

高动态环境下长码扩频信号快捕算法

刘晓明^① 张鹤^② 吴皓威^{*②} 欧静兰^②

^①(重庆大学通信工程学院 重庆 400044)

^②(重庆大学通信与测控中心 重庆 400044)

摘要: 针对高速高动态接收机在长伪码周期、大频偏情况下的快速捕获问题, 该文提出一种基于码相位压缩相关器与快速傅里叶变换(CCPC-FFT)的双驻留伪码快速捕获方法。在第一驻留阶段, 利用码相位压缩相关器对相邻码相位进行快速、粗略的压缩搜索, 同时利用FFT算法完成对多普勒频偏的并行捕获; 在第二驻留阶段, 利用传统的相关积分方法对第一驻留捕获的所有码相位进行逐个精确搜索。给出了系统性能的理论分析模型, 并通过蒙特卡洛仿真验证了理论分析的正确性。最后仿真结果表明: 新方法在平均捕获时间上比2维压缩相关(TDCC)捕获方法进一步缩短, 同时提高了频偏的捕获带宽和精度, 且针对长码的捕获比其他基于FFT的方法节省资源。

关键词: 扩频通信; 伪码捕获; 压缩相关; 快速傅里叶变换; 双驻留搜索

中图分类号: TN914.42

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2016)06-1398-08

DOI: 10.11999/JEIT150860

Rapid DSSS Signal Acquisition Algorithm under High Dynamic Environment

LIU Xiaoming^① ZHANG He^② WU Haowei^② OU Jinglan^②

^①(College of Communication Engineering, Chongqing University, Chongqing 400044, China)

^②(Center of Communication and Tracking Telemetry & Command, Chongqing University, Chongqing 400044, China)

Abstract: For high speed and high dynamic receiver, using long pseudo-noise code, seriously affected by Doppler frequency offset, this paper proposes a double dwell pseudo-noise code acquisition method based on Compressed Code Phase Correlator (CCPC) and FFT. In the first dwell search a rapid and rough compressed search is performed for some neighboring code phase using CCPC, and at the same time the parallel search for Doppler frequency offset using FFT is completed. In the second dwell, all the neighboring code phases acquired in the first dwell are searched accurately using conventional correlator. The theoretical performance analysis model for the proposed method is presented, whose correctness is validated by Monte Carlo simulation. The simulation result shows that the proposed method has obvious advantages compared to Two-Dimensional Compressed Correlator (TDCC) on Mean Acquisition Time (MAT), as well as on the bandwidth and precision of Doppler frequency. Less resources are consumed than other methods based on FFT when using long pseudo-noise code.

Key words: Spreaded Spectrum Communication (SSC); Pseudo-noise code acquisition; Compressed correlator; FFT; Double dwell search

1 引言

在直接序列扩频系统(DSSS)中, 伪码捕获是成功建立通信链路至关重要的一步。对于使用长码的

高速高动态飞行器(如导航卫星、低轨通信卫星、临近空间高速飞行器)系统而言, 其捕获阶段将要搜索的码相位和多普勒频偏范围会非常大, 所花费的捕获时间将会更长, 传统的捕获技术已不满足性能需求^[1]。

目前, 针对扩频系统的快速捕获方法多数都采用了FFT算法^[2-10], 主要分为两类: 一类是用FFT/IFFT实现伪码相位捕获, 如XFAST技术^[2]和双折叠技术^[3], 都是基于时域码相位的循环相关等价于频域的共轭乘积这一根本思想的, 将码相位的串行搜索变为并行搜索, 但是其捕获性能受多普勒频偏和符号反转影响较大; 另一类是使用FFT进行多普勒

收稿日期: 2015-07-20; 改回日期: 2016-01-04; 网络出版: 2016-03-30

通信作者: 吴皓威 wuhaowei@cqu.edu.cn

基金项目: 国家863计划(2015AA7072014C), 中央高校基本科研业务费资金(106112013CDJZR165502, 106112013CDJZR160013, 106112013CDJZR160014)

Foundation Items: The National 863 Program of China (2015AA7072014C), The Fundamental Research Funds for Central Universities (106112013CDJZR165502, 106112013CDJZR160013, 106112013 CDJZR160014)

频偏捕获, 如 PMF-FFT 技术^[9], 将多个部分匹配滤波器(PMF)与 FFT 相结合, 在时域和频域进行 2 维并行捕获, 是捕获速度最快的一种方法。然而速度的提升必然带来硬件资源的消耗, 随着伪码周期的变长和对信号的过采样, 时域将要搜索的伪码相位数将显著提高, 匹配滤波器的抽头数也将大大增加, 将消耗大量的硬件资源。通过优化匹配滤波器结构和复用可以相应地节约硬件资源, 例如 SPC-FFT 技术^[10], 采用一种串并结构相关器(SPC)将 PMF 减少到一个, 同时本地伪码相位进行串行滑动来不断改变 SPC 的固定相位, 这种对硬件资源的节约, 是以牺牲捕获速度为代价的。

针对大频偏、长码情况下扩频系统的快速捕获, 文献[11,12]提出了 2 维压缩相关(Two-Dimensional Compressed Correlator, TDCC)捕获方法, 在单次驻留时间内同时完成码相位和多普勒频偏的压缩搜索, 这种方法比传统方法节约至少一半的捕获时间。但在频率压缩过程中, 需要多路不同频率的本地数字载波, 消耗大量的数控振荡器(Numerically Controlled Oscillator, NCO)资源, 同时还需要进行相位补偿, 加大了硬件资源的需求, 而且单次驻留捕获带宽受频率压缩通道数限制。

为了进一步缩短捕获时间, 本文提出一种基于码相位压缩相关器(Compressed Code Phase Correlator, CCPC)与 FFT 相结合的双驻留快速捕获方法, 简称 CCPC-FFT。在第一驻留阶段, 将多路连续相位本地伪码与接收信号通过码相位压缩相关器对码相位进行快速、粗略的压缩搜索, 同时利用 FFT 完成对多普勒频偏的并行捕获; 第二驻留阶段, 利用传统的相关积分方法对码相位进行逐个精确搜索。优势在于: (1)与 TDCC 技术相比, 在频域上利用 FFT 并行捕获, 进一步缩短了捕获时间。

(2)合理选择码相位的压缩相关器长度, 可实现大多普勒频偏的捕获。(3)在长伪码周期情况下与基于匹配滤波器或 FFT/IFFT 的伪码捕获方法相比可节约大量硬件资源。

2 CCPC-FFT 捕获方法

扩频接收机接收到中频信号后, 经过 A/D 采样和数字正交下变频后, 得到复基带的采样信号 $r(n)$ 为

$$r(n) = \sqrt{E_c}d(n)c(n - \tau) \exp[j(2\pi f_d n T_s + \Delta\varphi)] + N(n) \quad (1)$$

其中, E_c 是每个采样点的能量, $d(n)$ 和 $c(n - \tau)$ 是双极性的基带数据和伪码序列为 ± 1 , T_s 为采样间隔, $N(n)$ 是均值为 0, 方差为 σ_N^2 的加性高斯白噪声, $\Delta\varphi$ 是信号的初始相位, τ 和 f_d 分别是信号的伪码相位和多普勒频偏。定义采样率 $f_s = 1/T_s$, f_c 为伪码速率, 则过采样率 $S = f_s / f_c$ 。

图 1 给出了 CCPC-FFT 捕获方法的原理框图, 码相位压缩相关和 FFT 频偏捕获是该算法的两个核心内容。在码相位压缩相关中, 先将多路连续相位的本地双极性伪码序列进行求和, 获得压缩序列, 再与接收信号进行压缩相关积分, 获得压缩相关值。在 FFT 频偏捕获中, 利用 P 级延迟线(Tap Delay Line, TDL)对压缩相关值进行延迟锁存, 再进行 N ($N \geq P$) 点复数 FFT 运算, 选择 FFT 输出的最大模值与门限值进行比较; 如果大于门限值, 则根据相应的通道号计算出频偏值反馈到本地 NCO, 并暂停第一驻留, 进入第二驻留阶段, 否则搜索下一个压缩码相位。这样在单次驻留时间内可以同时检测多个相邻的码相位, 驻留次数将会成倍降低; 同时利用 FFT 进行并行频偏搜索, 极大地提高了频偏捕获的速度。

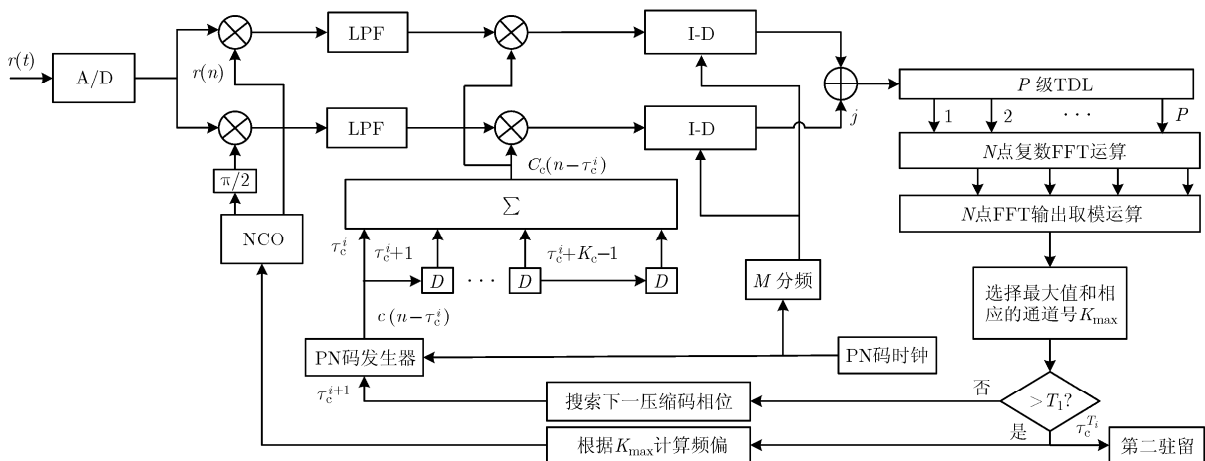


图 1 CCPC-FFT 捕获方法实现原理图

2.1 码相位压缩相关

接收信号被过采样后, 伪码相位数以采样率成倍增加, 当搜索相位位于接收信号码相位附近时, 都会产生显著的相关能量值。码相位压缩相关充分利用了这种自相关特性。定义码相位压缩系数为 K_c , 将 K_c 路依次延迟一个码相位的伪码求和, 得到本地压缩伪码 $C_c(n)$ 为

$$C_c(n) = \sum_{m=0}^{K_c-1} c(n-m) = c(n) + c(n-1) + \dots + c(n-K_c-1) \quad (2)$$

令本地压缩码相位 $\tau_c^i = iK_c, i = 0, 1, \dots, SL/K_c - 1$, 其中 L 是 PN 码长度, 总相位数为 SL , 即把伪码相位划分为 L/K_c 个区间, 记为 H 。这样, 第 i 次驻留的本地压缩伪码表示为

$$C_c(n - \tau_c^i) = \sum_{m=0}^{K_c-1} c(n - \tau_c^i - m) \quad (3)$$

令 $\delta\tau^i$ 表示接收码相位与本地压缩码相位之差: $\delta\tau^i = \tau - \tau_c^i$ 。如果接收码相位 $\tau \in [\tau_c^i, \tau_c^{i+1})$, 则认为 τ_c^i 为最佳压缩码相位, 记为 $\tau_c^{T_i}$, τ 与 $\tau_c^{T_i}$ 之差记为 $\delta\tau^{T_i} = \tau - \tau_c^{T_i}$ 。最佳压缩相位区间 $[\tau_c^{T_i}, \tau_c^{T_i+1})$ 记为 H_1 , 其他压缩区间记为 H_0 。如果取相关积分长度为整个伪码周期 SL , 本地压缩码相位为 $\tau_c^{T_i}$ 时, 同时忽略符号调制 $d(n)$ 、初始相位 $\Delta\varphi$ 以及噪声成分 $N(n)$, 压缩相关函数可以表示为

$$\begin{aligned} R_c(\delta\tau^{T_i}, f_d) &= \frac{\sqrt{E_c}}{SL} \sum_{n=0}^{SL-1} c(n-\tau) \exp(j2\pi f_d n T_s) \\ &\quad \cdot \sum_{m=0}^{K_c-1} c(n - \tau_c^{T_i} - m) \\ &= \frac{\sqrt{E_c}}{SL} \sum_{m=0}^{K_c-1} \sum_{n=0}^{SL-1} c(n)c(n + \delta\tau^{T_i} - m) \\ &\quad \cdot \exp(j2\pi f_d n T_s) \end{aligned} \quad (4)$$

文献[11]中指出, 当伪码经过采样后其自相关函数的表达式为

$$R_1(\tau) = \sum_{n=0}^{SL-1} c(n)c(n-\tau) = \begin{cases} \left(1 - \frac{|\tau|}{S}\right)SL, & |\tau| < S \\ 0, & \text{其它} \end{cases} \quad (5)$$

例如 $S = 2$ 时, 只在 $\tau = \{-1, 0, 1\}$ 这 3 个码相位上存在相关值。对于式(4)来说只有当 $|\delta\tau^{T_i} - m| < S$ 时存在显著的相关能量值, 因此可将 m 的取值区间从 $[0, K_c - 1]$ 缩小到 $[\delta\tau^{T_i} - S + 1, \delta\tau^{T_i} + S - 1]$ 。以下分析考虑一种最佳情况, 所有 $2S - 1$ 个存在相关值的相位点全位于最佳压缩码相位区间 $[\tau_c^{T_i}, \tau_c^{T_i+1})$ 内, 即 $\delta\tau^{T_i} - S + 1 \geq 0$ 并且 $\delta\tau^{T_i} + S - 1 \leq K_c - 1$ 时, 压缩相关值 $R_c(\delta\tau^{T_i}, f_d)$ 表达如式(6):

$$\begin{aligned} R_c(\delta\tau^{T_i}, f_d) &= \frac{\sqrt{E_c}}{SL} \sum_{m=\delta\tau^{T_i}-S+1}^{\delta\tau^{T_i}+S-1} \sum_{n=0}^{SL-1} c(n)c(n + \delta\tau^{T_i} - m) \\ &\quad \cdot \exp(j2\pi f_d n T_s) \\ &= \frac{\sqrt{E_c}}{SL} \sum_{m=\delta\tau^{T_i}-S+1}^{\delta\tau^{T_i}+S-1} \sum_{n=0}^{L-1} \left\{ \sum_{k=nS}^{(n+1)S-|\delta\tau^{T_i}-m|-1} \exp(j2\pi f_d k T_s) \right. \\ &\quad \left. + \sum_{k=(n+1)S-|\delta\tau^{T_i}-m|}^{(n+1)S-1} c(k)c(k + \delta\tau^{T_i} - m) \exp(j2\pi f_d n T_s) \right\} \end{aligned} \quad (6)$$

式(6)大括号 $\{$ 内的第 2 个加数由于存在相位差在一个伪码周期内积分后近似为零, 式(6)可简化为

$$\begin{aligned} R_c(\delta\tau^{T_i}, f_d) &= \frac{\sqrt{E_c}}{SL} \sum_{m=\delta\tau^{T_i}-S+1}^{\delta\tau^{T_i}+S-1} \sum_{n=0}^{L-1} \sum_{k=nS}^{(n+1)S-|\delta\tau^{T_i}-m|-1} \exp(j2\pi f_d k T_s) \\ &= G_c \sum_{n=0}^{L-1} \exp(j2\pi f_d n S T_s) \end{aligned} \quad (7)$$

$$\begin{aligned} G_c &= \frac{\sqrt{E_c}}{SL} \sum_{m=\delta\tau^{T_i}-S+1}^{\delta\tau^{T_i}+S-1} \left\{ \frac{\sin[\pi f_d T_s (S - |\delta\tau^{T_i} - m|)]}{\sin[\pi f_d T_s]} \right. \\ &\quad \left. \cdot \exp[j\pi f_d T_s (S - |\delta\tau^{T_i} - m|)] \right\} \end{aligned} \quad (8)$$

经过数学分析可知 f_d 对相关模值 $|R_c(\delta\tau^{T_i}, f_d)|$ 的影响主要体现在式(7)中的累加项上, 表现为 sinc 函数形式, 其主瓣带宽为 f_c/L , 当 f_d 较大时会引起 $|R_c(\delta\tau^{T_i}, f_d)|$ 的严重衰落, 给捕获带来困难。而 G_c 是由于码相位压缩产生的, 其主瓣带宽最小为 f_c , 最大为 f_s 。当 L 较大时, 与 f_c/L 相比, G_c 关于 f_d 近似一个全通函数, f_d 对该项的值影响不大, 可近似为常数。

2.2 FFT 频偏捕获

以上分析表明, 码相位的压缩不会对相关器带宽产生显著影响, 相关器带宽主要取决于相关积分时间, 相关积分时间越长主瓣带宽越小, 反之亦然。如果将整个伪码周期的压缩相关分为多次的短时压缩相关, 那么压缩相关器的带宽会成倍增加。将压缩相关函数 $R_c(\delta\tau^{T_i}, f_d)$ 进行如式(9)变换, 其中 M 为每次积分所对应的码片个数, 相应的采样点数为 SM , P 为相关积分次数, 压缩相关器的输出 $R_{pc}(n)$ 如式(10)。

$$\begin{aligned} R_c(\delta\tau^{T_i}, f_d) &= G_c \sum_{n=0}^{L-1} \exp(j2\pi f_d n S T_s) \\ &= G_c \sum_{n=0}^{P-1} \left\{ \exp(j2\pi f_d n M S T_s) \right. \\ &\quad \left. \cdot \sum_{i=0}^{M-1} \exp(j2\pi f_d i S T_s) \right\} \end{aligned} \quad (9)$$

$$R_{pc}(n) = G_c \exp(j2\pi f_d n MST_s) \cdot \sum_{i=0}^{M-1} \exp(j2\pi f_d i ST_s), n = 0, 1, \dots, P-1 \quad (10)$$

从式(10)可见, 随 n 的增加, 每个 $R_{pc}(n)$ 都存在 $2\pi f_d MST_s$ 的固定相差, 而且压缩相关器带宽提高到 f_c/M , 提高了 P 倍。为了对 $R_{pc}(n)$ 中的固定相差进行相位补偿, 可以通过 FFT 算法实现^[13]。对 P 个压缩相关器的输出 $R_{pc}(n)$ 进行 $N(N \geq P)$ 点的 FFT 运算, 得到 N 点 FFT 输出为

$$\begin{aligned} R_F(k) &= \mathbb{F}[R_{pc}(n)] = \sum_{n=0}^{N-1} R_{pc}(n) W_N^{nk} \\ &= G_c \sum_{i=0}^{M-1} \exp(j2\pi f_d i ST_s) \\ &\quad \cdot \sum_{n=0}^{N-1} \exp(j2\pi f_d n SMT_s) \exp(-j2\pi nk/N) \\ &= G_c \frac{\sin(\pi f_d SMT_s)}{\sin(\pi f_d T_s)} \frac{\sin(\pi f_d SNMT_s - k\pi)}{\sin(\pi f_d SMT_s - k\pi/N)} \\ &\quad \cdot \exp(j\varphi(k, f_d)) \end{aligned} \quad (11)$$

其中 $k = 0, 1, \dots, N-1$, $\varphi(k, f_d)$ 表示相位特性:

$$\varphi(k, f_d) = \pi(N-1)(f_d SMT_s - k/N) - \pi f_d (M-1)ST_s \quad (12)$$

选取 N 点 FFT 输出模值中的最大值 $\max(|R_F(k)|)$ 和其所对应的通道号 K_{\max} 后, 将进入第一驻留门限验证阶段。如果 $\max(|R_F(k)|)$ 大于门限 T_1 , 可估计 f_d 近似为 $K_{\max}/(T_s NSM)$, 精度 $\Delta f = 1/(2T_s NSM)$, 将 f_d 对应的频率控制字反馈到 NCO 后, 暂停第一驻留码相位压缩搜索, 即可进入第二驻留。

2.3 第二驻留

在第二驻留阶段采用传统相干累积算法进行精确码相位捕获。在此过程中第一阶段最佳压缩码相位 $\tau_c^{T_1}$ 保持不变, 对区间 $[\tau_c^{T_1}, \tau_c^{T_1+1})$ 内的相位点依次进行验证, 由于第一驻留已经捕获频偏 f_d , 此过程的分析可以忽略频偏 f_d , 仅考虑码相位对相关值的影响, 得到第二阶段相关值 $R(\delta\tau^{T_1} + \varepsilon)$ 为

$$R(\delta\tau^{T_1} + \varepsilon) = \frac{\sqrt{E_c}}{SL} \sum_{n=0}^{SL-1} d(n)c(n-\tau)c(n-\tau_c^{T_1} - \varepsilon) \quad (13)$$

其中 $0 \leq \varepsilon \leq K_c - 1$, 将 $|R(\delta\tau^{T_1} + \varepsilon)|$ 与第二驻留门限 T_2 相比较, 如果大于门限 T_2 , 则认为捕获成功启动环路跟踪和验证, 否则对下一个码相位 $\varepsilon + 1$ 进行验证。

3 性能分析

针对 CCPC-FFT 捕获技术的性能分析是在不同输入信噪比 SNR_m 下对系统的检测概率和平均捕获时间等性能进行理论仿真和蒙特卡洛仿真。当接收信号 $r(n)$ 中存在噪声成分 $N(n)$ 时, 压缩相关器输

出值 $R_{pc}(n)$ 中的噪声成分可以表示为

$$N_{\text{sum}} = \sum_{n=0}^{SM-1} \left[N(n) \sum_{m=0}^{K_c-1} c(n - \tau_c^i - m) \right] \quad (14)$$

因为高斯白噪声 $N(n)$ 的均值为 0, 方差为 σ_N^2 , $N(n)$ 与信号 $C_c(n - \tau_c^i)$ 相互独立, 可得噪声成分 N_{sum} 的方差 $\sigma_{\text{sum}}^2 = SM\sigma_N^2\sigma_c^2$, 其中 σ_c^2 是信号 $C_c(n - \tau_c^i)$ 的方差, 根据文献[11], 当 $f_s = 2f_c$ 即 $S = 2$ 时, $\sigma_c^2 = 2K_c - 1$, 因此 $\sigma_{\text{sum}}^2 = SM(2K_c - 1)\sigma_N^2$ 。压缩相关值 $R_{pc}(n)$ 中的信号能量为 $E_b = G_c^2 M^2 E_c$, 压缩相关器输出信噪比为

$$SNR_{\text{sum}} = 10 \lg \left(\frac{G_c^2 M E_c}{2S(2K_c - 1)\sigma_N^2} \right) \quad (15)$$

3.1 虚警概率

假设本次驻留检测的不是最佳压缩码相位 $\tau_c^{T_1}$, 即 $H = H_0$, 因此输入压缩相关器的信号主要为噪声成分, 虚警概率主要由噪声的统计特性来决定。如果长度 SM 足够大, 则根据中心极限定理, P 点 $R_{pc}(n)$ 是相互独立的, 具有高斯特性, 噪声成分方差为 σ_{sum}^2 。如果对 P 点 $R_{pc}(n)$ 进行非补零的 $N(N = P)$ 点 FFT 运算, 则 N 点 $R_F(k)$ 也是相互独立的。对 $R_F(k)$ 进行取模运算得到 $|R_F(k)|$, 相互独立且服从 Rayleigh 分布, 其中噪声成分的方差为 $\sigma_0^2 = P\sigma_{\text{sum}}^2$, 概率密度函数为

$$\rho_{k, \text{Rayleigh}}(|R_F(k)|) = \frac{|R_F(k)|}{\sigma_0^2} \exp\left(-\frac{|R_F(k)|^2}{2\sigma_0^2}\right) \quad (16)$$

则第一阶段虚警概率为 N 个 $|R_F(k)|$ 中有任何一个大于门限 T_1 的概率, 即

$$P_{\text{fa}}^1 = 1 - \left[1 - \exp(-T_1^2/(2\sigma_0^2))\right]^N \quad (17)$$

第二驻留虚警概率为

$$P_{\text{fa}}^2 = \exp\left[-T_2^2/(2SL\sigma_N^2)\right] \quad (18)$$

为了保证虚警概率恒定, 可以设置两个驻留阶段的门限分别为 $T_1 = \sqrt{-2\sigma_0^2 \ln(1 - (1 - P_{\text{fa}}^1)^{1/N})}$ 和 $T_2 = \sqrt{-2SL\sigma_N^2 \ln(P_{\text{fa}}^2)}$ 。

3.2 检测概率

假设本次驻留检测的是最佳压缩码相位 $\tau_c^{T_1}$, 即 $H = H_1$ 。这时期望信号和噪声成分同时存在, 二者叠加后的信号幅度服从 Rice 分布。非补零的 N 点 $|R_F(k)|$ 是相互独立的, 概率密度函数为

$$\rho_{k, \text{Rice}}(Q_k) = \frac{Q_k}{\sigma_0^2} \exp\left[-\frac{Q_k^2 + P_k^2}{2\sigma_0^2}\right] I_0\left(\frac{Q_k P_k}{\sigma_0^2}\right) \quad (19)$$

其中 Q_k 是叠加了噪声成分的 FFT 输出信号的模值 $|R_F(k)|$, 独立同分布。 P_k 是忽略噪声的 $|R_F(k)|$ 。根据 Markum Q 函数^[14], 可得到第一驻留检测概率为

$$P_d^1 = 1 - \prod_{k=0}^N \left(1 - Q \left(\frac{P_k}{\sigma_0}, \frac{T_1}{\sigma_0} \right) \right) \quad (20)$$

第二驻留检测概率为

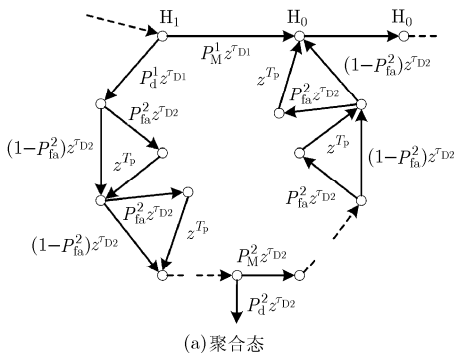
$$P_d^2 = Q \left(\frac{R(\delta\tau^{T_i} + \varepsilon)}{\sqrt{SL}\sigma_N}, \frac{T_2}{\sqrt{SL}\sigma_N} \right) \quad (21)$$

3.3 平均捕获时间

针对双驻留系统平均捕获时间 (Mean Acquisition Time, MAT) 性能的分析一般依赖于状态转移函数, 文献[11]已经对 TDCC 的 MAT 进行了详细深入的分析, 但其分析结果只适用于两次驻留时间相等的情况下。第一驻留是对压缩码相位和多普勒频偏的快速捕获阶段, 驻留时间为 τ_{D1} 。第二驻留是对最佳压缩码相位区间内的相位进行精确捕获的过程, 驻留时间为 τ_{D2} 。为了实现在第一驻留的快速粗略捕获一般使 $\tau_{D1} < \tau_{D2}$, 这将进一步缩减捕获时间, 才能体现双驻留快速捕获的优势。

当码相位搜索区间 $H = H_1$ 时, 系统会以概率 P_d^1 进入第二驻留, 并对 K_c 个精确的码相位进行搜索, 而最佳码相位会以概率 $1/K_c$ 均匀出现在任何一个位置, 系统将以概率 P_d^2 捕获到最佳码相位, 进而结束第二驻留, 该状态叫做聚合状态, 聚合态状态转移流图如图 2(a) 所示。一般情况下, 在系统完成码相位捕获后将进入验证阶段, 在该阶段包括额外的驻留时间和启动伪码跟踪环路所花费的时间, 如果系统因为虚警检测进入验证阶段, 就会花费额外的时间跳出该阶段, 这段时间记为虚警处罚时间 T_p 。根据聚合态状态转移流图得到转移函数 $H_D(z)$ 为

$$\begin{aligned} H_D(z) &= \frac{1}{K_c} P_d^1 P_d^2 z^{\tau_{D1} + \tau_{D2}} \sum_{m=0}^{K_c-1} \left[(1 - P_{fa}^2) z^{\tau_{D2}} + P_{fa}^2 z^{\tau_{D2} + T_p} \right]^{K_c} \\ &= \frac{\left(1 - \left[(1 - P_{fa}^2) z^{\tau_{D2}} + P_{fa}^2 z^{\tau_{D2} + T_p} \right]^{K_c} \right) P_d^1 P_d^2 z^{\tau_{D1} + \tau_{D2}}}{K_c \left[1 - (1 - P_{fa}^2) z^{\tau_{D2}} - P_{fa}^2 z^{\tau_{D2} + T_p} \right]} \quad (22) \end{aligned}$$



(a) 聚合态

当 $H = H_1$ 时, 系统也会以漏检概率 $P_m^1 = 1 - P_d^1$ 跳出 H_1 区间进入下一区间 H_0 , 即使第一驻留未漏检, 第二驻留也会以漏检概率 $P_m^2 = 1 - P_d^2$ 漏检, 而进入下一区间 H_0 , 该过程为漏检状态, 状态转移函数 $H_M(z)$ 为

$$H_M(z) = P_m^1 z^{\tau_{D1}} + P_d^1 P_m^2 z^{\tau_{D1} + \tau_{D2}} \cdot \left[(1 - P_{fa}^2) z^{\tau_{D2}} + P_{fa}^2 z^{\tau_{D2} + T_p} \right]^{K_c-1} \quad (23)$$

当 $H = H_0$ 时, 系统会以概率 $1 - P_{fa}^1$ 进入下一区间, 或者以概率 P_{fa}^1 进入第二驻留, 由于验证环节的存在, 最终也会结束第二驻留, 而进入下一个区间, 称除 H_1 以外的其他状态 H_0 为非聚合态, 状态转移流图如图 2(b) 所示, 非聚合态转移函数 $H_0(z)$ 为

$$H_0(z) = (1 - P_{fa}^1) z^{\tau_{D1}} + P_{fa}^1 z^{\tau_{D1}} \left[(1 - P_{fa}^2) z^{\tau_{D2}} + P_{fa}^2 z^{\tau_{D2} + T_p} \right]^{K_c} \quad (24)$$

文献[15]给出的最终系统 MAT 生成函数 $H(z)$ 的形式为

$$H(z) = \frac{H_D(z)[1 - H_0^q(z)]}{q[1 - H_M(z)H_0^{q-1}(z)][1 - H_0(z)]} \quad (25)$$

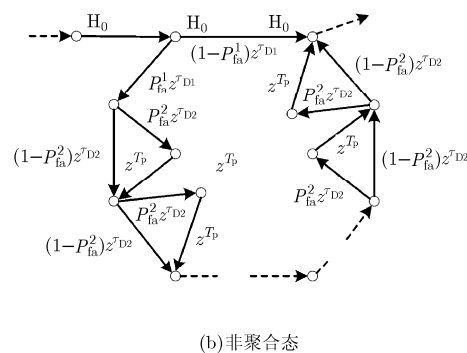
以上各式中 $q = SL/K_c$ 为第一驻留搜索单元数, K_c 为第二驻留搜索单元数。联立式(22)、式(23)、式(24)和式(25)可得到系统的 MAT 为

$$\begin{aligned} \bar{T}_a &= \left. \frac{dH(z)}{dz} \right|_{z=1} \\ &= \frac{1}{H_D(1)} \left(H_D'(1) + H_M'(1) + (q-1)H_0'(1) \left[1 - \frac{H_D(1)}{2} \right] \right) \quad (26) \end{aligned}$$

本文在仿真过程中令 $\tau_{D2} = 2\tau_{D1} = T_D$, 虚警处罚时间 $T_p = K_p T_D$, K_p 为处罚系数。联立式(22)~式(26), 除以公共因子 T_D 可得到归一化的平均捕获时间 T_a/T_D , 便于不同系统的比较。

3.4 复杂度分析

本文提出的 CCPC-FFT 捕获技术, 在频域采用的是 FFT 捕获算法, 省略了 IFFT 步骤, 与其他



(b) 非聚合态

图2 系统状态转移流图

基于 FFT/IFFT 的捕获技术如 PMF-FFT 技术在频偏捕获精度、捕获带宽等性能上相当，但在码相位的捕获上 PMF-FFT 技术采用的是部分匹配滤波器，当伪码周期较长时滤波器抽头数增加，将消耗大量硬件资源，而 CCPC-FFT 技术采用积分清洗电路，将伪码时钟进行相应倍数的分频作为积分清洗器的清零脉冲，即可实现短时码相位压缩相关。针对不同系统指标要求，调整清零脉冲的频率即可实现不同长度的短时压缩相关，在硬件实现上相对简单、灵活，节省资源。

4 仿真结果

下面对所提的 CCPC-FFT 快速捕获算法的性能进行蒙特卡洛仿真分析，仿真次数为 1×10^6 个伪码周期，如无特殊说明，均使用如下参数：伪码速率 $f_c = 1.023$ Mbps，码长 $L = 1023$ ，伪码周期则为 1 ms，采样速率 $f_s = 2f_c$ ，第一驻留时间 $\tau_{D1} = 0.5$ ms，第二驻留时间 $\tau_{D2} = 1$ ms，虚警惩罚系数 $K_p = 50$ 。

图 3 是在固定参数 $P = N = 32$ ， $SM = 32$ ，不同压缩系数 K_c 下的第一驻留阶段虚警概率 P_{fa}^1 仿真结果。从中可以看出，蒙特卡洛仿真结果与理论分析结果一致，说明虚警概率的理论推导是正确的。同时，随着 K_c 的增加，需要提高门限 T_1 来保证相同的虚警概率。在后续仿真中，通过设置门限 T_1 和 T_2 来保证不同系统参数下 P_{fa}^1 和 P_{fa}^1 恒定为 0.001。

不同压缩相关积分长度 SM 和 FFT 点数 N 直接影响着系统对多普勒频偏的捕获带宽和精度。图 4 是固定 $K_c = 4$ ， $f_d = 21$ kHz、不同 SM 和 N 情况下第一驻留阶段 P_d^1 的仿真结果。图中“64FFT”情况下， $P = N/2$ ；其余情况下， $P = N$ 。从图中可以看出：(1)蒙特卡洛仿真结果与理论分析结果一致，说明检测概率 P_d^1 的理论推导正确。(2)随着 N 的

增加，为保证有相同的驻留时间， SM 相应的减小，压缩相关器的主瓣宽度增加，从而降低了频偏对检测概率的影响。当 $N = 8$ 时， $SM = 128$ ，相关器主瓣宽度 $B_{pc} = f_c/M = 16$ kHz，可以捕获频率范围为 $[-B_{pc} B_{pc}]$ 。可见 $f_d = 21$ kHz 已超过压缩相关器的捕获范围，16 点 FFT 的曲线也是一样，都是由于多普勒频偏 f_d 导致的相关峰衰减，检测概率严重下降。(3)进行补零操作可以降低扇贝损失，提高捕获精度，从而提高检测概率。例如，当 $N = 32$ ，可捕获的频率范围为 $[-B_{pc} B_{pc}]$ ，其中 $B_{pc} = 64$ kHz，但是频率间隔 $\Delta F_{bin} = B_{pc}/N = 2$ kHz，此时 f_d 正好位于两个捕获频点之间，是扇贝损失最大的频点；如果 $N = 64$ ，通过补零操作，可改善性能。

图 5 是不同压缩参数的 CCPC-FFT 和 TDCC 方法的检测概率 P_d^1 的仿真曲线，其中 TDCC 方法的曲线是根据文献[1]在本文的系统参数下仿真所得，伪码相位和频率压缩参数分别为 K_c 和 K_f 。从图中可以看出，(1)与 TDCC 相似，CCPC-FFT 方法随着伪码相位压缩系数 K_c 的增加，检测性能下降。这是因为 K_c 路本地伪码中最多只有 $2S - 1$ 路能与接收伪码产生明显的相关峰值，其它路伪码在压缩相关积分后成为背景噪声， K_c 越大，背景噪声越大，压缩相关器输出信噪比 SNR_{sum} 降低，如式(15)所示。(2)当码相位压缩参数 K_c 相同时，CCPC-FFT 方法比 TDCC 的检测性能下降，这是因为在单次驻留时间内 TDCC 方法可分析的频带宽度较窄，而 CCPC-FFT 方法采用 FFT 算法增加了单次驻留可分析的频带宽度，牺牲了部分检测性能。当输入信噪比较高时，如 $-20 \sim 0$ dB， K_c 分别为 2 和 4 的 CCPC-FFT 方法的检测概率和 $[K_c, K_f]$ 分别为 [3,3] 和 [4,3] 的 TDCC 方法的检测性能相当，但随着信噪比的降低 CCPC-FFT 方法的 P_d^1 下降得更快些，但最终都趋于恒虚警概率 0.001。

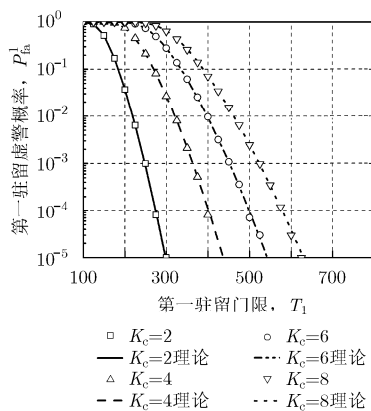


图 3 不同压缩参数的第一驻留虚警概率比较

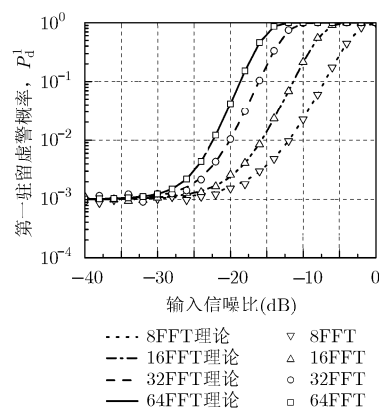


图 4 不同 FFT 参数的第一驻留检测概率对比 ($K_c = 4$, $f_d = 21$ kHz)

为了公平比较 CCPC-FFT 方法与 TDCC 方法的 MAT 性能, 设要求的最大频率捕获范围为 $[-64 \text{ kHz } 64 \text{ kHz}]$, 最小频率捕获间隔为 1 kHz 。图 6 对比了两种方法的 MAT 性能。从中可以看出: (1) 在高信噪比时 CCPC-FFT 方法的 MAT 比 TDCC 方法降低了 2 个数量级, 即使在低信噪比时也比 TDCC 有明显的优势。这是因为所提方法将 TDCC 中多普勒频偏的串行压缩相关搜索改进为并行搜索。(2) 就本文方法而言, 在 $-12 \sim 0 \text{ dB}$ 的输入信噪比范围内 MAT 随着 K_c 的增加而降低, 例如当 K_c 分别为 4, 6, 8 时的 MAT 比时的 MAT 分别有着 48%, 64% 和 72% 的降低。但是, 这种情况在输入信噪比小于 -15 dB 时发生了相反的变化, 随着 K_c 的增加, MAT 反而增加, 这是因为在低输入信噪比时 K_c 的增加导致相关器输出信噪比大大降低, 如式(15)所示, 信噪比降低而引起 MAT 增加的程度超过了因 K_c 增大而引起 MAT 降低的程度, 最终导致系统

MAT 增加, 这与图 6 中 K_c 对检测概率影响的分析一致。

5 结论

本文提出了一种基于码相位压缩相关器和 FFT 的双驻留伪码捕获方法。该方法在码相位的捕获上采用积分清洗器实现码相位的串行压缩相关, 与基于匹配滤波器的 FFT 伪码捕获方法相比大大节省了硬件资源, 同时码相位的压缩搜索弥补了串行搜索的缺点, 但是, 由于采用压缩相关积分导致低信噪比时相关器输出信噪比恶化, 这与压缩搜索降低 MAT 这一目的是相矛盾的, 所以实际工程中要根据系统信噪比性能合理选择压缩系数, 而非越大越好。在多普勒频偏的捕获上采用 FFT 并行捕获算法, 与 TDCC 方法相比, 无论是在 MAT 还是多普勒频偏的捕获带宽和精度上都得到了显著的提高, 并通过仿真进行了对比。对于在长伪码周期、大多普勒频偏情况下的高速高动态扩频通信系统而言, 本文的方法是一种较理想的选择。

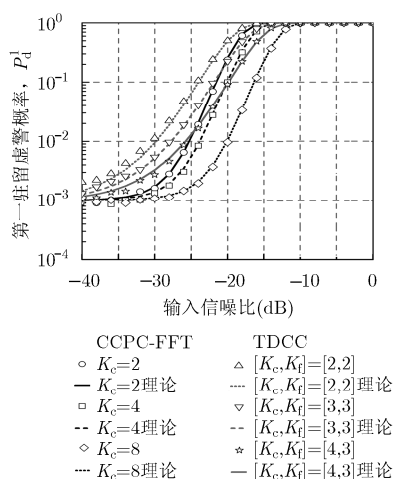


图 5 不同压缩参数的第一驻留检测概率对比

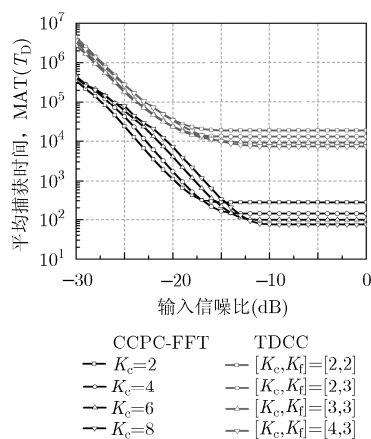


图 6 不同压缩系数的归一化平均捕获时间对比

参考文献

- [1] HOLMES J K. Spread Spectrum System for GNSS and Wireless Communications[M]. Norwood: Artech House Publishers, 2007: 2-10.
- [2] YANG C, VASQUEZ J, and CHAFFEE J. Fast direct P(Y)-code acquisition using XFAST[C]. Proceedings of the 12th International Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation, Nashville, 1999: 317-324.
- [3] LI Hong, CUI Xiaowei, and FENG Zhenming. Dual-folding based rapid search method for long PN-code acquisition[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2008, 7(12): 5286-5290. doi: 10.1109/T-WC.2008.071130.
- [4] 罗炬锋, 王翔, 付耀先, 等. 基于 FFT 并行搜索伪码和频偏的

快速捕获新方法[J]. *电子与信息学报*, 2011, 33(3): 563-568. doi: 10.3724/SP.J.1146.2010.00560.

LUO Jufeng, WANG Xiang, and 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. doi: 10.3724/SP.J.1146.2010.00560.

- [5] HSIEH W H and CHANG C F. Efficient acquisition algorithm for long pseudorandom sequence[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2014, 50(3): 1786-1797. doi: 10.1109/TAES.2014.120460.
- [6] BAHARAK S and ALI M D. Reduced-complexity FFT-based method for Doppler estimation in GNSS receivers[J]. *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, 2014(1):

143. doi: 10.1186/1687-6180-2014-143.
- [7] 何智力, 徐颖, 袁洪, 等. 一种基于二维细化的自适应信号捕获算法[J]. 电子与信息学报, 2014, 36(10): 2450-2455. doi: 10.3724/SP.J.1146.2013.01328.
- HE Zhili, XU Ying, YUAN Hong, *et al.* A two-dimensional refinement algorithm for signal acquisition[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2014, 36(10): 2450-2455. doi: 10.3724/SP.J.1146.2013.01328.
- [8] LECLERE J, BOTTERON C, and FARINE P A. Acquisition of modern GNSS signals using a modified parallel code-phase search architecture[J]. *Signal Processing*, 2014, 95: 177-191. doi: 10.1016/j.sigpro.2013.08.004.
- [9] SPANGENBERG S M, POVEY G J R, SCOTT I, *et al.* An FFT-based approach for fast acquisition in spread spectrum communication systems[J]. *Wireless Personal Communications*, 2000, 13(1): 27-55. doi: 10.1023/A:1008848916834.
- [10] SPILLARD C L, SPANGENBERG S M, and POVEY G J R. A serial-parallel FFT correlator for PN code acquisition from LEO satellites[C]. *IEEE 5th International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications*, Sun City, 1998: 446-448. doi: 10.1109/ISSSTA.1998.723823.
- [11] KONG S and KIM B. Two-dimensional compressed correlator for fast PN code acquisition[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2013, 12(11): 5859-5869. doi: 10.1109/TWC.2013.092313.130407.
- [12] KIM B and KONG S. Two-dimensional compressed correlator for fast acquisition of BOC(m, n) signals[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2014, 63(6): 2662-2672. doi: 10.1109/TVT.2013.2293225.
- [13] SUST M K, KAUFMANN R F, and MOLITOR F. Rapid acquisition concept for voice acticated CDMA communication[C]. *Global Telecommunications Conference*, San Diego, 1990: 1820-1826. doi: 10.1109/GLOCOM.1990.116797.
- [14] SHNIDMAN D A. Evaluation of the Q function[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 1974, (3): 342-346. doi: 10.1109/TCOM.1974.1092184.
- [15] TORRIERI D. Principles of Spread-Spectrum Communication Systems[M]. New York: Springer Science, 2011: 177-202.
- 刘晓明: 男, 1963年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为扩频通信、宽带无线通信.
- 张鹤: 男, 1990年生, 硕士生, 研究方向为信号与信息处理中的软件设计.
- 吴皓威: 男, 1981年生, 副研究员, 硕士生导师, 研究方向为宽带无线通信、飞行器测控与通信.
- 欧静兰: 女, 1981年生, 讲师, 硕士生导师, 研究方向为信号处理、无线电扩频.