

大频差长地址码扩频系统快速捕获方案的设计与实现

陈勇 赵杭生

(总参第63研究所 南京 210007)

摘要: 该文基于离散时间信号处理分析了多普勒频移对捕获性能影响的表达式, 给出部分匹配滤波器与FFT结合方案的原理。针对大频差长地址码扩频系统快速捕获问题, 提出一种采用部分匹配滤波器与FFT结合算法的实现方案, 在考虑捕获性能与实现复杂性间的折衷上, 具有很好的灵活性。该方案应用FPGA与DSP芯片配合实现, 应用结果表明该方案在移动卫星通信和直扩抗干扰通信中具有很好的应用前景。

关键词: 直接序列扩频; 多普勒频差; 快速傅里叶变换; 部分匹配滤波器

中图分类号: TN914.42

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2007)09-2187-04

Design and Realization of Fast Code Acquisition for the Large Doppler Offset and Long PN Code Spread Spectrum System

Chen Yong Zhao Hang-sheng

(The 63rd Research Institute of PLA GSH, Nanjing 210007, China)

Abstract: Based on the discrete-time signal processing, the representation of Doppler effect on code acquisition performance is analyzed and the principle of combining partial-matched filter with FFT is given in this paper. A fast code acquisition architecture by using partial-matched filter with FFT for the large Doppler offset and long PN code spread spectrum system is designed and realized with FPGA and DSP. This architecture provides a very good trade-off between acquisition performance and complexity. Application results show this architecture is very attractive for mobile satellite communication and DS/SS anti-jamming communication.

Key words: DS/SS; Doppler offset; FFT; Partial-matched filter

1 引言

扩频通信技术(spread spectrum communication)是一种数字化通信技术, 属于宽带通信范畴。简单地讲, 扩频通信应具备传输信号的带宽远大于被传信息带宽, 而带宽的扩展是利用与被传信息无关的扩频地址码(伪随机码)对被传信息进行调制实现的。接收端, 用相同的扩频地址码进行相关解扩, 解出被传信息。由此可看出, 扩频地址码(伪随机码)的调制和解扩是扩频通信有别于其它通信的两大特点。由于扩频通信具有抗干扰、码分多址、信号隐蔽等一系列优点, 目前已广泛地应用于现代通信系统和雷达系统中, 使得扩频技术的研究和应用取得了迅速发展。直接序列扩频(DS/SS)系统是目前应用最为广泛的扩频通信系统之一^[1,2]。

在直接序列扩频系统中, 实现接收信号的解扩, 需要接收机本地产生一个与发送端完全一样的扩频序列, 并要求本地序列与接收信号中调制的扩频序列准确同步。因此, 扩频码同步技术是扩频通信的关键技术, 快速可靠的扩频码同步是实现中的难点。通常扩频码的同步分两步实现: 捕获与跟踪, 本文仅分析捕获部分。

在扩频信号处理中, 扩频码的捕获一般通过相关来实现。但接收信号存在大的多普勒频移时, 简单的捕获方法致

使相关性能恶化^[3-6], 尤其是长扩频地址码系统。目前研究热点之一的移动卫星通信系统, 即通常所说的小卫星通信系统, 就面临系统存在大的多普勒频移问题。同时小卫星通信系统更易面临各种干扰问题, 用于提高信噪比增益的长扩频地址码系统的快速捕获也是实际应用中的关键。文献[7]采用了二维联合搜索的方法, 完成码相位和频差的捕获, 这种方法捕获时间太长。文献[8]采用基于导频的方法, 但这种方法通常适合恒定的频差系统。本文采用部分匹配滤波器与FFT相结合的算法, 可以很好地解决实时变化的大频差、长地址码扩频系统快速捕获问题, 并应用FPGA与DSP芯片配合设计实现, 很好地解决了捕获性能与实现复杂性间的折衷。

2 方案的原理

对于移动卫星通信系统, 采用一般的捕获方案, 多普勒频移将造成捕获性能严重的恶化, 尤其是长扩频地址码和捕获驻留时间长的系统。为了显示正确捕获时多普勒频差对相关性能的影响, 通常用归一化的匹配滤波器相关输出值来衡量, 这在很多的文献中都有引用^[3-5], 通常存在两种表达结果, 本文以离散时间信号处理来分析实现方案的原理。当 N 为扩频地址码长度, f_d 表示多普勒频差, T_c 为chip持续时间, 在直接序列扩频系统中, 采用匹配滤波器实现接收信号的解扩时, 正确捕获后归一化的相关输出值可以表示为

$$G_{MF} = \left| \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} r(k)c(k-n) \exp j(2\pi f_d k T_c + \Delta\phi) \right| \quad (1)$$

式中 $r(k)$ 为接收的信号, $c(k-n)$ 为本地扩频地址码, $\Delta\phi$ 为接收中的相差。不失一般性, 可以令 $\Delta\phi = 0$, $r(k) \cdot c(k-n)$ 的幅值为 1。于是式(1)变为

$$G_{MF} = \left| \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \exp j(2\pi f_d k T_c) \right| \quad (2)$$

于是式(2)的结果类似于长度为 N 值为 1 的离散时间信号的傅里叶变换, 它的幅值结果可以表示为

$$G_{MF}(f_d) = \frac{1}{N} \frac{\sin(\pi f_d T_c N)}{\sin(\pi f_d T_c)} \quad (3)$$

式(3)就是通常归一化的匹配滤波器相关输出值表达式。在接收信号存在大的多普勒频移时, 该相关输出值性能恶化比较明显。

我们仍以上述离散时间信号系统为例, 来分析部分匹配滤波器与 FFT 相结合算法的原理, 解决多普勒频差对相关性能恶化的问题。式(2)中显示正确捕获后全匹配的相关输出值, 将长为 N 的全匹配滤波器分成 M 段长为 L 的部分匹配滤波器, 则式(2)可以表示为

$$\begin{aligned} G_{PMF} &= \frac{1}{N} \left| \sum_{k=0}^{L-1} \exp j(2\pi f_d k T_c) + \sum_{k=L}^{2L-1} \exp j(2\pi f_d k T_c) + \dots \right. \\ &\quad \left. + \sum_{k=(M-1)L}^{ML-1} \exp j(2\pi f_d k T_c) \right| \\ &= \frac{1}{N} \left| \sum_{k=0}^{L-1} \exp j(2\pi f_d k T_c) \sum_{i=0}^{M-1} \exp j(2\pi f_d i L T_c) \right| \quad (4) \end{aligned}$$

由式(4)可见, 通过部分匹配滤波器输出的组合, 可以得到全匹配滤波的输出响应。当存在多普勒频移时, 由式(4)可以知道: 第 i 段长为 L 的部分匹配滤波器输出值引入的频差为 $2\pi f_d i L T_c$, 通过 FFT 算法进行频差估计, 然后进行频差补偿, 对式(4)进行修正如下:

$$G_{PMF-FFT} = \frac{1}{N} \left| \sum_{k=0}^{L-1} \exp j(2\pi f_d k T_c) \right| \cdot \left| \sum_{i=0}^{M-1} \exp j(2\pi f_d i L T_c) W_M^{ni} \right| \quad (5)$$

其中 $W_M^{ni} = e^{-j2\pi ni/M}$ 为频差补偿因子, M 为 FFT 运算点数。同理式(5)的两部分分别类似于离散信号的傅里叶变换, 于是

部分匹配滤波器与 FFT 结合算法正确捕获时的归一化相关输出值可以表示为式(6)。式(6)组成的两部分分别对应式(5)两部分的离散傅里叶变换。

$$G_{PMF-FFT}(f_d) = \frac{1}{N} \left| \frac{\sin(\pi f_d T_c L)}{\sin(\pi f_d T_c)} \frac{\sin(\pi f_d T_c N - \pi n)}{\sin(\pi f_d T_c L - \pi \frac{n}{M})} \right| \quad (6)$$

3 方案的实现与硬件结构

由方案原理中的式(4)知道, 通过部分匹配滤波器输出的组合, 可以得到全匹配滤波的输出响应。我们先通过一个简单的例子来说明工作过程: 设地址码长度为 $N = 8$, 分为 2 段(即 $M = 2$), 每段长 $L = 4$, 于是其工作过程可用图 1 来说明。由图可以看出, 每 ML 个输入样点后, 可得到了 L 个码相位的全匹配相关值(由相邻 M 段组合得到, 如图 1 加框部分)。于是得到全部 ML 个相位的全匹配相关值, 则需要 $M^2 L$ 个样点。同时由图可以看出, 控制扩频地址码的变换输入是实现部分匹配滤波器算法的关键。

在具体实现部分匹配滤波器与 FFT 相结合算法时, 对于较短的扩频地址码系统, 文献[3]中的结构是可行的。但对于长扩频地址码系统, 实现较困难。设系统长的地址码为 N , 分为 M 段, 每段长 L , 若 L 过大, 则实现部分匹配滤波器仍复杂, 占用资源多; 若 M 较大, 则后续的 FFT 运算过于复杂, 运算处理时间不够。因此, 本文在设计长地址码扩频系统快速捕获时, 很好地考虑了捕获性能与实现复杂性间的折衷。首先考虑后续的 FFT 运算, 以硬件的运算处理时间足够来确定 M ; 然后考虑部分匹配滤波器的实现, 若每段长为 L 实现过于复杂, 则可以先实现长为 L' 的部分匹配滤波器, 相邻 k 段组合得到长 L 的部分匹配滤波器值($L = kL'$), 再做 FFT 运算, 该结构示意图如图 2。

对于长扩频地址码系统, 本文基于上述部分匹配滤波器与 FFT 相结合算法实现捕获方案时, 在硬件结构上, 采用 DSP 芯片与 FPGA 芯片相结合。出于对捕获和整个接收系统关系的考虑, 以及对部分匹配滤波器和 FFT 相结合算法灵活性的考虑, 本文将部分匹配滤波器结构由前端的 FPGA 芯片完成, 而 FFT 运算由后端的 DSP 芯片完成。于是整个捕获的硬件结构图如图 3 所示。其中 FPGA 芯片为 ALTERA 公司的 20K

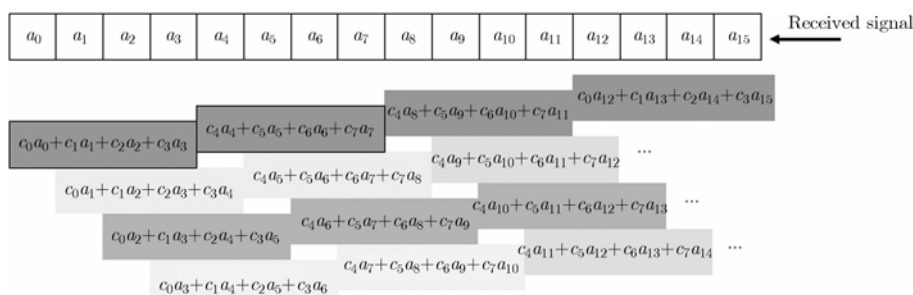


图1 地址码长为8的部分匹配滤波器工作过程

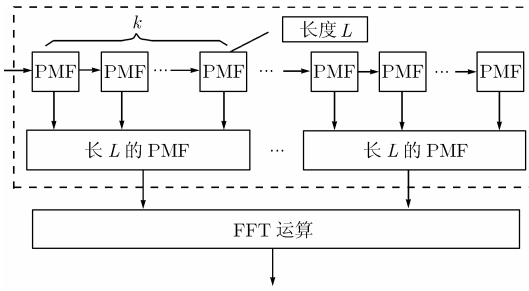


图 2 实现部分匹配滤波器与 FFT 结合算法的结构示意图

400E, DSP 芯片为 TI 的 TMS320C6203B。该捕获方案和硬件结构已经在某扩频通信系统中得到应用。

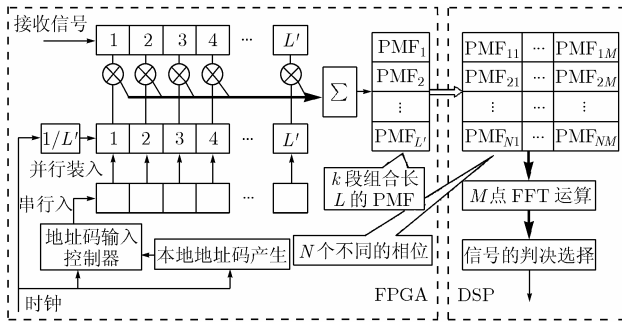


图 3 实现部分匹配滤波器与 FFT 结合算法的硬件结构图

4 应用结果分析

4.1 实现的复杂性

根据上节的分析,对于实现本文提出的长扩频地址码系统捕获方案,若采用文献[3]中的结构,可能实现较困难。因此,本文在设计长地址码扩频系统快速捕获时,很好地考虑了捕获性能与实现复杂性间的折衷,采用两级分段。即先实现长为 L' 的部分匹配滤波器,然后相邻 k 段组合得到长 L 的部分匹配滤波器值($L = kL'$),再做 FFT 运算。假设扩频系统的地址码为 N ,以一个符号内的捕获乘累加运算次数作为衡量实现复杂性的标准时,文献[3]采用长 L 的部分匹配滤波器,每个 chip 的累加运算次数为 L ,则一个符号内的总运算次数为 $N \times L$;本文实现的方案与文献[3]比较结果见表 1,可以看出该结构在实现的复杂性上具有较强的灵活性。

表 1 实现复杂性的比较

实现方案	乘累加运算次数
文献[3]方案	$N \times L$
本文方案	$N \times L/k$ (k 可取大于等于 1 的整数)

4.2 捕获时间

对于长为 N 的扩频地址码,若以每 chip r 个样点进行采样,则一个符号内的样点数为 $r \cdot N$,于是扩频信号采样速率为 $f_b \cdot r \cdot N$,其中 f_b 为信息符号速率。扩频信号在接收端经过部分匹配滤波器时,若先实现长为 L' 的部分匹配滤波器,然后相邻 k 段组合得到长 L 的部分匹配滤波器值($L = kL'$),最后一个符号内 M 个部分匹配滤波器值送作 FFT 运算,则满足 $r \cdot N = k \cdot L' \cdot M$ 。实际实现捕获方案时,若采用 n 个符

号能量积累,则最短捕获时间对应于开始的部分匹配滤波器值刚好与初始地址码对齐,而最长捕获时间对应于全部地址码相位搜索完毕,于是理论上平均捕获时间可以表示为式(7),其中 T_b 表示信息符号的占空时间。

$$\tau = \frac{1}{2} \frac{n \cdot k \cdot M \cdot r \cdot N}{f_b \cdot r \cdot N} = \frac{n \cdot k \cdot M \cdot T_b}{2} \quad (7)$$

我们定义一个标准时间量 $T = n \cdot T_b / 2$,于是本文实现方案的平均捕获时间与文献[3]比较结果见表 2,可以看出方案的平均捕获时间与实现的复杂性正好成反比。

表 2 平均捕获时间的比较

实现方案	平均捕获时间
文献[3]方案	$M \times T$
本文方案	$k \times M \times T$

为了比较实际捕获时间与上述理论的分析,本文以文献[9]中移动卫星系统的参数为例,信息速率为 2.4kbit/s,多普勒频差为 0~4.8kHz 时,实现长为 1024 的扩频地址码捕获,接收信号采用 4 倍采样率,部分匹配滤波器长为 32,FFT 运算采用 64 点,实测的平均捕获时间为 t ,则归一化捕获时间(t/τ)性能结果如图 4 所示。从图 4 中可以看出,采用本文捕获方案,多普勒频差对实际的捕获时间的影响很小,当 $E_b/N_0 \geq 7$ dB 时,实测的平均捕获时间非常接近理论值。

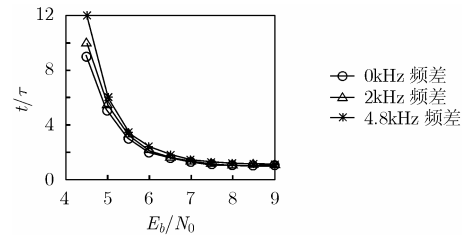


图 4 实际平均捕获时间

4.3 多普勒频差下的误码性能

下面检测多普勒频差下的误码性能,仍以文献[9]中移动卫星系统的参数为例,信息速率为 2.4kbit/s,多普勒频差为 0~4.8kHz 时,检测地址码长为 1024 的扩频系统误码性能,解扩误码性能结果如图 5 所示。从图 5 中可以看出,误码性能在多普勒频差为 0~4.8kHz 范围内都比较接近,当 $E_b/N_0 \geq 7$ dB 时,误码性能都约为 10^{-6} ,因此采用部分匹配滤波器与 FFT 算法结合的捕获方法对大的多普勒频移扩频系统是非常有效的。

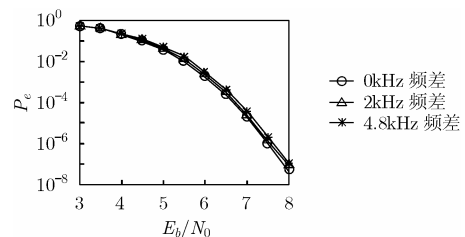


图 5 误码性能

5 结束语

扩频码同步一直是 DS/SS 系统中的关键技术, 长期以来是研究的热点之一, 以超大规模可编程芯片设计码同步是现在的主流。本文采用部分匹配滤波器算法与 FFT 结合算法, 提出一种解决大频差长地址码扩频系统快速捕获问题的实现方案。该方案不仅解决大的多普勒频移问题, 实现长扩频地址码快速捕获, 而且在考虑捕获性能与实现复杂性间的折衷上, 具有很好的灵活性, 并应用 FPGA 与 DSP 芯片配合实现, 在某扩频通信系统中得到应用, 应用结果良好。因此, 本文大频差长地址码扩频系统快速捕获算法的设计在移动卫星通信和直扩抗干扰通信中具有很好的应用前景。

参考文献

- [1] Viterbi A J. Principles of Spread Spectrum Communication[M]. New Jersey: Addison Wesley Publishing Company, 1995: 1-2.
- [2] 查光明, 熊贤祚. 扩频通信[M]. 西安: 西安电子科技大学出版社, 1992: 1-6.
Cha Guang-ming and Xiong Xian-zuo. Spread Spectrum Communication[M]. Xi'an: Xidian University Publishing Company, 1992: 1-6.
- [3] Spangenberg S M and Povey G J R. Code acquisition for LEO satellite mobile communication using a serial-parallel correlator with FFT for Doppler estimation[C]. Sheffield, England, Proceedings of CSDSP'98, 1998: 497-506.
- [4] Spillard C L, Spangenberg S M, and Povey G J R. A serial-parallel FFT correlator for PN code acquisition from LEO satellites[C]. Proceedings of ISSSTA'98, Sun City, South Africa, 1998: 446-448.
- [5] Gallacher R A S, Hulbert A P, and Povey G J R. A fast acquisition technique for direct sequence spread spectrum signal in the presence of a large Doppler shift[C]. Proceedings of ISSSTA'96, Mainz, Germany, 1996: 156-160.
- [6] 王立冬, 胡卫东, 郁文贤. 时延-多普勒频移对伪码捕获影响的性能分析[J]. 系统工程与电子技术, 2001, 23(6): 79-82.
Wang Li-dong, Hu Wei-dong, and Yu Wen-xian. Performance analysis of delay-Doppler effect in acquisition of PN code[J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2001, 23(6): 79-82.
- [7] 杨波, 王跃科, 杨俊等. 基于软件无线电平台的低轨卫星扩频通信的信号快速捕获和跟踪[J]. 兵工学报, 2004, 25(5): 641-645.
Yang Bo, Wang Yue-ke, and Yang Jun, *et al.*. Fast acquisition and tracking for the signals of low earth orbit satellite DSSS communication based on software radio platform[J]. *Acta Armamentarii*, 2004, 25(5): 641-645.
- [8] 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[J]. 电子与信息学报, 2005, 27(6): 861-864.
Wu Tuan-feng and Zhu Ai-min. Spread-spectrum code acquisition based on pilot symbols in the presence of large Doppler shift[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2005, 27(6): 861-864.
- [9] 陈寅健, 李荔, 李国通等. 移动卫星突发通信全数字接收机设计[J]. 应用科学学报, 2001, 19(1): 20-23.
Chen Yin-jian, Li Li, and Li Guo-tong, *et al.*. A all-digital receiver for mobile satellite burst communication[J]. *Journal of Applied Sciences*, 2001, 19(1): 20-23.

陈 勇: 男, 1975 年生, 硕士, 工程师, 研究方向为扩频通信、卫星通信和军事通信抗干扰。

赵杭生: 男, 1962 年生, 博士, 高级工程师, 硕士生导师, 主要研究方向为扩频通信、卫星通信和军事通信抗干扰。