式中: N_a 、 N_f 和 N_k 分别为频率斜升、起始频偏和伪码相位的搜索单元数, 满足

$$N_a = \lceil (a_{\max} - a_{\min}) / \Delta a \rceil, \\ N_f = \lceil (f_{\max} - f_{\min}) / \Delta f \rceil, \\ N_k = N_{\text{FFT}} - N_{\text{buff}} + 1. \quad (14)$$

式中: $N_\lambda = \lceil f_c / (N_{\text{buff}} \Delta f) \rceil$ 为频谱主瓣宽度内所包含的搜索单元数; λ_j 为为中心频点两侧的非中心参量, 满足

$$\lambda_j = MN_{\text{buff}}^2 A^2 \sin c^2 [(0.5 + j) \Delta f N_{\text{buff}} / f_c]. \quad (15)$$

由文献[10]分析可知, 码相位并行搜索算法的平均捕获时间为

$$\bar{T}_{\text{acq}} = [8MN_{\text{buff}}N_s(2 - P_D)(1 + KP_{\text{FA}})] / (f_c P_D). \quad (16)$$

式中: K 为虚警惩罚因子, 一般取 $K = 20$; N_s 为算法的串行搜索单元数, 由第 1 节可知

$$N_s = \lceil (k_{\max} - k_{\min}) / N_k \rceil.$$

本文算法的关键参数有 4 个: 非相干累加次数

M , 本地缓存深度 N_{buff} , 频率斜升估计支路数 N_a 和起始频率估计支路数 N_f . 容易证明^[7], 起始频率的估计间隔 Δf 与本地缓存深度 N_{buff} 成反比, 而码相位步进 N_k 则与 N_{buff} 成正比, 因此参数的优化准则是使频率斜升支路数 N_a 最小. 在不影响捕获性能的前提下, 频率斜升的最大估计间隔为

$$\Delta a = 3f_c^2 / [(N_{\text{buff}} - 1)(MN_{\text{buff}} - 1)]. \quad (17)$$

其中非相干累加次数 M 与缓存深度 N_{buff} 的关系为

$$M = \lceil [R_{\text{th}} L_{\text{sq}}(N_{\text{buff}} R_{\text{in}})] / (N_{\text{buff}} R_{\text{in}}) \rceil. \quad (18)$$

式中: R_{th} 为保证可靠频率估计所需的最低信噪比, 这里取 64(18 dB)^[11]; $R_{\text{in}} = A^2 / \sigma^2$ 为输入信号 $s(k)$ 的信噪比; L_{sq} 为非相干累加带来的平方损耗, 满足^[12]

$$L_{\text{sq}}(x) = x(4 - \pi) / \pi [L_{1/2}(-x/2) - 1]^2. \quad (19)$$

式中 $L_{1/2}(x) = e^{x/2} [(1 - x) I_0(-x/2) - x I_1(-x/2)]$.

将式(16)和式(17)代入式(13)中可得

$$N_a = \lceil (a_{\max} - a_{\min}) (N_{\text{buff}} - 1) \times \\ [\lceil [R_{\text{th}} L_{\text{sq}}(N_{\text{buff}} R_{\text{in}})] / (N_{\text{buff}} R_{\text{in}}) \rceil N_{\text{buff}} - 1] / 3f_c^2 \rceil. \quad (20)$$

设 $R_{\text{coh}} = N_{\text{buff}} R_{\text{in}}$ 为输入信号 $s(k)$ 经过相干累加后的输出信噪比(简称相干信噪比), 则式(19)可以化简为

$$N_a \approx A_{\text{coef}} R_{\text{coh}} L_{\text{sq}} R_{\text{coh}}. \quad (21)$$

式中 A_{coef} 为由给定系统参数构成的常系数. 由式(20)可知, 频率斜升估计支路数 N_a 由相干信噪比 R_{coh} 唯一确定. 设归一化频率斜升估计支路数 $N'_a = N_a / A_{\text{coef}}$, 根据式(20)可以得到 N'_a 与 R_{coh} 的关系曲线, 如图 3 所示.

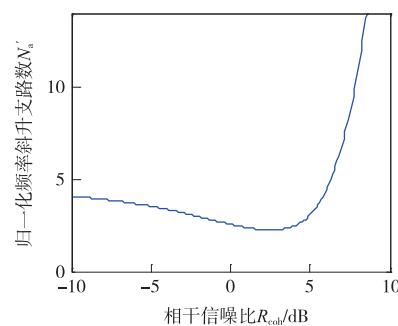


图 3 不同相干信噪比下的归一化频率斜升估计支路数

Fig. 3 Normalized estimation number of frequency rate with different coherent SNR

从图 3 中可以看出, 当 $R_{\text{coh}} = 1.82$ (2.6 dB)时, 本文算法具有最少的频率斜升估计支路, 由此则可以推出全部系统参数, 步骤如下:

① 本地缓存深度 $N_{\text{buff}} = \lceil 1.82/R_{\min} \rceil$, R_{\min} 为系统要求的最低输入信噪比;

② 非相干累加次数 $M = \lceil 64L_{\text{sq}}(1.82)/1.82 \rceil = 48$, FFT 点数 $N_{\text{FFT}} = 2 \lceil \text{lb}(N_{\text{buff}}) + 1 \rceil$, 伪码相位的并行搜索数 $N_k = N_{\text{FFT}} - N_{\text{buff}} + 1$;

③ 将 N_{buff} 、 M 连同系统参数 a_{\max} 、 a_{\min} 代入式(19)得到 N_a ;

④ 将 N_{buff} 、 M 、 N_a 、 N_k 连同系统参数 P_{fa} 、 P_d 代入式(11)和式(12)求出恒虚警门限 V_T 和起始频率估计支路数 N_f , 考虑到满足硬件可实现性的 N_f 值并不多, 可以通过穷举的方式得到最优解.

3 算法实现和性能仿真

为了验证算法的有效性, 选择如下系统参数: 采样速率 $f_c = 1.023 \text{ MHz}$, 载噪比 $C/N_0 \geq 28 \text{ dB} \cdot \text{Hz}$, 最大多普勒频偏 $f_{\max} = 10 \text{ kHz}$, 最大加速度为 $50g$ ($g = 9.8 \text{ m/s}^2$), 载波取 L1 波段, 则最大频率斜升 $a_{\max} = 50f_{\text{L1}}g/c = 2573 \text{ Hz/s}$, 时间不确定度为 1 s. 捕获要求: $P_{fa} \leq 10^{-5}$, $P_d \geq 0.96$. 计算可得最低输入信噪比 $R_{\min} = -32 \text{ dB}$, 本文算法的相应参数为: $M = 48$, $N_{\text{buff}} = 2951$, $N_{\text{FFT}} = 8192$, $N_a = 1$, $N_f = 124$, $N_k = 5242$.

首先选取频率斜升 $a = 1 \text{ kHz/s}$, 多普勒频偏 $f = 4 \text{ kHz}$, 码相位偏移量 $k_0 = 8000$, 输入信噪比 $R_{\text{in}} = -32 \text{ dB}$, 对本文算法进行单次仿真验证, 结果如图 4 所示. 从图中可以看出, 与码相位偏移量和多普勒频率真值对应估计支路出现了明显的相关峰.

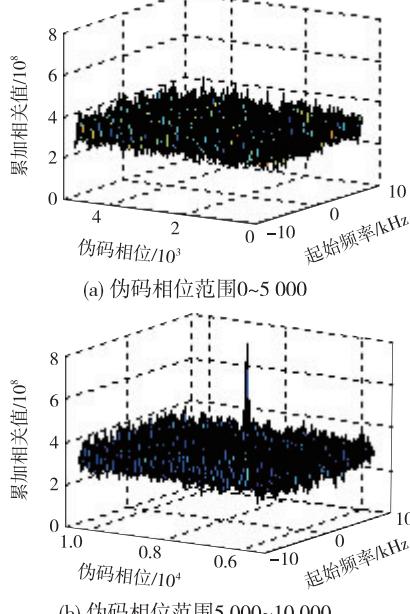


图 4 给定参数信号下的单次捕获仿真图

Fig. 4 Simulation diagram of signal acquisition with given parameter

假定频率斜升 a 均匀分布于 $[-a_{\max}, a_{\max}]$, 起始频率 f 均匀分布于 $[-f_{\max}, f_{\max}]$, 载波初相位 θ_0 均匀分布于 $[-\pi, \pi]$, 对本文算法的检测概率和频率估计精度进行仿真. 检测概率的仿真条件为: $27.5 \text{ dB} \cdot \text{Hz} \leq C/N_0 \leq 29 \text{ dB} \cdot \text{Hz}$, 步进为 $0.1 \text{ dB} \cdot \text{Hz}$, 单点仿真 10^6 次; 频率估计精度的仿真条件为: $23 \text{ dB} \cdot \text{Hz} \leq C/N_0 \leq 37 \text{ dB} \cdot \text{Hz}$, 步进为 $1 \text{ dB} \cdot \text{Hz}$, 单点仿真 10^6 次. 将仿真结果与文献[6]中的传统双块补零算法进行比较, 比较结果如图 5~图 7 所示.

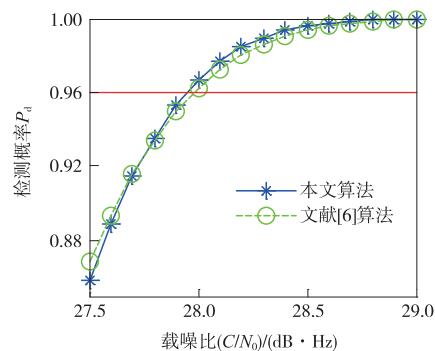


图 5 不同载噪比下算法检测概率仿真曲线
Fig. 5 Probability of detection with different C/N_0

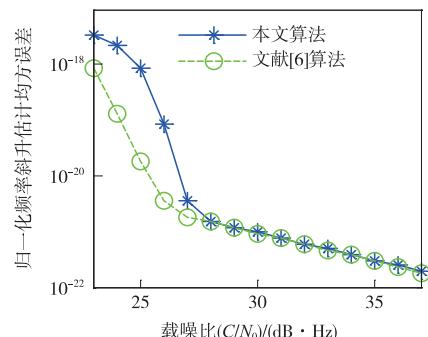


图 6 不同信噪比下算法归一化频率斜升估计均方误差
Fig. 6 MSE of normalized frequency rate estimation with different C/N_0

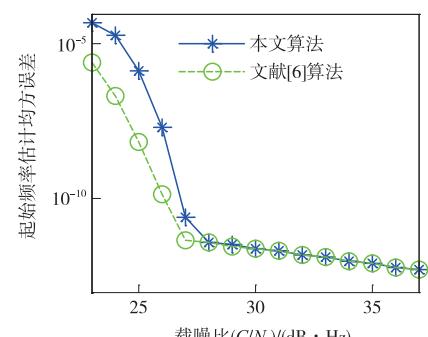


图 7 不同信噪比下算法归一化起始频率估计均方误差
Fig. 7 MSE of normalized initial frequency estimation with different C/N_0

由图 5~图 7 可知,本文算法与文献[6]算法的载噪比门限同为 $28 \text{ dB} \cdot \text{Hz}$ 。当载噪比低于门限时,本文算法的非相干累加模块的平方损耗增大,估计精度有所降低;当载噪比高于门限时,本文所提算法的检测概率大于 96%,略高于文献[6]算法,估计精度与文献[6]算法接近。综合来看,本文算法与文献[6]算法的性能大致相当。

两种算法的捕获时间与硬件资源如表 1 所示。

表 1 算法捕获时间和硬件资源对照表

Tab. 1 Comparison of acquisition time and hardware resource

算法	捕获时间/s	硬件资源		
		加法器	乘法器	存储单元
本文算法	1.22	1.30×10^{11}	6.82×10^{10}	6.09×10^9
文献[6]算法	6.19	3.65×10^{11}	1.95×10^{11}	5.24×10^{11}
比值/%	19.80	35.8	35.0	1.2

由表 1 可知,与文献[6]算法相比,本文算法的捕获时间和硬件资源均大幅降低,其中捕获时间降低约 80%,逻辑运算单元减少约 64%,存储单元减少约 99%。

4 结 论

针对 P 码捕获中存在的资源开销大、捕获时间长等问题,本文提出一种分段旋转双块补零算法。算法首先将基于高阶 FFT 的相干累加转化为短时 FFT 与非相干相结合的混合相干累加,通过缩短相干累加时间降低算法对频率补偿间隔的敏感性,减少频率斜升和起始频率补偿支路;再利用分段频率近似和频谱的旋转移位代替频率斜升和频偏补偿,从而提高算法的资源利用率;最后通过抛物插值进一步提高算法的估计精度。该算法具有良好的捕获性能,较少的捕获时间和较低的资源消耗,能够在高动态低信噪比环境下实现 P 码的快速捕获,具有较高的工程实用价值。

参考文献:

- [1] Xu Ying, Wang Ju, Wu Siliang. Improved direct P code acquisition technique [J]. Journal of Systems Engineering and Electronics, 2009, 20(5): 948–953.
- [2] Pratap M, Per E. Global positioning system: signals, measurements, and performance[M]. 2nd ed. [S. l.]: Ganga-Jamuna Press, 2011.
- [3] 吴笑峰,王江安,郭晨,等. 基于 XFAST 的自适应直接捕获算法[J]. 中南大学学报:自然科学版,2012,43(11): 4333–4338.
- [4] 王永庆,吴嗣亮. 一种新的 P 码直接捕获算法[J]. 北京理工大学学报,2010,30(11): 235–240.
- [5] 熊竹林,刘策伦,安建平. 一种低复杂度线性调频信号参数估计算法[J]. 电子与信息学报,2015,37(2): 489–493.
- [6] Xiong Zhulin, Liu Celun, An Jianping. A low complexity parameter estimation algorithm of LFM signals [J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2015,37(2): 489–493. (in Chinese)
- [7] 莫建文,欧阳缮,肖海林,等. 基于 DBZP 差分相干的 GPS 信号捕获算法[J]. 系统工程与电子技术,2012, 34(6): 1085–1089.
- [8] Mo Jianwen, Ouyang Shan, Xiao Hailin, et al. A low complexity parameter estimation algorithm of LFM signals[J]. Systems Engineering and Electronics, 2012, 34(6): 1085–1089. (in Chinese)
- [9] Jiang Wei, Le Tian. Joint estimation of Doppler frequency shift and Doppler frequency rate based on interpolation[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2013,35(1): 166–171. (in Chinese)
- [10] 段瑞枫,刘荣科,周游,等. 一种低复杂度的极低信噪比高动态信号载波粗捕获算法[J]. 航空学报,2013, 34(3): 662–669.
- [11] Duan Ruifeng, Liu Rongke, Zhou You, et al. A low-complexity coarse carrier acquisition algorithm for signals with extremely low signal noise ratio and high dynamics[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2013,34(3): 662–669. (in Chinese)
- [12] So H C, Chan Y T, Ma Q, et al. Comparison of various periodograms for sinusoid detection and frequency estimation [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1999, 35 (3): 945–952.

(下转第 550 页)

- SIMD extensions for function and loop vectorization on multicore SIMD processors [C] // Proceedings of the IEEE 26th International Parallel and Distributed Processing Symposium Workshops. Washington DC: IEEE, 2012:2349–2358.
- [3] Ira Rosen, Dorit Nuzman, Ayal Zaks. Loop-aware SLP in GCC[C] // Proceedings of GCC Developers' Summit. [S. l.]:GCC, 2007:131–142.
- [4] 魏帅,赵荣彩,姚远.面向SLP的多重循环向量化[J].软件学报,2012,23(7):1717–1728.
- Wei Shuai, Zhao Rongcai, Yao Yuan. Loop-nest auto-vectorization based on SLP[J]. Journal of Software, 2012,23(7):1717–1728. (in Chinese)
- [5] 徐金龙,赵荣彩,韩林.分段约束的超字并行向量化发掘路径优化算法[J].计算机应用,2015,35(4):950–955.
- Xu Jinlong, Zhao Rongcai, Han Lin. Vector exploring path optimization algorithm of superword level parallelism with subsection constraints[J]. Journal of Computer Applications, 2015,35(4):950–955. (in Chinese)
- [6] Porpodas Vasileios, Jones Timothy M. Throttling automatic vectorization: when less is more [C] // 2015 International Conference on Parallel Architecture
- and Compilation (PACT). San Francisco: IEEE, 2015: 432–444.
- [7] Porpodas Vasileios, Magni Alberto, Jones Timothy M. PSLP: padded slp automatic vectorization[C] // CGO'15 Proceedings of the 13th Annual IEEE/ACM International Symposium on Code Generation and Optimization. San Francisco: ACM, 2015:190–201.
- [8] Tian X, Saito H, Preis S V, et al. Effective SIMD vectorization for intel xeon phi coprocessors[J]. Scientific Programming, 2015(1):1–14.
- [9] 阿霍.编译原理[M].赵建华,译.2版.北京:机械工业出版社,2009:330–371.
- Alfred V A. Compilers: principles, techniques and tools [M]. Zhao Jianhua, translate. 2nd ed. Beijing: China Machine Press, 2009:330–371. (in Chinese)
- [10] Cormen T H, Leiserson C E, Rivest R L, et al. 算法导论 [M].3版.殷建平,等译.北京:机械工业出版社,2013: 215–222.
- Cormen T H, Leiserson C E, Rivest R L, et al. Introduction to algorithms[M]. 3rd ed. Yin Jinanping, et al transl. Beijing: China Machine Press, 2013: 215–222. (in Chinese)

(责任编辑:刘芳)

(上接第520页)

- [10] 罗炬锋,王翔,付耀先,等.基于FFT并行搜索伪码和频偏的快速捕获新算法[J].电子与信息学报,2011, 33(3):563–568.
- Luo Jufeng, Wang Xiang, Fu Yaoxian, et al. A new fast acquisition method of parallel search pseudo-code and frequency offset based on FFT [J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2011,33(3): 563–568. (in Chinese)
- [11] Rife D, Boorstyn R R. Single tone parameter

estimation from discrete-time observations[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 1974, 20(5): 591–598.

- [12] Jin Tian, Lu Fangyao, Qin Honglei, et al. Double differentially coherent pseudorandom noise code acquisition method for code-division multiple-access system[J]. IET Journals on Signal Processing, 2013, 7(7):587–597.

(责任编辑:刘芳)