

扩频通信系统 PMF-FFT 捕获算法检测性能的分析与提高^①丁 晟^{②***} 刘会杰^{***} 梁旭文^{***}

(*上海微小卫星工程中心 上海 200050)

(**中国科学院上海微系统与信息技术研究所 上海 200050)

摘 要 针对扩频通信系统部分匹配滤波结合快速傅立叶变换(PMF-FFT)捕获算法由于 FFT 对频偏补偿不完全而引起相关能量衰减从而导致检测概率降低的问题,研究了检测器的输出特性,利用剩余频偏存在时检测器输出相关能量扩展的特点,提出了将相邻检测单元输出值累加作为检测变量的相邻 bin 联合检测方案,理论推导了该方案的虚警概率、检测概率。仿真结果表明,与原检测方案相比,该方案不仅能够提高检测概率,而且在不同剩余频偏条件下的检测具有良好的鲁棒性,适用于高动态低信噪比条件下扩频信号的快速捕获。

关键词 捕获, 部分匹配滤波(PMF), 快速傅立叶变换(FFT), 检测

0 引言

直接序列扩频(direct sequence spread spectrum, DSSS)技术因在抗干扰、抗截获、通信容量等方面具有优越性能,在无线通信系统中取得了广泛应用^[1]。扩频通信系统中,信号捕获是正确解调的前提和关键。将扩频技术应用于低轨卫星通信系统时,由于卫星和地面接收设备距离较远、星地间存在较大的视距速度和加速度且卫星过境时间短,因此接收机需要在很短的时间内对微弱信号进行时频二维捕获^[2]。为了提高捕获速度,基于快速傅立叶变换(fast Fourier transform, FFT)的捕获算法得到了广泛的关注与应用。常用的 FFT 捕获算法分为两种,一种为基于 FFT 的码域并行捕获^[3,4],另一种为基于 FFT 的频域并行捕获^[3]。这两种方法将码相位、载波多普勒频率的二维搜索过程转变为搜索码相位或载波多普勒频率的一维搜索过程,捕获速度得到很大提高。部分匹配滤波(partial matched filtering, PMF)结合 FFT 捕获(以下简称为 PMF-FFT 捕获)^[5-8]是一种基于 FFT 的频域捕获方法,它通过 FFT 实现在搜索某一特定码相位的同时对载波多普勒范围内所有频移单元进行估计,适用于高动态低

轨卫星通信系统快速捕获的需求。本文基于 PMF-FFT 捕获算法,研究了检测器输出特性,利用 FFT 对频偏补偿不完全引起的相关能量扩展特点,提出了将相邻检测单元输出值累加作为检测变量的相邻 bin 联合检测方案,并分析了其检测性能。仿真结果表明,该方案检测性能优于传统检测方案。

1 系统模型

设接收信号为 BPSK 调制,离散时间表达式为

$$r(n) = Ac(n - \tau)\cos[2\pi(f_c + f_d)nT_c + \phi] + w(n) \quad (1)$$

式中, A 为接收信号幅度, n 为离散时间序列符号, f_c 为载波频率, f_d 为多普勒频偏, ϕ 为随机相位, T_c 为码片宽度, $c(n)$ 为扩频码, τ 为传输时延, $w(n)$ 为功率谱密度为 $N_0/2$ 的加性高斯白噪声。

PMF-FFT 捕获方案的检测结构如图 1 所示。不考虑噪声影响, $r(n)$ 经下变频滤波后得到 IQ 两路信号:

$$y_I(n) = \frac{A}{2}c(n - \tau)\cos(2\pi f_d n T_c + \phi) \quad (2)$$

$$y_Q(n) = \frac{A}{2}c(n - \tau)\sin(2\pi f_d n T_c + \phi) \quad (3)$$

① 上海市自然科学基金(09ZR1430400)资助项目。

② 男,1983 年生,博士生;研究方向:卫星移动通信数字接收技术;联系人,E-mail: dsizx@yahoo.cn
(收稿日期:2011-04-18)

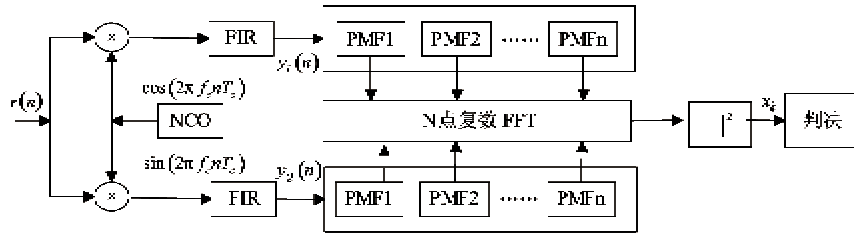


图1 PMF-FFT 捕获结构

$y_1(n)$ 、 $y_2(n)$ 分别进入部分匹配滤波器, 设扩频码长为 L , 一个 PMFi 对应 M 个码片, 则一共有 $P = L/M$ 个部分匹配滤波器, 部分相关值送入 N 点复数 FFT 计算离散傅立叶变换(DFT)值 ($N \geq P$), 计算结果取模值平方后选择最大值与门限比较, 大于门限则捕获成功, 否则继续搜索新的码相位。

2 检测器输出特性分析

PMF-FFT 捕获结构中, 部分匹配滤波器、FFT 处理共同决定了检测器输出特性。部分匹配滤波(PMF)是一个相干累加过程, 等价于将信号与矩形窗进行卷积操作, 对应的频域谱包络被 $\text{sinc}(MT_d f_d)$ 调制 ($\text{sinc}(x) = \sin(\pi x)/(\pi x)$), 因此, 检测器输出带宽为

$$W = \frac{1}{MT_c} \quad (4)$$

N 点 FFT 本质上是对数据加窗后变频累加过程, 对于矩形窗 $\text{rect}(\frac{t}{PMT_c})$, 其对应谱函数为 $PMT_c \cdot \text{sinc}(PMT_c f_d)$, 因此, FFT 输出结果为 N 个 sinc 函数的叠加, 每个 bin 之间间隔, 即频率分辨率为

$$\Delta f = \frac{1}{NMT_c} \quad (5)$$

假设本地码与接收信号码相位已经同步, 即 $\tau = 0$, 则判决量 x_k 为

$$\begin{aligned} x_k &= |FFT[PMFi(I) + jPMFi(Q)]|^2 \\ &= \frac{1}{P} \sum_{i=0}^{P-1} \frac{A}{2M} \sum_{n=iM}^{(i+1)M-1} \exp(j(2\pi f_d T_c n + \phi)) \\ &\quad \exp(-j2\pi \frac{k}{N} i) + w_k|^2 \\ &= \left| \frac{A}{2} \text{sinc}(Mf_d T_c) \text{sinc}\left(P\left(\frac{k}{N} - Mf_d T_c\right)\right) \right. \\ &\quad \left. \exp(j\Phi_k) + w_k \right|^2 \end{aligned} \quad (6)$$

其中, $\Phi_k = \pi[(L-1)f_d T_c - (P-1)\frac{k}{N}] + \phi, w_k$

$= \frac{1}{MP} \sum_{i=0}^{P-1} \sum_{n=iM}^{(i+1)M-1} w(n) \exp(j2\pi f_c n T_c) \exp(-j2\pi \frac{k}{N} i)$ 为噪声项, 根据中心极限定理, $\{w_k\}_{k=0}^{N-1}$ 为零均值独立同分布的复高斯变量, 实部与虚部方差相等, 表达式为

$$\begin{aligned} \sigma^2 &= \text{var}(\text{Re}(w_k)) \\ &= \frac{1}{M^2 P^2} \text{var}\left(\sum_{i=0}^{P-1} \sum_{n=iM}^{(i+1)M-1} w(n) \cos(2\pi(f_c n T_c - \frac{k}{N} i))\right) \\ &= \frac{\sigma_0^2}{2MP} \end{aligned} \quad (7)$$

式中, σ_0^2 为接收信号噪声方差。

不考虑噪声影响, 设码速率为 1.2288 Mcps, 周期为 512 的扩频码先进行每 32 ($M = 32$) 个符号为一组的部分相关累加, 累加后数据再进行 16 ($N = P = 16$) 点 FFT 运算, 归一化输出结果如图 2 所示。假设多普勒频偏范围为 $\pm 10\text{kHz}$, 此时 10kHz 处对应包络衰减为 1dB, 最差情况下(靠近 10kHz 的两个 bin 之间)衰减 4.5dB 左右。为了降低检测量频谱衰落, 提高检测信噪比, 在分析数据长度一定的情况下, 通常采用对部分匹配滤波输出结果补零^[5]和加非矩形窗^[5,8]的方法。

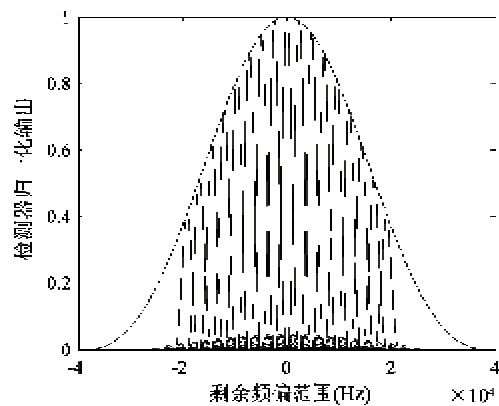


图2 检测器归一化输出

3 检测方案的改进与性能

3.1 相邻 bin 联合检测方案

由图 2 可见, 当多普勒频偏处于相邻两 bin 之

间时,由于 FFT 频率补偿不完全,检测量受到不同程度的衰减。图 3 给出了不同剩余频偏条件下 FFT 补偿后检测器输出特性,可以看出,检测器输出结果存在能量扩展现象,无剩余频偏时,能量集中在一个 bin 上,随着剩余频偏逐渐增大,能量逐渐衰减并扩展分散到相邻的 bin 上,当剩余频偏达到最大值 0.5bin(位于相邻两 bin 正中)时,能量主要分散在这两个 bin 上且每个 bin 的能量各比原来衰减约 4dB。

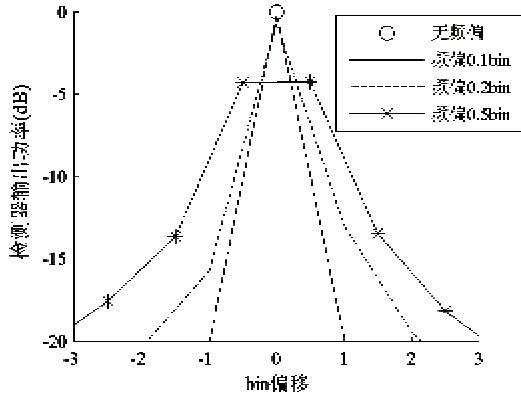


图 3 不同剩余频偏下检测器输出特性

当 $k\Delta f \leq f_d < (k+1)\Delta f$ 时,可令 $f_d = (k + \delta)\Delta f$, 其中 k 为 bin 序号, $\delta \in [0, 1)$ 为经第 k 个 bin 补偿后的归一化剩余频偏,此时,不考虑噪声影响,相邻 FFT 点 $\text{bin}(k)$ 与 $\text{bin}(k+1)$ 上的输出值为

$$\hat{x}_k = \frac{A^2}{4} \text{sinc}^2(Mf_d T_c) \text{sinc}^2\left(\frac{P}{N}\delta\right) \quad (8)$$

$$\hat{x}_{k+1} = \frac{A^2}{4} \text{sinc}^2(Mf_d T_c) \text{sinc}^2\left(\frac{P}{N}(1-\delta)\right) \quad (9)$$

从式(8)、(9)可以看出,若将 $\text{bin}(k)$ 与 $\text{bin}(k+1)$ 的输出值相加,即取判决检测量为

$$y_k = x_k + x_{k+1} \quad (10)$$

则能够有效地将分散在两个 bin 上的能量合并起来,降低原检测方案中由于相关能量扩展带来的性能损失,其结构如图 4 所示,图中, T 为 FFT 输出周期。

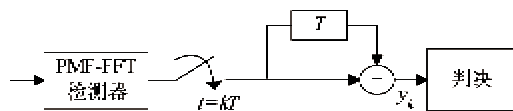


图 4 相邻 bin 联合检测方案结构

3.2 性能分析

扩频系统捕获中,通常采用 Neyman-Pearson 准则来衡量检测器的性能,即在虚警概率恒定的前提

下,比较不同检测方案的检测概率。只有已知不同情况下(H_0 :信号不存在或信号存在但频点不正确, H_1 :有信号且频点正确)检测量的概率密度函数,才能得到相应检测方案的虚警概率与检测概率。

相邻 bin 联合检测方案中, H_0 条件下,根据式(6),检测量 $y_k = x_k + x_{k+1}$ 服从自由度为 4 的中心 χ^2 分布^[9],即

$$p_{y_k}(z | H_0) = \frac{z}{4\sigma^4} e^{-\frac{z}{2\sigma^2}} \quad (11)$$

设判决门限为 η ,则单次判决虚警概率为

$$\begin{aligned} P_{fa} &= \Pr(y_k > \eta | H_0) \\ &= \int_{\eta}^{\infty} \frac{z}{4\sigma^4} e^{-\frac{z}{2\sigma^2}} dz \\ &= e^{-\frac{\eta}{2\sigma^2}} \left(1 + \frac{\eta}{2\sigma^2}\right) \end{aligned} \quad (12)$$

当采用最大值判决的 MAX 准则时,虚警情形等于 H_0 条件下所有 bin 对应判决量均不虚警情形的补集,即总(global)虚警概率为^[8]

$$P_{FA} = 1 - (1 - P_{fa})^{N-1} \quad (13)$$

在 H_1 条件下,与 H_0 条件相比,由于相关能量的存在, y_k 服从自由度为 4 的非中心 χ^2 分布^[9],表达式为

$$p_{y_k}(z | H_1) = \frac{1}{2\sigma^2} \sqrt{\frac{z}{\lambda}} e^{-\frac{z+\lambda}{2\sigma^2}} I_1\left(\frac{\sqrt{\lambda z}}{\sigma^2}\right) \quad (14)$$

式(14)中, $\lambda = \frac{A^2}{4} \text{sinc}^2(Mf_d T_c) \left[\text{sinc}^2\left(\frac{P}{N}\delta\right) + \text{sinc}^2\left(\frac{P}{N}(1-\delta)\right) \right]$, $I_l(u) = \sum_{m=0}^{\infty} \frac{(u/2)^{l+2m}}{m! \Gamma(l+m+1)}$ 为 l 阶修正贝塞尔函数, $\Gamma(\cdot)$ 为伽玛函数。此时,特定归一化剩余频偏 δ 下的单元(cell)检测概率为

$$\begin{aligned} P_d(\delta) &= \Pr(y_k > \eta | H_1) \\ &= \int_{\eta}^{\infty} \frac{1}{2\sigma^2} \sqrt{\frac{z}{\lambda}} e^{-\frac{z+\lambda}{2\sigma^2}} I_1\left(\frac{\sqrt{\lambda z}}{\sigma^2}\right) dz \\ &= Q_2\left(\frac{\sqrt{\lambda}}{\sigma}, \frac{\sqrt{\eta}}{\sigma}\right) \end{aligned} \quad (15)$$

其中, $Q_m(a, b) = \int_b^{\infty} x \left(\frac{x}{a}\right)^{m-1} e^{-\frac{x^2+a^2}{2}} I_{m-1}(ax) dx$ 为广义 Marcum Q 函数。

由于 $P_d(\delta)$ 为随机变量 δ 的函数, δ 在区间(0, 1)上服从均匀分布,可得平均单元检测概率的表达式为

$$\begin{aligned} P_d &= \int_0^1 P_d(\delta) p_{\delta}(\delta) d\delta \\ &= \int_0^1 Q_2\left(\frac{\sqrt{\lambda}}{\sigma}, \frac{\sqrt{\eta}}{\sigma}\right) d\delta \end{aligned} \quad (16)$$

当采用 MAX 准则时,总检测概率为

$$P_D = P_{dp}(\max(H_1)) \quad (17)$$

式(17)中, $p(\max(H_1))$ 代表 H_1 条件下检测量大于 H_0 条件下检测量的概率,考虑到实际捕获时要求虚警概率足够小,总检测概率可简化为^[10]

$$P_D \approx P_d \quad (18)$$

4 仿真分析

为了检验相邻 bin 联合检测方案的性能,采用具有以下参数的扩频系统作为研究对象:扩频码长 $L = 512$ (周期 511 的 m 序列全‘1’状态后增加一位‘0’),码片速率 $R_c = 1.2288 \text{ Mcps}$,多普勒频偏范围 $f_d \leq |10 \text{ kHz}|$ 。PMF-FFT 检测结构中,部分相关长度 $M = 32$,FFT 点数 $N = 16$,根据式(5),频率分辨率 $\Delta f = 2400 \text{ Hz}$ 。在全局虚警概率 $P_{FA} = 0.01$ 的条件下,比较传统检测方案与相邻 bin 联合检测方案的检测概率。

图 5 给出了 $f_d = 0 \text{ Hz}$ 与 $f_d = \Delta f/2 = 1200 \text{ Hz}$ (分别对应 $\delta = 0$ 与 $\delta = 0.5$ 两种极端情况)时传统检测方案与相邻 bin 联合检测方案在不同信噪比下检测概率的理论与仿真结果。当 $f_d = 0 \text{ Hz}$ 时,根据图 3,相关能量集中于 bin(0),此时采用相邻 bin 联合检测方案将增加检测量噪声方差,因此与传统检测方案相比检测概率略有下降;当 $f_d = 1200 \text{ Hz}$ 时,频偏位于两 bin 之间,相关能量接近均等地分散在 bin(0)和 bin(1)上,相对于传统检测方案仅仅利用一个 bin 进行检测,相邻 bin 联合检测方案将分散在两个 bin 上的能量累加,提高了检测信噪比,性能增益约为 2dB。从图 5 可见,采用传统检测方案,检测性能在不同的剩余频偏条件下存在很大的差异,最

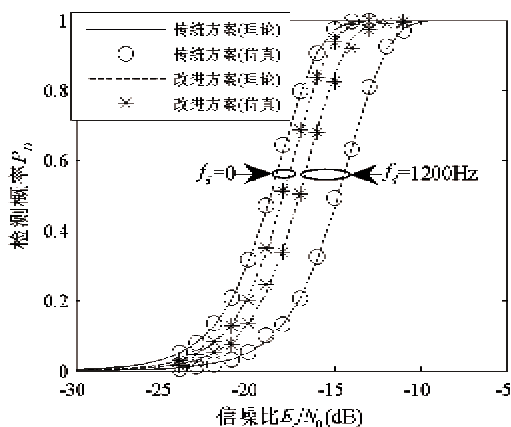


图 5 不同多普勒频偏时检测概率比较

大相差约 4dB,而相同条件下相邻 bin 检测方案性能差异仅为 1dB,具有良好的鲁棒性。

图 6 给出了当载波多普勒频偏在 $(-10 \sim 10 \text{ kHz})$ 范围内均匀分布时两种检测方案在不同信噪比下的平均检测概率。可以看出,相邻 bin 联合检测方案的检测性能优于传统检测方案,在高信噪比时性能增益约为 1dB。图 7 给出了信噪比 E_c/N_0 分别为 -15dB 与 -18dB 时两种检测方案在系统多普勒频偏范围内的检测概率。从图中可以看出,在频偏范围内,传统方案检测性能随着频偏不同差异较大,改进后的检测方案能够很好地克服这一不足,具有比较稳定的检测性能,且信噪比越高时检测性能随多普勒频偏变化波动越小。

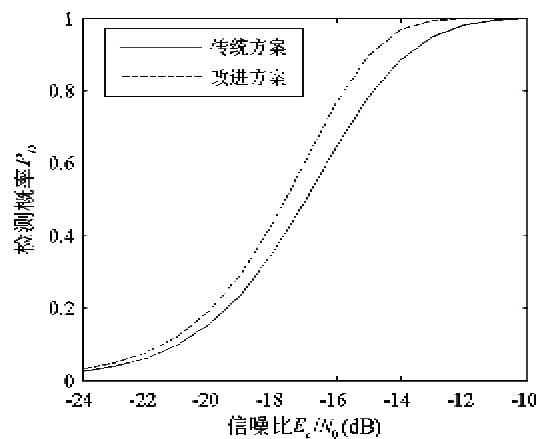


图 6 多普勒频偏范围内平均检测概率比较

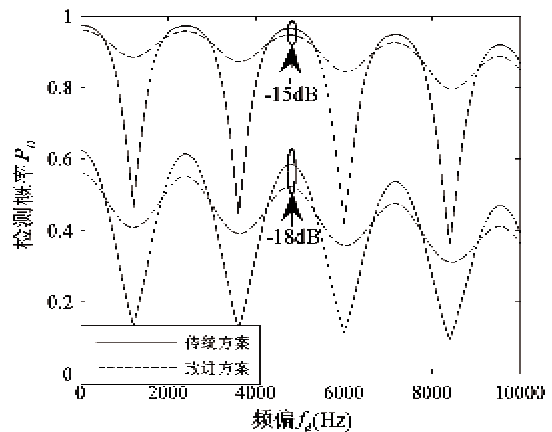


图 7 不同信噪比下检测概率比较

5 结论

PMF-FFT 捕获中,当 FFT 不能完全补偿剩余多普勒频偏时,相关能量将发生衰减并扩展到相邻的 bin 上。针对此特性,本文将相邻 bin 能量累加作为

检测量进行判决,提出了相邻 bin 联合检测方案,推导了该方案的虚警概率与检测概率。仿真结果表明,该方案检测性能优于传统方案,且检测概率受频偏变化影响较小。因此,相邻 bin 联合检测方案能够有效地提高检测概率,具有良好的鲁棒性,在高动态低信噪比环境下的扩频信号快速捕获中具有很好的应用前景。

参考文献

- [1] Huber J F. Mobile next-generation networks. *IEEE Multimedia*, 2004, 11: 72-83
- [2] 吴团峰,朱爱民. 大 Doppler 频移条件下基于导频信号的扩频码捕获. *电子与信息学报*, 2005, 27(6): 861-864
- [3] Borre K, Akos D M, Bertelsen N, et al. A Software-Defined GPS and Galileo Receiver: A Single-Frequency Approach. Basel/Berlin: Birkhauser, 2007. 78-84
- [4] Van Nee D J R, Coenen A J R M. New fast GPS code acquisition technique using FFT. *Electronics Letters*, 1991, 27(2): 158-160
- [5] Spangenberg S M, Scott I, McLaughlin S, et al. An FFT-based approach for fast acquisition in spread spectrum communication systems. *Wireless Personal Communications*, 2000, 13: 27-56
- [6] Mathis H, Flammant P, Thiel A. An analytic way to optimize the detector of a post-correlation FFT acquisition algorithm. In: Proceedings of the 16th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation, Portland, USA, 2003. 689-699
- [7] Sun G L, Huang Q H, Zhu L S. A fast acquisition algorithm based on FFT for DSSS signal and FPGA realization. In: Proceedings of the International Conference on Communications and Mobile Computing, Yunnan, China, 2009. 341-344
- [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. *遥测遥控*, 2004, 25(6): 19-24
- [9] Barkat M. Signal Detection and Estimation. Second Edition. Boston/London: Artech House, 2005. 101-106
- [10] Borio D, Camoriano L, Lo Presti L. Impact of GPS acquisition strategy on decision probabilities. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2008, 44(3): 996-1011

Analysis and enhancement of the detection performance of the PMF-FFT acquisition algorithm for spread spectrum communication systems

Ding Sheng^{**}, Liu Huijie^{**}, Liang Xuwen^{**}

(^{*} Shanghai Engineering Center for Micro-Satellites, Shanghai 200050)

(^{**} Shanghai Institute of Microsystem and Information Technology of Chinese Academy of Sciences, Shanghai 200050)

Abstract

In view of the detection probability reduction of the acquisition algorithm of PMT-FFT (the combination of partial matched filtering and fast Fourier transform) for spread spectrum communication systems due to the FFT's untolal compensation of the frequency offset, this paper proposes a new detection scheme called adjacent bin joint detection based on the study of the detection output property of the detector. In the proposed scheme, the detection variable is formed by combining the consecutive bin output. The performance of the new scheme including the false-alarm probability and the detection probability is deduced. The simulation results show that the proposed scheme is suitable for the fast acquisition under the high dynamic and low SNR condition in that the detection probability is enhanced and the detection performance is robust to the frequency offset compared to the former scheme.

Key words: acquisition, partial matched filtering (PMF), fast Fourier transform (FFT), detection