

分类号_____

密级_____

UDC _____

编号_____

中国科学院研究生院 硕士学位论文

低轨卫星 DS-CDMA 信号时频二维并行快速捕获技术研究

黎族华

指导老师 _____ 梁旭文 研究员

_____ 中国科学院上海微系统与信息技术研究所

申请学位级别_____ 硕士 _____ 学科专业名称_____ 通信与信息系统

论文提交日期_____ 2010-5-20 _____ 论文答辩日期_____ 2010-6-7

培养单位_____ 中国科学院上海微系统与信息技术研究所

学位授予单位_____ 中国科学院研究生院

答辩委员会主席_____ 宋国文 研究员

Studying on Fast Signal Acquisition with Parallel Technology in both
Time and Frequency Domain for LEO Satellite DS-CDMA Systems

DISSERTATION

Presented in Partial Fulfillment of Requirements for the Degree of Master in
the Graduate School of Chinese Academy of Sciences

By

Li Zuhua

May 2010

低轨卫星 DS-CDMA 信号时频二维并行快速捕获技术研究

黎族华(通信与信息系统)

指导老师: 梁旭文 研究员

摘要

低轨卫星通信系统具有高动态、大多普勒效应、低信噪比和单星通信时间短等特点, 为了提高通信效率, 需要对信号的快速捕获技术进行研究。

本文针对低轨卫星通信系统, 研究了一种改进的时频二维全并行 DS-CDMA 信号快速捕获方案, 相对于目前国内外常用的捕获系统, 该方案在相同量级算法复杂度的基础上具有更快的捕获速度, 对提高接收机的灵敏度和快速接收能力有积极的意义。本文的研究成果主要包括:

(1) 分析了低轨卫星通信中高动态和大多普勒效应的特点, 给出了一种改进的具有良好相关特性的全周期长度正交 Gold 序列的生成方式, 并对目前使用比较广泛的几种快速捕获方法的原理、优缺点及应用背景进行了分析和比较。

(2) 研究了一种采用前置相干积分器的非相干检测结构, 该结构克服了传统的直接非相干检测方式下捕获检测量平方损耗大的缺点, 同时通过适当延长相干积分区间以减少检测量的信噪比损失。

(3) 基于上述非相干检测结构, 研究了改进的 DS-CDMA 信号时频二维并行快速捕获实现方法, 并采用频谱分析的方式, 分析了其性能指标。该实现方法可以在进行码相位检测的同时, 搜索所有的多普勒频移值, 能较大幅度的缩短平均捕获时间。

(4) 提出了一种 RAM 异步更新(AU-RAM)算法来实现信号匹配和时域并行相关处理, 相比传统的移位寄存器结构, 该算法减少了数据读取和移位操作的次数, 可以节省运算量约 20%, 从而达到减小算法实现复杂度、降低系统功耗的目的。

关键词: 低轨卫星; 快速捕获; 非相干检测; 高动态; 大多普勒效应;

Studying on Fast Signal Acquisition with Parallel Technology in both Time and Frequency Domain for LEO Satellite DS-CDMA Systems

Li Zuhua (Communication and Information System)

Directed by: Liang Xuwen

Abstract

On the conditions of high dynamic, large Doppler shift, low signal to noise ration and short communication time of single satellite, fast signal acquisition is significantly important for LEO satellite DS-CDMA systems to improve the quality of the communication.

This paper researched on an improved acquisition technique of DS-CDMA signals in LEO Satellite communication systems, with a parallel acquisition technology in both time and frequency domain. The acquisition method is much faster compared with the other acquisition methods, which are used commonly in many systems, with almost the same order of magnitude in algorithm complexity. It is significant important to the high sensitivity and high dynamic range of the signal receiver. The main contributions of this paper follow:

(1) The characteristics of high dynamic and large Doppler shift in LEO satellite communication systems were analyzed. In particular, an improved full-cycle length orthogonal Gold sequence with good correlation properties was introduced, and then the advantages, disadvantages and application background of commonly used fast acquisition methods were analyzed too.

(2) Based on principle of coherent integration and non-coherent integration, an improved non-coherent detection structure with a forward coherent integrator was introduced. This structure can decrease the square loss compared with the traditional way of direct non-coherent detection and reduce the losses of SNR by using the longer coherent integration technology.

(3) The architecture and principle of an improved fast acquisition algorithm which is parallel in both time and frequency domain is analyzed by using the spectral analysis. This algorithm can search all the Doppler shift frequencies when searching the offset of code phases, so it can greatly reduce the average acquisition time.

(4) Finally, this paper described the realization structure of the parallel acquisition,

and presented a RAM asynchronous updating algorithm (AU-RAM) to carry out the parallel integral operation in time domain by controlling the address pointer of pseudo-random sequence to correspond with the RAM data. Compared with the shift register structure, this algorithm can save about 20% of the operation. So the algorithm complexity can be reduced and the power consumption can be lowerd too.

Keywords: LEO satellite; fast acquisition; non-coherent detection; High Dynamic; large Doppler Shift.

目 录

摘要	i
Abstract	ii
第一章 绪论	1
1.1 引言	1
1.2 低轨卫星的高动态和多普勒效应	1
1.3 快速捕获的国内外研究现状	4
1.4 本文的研究意义	6
1.5 本文的主要研究内容和成果	8
1.5.1 本文的主要研究内容	8
1.5.2 本文的主要研究成果	8
第二章 低轨卫星DS-CDMA信号捕获的原理	10
2.1 引言	10
2.2 低轨卫星通信系统信号体制	10
2.2.1 DS-CDMA信号基本结构	10
2.2.2 DS-CDMA信号的发送和接收	11
2.2.3 正交Gold序列的相关特性	12
2.3 DS-CDMA信号捕获的原理	16
2.3.1 信号捕获的原理	16
2.3.2 信号捕获的流程	18
2.3.3 信号捕获的随机特性	19
2.4 各种快速捕获算法分析	21
2.4.1 串行滑动相关积分法	21
2.4.2 时域并行相关积分法	21
2.4.3 匹配滤波相关积分法	22
2.4.4 基于FFT的捕获方法	22
2.5 本章小结	23
第三章 非相干检测与二维捕获参数设计	24
3.1 引言	24
3.2 基于非相干积分的改进检测结构	24
3.3 低轨卫星信号的二维捕获策略	27
3.4 基于改进检测结构的二维捕获参数设计	27
3.4.1 剩余载波与频率分辨率设计	27
3.4.2 采样偏差与采样时刻选择	30
3.4.3 码片偏差与码片搜索间隔	32
3.4.4 码多普勒效应与相干积分驻留时间	33

3.5 时域和频域并行算法分析	35
3.5.1 时域并行算法分析	35
3.5.2 频域并行算法分析	36
3.6 本章小结	39
第四章 时频二维并行捕获设计和性能分析	40
4.1 引言	40
4.2 时频二维并行快速捕获设计	40
4.2.1 捕获原理与实现结构	40
4.2.2 幅频响应与检测量仿真	42
4.2.3 检测量的频谱衰落与解决办法	46
4.2.4 关键参数分析和设计	48
4.3 判决量选取及捕获性能分析	50
4.3.1 基于最大似然准则的判决量	50
4.3.2 检测概率与虚警概率	52
4.3.3 判决门限与平均捕获时间	56
4.4 各种捕获算法的评价和比较	58
4.5 本章小结	59
第五章 算法实现和仿真结果	60
5.1 引言	60
5.2 软件平台和系统框架	60
5.3 时频二维并行捕获算法的实现	62
5.3.1 多级内插和抽取变频设计	62
5.3.2 时域和频域二维并行设计	65
5.3.3 基于AU-RAM更新算法的信号匹配	68
5.3.4 峰值检测与自适应门限调整	70
5.4 仿真结果分析	71
5.5 本章小结	73
第六章 结束语	75
6.1 全文总结	75
6.2 进一步研究展望	75
参考文献	77
作者攻读硕士学位期间发表的论文	82
致谢	83
作者简历	84

第一章 绪论

1.1 引言

自 1965 年世界上成功地发射了第一颗国际商用通信卫星(Intersat)至今, 卫星通信已经历了将近半个世纪的发展历程。由于卫星通信具有通信距离远、费用与通信距离无关、覆盖面积大、不受地理条件限制、通信频带宽、传输容量大、通信线路稳定可靠、通信质量高等一系列特点, 几十年来获得了迅速的发展, 成为当代强有力的通信手段之一^[1]。

近年来, 高轨卫星(GEO)开始向大型化、综合性的空间通信平台发展, 中轨道卫星(MEO)、低轨道卫星(LEO)通信技术也有了长足的进步, 成为卫星通信发展进程中重要的组成部分。LEO 低轨卫星系统由于卫星轨道低, 信号衰减和传输时延小, 适合个人通信的发展需求, 此外, 多波束天线的采用使低轨卫星系统具有更高的频谱利用率和更大的系统容量, 与静止轨道卫星系统相比更适合于与地面通信网的融合, 实现真正的全球通信系统。

目前国际上存在(或者曾经存在)的低轨卫星系统主要有 Orbcomm, Iridium, globalstar, teledesic, skybridge 等^[2], 近年来, 上海微小卫星工程中心以及国内相关合作单位在低轨卫星通信领域中也做了很多有意义的研究和开发工作。

从低轨卫星提供的通信业务来划分, 可以分为非实时通信系统和实时通信系统两种。非实时通信系统由 1 颗或几颗小卫星组成, 一般采取存储转发方式, 实时通信系统则由卫星星座组成, 一般由数十颗以上的小卫星通过星间链路或地面链路互相连接, 支持覆盖全球的实时通信。

随着计算机通信用户的急剧增长, 数字通信的应用出现了爆炸式增长, 在传统的语音通信业务之外, 基于非实时的短数据通信也得到了广泛应用。在商业大 LEO 语音系统存在困难的同时, 低成本的数据通信存在的巨大的市场, 利用现有技术成熟的低成本小卫星组成的以短数据通信为目标的 LEO 系统成为一种可行方案。

本文研究的快速捕获算法就是以短消息低轨卫星通信系统 DS-CDMA 信号作为研究对象。

1.2 低轨卫星的高动态和多普勒效应

与地面移动通信系统相比, 低轨卫星通信系统的一个显著特征是卫星和地面接收设备(地面站或终端)之间的距离十分遥远, 从表 1.1 可以看出, Iridium、Globalstar、Orbcomm 三种低轨卫星系统的轨道高度分别为 785Km、825Km、1414Km。由于地面站或终端接收到的卫星信号通常是非常微弱的, 而且低轨卫星和地面之间

存在着较大的相对速度和相对加速度，因此低轨卫星 DS-CDMA 信号存在着很高的动态。同时，相对速度和相对加速度的存在，引起了较大的载波多普勒频移和多普勒频移数值的变化，也带来了明显的码多普勒变化。

表 1.1 三种低轨卫星通信系统轨道参数对比

轨道和星座参数	Iridium	Globalstar	Orbcomm
总卫星数	66	48	24+4+8
总轨道数	6	3	3+2+1
轨道倾角(°)	86.4	52	45, (70, 108), 0
轨道高度(Km)	785	1414	825, 780, 825
偏心率(e)	圆轨道	圆轨道	圆轨道

多普勒频移的大小与卫星轨道类型、轨道高度、地面终端在地球上的纬度、终端与地球之间的相对关系等因素有关，椭圆轨道的多普勒频移一般很难用精确的公式来表达^[2]。对于圆轨道，则可以建立比较精确的数学模型。图 1.1 给出了卫星、地面用户和卫星轨道之间的关系。假设卫星过顶在 S 点，地面用户在 A 点，卫星轨道高度为 h，地面半径为 R。

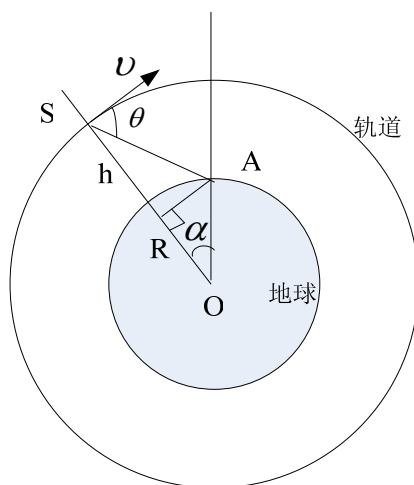


图 1.1 低轨卫星轨道的数学模型

文献^[19]给出了在卫星相对地面用户在不同的最大仰角轨道的归一化多普勒特性曲线，在卫星过顶角度为30到90度之间，各条多普勒特性曲线相差不大。

多普勒频移值 f_d (Hz) 可由公式(1.1)计算：

$$f_d = f_0 \frac{v_D}{c} = \frac{v}{\lambda} \cos \theta \quad (1.1)$$

其中， v_D 表示收发端之间的径向相对运动速度， f_0 表示载波频率， c 为光速， v 为收发端的相对运动速度， λ 表示载波波长， θ 为运动速度方向与收发端径向之间的夹角，并且， $v_D = v \cos \theta$ ， $\lambda = c / f_0$ 。由公式(1.1)可知，工作载波频率 f_0 越高，

径向运动速度 v_d 越大，多普勒频移就越大。

由图1.1所示数学模型中的三角形边角之间的关系，可知

$$\cos \theta = \frac{R \times \sin \alpha}{\sqrt{(R+h)^2 + R^2 - 2(R+h)R \times \cos \alpha}} \quad (1.2)$$

由(1.1)和(1.2)可以推导出多普勒效应表达式为

$$f_d = f_0 \times \frac{v}{c} \times \frac{R \times \sin \alpha}{\sqrt{(R+h)^2 + R^2 - 2(R+h)R \times \cos \alpha}} \quad (1.3)$$

当卫星从远处地平线升起时，仰角为零，终端与卫星之间的DS-CDMA信号具有最大的正多普勒频移，当卫星通过终端正上方时，多普勒频移为零，当卫星从地平面上消失时，仰角为180度，此时终端与卫星之间的信号具有最大的负多普勒频移，当终端处于赤道上且在覆盖区的边缘时，多普勒频移为最大，此时卫星和终端连线在星下点的投影与星下点沿纬度线方向的切线之间的夹角为

$$\varphi = \arctan \left[-\frac{43802}{\pi} \times \sqrt{\frac{\mu}{(R+h)^3}} \right] \quad (1.4)$$

其中 μ 为地球重力常数 ($3.986005 \times 10^{14} m^3/s^2$)，地球半径值 R 为 $6.371 \times 10^6 m$ 。

图1.2分别给出了在卫星载波信号在400MHz、800MHz、1.2GHz和1.5GHz时最大多普勒频移随卫星轨道高度的变化示意图。

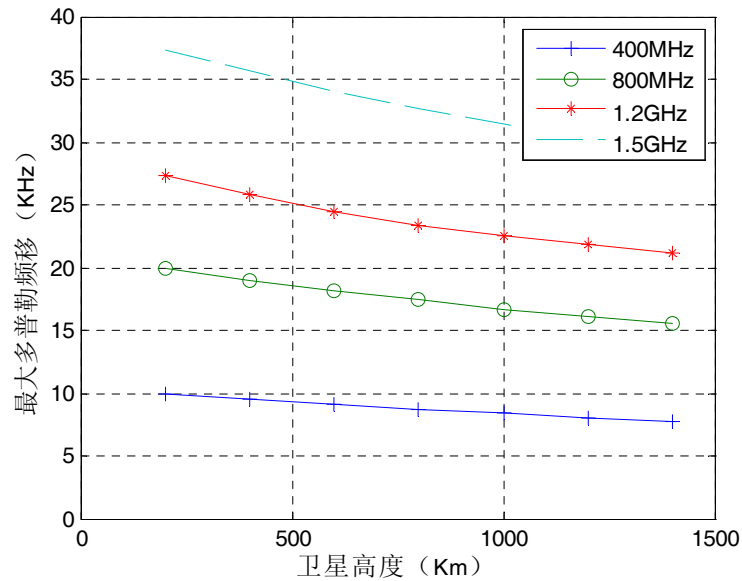


图1.2 多普勒频移与卫星轨道高度、信号频率之间的对应关系

多普勒频移随着卫星轨道高度的升高而逐渐降低，在卫星轨道高度大于1000Km时，几条曲线的斜率逐渐减小，即多普勒频移的变化逐渐减小。随着载波频率的升高，

多普勒频移数值则逐渐增大。假定卫星轨道高度为1000Km，当载波频率为400MHz时，最大多普勒频移仅为8KHz左右，当载波频率达到1.5GHz时，最大多普勒频移值增大到将近32KHz。

本文假定低轨卫星轨道高度为800Km，卫星信号载波频率为1.2GHz，通过卫星过境的全程时间来计算多普勒频移的数值，如图1.3所示。当卫星从地平面上进入终端（或地面站）视野时，多普勒频移达到正向的最大值，约为23KHz，当卫星过顶时，多普勒频移减小为零，当卫星从地平线消失时，多普勒频移值达到负的最大值，约为-23KHz。实际上，当卫星刚刚进入地平线或者刚刚消失时，信号是非常弱的，在信号同步过程中，捕获到的多普勒频移值不会达到正向或者负向的最大值。

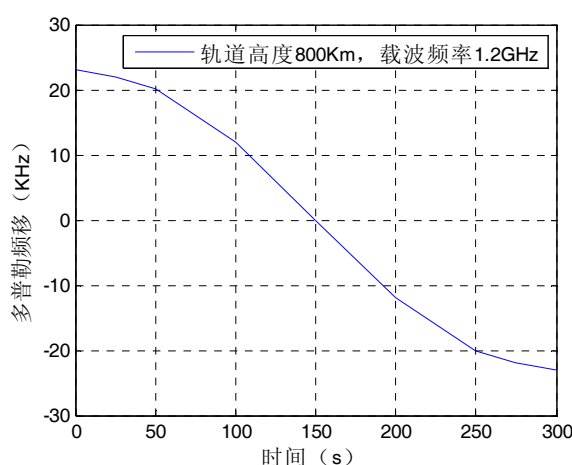


图1.3 低轨卫星的多普勒频移变化图

从图中可以看出，多普勒频移的变化率的最大值在卫星过顶的时刻，在卫星刚刚进入地平面和离开地平线时，多普勒频移的变化率为最小值。经计算，多普勒频移的平均变化率约为153Hz/s。

1.3 快速捕获的国内外研究现状

快速捕获是扩频通信领域研究的热点内容之一。系统的快速捕获能力是实现信号同步的关键因素之一，并直接影响到接收机的性能。通过对近年来国内外公开的文献以及实际系统中采用的捕获技术来看，研究内容主要集中在对搜索策略和信号检测策略这两方面的研究。

最早对搜索策略进行的研究主要是串行滑动积分和并行滑动积分方法。串行滑动积分和并行滑动积分，是基于直观的伪随机序列滑动相关的理论建立起来的，是最早在实际系统中采用而且也是最成熟的一种方法，按照具体的实现方式，主要分为单积分滑动相关、串行双积分滑动相关、并行积分滑动相关、并行双积分滑动相关、K次积分滑动相关和序贯检测相关捕获等^[3]。

1977年，Holmes采用信号流程图方法对扩频信号平均捕获时间进行分析，给出串行

滑动方式下平均捕获时间的计算方法, 将其作为考察捕获性能的指标之一。1984年, Polydoros改进了信号流程图方法, 并提出了采用匹配滤波的时域并行捕获方法^[4], 随后, Milstein等人采用声表面滤波器件实现了这种方法^[5]。

对于高动态微弱信号的捕获, 上世纪90年代以来, 两种基于FFT的方法在实际系统中得到了应用, 第一种是利用FFT来分析码相位, 第二种是利用FFT来分析载波频偏。FFT分析码相位的方法在实际系统中应用得比较广泛, 目前许多GPS接收机中都采用了这种方法^[6,7]。利用FFT来分析载波频偏的方法直到最近几年才得到了比较多的关注。2000年左右, Sascha M. Spangenberg, Iain Scott等人对基于FFT分析频偏的并行捕获方法的原理和实现方法进行了详细阐述^[8]。

快速捕获通过改进检测策略也可以降低信号捕获时间, 提高捕获性能。检测策略主要是指积分驻留方式和检测量积分方式^[9]。DiCarlo最早对积分的单驻留方式和多驻留方式进行了研究^[10,11], Davidovici等人在捕获系统中引入了序贯检测方式^[12,13,14], 这种方式基于可变时间积分、检测性能得到进一步提高。同时, 为了提高检测概率, Glisic等人实现了采用自适应门限的恒虚警概率检测方式^[15,16,17]。

对弱信号通过积分可以提高检测量信噪比, 相干积分无信噪比损失, 但多普勒频偏增大会引起扫描点数增大, 非相干积分可以减小载波的扫描点数, 但是会引起平方损耗^[18,19,20]。地面移动通信系统中可以降低积分时间来减小载波多普勒的影响。在低轨卫星通信系统中, 一般取伪随机序列周期为相干积分时间^[21]。

Mohammad.H等提出了在扩频通信系统中, 利用伪码差分相干积分实现对直接序列扩频信号捕获的方法^[22]。差分累加就是将当前时刻的累加值与前一时刻累加值共扼相乘并求和, 扩频序列全周期相关与部分周期相关的差分相干积分相比, 差分方式可以实现增益改善0.5~3dB。差分相干算法中的差分处理使得算法对信息数据比特翻转不敏感, 差分后的累加使算法可以降低相干累加时间长度的要求。在GPS系统中, 采用差分累加方式的增益为1.5dB左右^[23]。

由于差分相干积分适合应用于采用较长周期伪随机序列的系统, 在GPS接收机中得到了比较广泛的应用, 对于常见的低轨卫星通信系统, 伪随机序列周期一般较短, 差分相干积分的优势不明显。

在地面移动通信中, 多普勒频率偏差很小, 一般在100Hz以下, 信号捕获主要指的是对码片相位的搜索。国内早期的快速捕获研究主要集中在时域滑动相关积分和匹配滤波器相关积分法。时域滑动积分法由于原理简单, 算法成熟, 在早期的研究中比较常见, 如单积分滑动相关、串行双积分滑动相关、并行积分滑动相关、并行双积分滑动相关等。

80年代后期以后, 基于声表面波器件的匹配滤波器相关捕获方法在通信领域内得到了比较广泛的应用, 其基本原理是通过逆压电效应将输入电信号转换成声表面波信号, 然后利用声波的传输实现信号的匹配, 最后通过压电效应将声信号转换成电信号

输出。实际系统中使用的声表面波器件主要有SAW抽头延迟线和SAW卷积器等^[3]。

上世纪90年代以来, GPS系统在国内开始得到使用, GPS系统C/A码的快速捕获方法得到了比较多的关注和研究。针对C/A码的快速捕获算法主要有并行相关积分法和FFT-IFFT并行捕获方法等, 其中最受关注的是FFT-IFFT并行捕获方法。

FFT-IFFT并行捕获方法需要在搜索完一个载波频点后进行本地多普勒频率的切换, 文献[61]给出了一种频率通道软切换的技术以减小多普勒频率切换所带来额外的硬件消耗, 其基本原理是采用复指数型本地匹配滤波器, 利用一个频点的FFT结果循环移位生成其他频点的傅里叶变换。文献[62]分析了补零法、线性内插法在低信噪比条件下的数据预处理方式, 提出了采用Sinc内插法来实现FFT方式的信号捕获, 可以带来约2dB的信噪比提升。国防科技大学机电工程与自动化学院的实验室将FFT-IFFT并行快速捕获方法应用到航空测控系统中, 以实现采用扩频技术的高精度测距, 取得了比较好的实测性能^[60,63,64]。

上世纪80年代开始建设的我国双星定位导航系统中采取的是一种优化结构的滑动积分捕获方法, 为了提高捕获时间, 国内的早期低轨卫星通信一般采取的是时域部分并行相关捕获方法, 其原理是通过将扩频序列分成均匀的多个区间, 通过设置多路并行的相关器以提高捕获速度, 对于周期为256的扩频序列, 并行相关器的个数可以设置为8, 16, 32等。近年来, 基于部分匹配滤波和FFT分析载波频偏相结合的捕获方法有了比较多的关注^[65], 该方法可以同时搜索载波频偏和伪码相位以降低平均捕获时间, 在国内某些低轨卫星系统中已经得到了较成功的应用。

1.4 本文的研究意义

本文以低轨卫星通信系统 DS-CDMA 信号为研究对象, 在借鉴上述国内外相关成果的基础上, 研究了信号的二维并行快速捕获技术, 研究的主要目的在于如何进一步降低平均捕获时间、减小运算复杂度, 以实现信号的高灵敏度、高动态范围和快速接收。

低轨卫星 DS-CDMA 信号的主要特征如表 1.2 所示。

表 1.2 低轨卫星 DS-CDMA 信号的主要特征

信号基本参数	指标/体制
轨道高度	800Km
通信频点	1200MHz
通信体制	QPSK/DS-CDMA
信噪比 Eb/No	8.5dB
误码率	10^{-5}
数据速率	2.4Kbps
基带数据处理	(2, 1, 7) 卷积编码和交织
扩频码	码长 512 的 Gold 序列, 速率 1.2288Mcps
多普勒动态范围	(-23KHz, 23KHz)

以具有上述特征指标的低轨卫星 DS-CDMA 信号为研究对象, 对时频二维全并行快速捕获方法进行了算法仿真和验证。

对于 2.4Kbps 的基带数据速率和 1.2288Mcps 的码片速率, 在待调制数据信噪比为 8.5dB 以上时, 由第四章给出的平均捕获时间计算公式, 若采用传统的时域滑动相关捕获方法, 至少需要 16s 以上, 约合 38000 个以上的数据符号持续时间, 而采用 PN 码时域并行相关捕获, 平均捕获时间大约需要 500ms 以上, 约 1200 个以上的数据符号。

对于在 GPS 系统中广泛使用的 FFT-IFFT 分析码相位的系统, 可以在上述 PN 码时域并行捕获相关捕获的基础上进一步缩短平均捕获时间, 当采用 1KHz 的载波多普勒频率分辨率时, 需要对载波做 47 次搜索, 令码相位搜索的平均时间为 3 个 PN 码周期(包括惩罚时间和捕获验证), 则需要 150 个以上的数据符号实现捕获, 约 60ms 以上。

对于本文提出的改进结构的时频二维全并行快速捕获, 由于引入了 FFT 对多普勒频偏进行分析以及在时域采用匹配滤波的并行方法, 所以时域检测一个相位的时间仅需一个码片持续时间, 由第四章给出的结果, 平均捕获时间仅需 20ms 到 30ms 之间, 约 50-80 个数据符号。这对于高动态条件下实现 DS-CDMA 信号的快速接收是非常有意义的。

本文第五章给出了时频二维并行快速捕获方法的实现结构, 对于 QPSK 接收信号的解扩操作, 相对于传统的滑动相关积分和时域并行相关积分捕获算法中常采用的移位寄存器操作, 本文给出了一种利用不同控制信号的异步读写双向端口 RAM 来进行时域并行相关积分算法, 即异步 RAM 更新算法(AU-RAM), PN 码的读取通过控制读地址的指针来实现。对于捕获模块的 FPGA 实现来说, 可以节省约 20%的运算量, 从而达到减小功耗的目的, 这对于低轨卫星通信系统来说, 也有着很重要的意义。

1.5 本文的主要研究内容和成果

1.5.1 本文的主要研究内容

本文首先对高动态和大多普勒条件下的快速捕获国内外研究现状以及本文的研究意义作了详细阐述。

第二章对 DS-CDMA 信号的调制发射方式以及伪随机序列的产生方式和相关特性进行了分析, 特别介绍了一种改进的具有良好相关特性的全周期长度正交 Gold 序列, 在此基础上, 对 DS-CDMA 信号捕获的基本原理、流程进行了分析, 并介绍了几种快速捕获方法的捕获原理、优缺点及应用背景。

第三章从信号的非相干检测过程入手, 分析载波频偏的大小与接收机接收信号的损耗之间的关系, 以此引入二维捕获的概念, 研究了剩余载波、采样偏差、码片偏差、码多普勒效应等各种参数和检测量之间的关系, 同时对时域并行和频域并行算法进行了讨论。

第四章在时域并行和频域并行算法的基础上提出了一种改进的时频二维并行捕获方法, 对其系统结构和原理进行了分析, 采用频谱分析的方式, 给出了其性能指标, 然后针对该方法对系统参数进行了分析和设计, 对检测量的频谱衰落等提出了解决方案。最后从解析式出发分析了检测概率、虚警概率、判决门限和信噪比等关键参数之间的关系。

第五章对从基带到数字中频之间的调制、解调、解扩、上下变频等实现了软件数字化实现。并用 Matlab 联合 FPGA 平台进行仿真, 以验证时频二维并行快速捕获方法的可行性以及在具体平台上的硬件资源消耗程度。

第六章是对前文的总结, 同时给出了进一步的研究展望。

1.5.2 本文的主要研究成果

本论文以低轨卫星高动态和大多普勒频偏为背景, 研究了低轨卫星 DS-CDMA 信号的快速捕获技术, 本文的研究成果主要体现在以下几点:

(1) 以 M 序列发生器为基础, 给出了一种正交 Gold 序列生成器的改进结构, 并提出了一种简明的 m 序列优选对筛选方式。相对于现有的方式, 该方法能更快的进行 m 序列优选对筛选和所需伪随机序列的挑选。

(2) 从相干积分和非相干积分的定义出发, 给出了一种采用前置相干积分器的非相干检测结构, 相比于传统的非相干检测量判决方式, 该结构能有效的减少信噪比损失和检测量的平方损耗。

(3) 研究了一种改进的时频二维并行捕获实现结构, 给出了频谱衰落的解决方法, 并对平均捕获时间、捕获概率、虚警概率这三个指标与符号信噪比、码片累加

长度、判决门限之间的制约关系进行了定量分析。该实现结构可以在一个码片周期的时间内，分析完所有的码相位，并且给出多普勒频移的大小，跟目前普遍采用的时域部分并行捕获和 FFT 分析码相位的捕获方法相比，能较大幅度的缩短平均捕获时间。

(4) 提出了一种利用不同控制信号的异步读写双向端口 RAM 来进行时域并行相关积分的算法，即 RAM 异步更新算法(AU-RAM), 相比传统的移位寄存器结构，可以节省约 20%的数据读取、数据写入和符号相乘操作等基本运算的次数，从而可以减小快速捕获算法的实现复杂度，达到降低系统功耗的目的。

第二章 低轨卫星DS-CDMA信号捕获的原理

2.1 引言

低轨卫星 DS-CDMA 信号是利用伪随机序列对信息数据进行频谱扩展的，发射机除了载波调制外还有伪随机序列的扩频调制。DS-CDMA 信号的捕获是指伪随机序列的捕获。信号的接收可以分为两个过程：检测信号是否存在；检测信号是否携带信息。检测信号是否存在的过程就叫捕获。本章从 DS-CDMA 信号的结构出发，分析了伪随机序列的特性和 DS-CDMA 信号捕获的理论基础。

2.2 低轨卫星通信系统信号体制

2.2.1 DS-CDMA 信号基本结构

低轨卫星 DS-CDMA 信号采用特定的伪随机序列来区分不同的用户或信道，伪随机序列对 DS-CDMA 系统的性能有着至关重要的影响。以短消息突发通信系统为例，DS-CDMA 信号的基本结构可以表示为式(2.1)：

$$S(t) = \sqrt{P} \sum_{i=-\infty}^{+\infty} (PN_{I,i} \cdot d_{I,i} + PN_{Q,i} \cdot d_{Q,i}) \cdot h_T(t - iT_c) \quad (2.1)$$

其中，各参数的意义如下。

P ：用户平均发射功率；

$PN_{I,i}$ ：I 路伪随机序列的第 i 个码元；

$PN_{Q,i}$ ：Q 路伪随机序列的第 i 个码元；

$d_{I,i}$ ： i 时刻的 I 路信息数据；

$d_{Q,i}$ ： q 时刻的 Q 路信息数据；

$h_T(t)$ ：信号码片成形函数。

式(2.1)中仅包含了对信息数据的扩频、成形等步骤。对于一个完整的信息发射机来说，需要经历编码、交织、组帧、扩频、成形、内插、调制、数模转换、滤波、放大和经天线发射等这些步骤^[56,67]。

在本文分析的低轨卫星 DS-CDMA 通信系统中，采用正交 Gold 序列作为扩频序列，这种序列具有全周期性（即周期为 $N = 2^n$ ）和良好的相关特性，并且序列的数目非

常多。本章第 2.2.3 节将讨论正交 Gold 序列的生成方式和相关特性。

2.2.2 DS-CDMA 信号的发送和接收

低轨卫星 DS-CDMA 信号的上行存储信息采用突发短数据报文，发信机采用扩频通信体制，I、Q 两路采用卷积编码后的的两路数据流，QPSK 调制方案，I、Q 两路数据分别采用不同的 PN 序列进行扩频，扩频后再经过成型滤波器、数字上变频模块，调制到中频。

图 2.1 是采取 QPSK 调制的发信机基带和中频部分处理流程（不包括 DAC 和射频端）。

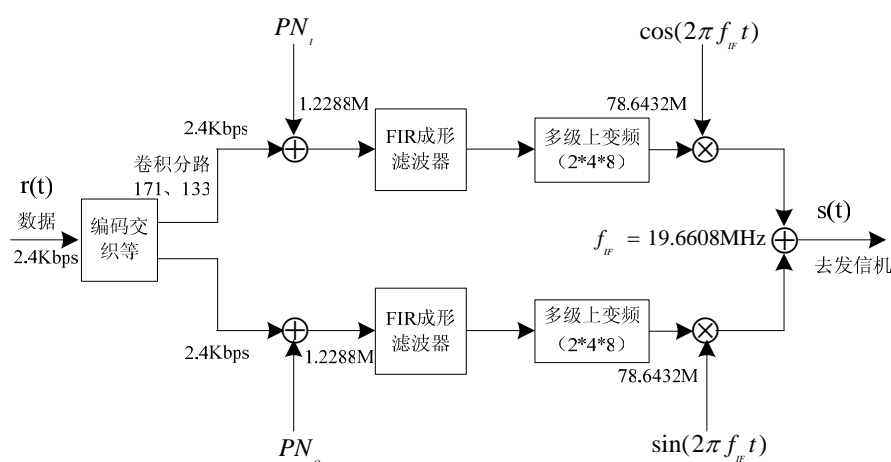


图 2.1 QPSK 调制的发信机基带和中频部分处理流程

图 2.2 给出了 DS-CDMA 信号发射过程中波形的变化图。图中第一行为编码交织后的信息数据，第二行为扩频后的序列，第三行为经过升余弦成形滤波器之后的输出信号，第四行为经过多级内插滤波器之后的波形，第五行为载波调制之后的波形。

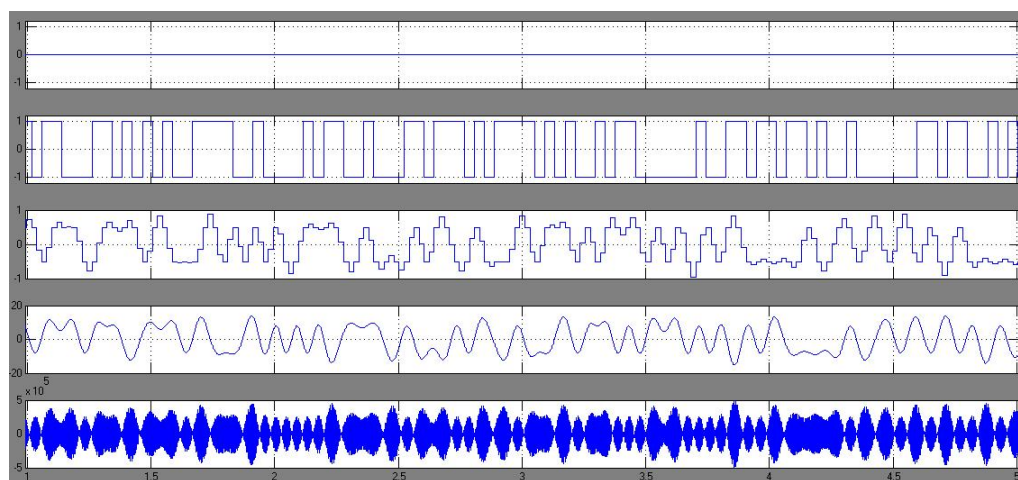


图 2.2 扩频、成形、内插、调制过程信号仿真图

短消息通信一般采取突发短数据报文，报文前端设置一定长度的同步前导字，前导字长度一般为 100 个数据 bits 左右。数据格式如表 2.1 所示。

表 2.1 上行突发信号格式

11....11	Symbol	Data
----------	--------	------

表 2.1 中, Symbol 是标志位, 长度依据实际需要而定, 用来区分 QPSK 的 I、Q 支路、表明数据传输速率、卷积编码方式等内容, Data 是需要传输的短数据内容。一般还需要对上述突发信号进行重新组帧, 设置帧头、帧尾标志等。

收信机主要包括天线、射频模块和基带处理模块三部分。其原理框图如图 2.3 所示。

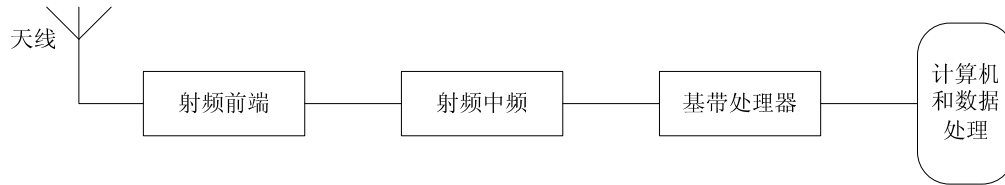


图 2.3 收信机基本模块框图

其中, DS-CDMA 信号的接收流程如图 2.4 所示。

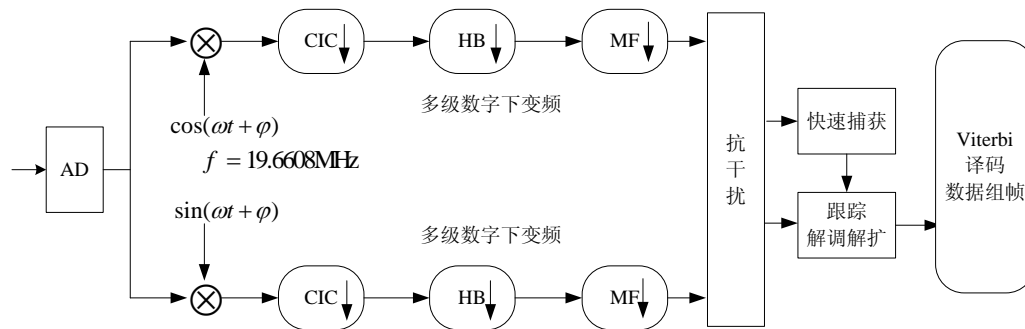


图 2.4 DS-CDMA 信号的接收流程

中频接收信号经过模数转换器之后, 与相互正交的本地载波相乘完成初步解调, 初步解调之后的基带信号中包含了多普勒载波, 在频域上体现为低频的单载波信号, 然后进行多级数字下变频器, 以完成数据速率的转换, 进入后续的抗干扰、捕获、跟踪和数据译码等环节。

快速捕获模块处于抗干扰模块和跟踪解调解扩模块之间, 是决定同步是否成功的关键所在, 捕获不成功, 则后续的 Viterbi 译码, 数据组帧等 DSP 中的基带操作也无法进行。

2.2.3 正交 Gold 序列的相关特性

具有良好相关特性的伪随机编码对于扩频通信系统是非常重要的。在扩频通信中, 最简单常用的一种伪随机序列是 m 序列。所有的 m 序列都是平衡序列, 有很好的自相关特性和互相关特性, 其优选对互相关值接近 Welch 给出的相关特性下限^[24], 但 m 序列的优选对集合中的序列数目非常少, 序列复杂度低, 不适宜直接用于各种

扩频通信系统中。

1976 年, R. Gold 提出了一种序列数目非常多的序列: Gold 序列。这是一种基于 m 序列构造出的周期为 $N = 2^n - 1$, 序列数为 $N+2$, 彼此最大自相关旁瓣和最大互相关满足优选三值特性的伪随机序列。Gold 序列有着构造方式简单、序列数目等很多优势, 在各种无线通信领域有着广泛的应用。

传统 Gold 序列的生成方式如图 2.5 所示。这种序列以常见的 m 序列为原型构造而来。如果序列 $a = (a_0, a_1, a_2, \dots, a_{N-1})$ 和 $b = (b_0, b_1, b_2, \dots, b_{N-1})$ 是周期是 $N = 2^n - 1$ 的 m 序列优选对, 那么, 由 a 和 b 按下式构成的序列就是 Gold 序列^[26,27]:

$$G_i = b \oplus T^i a \quad (i=0,1,\dots,N-1) \quad (2.2)$$

其中, T 表示循环移位, T^i 表示循环移位 i 次。 m 序列 a , b 以及 G_i 一起, 构成了 Gold 序列集合 $G(a, b)$:

$$G(a, b) = \{a, b, b \oplus a, b \oplus T^1 a, \dots, b \oplus T^{N-1} a\} \quad (2.3)$$

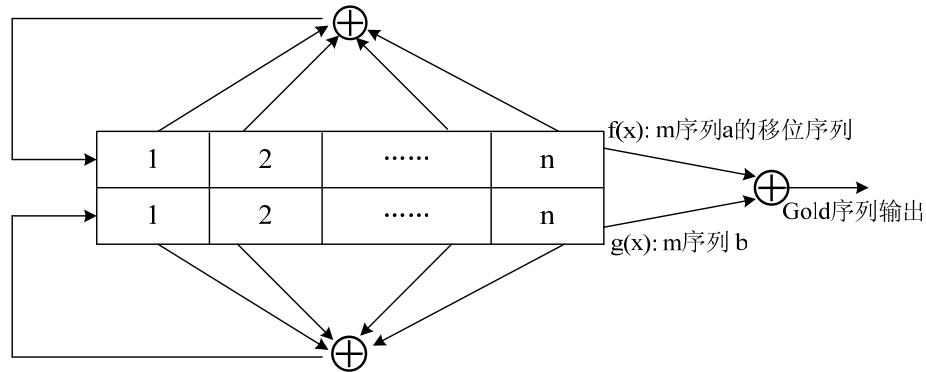


图 2.5 用 m 序列产生的 Gold 序列生成器

Gold 序列是由 m 序列平移相与而成, 具有和 m 序列类似的自相关性能, 而其互相关性能则和 m 序列优选对的互相关完全相同^[28]。但是, Gold 序列同 m 序列一样, 都是线性序列, 其序列复杂度不高, 不适宜于应用于保密通信中。

由于非线性理论的发展, 上世纪 80 年代开始兴起了一系列非线性扩频序列的研究, 如 M 序列, GMW 序列, $Bent$ 序列, NO 序列等, 这些序列都是非线性序列, 相对线性序列来说, 序列复杂度比较高, 破译难度增大, 又有着比较好的相关性能, 因此, 在许多扩频通信系统中, 得到了非常广泛的应用。 M 序列是由 m 序列发展而来。在 m 序列的 n 级线性移位寄存器的电路里, 引入一个反馈的非线性逻辑电路, 此逻辑电路产生一个反馈的比特, 使 m 序列的周期由 $N = 2^n - 1$ 变成 $N = 2^n$, 这样, 线性 m 序列变成了非线性的 M 序列。 M 序列实现电路结构简单, 同时, 在一定程度上继承了 m 序列良好的相关性能, 但是, M 序列由于的数目比较少, 容易被破解, 实际

中很少采用。下面将介绍采用 M 序列来生成正交 Gold 序列的原理。

设序列 $a = (a_0, a_1, a_2, \dots, a_{N-1})$ 和 $b = (b_0, b_1, b_2, \dots, b_{N-1})$ 是周期是 $N = 2^n - 1$ 的 m 序列优选对，由 M 序列发生器的原理，分别产生周期为 $L = N + 1 = 2^n$ 的 M 序列 $A = (A_0, A_1, A_2, \dots, A_N)$ 和 $B = (B_0, B_1, B_2, \dots, B_N)$ 。按照 R. Gold 提出的 Gold 序列产生思路，将 M 序列 $A = (A_0, A_1, A_2, \dots, A_N)$ 循环移位之后与 $B = (B_0, B_1, B_2, \dots, B_N)$ 逻辑相加，得到一系列的正交 Gold 序列^[29]。图 2.6 给出了正交 Gold 序列的产生模型。

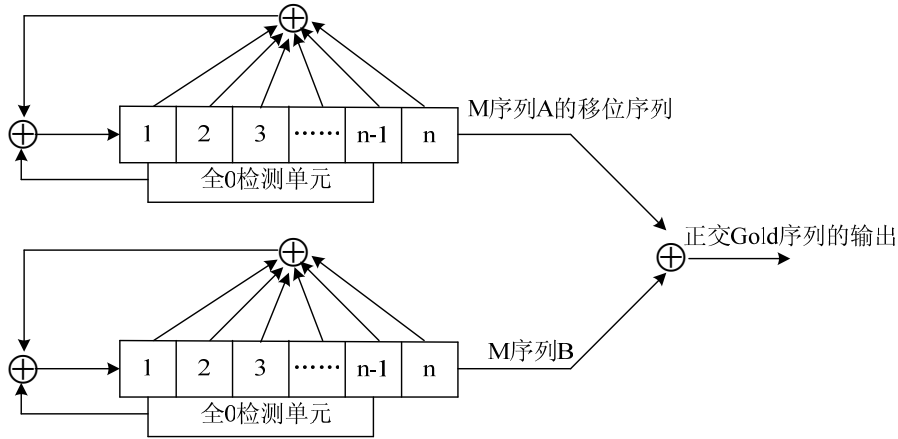


图 2.6 正交 Gold 序列的生成器

对于约束长度为 n 的移位寄存器，M 序列的周期为 $N = 2^n$ ，两个 M 序列进行逻辑相加之后，所产生的正交 Gold 序列，其周期也为 2^n 。由于 M 序列是非线性伪随机序列，由 M 序列构造的正交 Gold 序列也是非线性伪随机序列。

于是，一个正交 Gold 序列集可以表示如下：

$$G(A, B) = \{B, B \oplus A, B \oplus T^1 A, \dots, B \oplus T^{N-1} A\} \quad (2.4)$$

由 M 序列构造的 Gold 序列跟 m 序列构造的 Gold 序列相比，平衡性能稍差，这是由于在 M 序列的构造过程中引入了非线性反馈逻辑的原因。在工程应用中，可以根据实际用户数目的需求，来选择移位寄存器的阶数，在保证有足够序列数目的前提下，选择自相关性能和互相关性能最好的一些序列。

要产生正交 Gold 序列，必须先确定 m 序列优选对。m 序列优选对的搜寻方法有很多，如本原元方法，陪集划分，相关验证等。对于给定本原多项式的情况，本文给出了一种更简明的 m 序列优选对筛选方法。其筛选流程如下：

- (1) 设定本原多项式和相应的移位寄存器初始状态并转换为数组形式；
- (2) 从 m 序列的定义出发，生成 m 序列；
- (3) 如果 m 序列优选集中的个数为 k ，则任选 k 个 m 序列，计算这 k 个序列之

间的互相关性能并进行排序；

(4) 将计算出的互相关值跟优选三值互相关进行比较；

(5) 如果符合优选三值互相关，则将该 m 序列放入 m 序列优选对集合。如果不符合，则重新开始第 3 步。

该方式生成的 m 序列优选对集合可能有很多，可以根据抽头数较少的原则，选择适合系统需要的 m 序列优选对集合。

扩频系统的通信性能在很大程度上取决于所采用的伪随机序列的特性，其中最重要的是序列的自相关和互相关特性，相关特性直接影响到系统的同步性能和抗多址干扰的能力。伪随机序列的自相关性能可以用最大自相关旁瓣的相对数值来衡量。用图 2.6 表示的构造方法生成周期长度为 512 的一个序列族，去掉非平衡序列后对其进行分析，表 2.2 给出了 $n=9$ 时正交 Gold 序列的自相关特性。

表 2.2 $n=9$ 时平衡正交 Gold 序列的自相关特性

	归一化最大自相关旁瓣	能量衰减
最小值	0.0703	23.1dB
平均值	0.1250	18.6dB
最大值	0.1441	16.8dB

从表 2.2 中可以看出， $n=9$ 时这一个序列族的最大自相关旁瓣的归一化平均值是 0.1250，以能量来衡量的话，旁瓣比主瓣衰减了 18.6dB，基本能满足系统对伪随机序列自相关性能的要求。在实际应用中会从这一序列族里挑选一部分性能比较好的序列，挑选出的这些序列的最大自相关旁瓣会更小。图 2.7 给出了这个序列族中的最优自相关序列曲线。这个序列的归一化最大自相关为 0.0703，和主瓣相比，能量衰减了 23.1dB。

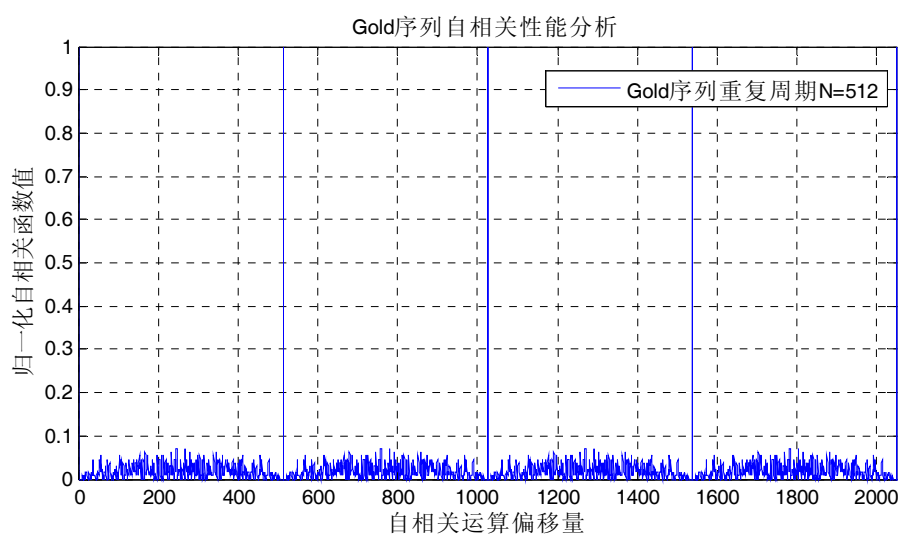


图 2.7 正交 Gold 序列的自相关函数曲线

伪随机序列的互相关性能对系统性能来说同样至关重要。互相关性可以用互相关峰值来衡量。表 2.3 统计出了这些序列的归一化互相关峰值的分布情况。

表 2.3 $n=9$ 时正交 Gold 序列的归一化互相关峰值

	归一化互相关峰值	能量衰减
最小值	0.1172	-18.6dB
平均值	0.1276	-17.9dB
最大值	0.1563	-16.1dB

从表 2.3 可以看出, 这些序列的归一化互相关峰值的平均值是 0.1276, 折合成能量的衰减约为 17.9dB, 基本上能满足系统对伪随机序列互相关性能的要求。另外, 我们可以逐一地选择序列对, 来分析它们之间的互相关性能。图 2.8 给出了该序列族中的两个序列互相关函数曲线。从图中可以看出, 这两个序列的互相关最大值不超过 0.13, 互相关性能较好。

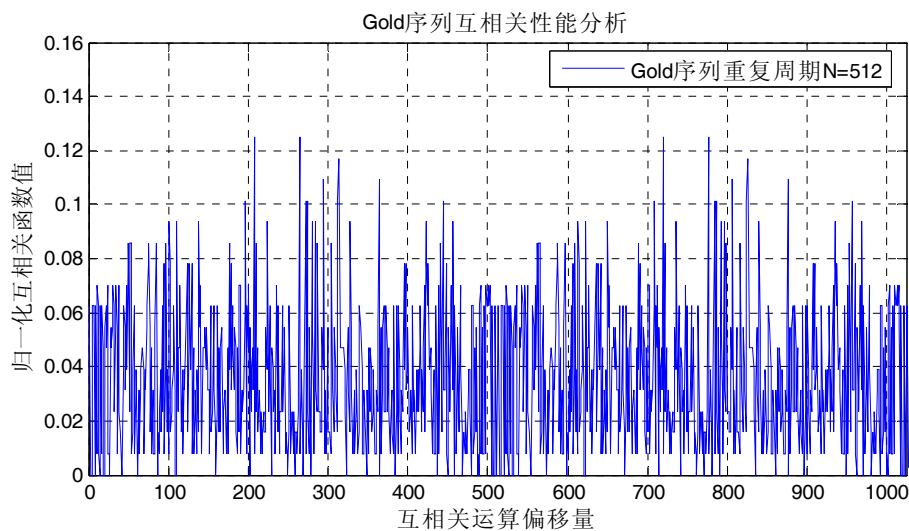


图 2.8 正交 Gold 序列的互相关函数曲线

基于 M 序列设计出的改进型平衡正交 Gold 序列, 经仿真验证, 其数目远远超过 m 序列优选对的数目, 经过筛选, 此非线性正交 Gold 序列的自相关旁瓣衰减和最大互相关主瓣衰减均可以保持在 18dB 以上, 在低轨卫星通信系统中, 能较好的满足系统的需求。

2.3 DS-CDMA信号捕获的原理

2.3.1 信号捕获的原理

扩频信号的同步包括捕获和跟踪两个过程, 缺一不可, 如何尽快的实现同步, 是扩频通信系统设计中的一个重要问题。与一般的通信系统不同, 扩频通信系统经载波解调, 码元匹配滤波器采样输出后, 得到二元序列, 该二元序列必须被解扩后才能获得信息数据, 而实现解扩的过程必须要使本地的伪码参考序列与接收序列同步。

由伪码的相位特性可知, 当扩频信号与本地参考伪码的相位差大于一个码元时, 我们将无法知道其相位值。因此必须对整个相位区间进行伪码相位的搜索, 这个过程

称为伪码的捕获。由第一章中分析的多普勒频移可知，低轨卫星通信系统的捕获还应该包括载波频率的确定，这个过程成为载波多普勒频率的捕获。

传统意义上的扩频信号快速捕获就是指伪码的捕获。伪码的捕获是指接收机在开始接收发送来的扩频信号时，调整 and 选择接收机的本地伪码序列相位，使它和发送来的序列相位保持一致。实现伪码捕获的基本原理如图2.9所示。

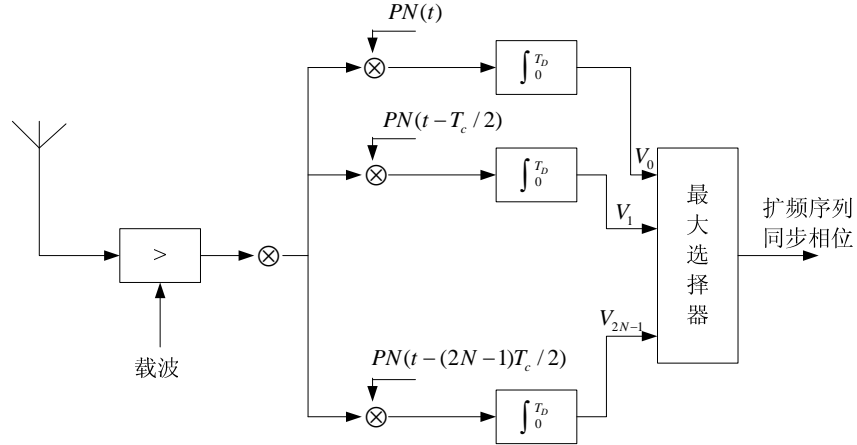


图2.9 伪码捕获的基本原理

接收机接收到扩频信号以后，经射频宽带滤波放大，再做载波解调后，分别送往 $2N$ 个伪码序列相关处理解扩器（ N 为伪码的周期长度）， $2N$ 个输出中哪一个输出最大，那么该输出对应的相关处理解扩器所使用的伪码相位状态就是发送来的伪码序列相位，实现了伪码序列的捕获。

$2N$ 个伪码相关解扩器使用同一个本地编码序列，使用相同的平衡调制器和积分器结构，但作解扩时的本地序列相位各不相同，一个比一个相移 $T_c/2$ ，即相移半个序列码元， T_c 是伪码序列的码元宽度。积分器是相关积累的积分清除积分器，从 $0 \rightarrow T_d$ 作积分，输出 T_d 时刻的积分值，随后清除置0，又一次作 $0 \rightarrow T_d$ 的积分。

低轨卫星DS-CDMA接收信号为经过扩频和调制的信号，用数学表达式可以表示为：

$$r(t) = \sqrt{2P}d(t-\tau)PN(t-\tau)\cos(\omega_0 t + \varphi) + n(t) \quad (2.5)$$

用本地载波 $\sqrt{2P}\cos(\omega' t + \varphi')$ 作载波解调，在载波角速度为 $\omega' = \omega_0$ ，相位 $\varphi' = \varphi_0$ 的情况下，忽略高次谐波部分，且导频信号的前导捕获字用固定电平 ± 1 代替，则其输出信号为：

$$\omega(t) = P \times PN(t-\tau) + n(t)\sqrt{2P}\cos(\omega_0 t + \varphi) \quad (2.6)$$

该信号送往 $2N$ 个序列相关解扩器，经解扩输出后，其输出为：

$$V_i(t) = P \int_0^{T_D} PN(t-\tau)PN(t-\frac{iT_c}{2})dt + \int_0^{T_D} n'(t)PN(t-\frac{iT_c}{2})dt \quad (2.7)$$

在 $2N$ 个序列相关解扩器的输出中，只有1个输出值最大，其数值为

$$V_{\max}(t) = PT_D(1 - \frac{\delta}{T_c}) + n_i(T_D) \quad (2.8)$$

式中， $\delta = \tau - \frac{iT_c}{2} < \frac{T_c}{2}$ 。因此，如果 $V_i(t)$ 最大，则 $PN(t - \frac{iT_c}{2})$ 最接近发送来的序

列相位，实现了伪码相位的捕获。

以上分析是基于最基本的伪码捕获算法，这种相关器要使用 $2N$ 个解扩器，对于一般的扩频系统，这种捕获结构的相关器数目将达到数百甚至数千个，在实际系统中是不现实的，因此，需要研究能尽量减小设备复杂度并且保证尽量短的伪码捕获时间的算法。同时，在对伪码进行捕获的同时，也需要对载波频率做搜索，其原理是：改变本地多普勒载波偏移量，同时进行伪码捕获，如果出现相关峰值而且大于预先设定的门限，那么捕获完成，不然，则需要重新改变本地多普勒频移，继续进行搜索。

研究如何快速准确的在低信噪比的条件下对信号进行捕获，是系统设计的关键因素之一，对于系统的同步有着深刻的意义。无法捕获到信号或者系统同步不协调，扩频通信系统的一切功能便无从谈起。

2.3.2 信号捕获的流程

扩频信号的基本捕获电路单元由检测器、门限判决器和中央控制逻辑组成。

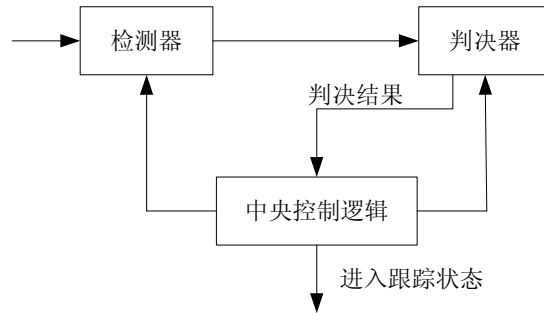


图2.10 扩频信号捕获电路的基本流程

基本流程如图 2.10 所示。中央控制逻辑是整个同步系统的中枢，首先它控制着同步系统的状态，确定检测器的相位搜索区间。

同步系统的工作状态经历粗捕、精捕和重新捕获三个阶段。粗捕是指在同步系统刚刚开始工作的时候，检测器的搜索范围比较大，搜索的相邻相位点间隔比较大。精捕是指同步系统经过粗捕获得一个或几个同步相位点可能存在的相位区间，检测

器在这几个相位内作搜索步长较小的检测。系统在获得同步相位点，并经过检测器验证之后即进入解调状态，这时同步系统进入重新捕获状态，重复上述的粗捕和精捕过程，这样在解调系统失步的时候可以及时向解调系统提供正确的同步相位，以确保整个系统正常工作。同步系统所处工作状态的设定是由中央控制逻辑完成的[30]。

检测器完成统计判决变量的提取。在相关检测中，检测器从本质上来说是一个相关器，实现本地序列与接收序列的相关，检测器所采用的相关长度是由中央控制逻辑设定的，在粗捕的时候，为了缩短捕获时间，相关长度可能取得比较短；而在精捕的时候，为了减少误捕概率，相关长度应该取得尽可能长一点。

门限判决器产生判决门限并对提取出来的统计变量进行判决。判决门限的产生有很多种方式。另外，门限的设定还与同步系统所处的状态有关：在精捕的时候，判决门限取得比较低，以减少漏捕概率；在粗捕的时候，判决门限取得比较高，以减少误捕概率。

在工程应用中，往往将粗捕和精细捕获合二为一，在同步失调之后，重新开始的粗捕和精捕只是之前捕获过程的重复。

2.3.3 信号捕获的随机特性

扩频信号的快速捕获是一个随机过程，它包含很多不确定性，即随机因素：

- (1) 信道的衰落和加性噪声干扰（有意或无意的干扰）。
- (2) 系统前端的加性高斯白噪声。
- (3) 扩频序列初始相位的不确定性。
- (4) 由于多普勒频移等造成的载波频率的不确定性。
- (5) 载波初始相位的不确定性。

在这几个因素中，载波初始相位的不确定性可以通过锁相环等跟踪手段来解决，信道衰落和噪声干扰可以通过提高检测信号的信噪比以及时域、频域的抗干扰措施来消除。但扩频序列初始相位的不确定性以及未知的载波频率必须通过快速捕获来消除，因此，快速捕获主要解决扩频序列初始相位和载波频率这两个随机因素。

在接收机正常工作之前，这两个问题必须要先解决，首先，码相位要初步对齐，在码跟踪环的辅助下，至少要做到码相位误差小于一个码元的几十分之一，其次，载波的频率差和相位差必须做到：在一个数据比特的时间范围内，相位差近似不变化。

在发射机和接收机中采用精确的频率源，可以去掉大部分的载波频率、码速率的不确定性，但是不能完全消除。首先，发射机和接收机的相对位置一般是未知的，扩频序列的周期一般很长，码速率一般可以达到Mcps级别，这样，不确定的传输延时会转化成数目较大的码相位不确定。其次，随着用户终端的移动，发射机和接收机的相对位置会一直发生变化，就算在发射机和接收机固定位置的通信系统中，其码速率、

码相位、载波频率也会随着传播路径的长度变化而发生改变。在低轨卫星通信中，对流层的散射以及高空的云层折射等因素都会增加其不确定性。再次，震荡时钟的漂移和较大的多普勒频移在低轨卫星通信中很常见，这也是载波频率、相位发生偏差的重要因素。

捕获实质上是对每一个可能的相位点进行解扩操作，根据解扩的结果来判断码相位是否已经初步同步。如果扩频序列的捕获在载波解调之前，那么捕获电路中一般采取非相干解调方法。

捕获是一个二元假设检验的问题，即：

- (1) H_1 ：待接收信号存在且与本地信号基本同步；
- (2) H_0 ：待接收信号不存在或者与本地信号不同步。

那么，在捕获的过程中，就会存在四种概率：

- (1) 检测概率 P_D ：实际上是 H_1 ，判决为 H_1 ；
- (2) 漏检概率 $1-P_D$ ：实际上是 H_1 ，判决为 H_0 ；
- (3) 虚警概率 P_F ：实际上是 H_0 ，判决为 H_1 ；
- (4) 无虚警概率 $1-P_F$ ：实际上是 H_0 ，判决为 H_0 ；

检测概率为期望发生的情况，其判决结果是结束信号捕获而进入信号跟踪阶段；漏检概率如果出现，捕获继续进行，直到下一次判决成功；虚警概率出现，其判决结果是结束信号捕获进入错误的跟踪阶段，并在一定的时间内发现错误，并重新进入信号捕获；而无虚警概率则是正常情况，系统将持续快速捕获过程。

因此，快速捕获的判决检测策略如图2.11所示。

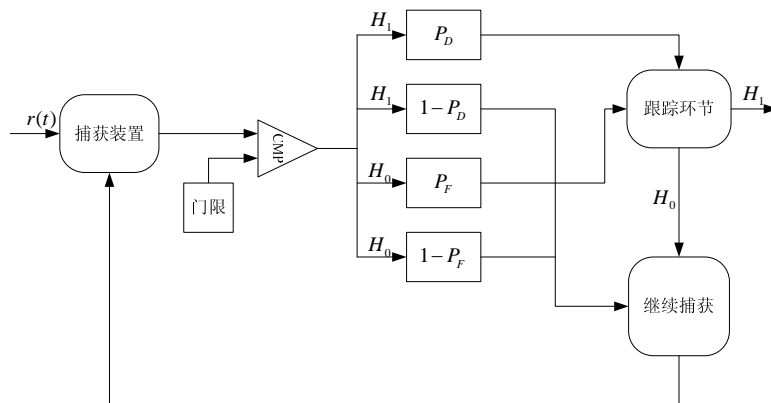


图2.11 快速捕获的判决检测策略

2.4 各种快速捕获算法分析

从20世纪50年代开始到现在,扩频技术迅速发展,国内外众多学者对扩频信号的快速捕获做了大量的工作。本节对几种常见的扩频信号快速捕获方法进行了分析,主要有:串行滑动相关积分法、时域并行相关积分法、匹配滤波相关积分法、基于FFT的捕获方法等。

2.4.1 串行滑动相关积分法

串行滑动相关积分法是最基本的一种捕获方法,也是应用最广泛的一种方法。其原理就是两个伪码序列进行滑动相关,逐位来进行相关检测的过程。这样,两个序列从码相位上看起来像在作相对滑动,所以被称为串行滑动捕获法。当接收信号与本地扩频码的相关值达到最大时,两个序列的相位一致,完成捕获过程。串行滑动相关法在早期的GPS接收机中应用得比较多^[31]。

滑动相关检测通常是在解扩器的后面接一个能量检测器,其基于FPGA+DSP平台的系统结构如图2.12所示。

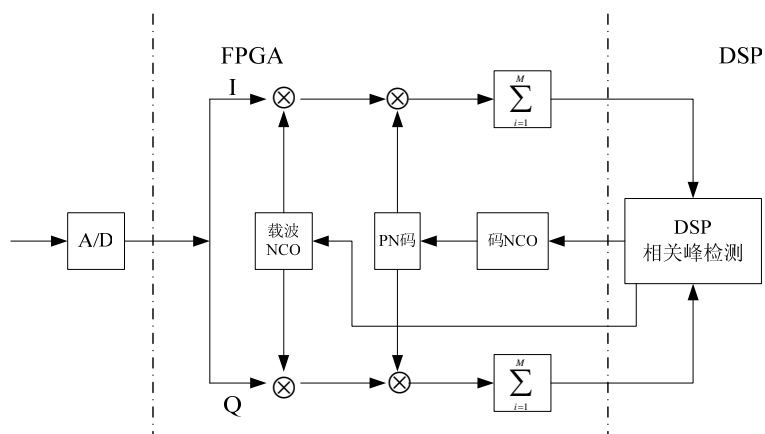


图2.12 滑动相关检测的系统结构

滑动相关法是一种串行捕获法,在低轨卫星系统中,还必须对载波频偏进行串行搜索,当载波频偏为零或非常小时,相关器会检测出峰值;当频偏比较大时,需要不断串行改变载波NCO的频率值,重新进行检测,直到检测到峰值为止^[32]。如果相关器检测不到峰值,搜索过程将一直继续下去。

串行滑动相关捕获法还有其他几种实现方式:单积分滑动相关捕获、串行双积分滑动相关捕获法和并行双积分滑动相关捕获法等^[3],但它们的基本原理是一样的。

2.4.2 时域并行相关积分法

串行捕获方法所耗费的时间太长,时域并行相关积分法则可以解决这个问题,其结构如图2.9所示,但这种方法很少得到实用。虽然时域的全并行捕获可以大大减少

捕获时间,但是对于一般的捕获系统,至少需要数百甚至数千个相关器,这是不现实的。为了在串行捕获和并行捕获之间取得平衡,出现了串-并结合的捕获方法。串-并结合捕获方法将伪码分为若干个区间,在每个区间内部采取串行滑动捕获方法,在各个区间之间则采取并行捕获方法,这种方法在算法实现上比较复杂,在目前的扩频通信系统中很少采用。

2.4.3 匹配滤波相关积分法

1984年, Polydoros提出采用匹配滤波对PN码进行并行快速捕获,匹配滤波器对伪随机序列有识别功能,即序列在匹配的时刻有最大的相关峰值输出,利用这个特性可以实现直接序列扩频信号的快速捕获^[33]。在Polydoros之后,陆续有Milstein和Su等人用声表面滤波器件(SAW)实现了基于匹配滤波的PN码并行捕获结构,这种捕获方法相对于串行滑动捕获法,可以将捕获时间降低2个数量级以上,硬件复杂度则取决于匹配滤波器的实现复杂度^[5,35]。

目前,序列匹配滤波器使用最多的是SAW抽头延迟线和SAW卷积器这两种。采用序列匹配滤波器的一个突出优点是可实现较快速的捕获。其缺陷是作为一种模拟器件,在现有工艺条件下,不易于实现长码的快速捕获,同时,SAW器件需要预先将扩频序列的结构做在压电基片上,扩频码的速率必须保持不变,这就限制了匹配滤波器捕获方法的应用。

2.4.4 基于FFT的捕获方法

最近几十年来,随着频域处理技术的成熟,采用FFT对数据进行频域处理有着独特的优势。目前基于FFT进行扩频信号捕获主要有两种思路。

第一种是利用FFT并行搜索伪码的相位。目前这种算法在GPS接收机中得到了比较广泛的应用^[36,37]。这种捕获算法的主要思路是:以一定的载波间隔 Δf 搜索所有的多普勒频率,这种搜索是串行的,同时,在码相位域利用FFT分析接收信号,原理是将时域的相关运算转换成频域的相乘运算。

为了搜索所有 N 个伪码相位,需要在时域中做 N 次相关,共需 N^2 次乘法。将时域内的相关运算变换到频域内的相乘后,搜索所有伪码相位只需要做一次FFT变换和FFT逆变换,乘法数变为 $2N \log_2 N$,使整个过程的运算次数大大减少,从而减少捕获时间。目前在GPS接收机中这种方法应用得很普遍。

第二种是利用FFT对多普勒频移进行分析。这种方法的基本原理是:使本地伪码与接收信号的伪码相位保持相对滑动,当本地伪码与输入信号伪码相位一致时,本地伪码与输入信号相乘后,结果只留下剩余多普勒载波,然后对其做谱分析,出现谱峰,

谱峰对应的值就是多普勒频移值^[38,39,40]。

本文所研究的时频二维并行捕获方法就是对基于匹配滤波器和基于FFT方法的改进，在第三章和第四章中将作详细介绍。

2.5 本章小结

本章从 DS-CDMA 信号的结构出发，首先对 DS-CDMA 信号的信号体制和发送接收过程进行了阐述，然后对伪随机序列的产生方式和相关特性进行了分析，特别介绍了一种改进的具有良好相关特性的全周期长度正交 Gold 序列，对其生成结构和自相关、互相关等特性做了详细阐述，在此基础上，第三节对 DS-CDMA 信号捕获的基本原理进行了分析，最后，介绍了几种基本的快速捕获方法，讨论了其捕获原理、算法优缺点和适用范围。

第三章 非相干检测与二维捕获参数设计

3.1 引言

在低轨卫星通信系统中，判断信号是否存在以及检测信号是否携带信息这个过程就称为捕获。根据伪码的自相关特性，只有当发送伪码的相位和本地伪码相位一致或者相差半个码片以内，才能检测到相关峰值。在检测过程中，对信号进行判决，一般需要将相关器的输出作积分以及能量判断，在某种检测策略（如最大似然准则）下，如果判决通过，则捕获完成，进入跟踪阶段，如果判决不通过，则改变伪码相位或者延时之后继续进入捕获状态。除了要检测伪码相位，另外还需要检测载波多普勒频偏，本章从信号的非相干检测过程入手，分析载波频偏的大小与接收机接收信号的损耗之间的关系，以此引入二维捕获的概念，研究了剩余载波、采样偏差、码片偏差、码多普勒效应等各种参数和检测量之间的关系，并对时域和频域两种并行的 DS-CDMA 信号二维捕获方案进行了讨论。

3.2 基于非相干积分的改进检测结构

本文中对发送机的 I、Q 两路采取不同的伪码进行扩频。选取不同的扩频码，能有效的抑制 I、Q 两路信号的不平衡现象，减小非线性信号失真和相位噪声^[41]。基带数据经过卷积，分成相互正交的两路信号，再经过扩频，这种信号发送的方式称为 DS-QPSK 调制^[19]。信号发送的基本流程如图 3.1 所示。

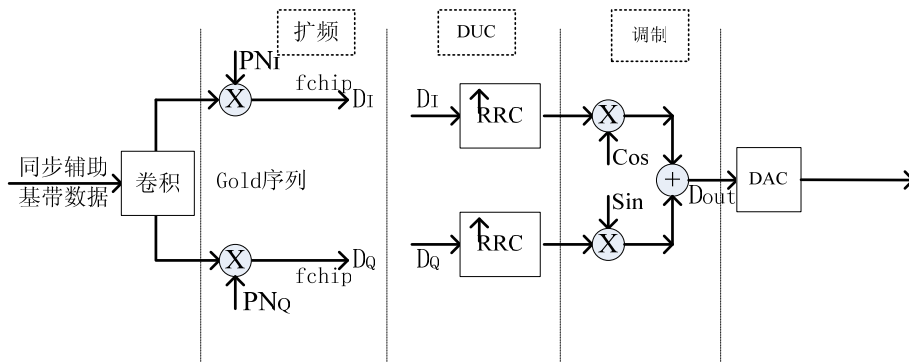


图 3.1 信号发送的基本流程

基带信号经卷积编码、扩频、数字上变频(DUC)和正交调制后，再经数模电路以及滤波、放大后经天线发射出去。用实信号方式可以表达如下：

$$s(t) = Ad(t)[I(t)\cos(\omega_0 t + \varphi_0) + Q(t)\sin(\omega_0 t + \varphi_0)] \quad (3.1)$$

对于信号的接收，一般来说由相干检测和非相干检测两种方式。非相干检测不需要提取载波的相位，其接收电路相对简单，其误码性能比相干接收差。但是，相干检测需要在 PN 码同步前估计出载波的所有参数，通常情况下，解扩前信号的信噪比太低，难以准确估计载波的频率和相位，特别是存在大多普勒频移的低轨卫星通信中，这种估计尤为困难。因此，实际系统中大多采用非相干检测方式。

对于解扩时的累加操作，相应的也有相干积分和非相干积分两种形式。解扩时的相干积分可以利用信号与噪声的独立性，对于同样的判决符号，可以得到最大的检测信噪比，而非相干积分在信噪比较低时，需要累积很多符号才能得到判决量。因此，在解扩时需要采取相干积分来提高检测器的信噪比。

对于本文分析的 1.2288Mcps 的码速率，前置相干积分器的检测区间选为 2 个数据符号，由于捕获前导字为全 1 或全 0 的设计，不需要考虑数据比特翻转的影响。同时，对于 2 个符号长度的相干积分，码多普勒效应产生的影响非常小，本章第 3.4.4 节将对其做详细的说明。非相干累加的次数跟信号的信噪比密切相关，信噪比越高，需要累加的次数越少。第 4.2.4 节将分析非相干累加次数与信号信噪比之间的关系。

图 3.2 给出了一种采用前置相干积分器的非相干检测方式下简化的 DS-CDMA 信号的信号检测过程。

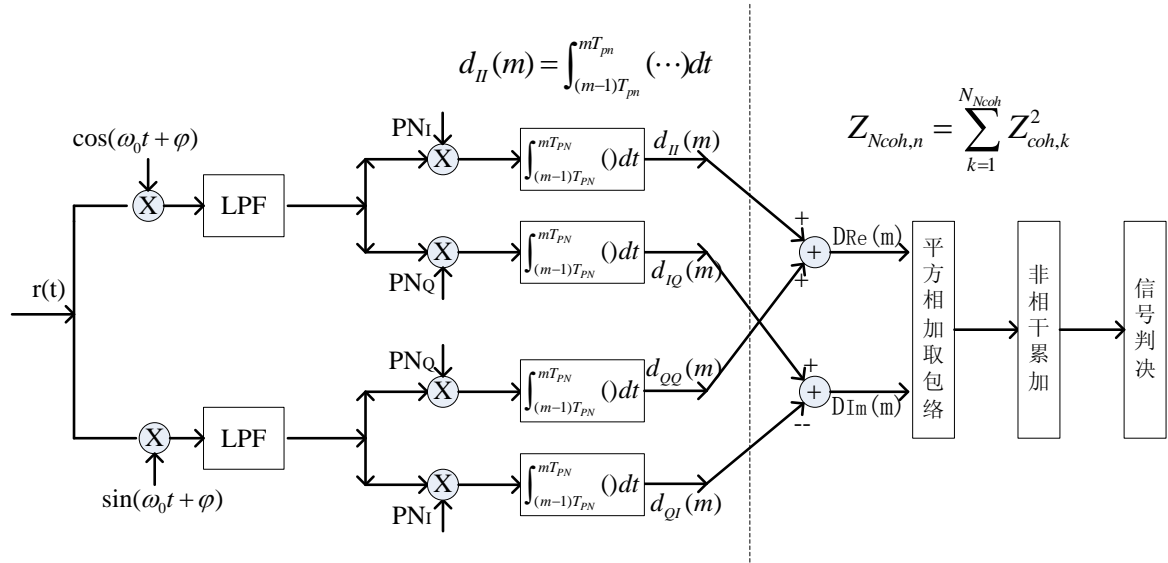


图 3.2 DS-CDMA 信号的采用前置相干积分器的非相干检测流程

接收信号 $R(t)$ 解调之后的数学表达式可以表示为式 (3.2)，其中： P 为输入信号功率， T_l 为解调后的数据采样率， ζ' 为接收码速率相对偏差， τ 为接收码相位偏差， $\Delta\omega$ 为载波频偏， \mathbf{fai} 为载波相位偏差， $n_0(lT_l)$ 为噪声^[42]。

$$r(lT_l) = \frac{\sqrt{2P}}{2} \left[I(lT_l) PN_i \left(\frac{lT_l}{1-\zeta'} + \tau \right) - jQ(lT_l) PN_q \left(\frac{lT_l}{1-\zeta'} + \tau \right) \right] e^{j(\Delta\omega lT_l + \phi)} + n_0(lT_l) e^{j\Delta\omega lT_l} \quad (3.2)$$

考虑载波多普勒存在的情况，信号经本地载波解调、低通滤波，并分别被 I、Q 两路 PN 码解扩后，忽略定时误差的影响，并且假设此时码相位偏差为零， $d_{ii}(m), d_{iq}(m), d_{qi}(m), d_{qq}(m)$ 这四路信号可以分别表示如为式 (3.3)、式 (3.4)、式 (3.5) 和式 (3.6)。

$$d_{ii}(m) = \frac{\sqrt{2P}}{2} \operatorname{Re} \left\{ \sum_{l=(m-1)M+1}^{l=mM} [I(lT_l) - jQ(lT_l)r_{iq}(lT_l + \tau)] e^{j(\Delta\omega lT_l + \varphi)} \right\} \quad (3.3)$$

$$d_{iq}(m) = \frac{\sqrt{2P}}{2} \operatorname{Re} \left\{ \sum_{l=(m-1)M+1}^{l=mM} [I(lT_l)r_{iq}(lT_l + \tau) - jQ(lT_l)] e^{j(\Delta\omega lT_l + \varphi)} \right\} \quad (3.4)$$

$$d_{qi}(m) = \frac{\sqrt{2P}}{2} \operatorname{Im} \left\{ \sum_{l=(m-1)M+1}^{l=mM} [I(lT_l) - jQ(lT_l)r_{qi}(lT_l + \tau)] e^{j(\Delta\omega lT_l + \varphi)} \right\} \quad (3.5)$$

$$d_{qq}(m) = \frac{\sqrt{2P}}{2} \operatorname{Im} \left\{ \sum_{l=(m-1)M+1}^{l=mM} [I(lT_l)r_{iq}(lT_l + \tau) - jQ(lT_l)] e^{j(\Delta\omega lT_l + \varphi)} \right\} \quad (3.6)$$

将 $d_{ii}(m), d_{iq}(m), d_{qi}(m), d_{qq}(m)$ 四项组合成复信号，即：

$$\begin{aligned} D_{\operatorname{Re}}(m) &= d_{ii}(m) + jd_{qq}(m) \\ &= \left[M \cdot I(mT_m) - jQ(mT_m)R_{qi}(mT_m + \tau) \right] e^{j(\Delta\omega(mT_m + \frac{1-M}{2M}T_m) + \varphi)} \frac{\sqrt{2P}}{2} \frac{\sin \frac{\Delta\omega T_m}{2}}{\sin \frac{\Delta\omega T_m}{2M}} \end{aligned} \quad (3.7)$$

$$\begin{aligned} D_{\operatorname{Im}}(m) &= d_{iq}(m) - jd_{qi}(m) \\ &= \left[I(mT_m)R_{iq}(mT_m + \tau) - jM \cdot Q(mT_m) \right] e^{j(\Delta\omega(mT_m + \frac{1-M}{2M}T_m) + \varphi)} \frac{\sqrt{2P}}{2} \frac{\sin \frac{\Delta\omega T_m}{2}}{\sin \frac{\Delta\omega T_m}{2M}} \end{aligned} \quad (3.8)$$

对于非相干方式的检测，其判决变量是：

$$\begin{aligned} D_m &= D_{\operatorname{Re}}(m)^2 + D_{\operatorname{Im}}(m)^2 \\ &= P \times \left(\frac{\sin \frac{\Delta\omega MT_C}{2}}{M \sin \frac{\Delta\omega T_C}{2}} \right)^2 \times (M^2 + R_{iq}^2) \end{aligned} \quad (3.9)$$

因此，式(3.9)或者式(3.9)结果的累加值就是基于非相干检测器的 QPSK 接收机的判决变量，本文第 3.4 节将由此式出发，分析载波频偏 $\Delta\omega$ 对非相干检测器输出信号能量的影响。

3.3 低轨卫星信号的二维捕获策略

在高动态的环境下，接收机与高速相对运动的卫星之间存在着径向移动，这种移动会带来比较大的多普勒频率偏移，故接收到的信号其频率不一定等于发射频率，而是叠加了一个多普勒频率偏移值，为了完成对多普勒频率的捕获，必须搜索到多普勒频率偏移值，即载波捕获；同时，接收机还必须捕捉到伪随机序列的相位，即码相位捕获，载波捕获和码捕获这两个参数都必须传递给信号跟踪环节，才能准确完成接收机信号的同步。因此，这个二维的捕获策略可以用图 3.3 表示。

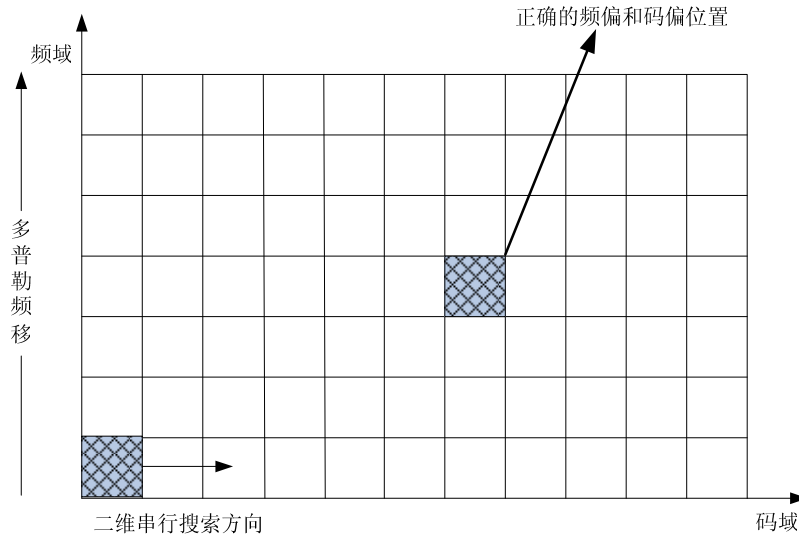


图 3.3 二维信号捕获示意图

3.4 基于改进检测结构的二维捕获参数设计

3.4.1 剩余载波与频率分辨率设计

分析式 (3.9)，可知载波频偏对非相干检测器输出信号能量的影响因子为

$$D(\Delta\omega) = \left(\frac{\sin \frac{\Delta\omega MT_c}{2}}{M \sin \frac{\Delta\omega T_c}{2}} \right)^2 \quad (3.10)$$

可以看出，输出信号能量衰减与相干积分长度以及载波剩余频偏有关。习惯上我们采取数字频率值 f （单位为 Hz）而不是弧度值 ω （单位为弧度），将

$$\Delta\omega = 2\pi\Delta f \quad (3.11)$$

代入式 (2.10)，得

$$D(\Delta f) = \left(\frac{\sin(\pi \Delta f M T_c)}{M \sin(\pi \Delta f T_c)} \right)^2 \quad (3.12)$$

此处定义归一化频偏（ f_{PN} 为基带数据的频率）

$$\Delta F = \frac{\Delta f}{f_{PN}} = \Delta f \times T_c \quad (3.13)$$

则输出信号归一化幅度衰减可以表示为

$$A(\Delta F) = \text{sinc}(\Delta F) \quad (3.14)$$

取 $M=512$ ，作图观察归一化频偏值从 0 到 1 的取值变化时，输出信号归一化幅度衰减的变化，如图 3.4 所示。

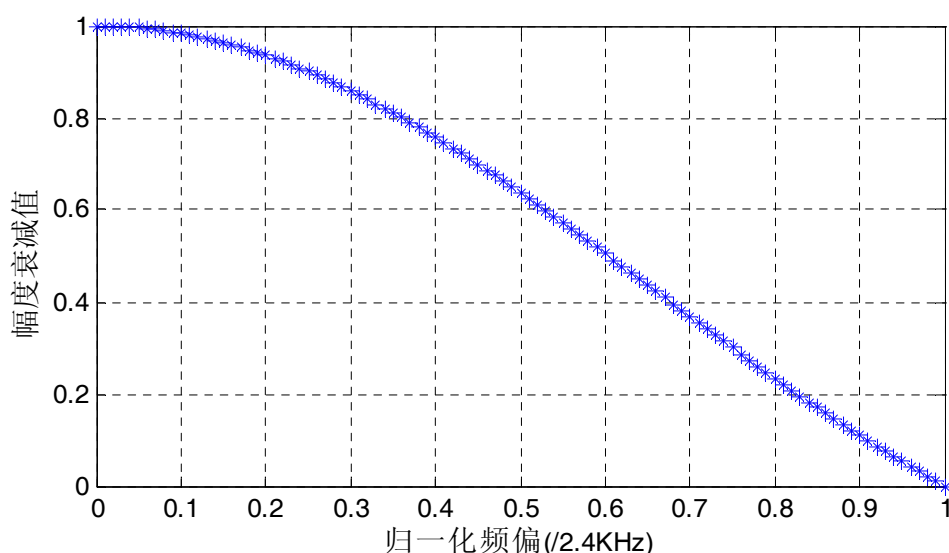


图 3.4 QPSK 检测器输出信号归一化幅度衰减

经计算，几个特殊点的数值如表 3.1 所示：

$f(\text{Hz})$	0	300	342	400	480	600	800	1200	2400
ΔF	0	1/8	1/7	1/6	1/5	1/4	1/3	1/2	1
$A(\Delta F)$	1	0.9745	0.9668	0.9549	0.9355	0.9003	0.8270	0.6366	0

表 3.1 QPSK 检测器输出信号归一化幅度衰减的几个特殊值

经观察：

- (1) 当频偏达到 PN 序列频率 $f_{pn}=2.4\text{KHz}$ 时，信号衰减为 0
- (2) 当频偏为 1.2KHz 的时候，即相对频偏为 $1/2$ 时，信号幅度衰减为原来的 0.6366 倍，即衰减了 1.96dB。
- (3) 在频偏小于 600Hz 时，即相对频偏达到 $1/4$ 时，信号仍然保留了 90%。

同样的，由 (3.12) 式，可以得出 QPSK 非相干检测器输出信号能量随多普勒剩余频偏的衰减，如图 3.5 所示。假设伪随机序列码的长度为 512，基带数据速率为 2.4Kbps。

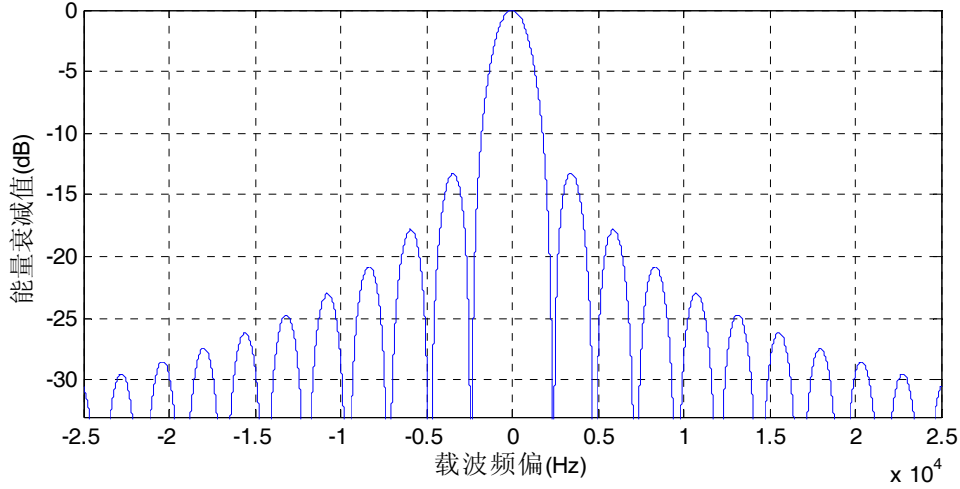


图 3.5 输出信号能量衰减与载波频偏的关系示意图(-30KHz, 30KHz)

为了更清晰的观察能量的变化，取 (-5KHz, 5KHz) 区间内的曲线，重新做图，如图 3.6 所示。

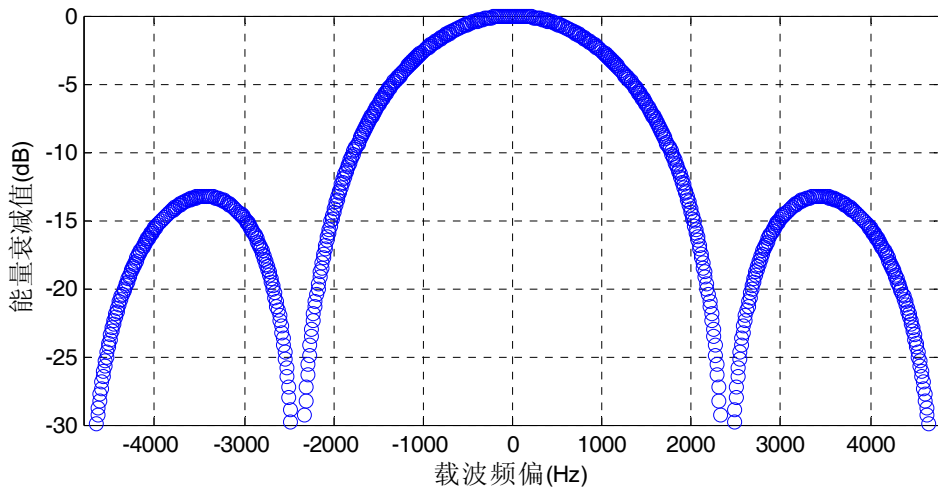


图 3.6 输出信号能量衰减与载波频偏的关系示意图(-5KHz, 5KHz)

可见，第一个旁瓣的能量衰减了 13dB，当载波频偏为 PN 序列频率 $f_{pn}=2.4\text{KHz}$ 的整数倍时，信号幅度(能量)衰减为 0，频偏为 (-2.4KHz, 2.4KHz) 的范围内为信号主瓣，在频偏为 1.2KHz 的时候，即相对频偏为 1/2 时，能量约衰减了 4dB。

由上述分析，我们可以得出结论：在相干积分长度取为 1 个 PN 码周期时，为了保证多普勒频偏造成的信号能量损失小于 4dB，载波频率的搜索间隔必须小于或等于 1.2KHz，载波频率的搜索间隔越小，对信号造成的衰减也就越小，这样对信号的捕获比较有利，系统可以比较快的进入同步状态。当然，频率搜索间隔不能取得太

小, 这样会增加信号捕获所花费的时间。对于采用 2 倍或 N 倍 PN 码周期 ($N > 2$) 的相干积分长度, 多普勒频偏造成的信号能量特性与上述分析类似, 只需要将多普勒载波间隔等比例缩小 2 倍或 N 倍即可。

3.4.2 采样偏差与采样时刻选择

由于采样时刻在 $(-T_c/2, T_c/2)$ 区间内为随机分布, 对于矩形形状的数字信号, 采样时刻出现偏差对信号是没有任何影响的, 但是数字信号的传输不可能采取理想的数字脉冲, 一般为了克服码间串扰, 需要对信号进行成型滤波。对于滤波后的信号, 采样时刻出现偏差不可避免的会带来信号的衰减。下面从成型滤波的原理入手, 来分析采样偏差及解扩信号的衰减分析。

低轨卫星通信系统采用 CDMA 扩频技术是因为它具有很强的抗干扰能力和较好的保密性, 为了避免码间干扰, 必须对扩频信号进行成型滤波。为了得到理想的脉冲波形, Nyquist 定理告诉我们, 接受波形需要满足抽样值无失真传输, 在本抽样的抽样时刻有最大值, 而在其他抽样时刻皆为 0, 即无码间串扰 (ISI)。

在实际中得到广泛应用的是具有奇对称升余弦形状过渡带的一类无串扰波形, 通常成为升余弦滚降信号。考虑到发射机和接收机都需要经过成型滤波, 因此, 在发射端采用平方根升余弦滚降滤波器, 这样, 接收端成型滤波器同样的冲激响应补偿了发射端带有 ISI 的信号, 因此在整个系统中消除了 ISI 所带来的信号传输失真。平方根升余弦滚降滤波器的冲激响应为:

$$h(t) = \frac{\sin[(1-\alpha)\pi t/T_c] + 4\alpha(t/T_c)\cos[(1+\alpha)\pi t/T_c]}{(\pi t/T_c)[1-(4\alpha t/T_c)^2]} \quad (3.15)$$

其中 T_c 是码元符号间隔, α 是滚降系数, 考虑到接收波形在再生判决中还要再抽样一次以得到无失真的抽样值, 而理想的瞬间抽样不可能实现, 即抽样的时刻不可能完全没有误差, 因此, 为了减小抽样定时脉冲所带来的影响, 滚降系数不能太小。

在 Matlab 中计算出所需成型滤波器的系数, 采用 $\alpha = 0.3$, 滤波器长度为 40, 采用 Hamming 窗函数, 14bit 系数量化。设计出的滤波器频率响应如图 3.7 所示。虚线部分为系数量化后的频率响应。从图中滤波器的幅度相应可以看出, 经过成型滤波之后, 阻带的衰减达到了 60dB 以上。

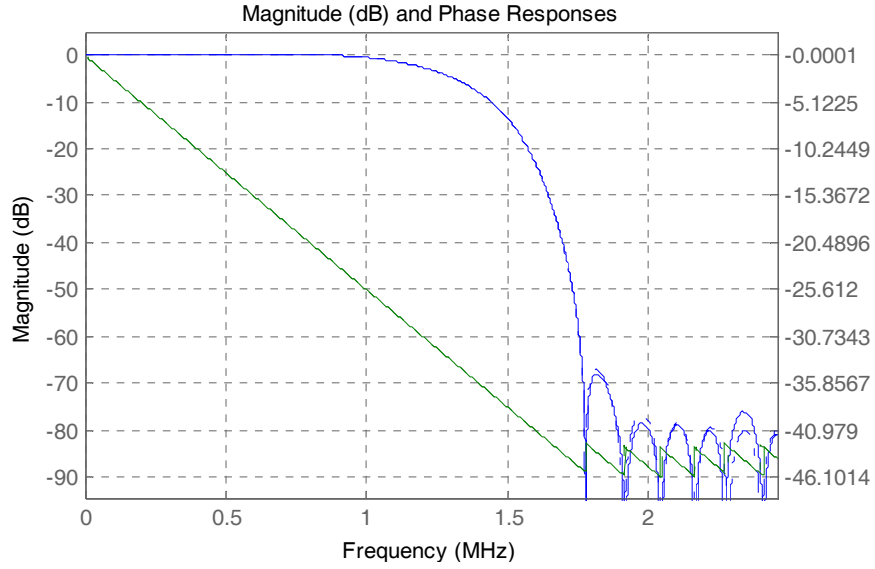
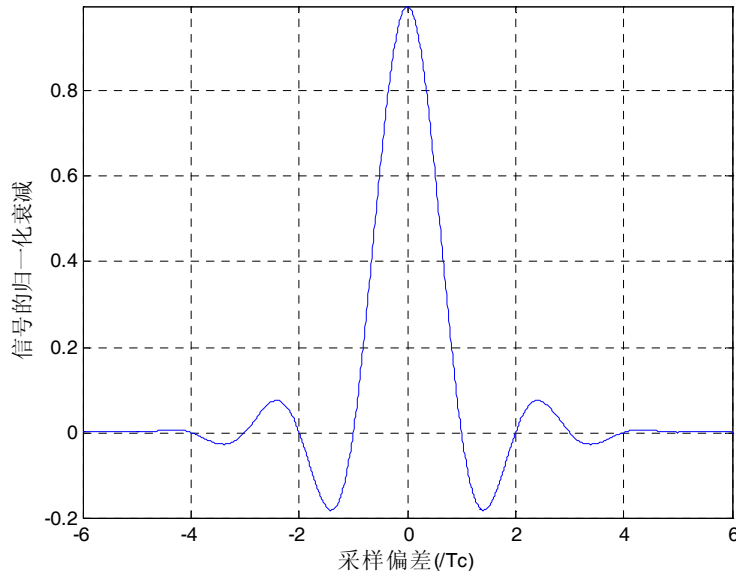


图 3.7 成型滤波器的频率响应

不失一般性，采用升余弦滚降信号来分析信号采样偏差对输出信号幅度衰减的影响，成型系数仍然选取 $\alpha = 0.3$ 。升余弦滚降信号的衰减因子为

$$D(\Delta T) = \frac{\sin(\frac{\pi \Delta T}{T_c})}{\frac{\pi \Delta T}{T_c}} \times \frac{\cos(a\pi \frac{\Delta T}{T_c})}{1 - 4(a\frac{\Delta T}{T_c})^2} \quad (3.16)$$

以 ΔT 为自变量，采样偏差对输出信号幅度衰减的影响如图 3.8。

图 3.8 采样偏差对输出信号幅度衰减的影响 $(-6T_c, 6T_c)$

考虑相对采样偏差在-1 到 1 变化时，幅度的衰减情况如图 3.9。

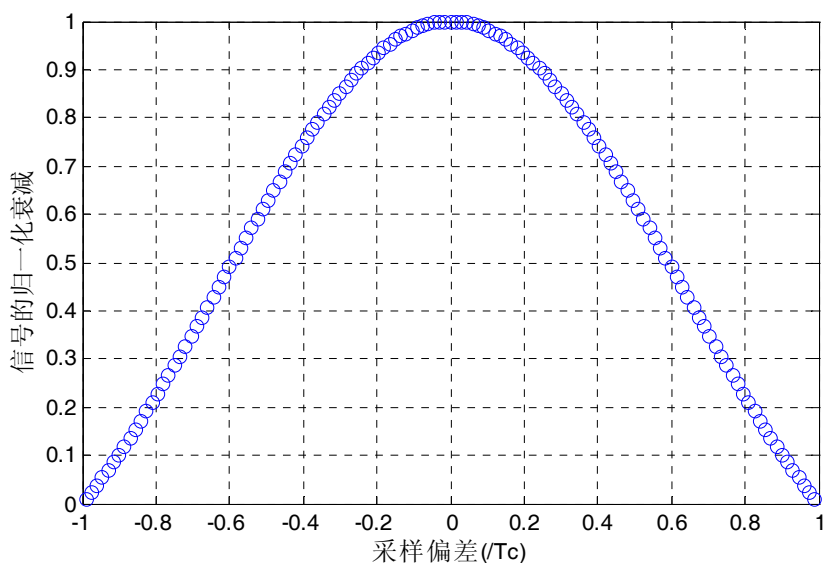


图 3.9 采样偏差对输出信号幅度衰减的影响 ($-T_c, T_c$)

观察图 3.9，可以得出以下结论：

- (1) 和多普勒频移时非常相似，当采样偏差达到一个 PN 码元宽度时，幅度衰减刚好为 0。
- (2) 当采样偏差偏移半个码片宽度，即 $\Delta T = T_c / 2$ 时，幅度衰减为原来的 0.6233 倍，这个数值和多普勒频偏半个 PN 码频率造成的 0.6366 倍的衰减非常接近。表 3.2 给出了几个特殊点的数值。

表 3.2 几个特殊采样时刻采样偏差对输出信号幅度衰减的影响

采样偏差	0	1/8	1/7	1/6	1/5	1/4	1/3	1/2	1
幅度衰减	1	0.9732	0.9651	0.9527	0.9323	0.8956	0.8193	0.6233	0
能量衰减	1	0.2359	0.3085	0.4208	0.6088	0.9615	1.7311	4.1061	0

因此，对于单采样的捕获结构，当采样点位于两个码片峰值之间时，最差情况的偏移是 0.5，其对应的能量衰减为 4.1dB。

3.4.3 码片偏差与码片搜索间隔

根据伪码的自相关特性，只有当发送伪码的相位和本地伪码相位一致或者相差半个码片以内，才能检测到相关峰值。在检测过程中，对信号进行判决，一般需要将相关器的输出作积分以及能量判断。不失一般性，本节中假设伪随机序列码为最常见的 m 序列，在数学表达式上用码元宽为 T_c ，幅值为+1 或-1 的矩形波信号来表示。其周期自相关函数是：

$$R_a(\tau) = \begin{cases} 1 - \frac{N+1}{NT_c}|\tau| & |\tau| \leq T_c \\ -\frac{1}{N} & T_c \leq |\tau| \leq (N-1)T_c \end{cases} \quad (3.17)$$

快速捕获过程中，码片的偏差对解扩信号的影响体现为能量的衰减，其数学表达式为

$$D(\tau) = \begin{cases} (1 - \frac{N+1}{NT_c}|\tau|)^2 & |\tau| \leq T_c \\ \frac{1}{N^2} & T_c \leq |\tau| \leq (N-1)T_c \end{cases} \quad (3.18)$$

因此，理论上码片相位偏差对输出信号能量衰减造成的影响如图 3.10 所示。

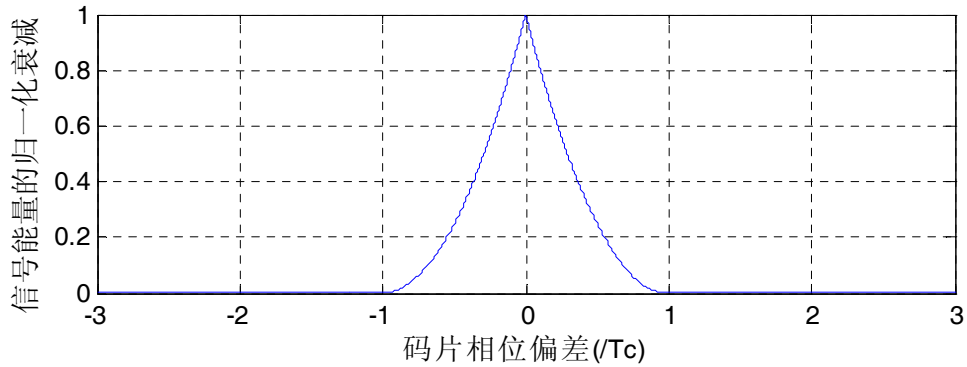


图 2.10 码片相位的偏差对输出信号能量衰减造成的影响

可以看出，码片相位偏差继续增大甚至大于一个码片宽度时，检测器将无法检测到信号。因此，在捕获阶段，码片搜索间隔必须控制在 $T_c/2$ 以内，后续的操作才能顺利的跟踪到信号。由于在信号发射过程中，信号需要经过成型滤波器，实际上码片偏差对检测信号的能量衰减与采样偏差造成的衰减体现为同样的效果。最坏情况下，当单倍采样的信号选择点位于两个相邻码片的中央时，能量的衰减最大，此时，采样偏差和码片偏差带来的信号能量总衰减为 4.1dB。

3.4.4 码多普勒效应与相干积分驻留时间

多普勒效应不仅会引起载波的频率发生偏移，同样的，卫星和地面用户（或接收机）之间的相对运动也会引起码片的频率产生偏移，在时域上体现为单个码片的长度出现拉长或者缩短，另外，发射机和接收机的时钟速率不一致也会引起码多普勒效应。假设单个码片的初始长度为 T_c ，初始码速率为 R_c ，码多普勒效应引起的单个码片长度变化为 ΔT ，相应的，码多普勒效应引起的码片速率的变化为 ΔR ，发生码多普勒效应后的码片长度为 T_c' ，码速率为 R_c' ，那么

$$T_c = \frac{1}{R_c} \quad (3.19)$$

$$T'_c = T_c + \Delta T \quad (3.20)$$

$$R'_c = \frac{1}{T'_c} = \frac{1}{T_c + \Delta T} \quad (3.21)$$

当本地码与接收信号初始对齐，随着时间累积，码多普勒效应会引起码片滑动，对于图 3.2 中的相关积分器来说，码片滑动会引起相关峰值滑动或者检测能量峰值随时间衰减。在时域滑动相关捕获中，码片滑动会使平均捕获时间加长^[42]。

本文 3.4.2 节中讨论了成型滤波器在码片成型中的作用。假设相干积分累加时间为 t ，那么码多普勒效应造成的码片偏差为 $\Delta R t$ ，当采用升余弦滚降信号对扩频信号进行成型时，码速率偏移对解扩信号的幅度衰减因子可以表示为

$$D(t) = \frac{\sin(\frac{\pi \Delta R t}{T_c})}{\frac{\pi \Delta R t}{T_c}} \times \frac{\cos(a\pi \frac{\Delta R t}{T_c})}{1 - 4(a\frac{\Delta R t}{T_c})^2} \quad (3.22)$$

检测器的输出一般采用能量来表示，那么码速率偏移对解扩信号的能量衰减因子可以表示为

$$D^2(t) = \left(\frac{\sin(\frac{\pi \Delta R t}{T_c})}{\frac{\pi \Delta R t}{T_c}} \times \frac{\cos(a\pi \frac{\Delta R t}{T_c})}{1 - 4(a\frac{\Delta R t}{T_c})^2} \right)^2 \quad (3.23)$$

在低轨卫星系统中，码多普勒的平均值约为 10Hz 左右^[19]。考虑平均值的情况，对于 2.4Kbps 的基带数据速率，检测器的归一化能量随时间的衰减如图 3.11 所示。

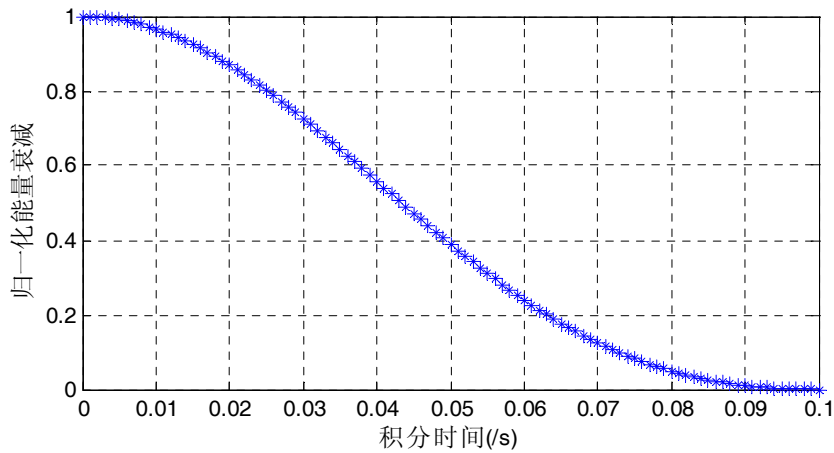


图 3.11 码多普勒效应引起的检测器归一化能量衰减

由图可见,在相干积分累加时间为 $\tau = 1/10\text{Hz} = 0.1\text{s}$ 时,检测器输出能量衰减为零,当相干积分累加时间为 50ms 时,检测器输出能量衰减为无码多普勒效应时的40%。因此,当相干积分累加时间大于 50ms 甚至达到 100ms 时,检测器将很难检测到信号,捕获也很难完成。在本文讨论的捕获系统中,相干积分累加长度设计为2倍码片周期长度,约为 1ms ,其判决信号能量衰减不到0.5%,因此在捕获参数设计的时候,可以不考虑码多普勒效应的影响。

3.5 时域和频域并行算法分析

3.5.1 时域并行算法分析

时域并行算法有两种实现方式:多个相关器并行搜索以及匹配滤波器(MF)搜索方法。多个相关器并行只适用于扩频码长度很短以及对系统复杂度要求不高的场合,在实际系统中已很少采用。因此,时域并行捕获算法主要是指采用匹配滤波器的方法。

当信号为实信号时,比较相关和卷积运算的计算公式可以看出,它们仅存在时间上的反转这个区别,当接收到一个实的扩频信号时,可以设计一个滤波器,使其单位冲击响应为该扩频信号中所用扩频码在时间上的反转。当接收到的扩频信号的时长达到一个伪码周期,并且多普勒频偏值为零或非常小时,就会有相关峰值输出,根据这个相关峰值就可以调整本地伪码的相位,从而达到捕获的目的。如果相关峰值没有达到预先设置的门限阈值,则需要调整本地的多普勒频偏值,重新开始匹配滤波的过程,图3.12给出了基于匹配滤波器的时域并行捕获算法的实现框图。

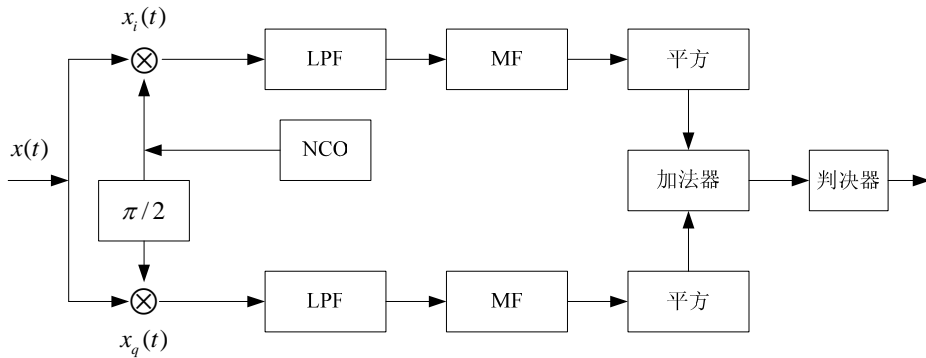


图 3.12 基于匹配滤波器的时域并行捕获实现框图

应用匹配滤波器实现扩频码的捕获,一般扩频序列与接收序列在 NT_c 的时间内可以将扩频码的所有相位搜索一遍,对于频率和相位的二维搜索,只需要改变本地多普勒频率值,不需要考虑本地扩频码相位的调整,因此,匹配滤波器方法具有一种时域并行的捕获方法,具有很高的捕获速度。

匹配滤波器可以在中频或基带来进行,相应的可以分为带通匹配滤波器和低通

匹配滤波器，前者可以用无源的声表面波器件（SAW）来实现，后者可以用数字集成电路来实现。在载波频率较高的情况下，一般采用 SAW 来实现，但 SAW 器件插入损耗大而且其滤波长度受工艺水平的限制，难以实现对长伪随机码的捕获，并且在低信噪比下不是很可靠。近年来，随着集成化、数字化的程度越来越高，数字匹配滤波器得到了广泛应用。数字匹配滤波器主要由移位寄存器、乘法器和累加器三部分构成，一个典型的数字匹配滤波器结构如图 3.13 所示。

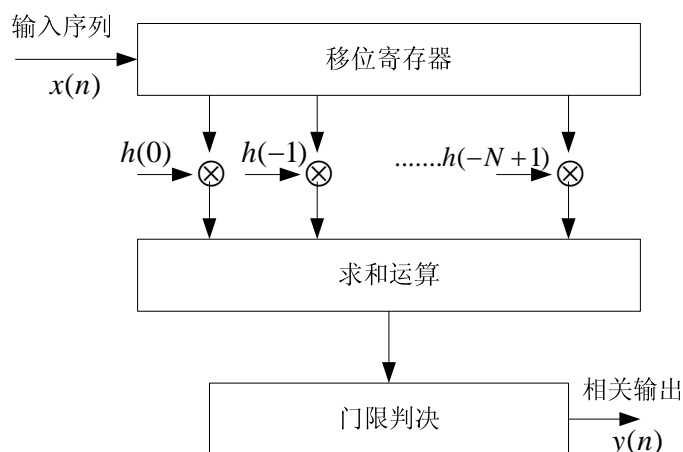


图 3.13 数字匹配滤波器的原理图

图 3.12 中， $x(n)$ 为接收到的输入序列， $h(0)$ 、 $h(-1) \cdots h(-N+1)$ 是匹配滤波器的系数，它们由本地伪码构成，最后的输出 $y(n)$ 由公式（3.24）表示：

$$y(n) = \sum_{i=0}^{N-1} x(n-k)h(-k) \quad (3.24)$$

用软件实现匹配滤波器与传统的表面波滤波器相比，有以下优势：

- (1) 可编程，可以根据需求改变 PN 码的长度和数值。
- (2) 便于数字信号处理，这对低轨卫星通信的数字化尤为重要。
- (3) 体积小，开发周期短，易于实现。
- (4) 不存在固有的噪声，没有噪声的积累。

由于数字滤波器相比 SAW 器件存在着很多优势，在数字通信系统和雷达检测中，都有着广泛的应用。

3.5.2 频域并行算法分析

频域并行捕获方法主要是采用 FFT 来实现，FFT 作为离散数据频域分析最简明有效的工具，可以将时域繁琐的数学运算转换成频域非常简洁的运算。

在二维捕获过程中，为了在一个伪码的周期内搜索所有的伪码相位单元，需要先固定一个多普勒频率值，然后将本地的伪随机码进行循环移位，并与接收信号进行相关运算，当本地码与接收信号的相关运算峰值超过预设的阈值时，表明码相位

和频率搜索完毕，如果没有出现峰值，则需要改变本地预设多普勒频率值，再进行下一个伪码周期的搜索。这种相关运算可以用式 (3.25) 表示：

$$R(m) = \sum_{i=1}^N r(i)pn(i+m) \quad m = 0, 1, \dots, N-1 \quad (3.25)$$

式中， N 为伪码周期长度，在时域直接计算上式，计算量正比于 N^2 ，在实际工程中运算量过大。时域的卷积等效于频域的相乘，转化到频域采用 FFT 来计算，将会大幅度缩减简化运算过程。基于 FFT 的频域并行捕获算法的原理就是利用 FFT 来简化时域卷积运算，这样，式 (3.26) 可以改写如下：

$$R(m) = \sum_{i=1}^N r(i)pn(i+m) = r(i) \otimes pn(-i) = \text{IFFT}(\text{FFT}(r(k)) * \text{FFT}^*(pn(k))) \quad (3.26)$$

式中， \otimes 代表圆周卷积， FFT 和 FFT^* 分别代表傅里叶变换和傅里叶变换的共轭。以 DS-CDMA 信号为例，图 3.14 给出了基于 FFT 的频域并行捕获算法的原理框图。

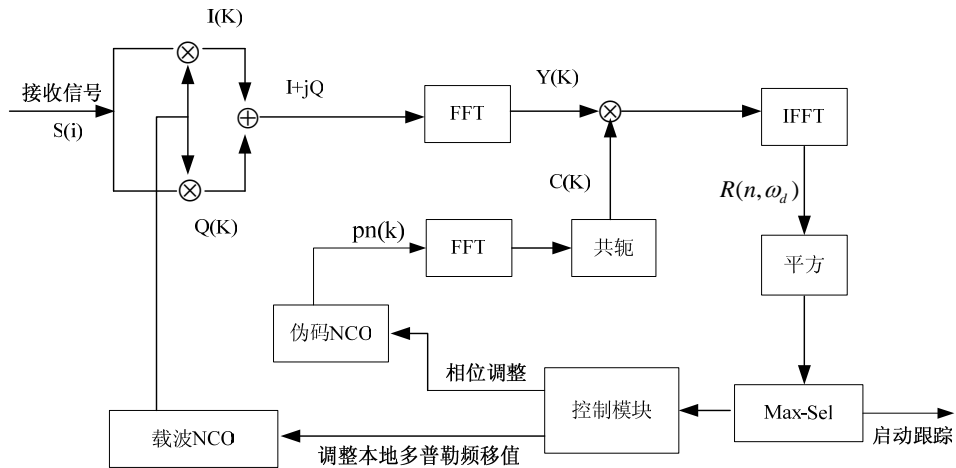


图 3.14 基于 FFT 的频域并行捕获算法原理图

由图 2.14 可以看出，若对剩余载波的估计量为 $\hat{\omega}_d$ ，则

$$I + jQ = \sum_{i=1}^L S(i) \exp[-j(\omega_c - \hat{\omega}_d) iT_s] \quad (3.27)$$

由 FFT 运算的性质可知，对多项之和求 FFT 等于分别对每一项求 FFT 再求和，所以，对 $I + jQ$ 求 FFT 后

$$Y_1 = \text{FFT}\{S_1 \times \exp[-j(\omega_c - \hat{\omega}_d) T_s]\} \quad (3.28)$$

类似的，有

$$Y_i = FFT\{S_i \times \exp[-j(\omega_c - \hat{\omega}_d) \times iT_s]\} \quad (3.29)$$

$$Y_L = FFT\{S_L \times \exp[-j(\omega_c - \hat{\omega}_d) \times LT_s]\} \quad (3.30)$$

对伪随机序列求 FFT，有

$$C_i = FFT(PN_i) \quad (3.31)$$

因此，进入平方检测器的检测量为

$$R(i, \hat{\omega}_d) = IFFT(C_i^* Y_i) \quad (3.32)$$

FFT 的频域并行搜索过程如下：首先，本地载波 NCO 从一个初始频率值开始，使产生的载波对准二维搜索单元的某一行，启动 FFT 捕获环路，通过比较所有的相关峰值，找出其最大值，如果最大值大于预先设定的检测门限，则表明信号捕获成功，给出信号所在的载波和码相位的位置，进入信号跟踪阶段。如果最大值小于门限，则改变多普勒频偏值，重新启动 FFT 搜索。

基于 FFT 的频域并行搜索是对时域和频域同时进行搜索，多普勒频偏的搜索步进单元的选取很重要，步进单元选取的过大，会使检测器的输出能量峰值降低，对于低信噪比的情况，信号比较难捕获；步进单元如果选的过小，捕获性能会得到提升，但捕获时间相应的会变长。所以多普勒频偏的搜索步进单元的选取需要折中考虑。

3.4.1 节已经给出结论，在本文考虑的低轨卫星通信系统中，最大的频率搜索间隔为 1.2KHz，以 1KHz 的搜索间隔为例，图 3.15 给出了多普勒频率值的一种较为简单可行的搜索策略。

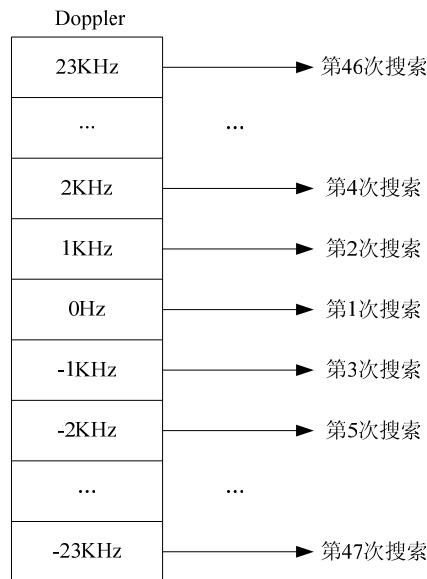


图 3.15 多普勒频率值的搜索策略

3.6 本章小结

本章从 DS-CDMA 信号的发送与接收入手, 对非相干检测方式下的 QPSK 信号接收流程进行了分析, 对 DS-CDMA 信号的二维捕获策略进行了讨论, 给出了对非相干检测器输出能量造成衰减的几个因素: 剩余载波、采样偏差、码片偏差、码多普勒效应等, 并进行了定量分析。第 5 节从时域和频域入手, 对时域并行和频域并行两种并行捕获算法进行分析, 这两种并行的思路为时频二维并行捕获算法提供了理论基础。

第四章 时频二维并行捕获设计和性能分析

4.1 引言

由于载波剩余频偏和码相位的不确定性的存在，低轨卫星 DS-CDMA 信号要完成捕获必须完成载波和码相位这两个未知参数的搜索。基于匹配滤波器的捕获方法在时域实现了并行搜索，其捕获时间已经缩小到与一维搜索相当，基于 FFT 的捕获方法在频域实现了并行搜索，其捕获时间也已经缩小到同等级别。文献[44,45,46]较早的实现了 FFT 估计在高动态 GPS 接收机中的应用，文献[47]提出了在低轨卫星通信系统中采用 FFT 估计载波频率的一种低功耗的扩频接收机设计。文献[8]则最早提出了同时采用匹配滤波和 FFT 频率估计的方法，实现更快的捕获速度。文献[40]采用时域并行和 FFT 相结合的方式实现了一种 CDMA 跳频接收机。相对于时域或者频域并行搜索，时域-频域相结合的二维并行搜索方法具有更快的捕获速度。本章首先提出了一种改进的时频二维并行搜索方法，对其实现结构和算法性能进行了分析，然后对系统参数设计和检测量的频谱衰落等提出了解决方案，最后讨论了检测概率、虚警概率、检测门限和信噪比等关键参数之间的关系。

4.2 时频二维并行快速捕获设计

4.2.1 捕获原理与实现结构

最早提出利用 FFT 来分析载波频偏以实现信号捕获的是 2000 年左右的 Sascha M.Spangenberg 等人。2004 年，Fraai, D.M 采用了时域并行和 FFT 相结合的方式将这种算法原理应用到了跳频接收机中。

本节将从第三章分析的相干积分-非相干检测方式下信号的接收过程开始，针对典型的低轨卫星通信系统来，引入 FFT 分析载波频偏，提出一种基于时域并行信号匹配和 FFT 的时频二维并行快速捕获结构。

当多普勒频移值为 0 时，捕获检测器输入端的离散信号可以表示为：

$$r_i = s_i + n_i \quad (4.1)$$

式(4.1)中 s_i 表示扩频信号的第 i 个码片，且

$$s_i = dc_i \quad (4.2)$$

d 表示发送端的有用数据符号， c_i 是扩频码的第 i 个码片。式(4.1)中的 n_i 表示均

值为 0，方差为 σ_n^2 的加性高斯白噪声（AWGN）的第 i 个抽样值。当扩频码的相位偏差为 δ 时，相关器的输出为：

$$\begin{aligned} C_\delta &= \sum_{i=1}^M r_i c_{i+\delta} \\ &= \sum_{i=1}^M (dc_i + n_i) c_{i+\delta} \end{aligned} \quad (4.3)$$

当存在多普勒频移时，解调信号不能完全剥离载波，这样，进入相关器的输入信号中有残留的载波，式(4.1)变为

$$r_{i,d} = (s_i + n_i) e^{j2\pi i \Delta\phi} \quad (4.4)$$

相应的，相关器的输出变为

$$C_d = \sum_{i=1}^M s_i e^{j2\pi i \Delta\phi} c_i + \eta \quad (4.5)$$

式(4.4)中， $\Delta\phi = f_d \times T_b / M$ 代表两个连续的码元之间的相位差， f_d 表示载波多普勒频偏， T_b 表示调制数据符号周期。式(4.5)中 η 表示相关器输出的复数噪声分量。由式(4.5)可以看出，如果对相关器的输出结果作 FFT 频谱分析，可以直接提取出剩余载波值而不需要对剩余载波进行搜索。FFT 的点数和频率分辨率决定了系统可检测的多普勒频偏范围。

FFT 检测多普勒频偏的基本原理是：用分段的信号匹配滤波代替部分相干积分，对于周期为 M 的扩频码，令 $P = M / X$ （ X 的选取与多普勒频率的搜索间隔有关），每 X 码片的数据做匹配滤波，将输入的数据降速，并将降速后的同相和正交数据合成复数，然后引入 FFT 进行谱分析。当本地扩频码与输入信号码相位一致，本地扩频码与输入信号进行匹配后，结果只剩下了残留的多普勒剩余载波值，对其做 FFT 谱分析，就能得到多普勒频移值 f_d 。

由第三章中给出的 DS-CDMA 信号的采用前置相干积分器的非相干检测流程，如果采用 FFT 来检测多普勒频偏，并且将前置相干积分器用分段的部分匹配滤波器来代替，则可以同时在时域和频域进行并行的搜索，这就是时频二维并行快速捕获方法的原理。图 4.1 给出了 DS-CDMA 信号的时频二维并行快速捕获的实现结构图。

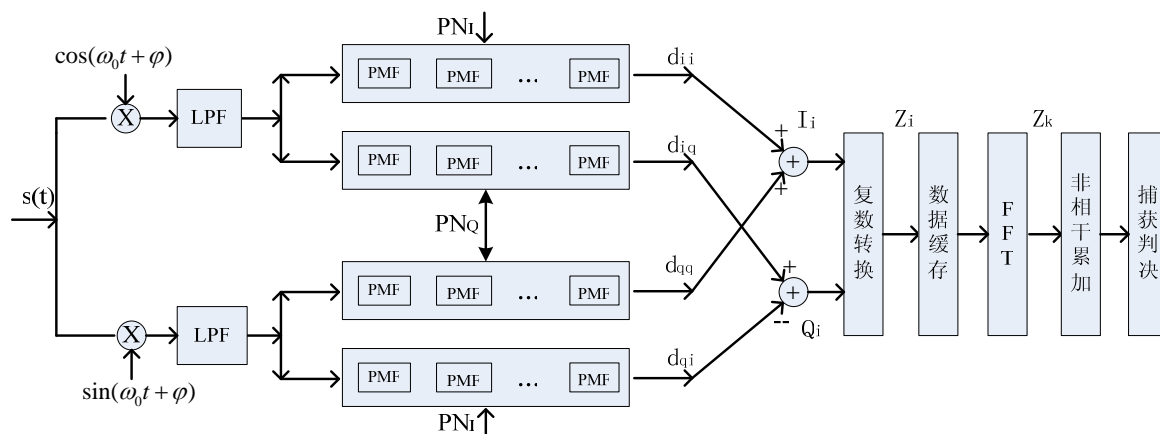


图 4.1 DS-CDMA 信号的时频二维并行快速捕获的实现结构图

图 4.1 中的 PMF 为分段匹配滤波器 (Partial Matched Filter)，其主要作用是对相干积分的数据做降速处理，减少 FFT 的点数以适应实时处理。根据时频二维并行快速捕获的幅频响应和 FPGA、DSP 的处理能力，应合理的选择部分匹配长度 X 和 FFT 的点数 N ，以达到最好的效果。

时频二维并行快速捕获方法在搜索码片相位的同时，可以得到多普勒频移值，这种搜索过程可以用图 4.2 表示。

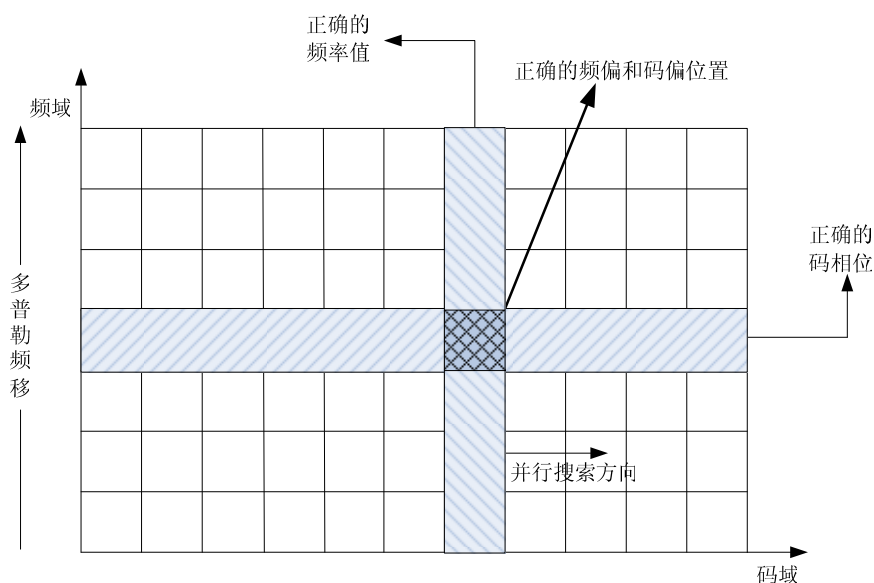


图 4.2 时频二维并行搜索示意图

4.2.2 幅频响应与检测量仿真

时频二维捕获系统一个数据符号长度的数据由 P 个部分匹配滤波器和 K 点 ($K \geq P$) 点复数 FFT 运算模块组成。每个部分匹配滤波器的长度为 X ，满足 $M = PX$ 为扩频码的周期长度。第一个匹配滤波器使用前 X 码片的数据长度，第二个匹配滤波器使用后续的 X 码片的数据长度，如此类推。这 P 个匹配滤波器的输出为部分相

关结果，如果将它们联合起来，则等同于一个 M 长的标准匹配滤波器。将各个部分相关结果进行复数 FFT 运算，再对 FFT 结果进行峰值检测。

QPSK 调制方式的输入信号用复信号可以表示为

$$S_i = \sqrt{s}c(t-\tau)\exp[(\omega_c + \omega_d) + \varphi_0] \quad (4.6)$$

假设本地扩频码与接收信号的相位已经同步，并不考虑噪声的影响，那么

$$I_i = \sqrt{s}T_c \sum_{k=(i-1)X}^{iX-1} \cos(\omega_d kT_c + \varphi_0) \quad (4.7)$$

$$Q_i = \sqrt{s}T_c \sum_{k=(i-1)X}^{iX-1} \sin(\omega_d kT_c + \varphi_0) \quad (4.8)$$

引入复变量 Z_i 来表示同相和正交信号

$$Z_i = I_i + jQ_i = \sqrt{s}T_c \sum_{k=(i-1)X}^{iX-1} e^{j2\pi f_d kT_c} \cdot e^{j\varphi_0} \quad (4.9)$$

进一步展开，有

$$\begin{aligned} Z_i &= \sqrt{s}T_c \frac{1 - e^{j2\pi X f_d T_c}}{1 - e^{j2\pi f_d T_c}} e^{j(2\pi f_d kT_c + \varphi_0)} \cdot e^{j2\pi(i-1)X f_d T_c} \\ &= \sqrt{s}T_c \frac{\sin(\pi X f_d T_c)}{\sin(\pi f_d T_c)} e^{j(\pi(X+1)f_d T_c + \varphi_0)} \cdot e^{j2\pi(i-1)X f_d T_c} \end{aligned} \quad (4.10)$$

于是，问题归结于对一个复数单频信号的检测，进行 FFT 谱分析有

$$\begin{aligned} Z(k) &= FFT(Z) \\ &= \sqrt{s}T_c |Z_{n+1}| \cdot \exp\{j[\pi(X+1)f_d T_c + \varphi_0]\} \cdot \exp(j2\pi n\Delta\varphi) \cdot \exp(-j\frac{2\pi}{K}kn) \end{aligned} \quad (4.11)$$

式(4.11)中， $\Delta\varphi = Xf_d T_c$ 表示相邻的匹配滤波器之间由于剩余多普勒频率引起的相位差，其中，

$$|Z_{n+1}| = \left| \frac{\sin(\pi X f_d T_c)}{\sin(\pi f_d T_c)} \right| \quad (4.12)$$

FFT 变换结果的幅值为

$$\begin{aligned} |Z(K)| &= \sqrt{s}T_c \left| \frac{\sin(\pi X f_d T_c)}{\sin(\pi f_d T_c)} \right| \cdot \left| \sum_{n=0}^{P-1} e^{-j2\pi n(\frac{k}{K} - \Delta\varphi)} \right| \\ &= \sqrt{s}T_c \left| \frac{\sin(\pi X f_d T_c)}{\sin(\pi f_d T_c)} \right| \cdot \left| \frac{\sin(\pi P(\frac{k}{K} - Xf_d T_c))}{\sin(\pi(\frac{k}{K} - Xf_d T_c))} \right| \end{aligned} \quad (4.13)$$

基于 FFT 捕获系统的各通道归一化幅频响应为

$$G_{FFT}(f_d, k) = \left| \frac{\sin(\pi X f_d T_c)}{X \cdot \sin(\pi f_d T_c)} \right| \cdot \left| \frac{\sin(\pi P (\frac{k}{K} - X f_d T_c))}{P \cdot \sin(\pi (\frac{k}{K} - X f_d T_c))} \right| \quad (4.14)$$

观察(4.14)式, 右边第一项只有一个变量 f_d , 右边第二项是两个变量的函数: f_d 和 k 。

$$\text{令: } \eta_1(f_d) = \left| \frac{\sin(\pi X f_d T_c)}{X \cdot \sin(\pi f_d T_c)} \right| \quad (4.15)$$

$$\eta_2(f_d, k) = \left| \frac{\sin(\pi P (\frac{k}{K} - X f_d T_c))}{P \cdot \sin(\pi (\frac{k}{K} - X f_d T_c))} \right| \quad (4.16)$$

因此, (4.15)式是做部分相关运算时由多普勒频率值所引起的幅值损失, 当 $P=1$ 时, 部分匹配滤波器退化成一个常数因子, $\eta_1(f_d)$ 取最大值 1。(4.16)式是由 FFT 运算过程中相位补偿的不完全引起的, 使得因子 $(\frac{k}{K} - X f_d T_c)$ 最接近于 0 的 k 将使 $\eta_2(f_d, k)$ 取得最大值。

K 点 FFT 运算实际上就是对部分相关结果进行相位补偿。FFT 运算可以部分地抵消各部分相关器之间由于进行相干累加由多普勒频率引起的损失。在本地码与接收码基本同步时, 当 FFT 的第 k 路补偿相位与由于多普勒频移所引起的相邻部分相关器之间相位差最接近时, 这一路有最大的输出信号幅值。(4.16)式实际上就是第 k 个支路的包络衰减, 对 FFT 输出取最大值即判决量就是取距离该多普勒频点最近的一个支路所对应的频率值。

PN 码符号时间为 T_c , 则时频二维并行快速捕获算法的本质为以 $1/KT_c$ 为间隔对 $(-1/2XT_c, 1/2XT_c)$ 范围内的频率点做相干累加和频域分析。对时频二维并行快速捕获算法, 分别设定四组系统参数进行仿真, 如表 4.1 所示。

表 4.1 FFT 检测器输出仿真设计参数

系统指标	仿真 1	仿真 2	仿真 3	仿真 4
数据速率	2.4Kbps	2.4Kbps	2.4Kbps	2.4Kbps
调制方式	QPSK	QPSK	QPSK	QPSK
扩频码速率	1.2288Mcps	1.2288Mcps	1.2288Mcps	1.2288Mcps
扩频码周期 M	512	512	512	512
FFT 点数 K	8	16	32	64
部分相关长度 X	64	32	16	8

图 4.3~图 4.6 为以表 3.1 所示系统设计参数, 对时频二维并行快速捕获算法进行仿真的结果, 图中外围包络为相关累加的衰减结果, 包络内部的主瓣及旁瓣则是 FFT 检测器的归一化输出峰值。

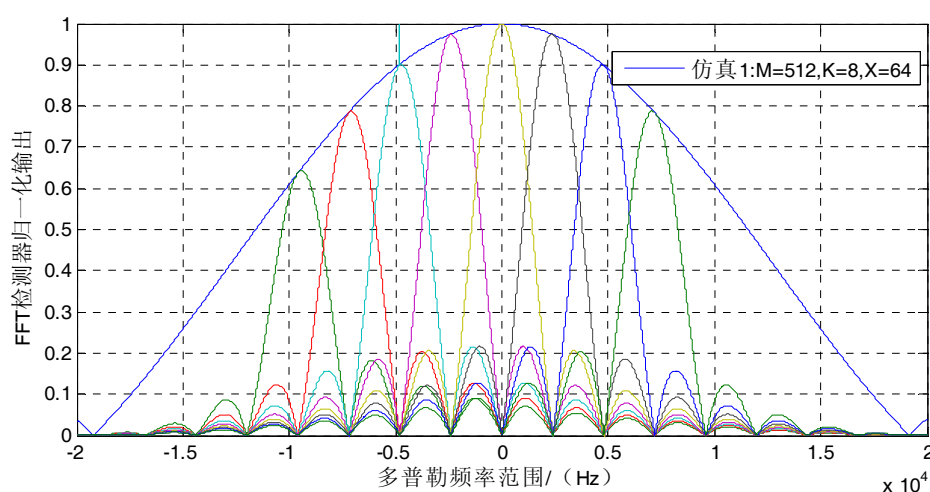


图 4.3 FFT 检测器归一化输出结果(仿真 1)

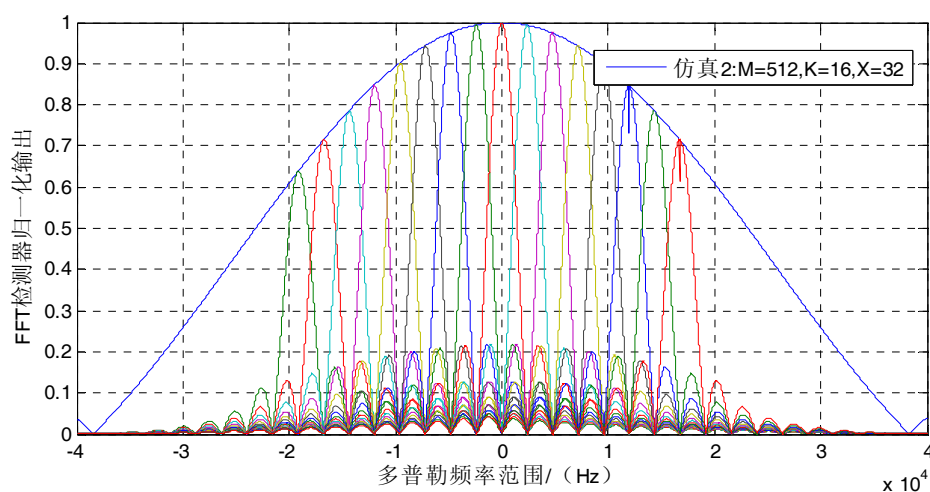


图 4.4 FFT 检测器归一化输出结果(仿真 2)

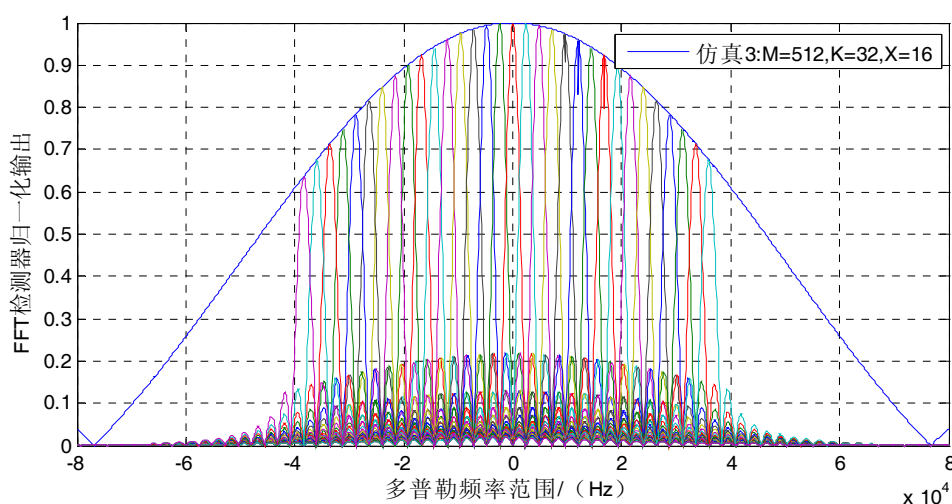


图 4.5 FFT 检测器归一化输出结果(仿真 3)

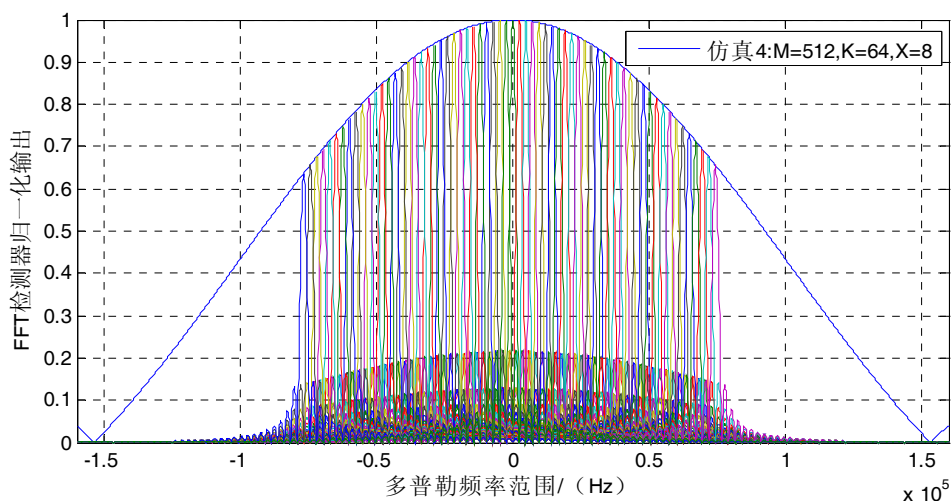


图 4.6 FFT 检测器归一化输出结果(仿真 4)

从图 4.3~图 4.6 可以看出，FFT 检测信号的长度、部分匹配滤波器的长度 X 和 FFT 运算的点数 K 这三个参数对多普勒频率检测范围、频率分辨率、相邻频点之间的幅度衰减等都有着决定性的影响，第 4.2.4 节将对这些关键参数的选择分析。

4.2.3 检测量的频谱衰落与解决办法

观察图 4.3~图 4.6 中 FFT 检测器输出的离散频点峰值之间的曲线，可以看出在任意两个频点之间的频率区间上，归一化输出频谱都存在扇形的衰落。当多普勒频移值在这两个频点之间时，该频率对应的输出频谱会下降。这种周期性的频谱扇形衰落是由 FFT 运算的相位补偿不完全引起的，这种周期性的衰落会导致捕获系统检测概率下降^[65]。

为了抑制频谱的扇形衰落，需要对 FFT 输出的频点之间的部分做相位补偿，由于 FFT 运算对象实际上是对连续的数据进行采样然后加矩形窗函数，因此，改变窗

函数的形状或者对离散的频谱之间进行插值，频谱的扇形衰落就可以得到适当抑制。对 FFT 分析的数据进行后补零，理论上虽然不能提高频谱的分辨率，但是时域的补零相当于对频域进行插值，理论上可以克服部分频谱的泄露。

一般的，假设在离散数据后补零的个数为原数据长度或原数据长度的倍数。

设 N 点离散数据 $x(n), n = 0, 1, \dots, N-1$ ，其 FFT 为

$$X(k) = \sum_{n=0}^k x(n) e^{-j \frac{2\pi}{N} nk} \quad (4.17)$$

将 $x(n)$ 补 $(r-1)N$ 个零， r 为正整数，得 rN 点序列 $x'(n)$ ，即

$$x'(n) = \begin{cases} x(n) & n = 0, 1, \dots, N-1 \\ 0 & n = N, N+1, \dots, rN-1 \end{cases} \quad (4.18)$$

$$\text{则 } X'(k) = \sum_{n=0}^{rN-1} x'(n) e^{-j \frac{2\pi}{rN} nk} \quad (4.19)$$

式(4.18)和(4.19)的区别在于复指数的周期不同，现在用 $X(k)$ 来表示 $X'(k)$

$$\begin{aligned} X'(k) &= \sum_{n=0}^{rN-1} \left[\frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} X(m) e^{j \frac{2\pi}{N} nm} \right] \cdot e^{-j \frac{2\pi}{rN} nk} \\ &= \sum_{m=0}^{N-1} \frac{X(m)}{N} \sum_{n=0}^{rN-1} e^{-j \frac{2\pi}{rN} n(rm-k)} = \sum_{m=0}^{N-1} \frac{X(m)}{N} S(m, k) \end{aligned} \quad (4.20)$$

$$\text{式中, } S(m, k) = \sum_{n=0}^{rN-1} e^{-j \frac{2\pi}{rN} n(rm-k)} = \frac{e^{-j \frac{2\pi}{rN} (rm-k)} \cdot \sin[\pi(rm-k)/r]}{e^{-j \frac{2\pi}{rN} (rm-k)} \cdot \sin[\pi(rm-k)/rN]} \quad (4.21)$$

式(4.20)和(4.21)就是时域补零之后频谱的效果。以前一节分析的低轨卫星通信系统（2.4Kbps 数据速率、1.2288Mcps 的扩频码速率和周期为 512 的扩频码）为例，选择长度为 32 的部分匹配滤波器长度以及 16 点的 FFT 检测器。通过仿真来观察将 FFT 点数后补 16 个零的效果。

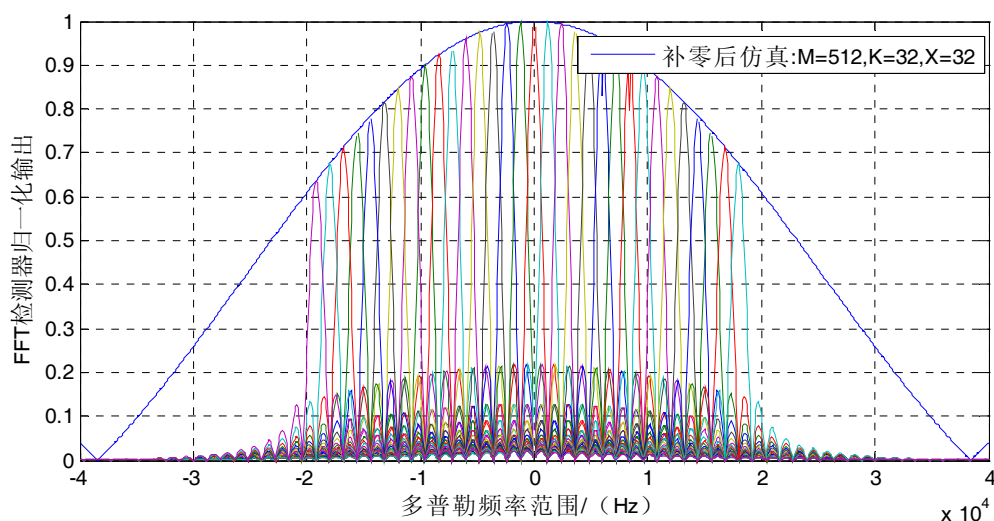


图 4.7 FFT 补零操作后的检测器输出图

将图 4.7 与图 4.4 进行对比，可以看出，由于 FFT 分析数据的实际长度并没有发生改变，所能检测到的多普勒频偏范围虽然没有发生改变，但 FFT 各输出峰值之间的间隔变小了，各个频率点之间的归一化频谱的扇形衰落也得到了一定程度的改善。

通过对数据加非矩形窗函数，也可以起到和补零相似的效果，Sascha M.Spangenberg 等人对加非矩形窗函数后的效果进行了分析^[8]，常用的非矩形窗函数有汉宁窗、海明窗、布拉克曼窗、凯泽窗等^[55]。由于论文篇幅有限，本节不再对各种窗函数的特性进行分析。

将图 4.7 与图 4.5 进行对比，可以得出结论：补零后的频谱改善只能得到部分抑制，跟缩短部分匹配滤波长度来提升 FFT 点数的效果区别不大。只有通过增加 FFT 分析的数据长度，才能从根本上提升频率分辨率，并同时改善频谱的扇形衰落。

因此，解决频谱扇形衰落的方法有三种：

- (1) 通过补零以增加 FFT 点数；
- (2) 通过加非矩形窗函数以减小频谱衰落；
- (3) 通过增加 FFT 分析数据的长度以增加 FFT 点数。

第一种方法和第二种方法只能减小频谱的扇形衰落，并不能提升频率分辨率^[8]，而第三种方法可以在减小频谱扇形衰落的同时，提升频率的分辨率。

因此，将 FFT 的分析长度改为 2 个数据符号，可以在增加检测区间的基础上，达到减小频谱扇形衰落和提升频率分辨率的目的。

4.2.4 关键参数分析和设计

从图 4.3~图 4.6 可以看出，FFT 检测信号的长度、部分匹配滤波器的长度 X 和 FFT 运算的点数 K 这三个参数对捕获系统的性能有着至关重要的影响：

(1) 匹配滤波器的长度 X 和 FFT 运算的点数 K 决定捕获系统可以搜索到的多普勒频偏范围。当 FFT 的点数 K 取值分别为 8、16、32、64 时，能检测到的最大多普勒频偏范围分别约为 $\pm 9.5\text{KHz}$ 、 $\pm 19.5\text{KHz}$ 、 $\pm 39\text{KHz}$ 、 $\pm 78\text{KHz}$ 。从图中可以看出，FFT 边缘部分的点数所对应的衰减幅度均在 60% 以上，折合成能量的衰减约 4.4dB。对于本论文第一章分析的 $(-23\text{KHz}, 23\text{KHz})$ 多普勒频率区间，则该系统至少需要采取 32 点的 FFT 检测器。

(2) 本文第二章已经给出分析，对于 2.4KHz 的伪随机序列的重复频率，频率搜索间隔在 1.2KHz 附近或者小于 1.2KHz 才能检测到信号。频率搜索间隔由 FFT 检测信号的长度决定。在实际系统中，对于 2.4KHz 的伪随机序列重复频率，一般可以选取比 1.2KHz 稍小的频率搜索间隔，如 0.9KHz~1KHz 之间的数值，以保证检测器的衰减更小。从上述四个仿真图中可以看出，当实际频点落在两个 FFT 输出峰值之间时，频率误差最大，约为 1.2KHz，因此，一个数据符号长度的 FFT 分析可以满足 1.2KHz 频率分辨率的要求。如果继续增加 FFT 的分析长度，频率分辨率可以继续提高，2 个数据长度的 FFT 分析，理论上频率分辨率可以达到 600Hz。

(3) 部分匹配滤波器的长度 X 和 FFT 运算的点数 K 决定捕获系统检测器输出的相邻频点之间幅度的衰减大小。从图中可以观察到，当 K 取值逐渐增大时，FFT 检测器的两个相邻频点之间幅度的衰减逐渐减小，显然，相邻频点之间幅度的衰减越小，检测器检测到信号的概率越大。因此，在实际系统中，在硬件消耗允许的条件下，FFT 的点数应该尽量选取的大一点。

(4) 部分匹配滤波器的长度 X 和 FFT 运算的点数 K 决定捕获系统检测到非整数倍最小频率间隔的多普勒频率的能力。当实际频点不是整数倍的最小搜索间隔时，观察仿真结果图，可以看出，检测器的输出存在衰减。

因此，部分匹配滤波器长度 X 和 FFT 运算点数 K 的选取非常关键。当 FFT 运算点数 K 越大时，系统检测到的多普勒频率范围就越大，同时，在有效多普勒频率范围内对应的外围包络衰减就越小；然而，此时部分匹配滤波器长度 X 就会变小，检测器的信噪比损失增大。并且，较大的 FFT 点数带来的硬件消耗会比较大。因此，要合理的选取匹配滤波器长度 X 和 FFT 运算点数 K ，在这两者之间折衷考虑。

因此，综合上述考虑，选择 2 个数据符号长度来进行 FFT 分析，并选择长度为 16 的部分匹配滤波器长度和 64 点的 FFT 检测器，可以达到较高的频率分辨率并减小相邻频点之间的频谱衰落，是一个比较合适的选择。

第二章中分析的 DS-CDMA 信号结构中，信道编码采用卷积编码，参数选为 (2, 1, 7)，译码器则采用软判决 Viterbi 译码，对于 QPSK 相干解调接收机来说，编码增益约为 5dB。由 QPSK 的误码率性能，误码率优于 10^{-5} 时理论信噪比需大于 9.5dB^[51]。但是信道损失、成形滤波、多址干扰等会造成信噪比损失约 4dB，如果

系统要达到 10^{-5} 的误码率，系统的实际信噪比 E_b/N_0 至少为 8.5dB。

进行多普勒载波频率扫描时，由于频率分辨率不可能无限小，这样必然会带来检测量的能量衰减，从 3.4.1 节可以看出，多普勒频偏所造成的最大信噪比衰减约为 4dB。

从 3.4.2 和 3.4.3 节可以看出，由于码片相位的偏差，检测量会出现和剩余频偏相似的检测量衰减，当采取单采样点设计时，最坏情况下的码片偏差为 0.5，其对应的最大信噪比衰减约为 4.1dB。

因此，最坏情况下，总的信噪比损失约为 8.1dB，此时对信号进行 FFT 检测后的包络检测信号的初始信噪比约为 1.4dB，一般情况下，并行捕获检测量信噪比为 12dB 时可以达到或接近最优检测性能^[39]。以 12dB 为设计目标，则相干累加符号长度和非相干累加符号长度需要满足 10.6dB 以上的信噪比增益。

按前述的 2 个符号长度的相干累加过程，其信噪比增益约为 3dB，为了达到 11.5dB 的信噪比增益，至少还需要对检测结果进行非相干累加以获得 7.6dB 的信噪比增益。非相干累加的信噪比增益和相干累加情况下不同。对其定义如下：当非相干累加造成的检测概率和虚警概率变化与相干累加情况下相同或相近时，该信噪比即为非相干累加情况下的等效信噪比。表 4.2 给出了不同的非相干累加增益条件下所需的非相干累加次数^[65]。

表 4.2 不同的非相干累加增益条件下所需的非相干累加次数

信噪比增益	6	7	8	9	10	11	12	13
非相干累加次数	7	9	13	18	26	37	54	73

由前述分析，3dB 的相干累加增益和 7.6dB 的非相干累加增益即可对 1.4dB 的检测量初始信噪比实现 12dB 的设计目标，因此需要做 2 个数据符号长度的 FFT 检测和约 9-13 次非相干累加。对于 7.6dB 的非相干增益，此处可以选择 12 次非相干累加。当信号的实际信噪比低于 8.5dB 时，所需的信噪比增益增大，从表 4.2 中可以看出，需要进行更多次数的非相干累加才能达到 12dB 的设计目标。

4.3 判决量选取及捕获性能分析

4.3.1 基于最大似然准则的判决量

本章设计的快速捕获系统选择基于近似最大似然估计准则(即 ML 准则)的判决量。由对扩频信号码相位和载波频率的最大似然接收过程，接收信号为有用信号和噪声的叠加，即：

$$\begin{aligned}
 r(t) &= s(t) + n(t) \\
 &= Ac(t - \tau)\exp(j\omega t + \theta) + n(t)
 \end{aligned}
 \tag{4.22}$$

式(4.22)中的载波和噪声均采用复包络来表示, $\mathbf{n}(t)$ 表示方差为 σ^2 的高斯噪声, 对于接收机来说, 需要确认的参数有信号包络 A , 载波频率 ω , 载波相位 θ , 码相位延时 τ 。取 N 个信号样本进行非相干检测, 则其联合概率密度函数为:

$$p(r_N / A, \theta, \tau, \omega) = \frac{1}{(2\pi\sigma^2)^{\frac{N}{2}}} \exp\left(-\frac{\sum_{i=1}^N |r_i - s_i|^2}{2\sigma^2}\right) \quad (4.23)$$

按照最大似然准则, 对上式取对数似然函数, 得:

$$\begin{aligned} \varphi(r_N) &= -\frac{1}{2\sigma^2} \sum_{i=1}^N |r_i - s_i|^2 \\ &= \frac{1}{2\sigma^2} \operatorname{Re}\left(\sum_{i=1}^N 2r_i A c(iT - \tau) \exp(-j\omega iT) \exp(-j\theta)\right) - \frac{1}{2\sigma^2} \sum_{i=1}^N r_i^2 - \frac{1}{2\sigma^2} NA^2 \end{aligned} \quad (4.24)$$

可以观察到, 式(4.24)中第一项仅包含载波相位的估计, 因此, 载波相位的最大似然估计为

$$\hat{\theta} = \arg\left[\sum_{i=1}^N 2r_i A c(iT - \tau) \exp(-j\omega iT)\right] \quad (4.25)$$

式(3.21)的似然函数可以表示为:

$$\begin{aligned} \varphi(r_N) &= \frac{1}{2\sigma^2} \left| \sum_{i=1}^N 2r_i A c(iT - \tau) \exp(-j\omega iT) \right| \\ &\quad - \frac{1}{2\sigma^2} \sum_{i=1}^N r_i^2 - \frac{1}{2\sigma^2} NA^2 \end{aligned} \quad (4.26)$$

将(3.24)式对 A 求导数, 并令其为 0, 可以求得包络的最大似然估计为:

$$\hat{A} = \frac{1}{N} \left| \sum_{i=1}^N 2r_i c(iT - \tau) \exp(-j\omega iT) \right| \quad (4.27)$$

将载波相位的最大似然估计式(4.25)和包络的最大似然估计式(4.27)代入似然函数(4.23), 并将无信号信息的项消去, 得到载波频率和码相位延时的最大似然估计值为

$$Z(\tau, \omega) = \left| \sum_{i=1}^N 2r_i c(iT - \tau) \exp(-j\omega iT) \right|^2 \quad (4.28)$$

式(4.28)就是基于最大似然估计准则的快速捕获二维参数检测量。在低轨卫星通

信中，由于卫星过顶的时间很短，一般只有几分钟，卫星与地面站或手持终端之间的通信多为突发性，信号参数通常是时变的，直接采用式(4.28)进行估计比较难实现。常用的一种方式是：采取近似的似然判决准则，在码相位和载波频率所构成的二维判决量中选取最大值，与预先设定的门限进行比较，如果大于门限，则捕获成功，否则继续进行捕获过程。这种捕获是一种基于最大似然估计判决量的假设检验过程。

对于上一节讨论的低轨卫星通信系统（2.4Kbps 数据速率、1.2288Mcps 的扩频码速率和周期为 512 的扩频码），选择 2 个数据符号长度的检测区间、长度为 16 的部分匹配滤波器长度以及 64 点的 FFT 检测器。按最大似然估计准则，对于每一个码相位搜索单元，FFT 检测器都给出了各个频点的判决量，对这些判决量选取 FFT 的最大能量值与预先设定的门限进行比较。本文第一章给出了多普勒频偏的最大范围为 $(-23\text{KHz}, 23\text{KHz})$ ，当在某一频点能量最大时，只需要判断该频点是否在多普勒频偏的范围之内，如果在此范围之内，则可以按最大似然估计准则判定该信号存在，如果超过该范围，比如 30KHz，则可以判断该信号不存在，因为该信号出现在这个频点的概率几乎为零。

4.3.2 检测概率与虚警概率

在二维检测的每一个小单元内，只有两种情况存在：要么信号和噪声同时存在，要么只有噪声没有信号，因此，信号的检测是一个统计过程。第二章中已经分析了检测概率、虚警概率、漏检概率、无虚警概率这四种概率的原理。检测门限一般是依据信号捕获的虚警概率来设置的，对于选定的门限 V_t ，如果二维检测的单元中其检测信号能量（或者包络）大于门限值，则判断信号存在，当低于这个门限，则判断为噪声，这个判断的过程可以用积分来表示：对有信号和噪声情况下的概率密度函数（pdf）积分，上限为无穷大，下限为门限值，其结果就是检测概率 P_D ，对仅有噪声情况下的概率密度函数（pdf）积分，上限为无穷大，下限为门限值，其结果就是虚警概率 P_F 。

本章分析的时频二维快速捕获基于非相干检测，其 FFT 检测器的能量输出本质上来讲是一个取包络的过程（ $\sqrt{I^2 + Q^2}$ ， I 和 Q 都满足高斯随机变量，其中 $I \sim N(\mu_1, \sigma^2), Q \sim N(\mu_2, \sigma^2)$ ）。对于信号存在的情况，其包络服从莱斯分布^[48,49]：

$$p_{zm}(\alpha|H_1) = \begin{cases} \frac{1}{2\sigma^2} \cdot e^{-\frac{1}{2}(\lambda+\alpha/\sigma^2)} \cdot I_0(\sqrt{\frac{\lambda\alpha}{\sigma^2}}) & \alpha \geq 0 \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (4.29)$$

其中, α 为随机变量, σ^2 为均方根噪声方差, λ 为信号的包络幅度值。 $I_0(x)$ 是零阶的修正贝赛尔函数 $I_0(x) = \int_0^{2\pi} \exp(x \cos \theta) \frac{1}{2\pi} d\theta$ 。

当信号不存在时 (即只有噪声), λ 为 0, 式(4.29)退化为瑞利分布

$$P_{zm}(\alpha|H_0) = \frac{\alpha}{\sigma_n^2} e^{-\left(\frac{\alpha}{2\sigma^2}\right)} \quad (\alpha \geq 0) \quad (4.30)$$

其中 H_0, H_1 分别表示:

H_1 : 假设输入信号与本地相位对齐在半个码片以内;

H_0 : 假设输入信号与本地相位没有对齐。

由(4.29)和(4.30)式, 虚警概率可以由门限 V_t 得到:

$$\begin{aligned} P_F &= P_r\{\alpha > V_t | H_0\} \\ &= \int_{V_t}^{\infty} P_{zm}(\alpha|H_0) d\alpha = \int_{V_t}^{\infty} \frac{\alpha}{\sigma_n^2} e^{-\left(\frac{\alpha}{2\sigma^2}\right)} d\alpha \\ &= e^{-V_t^2/2\sigma^2} \end{aligned} \quad (4.31)$$

由此, 可以得到门限值

$$V_t = \sigma \cdot \sqrt{-2 \ln P_F} \quad (4.32)$$

利用这个门限值, 可以得到检测概率

$$\begin{aligned} P_D &= P_r\{\alpha > V_t | H_1\} \\ &= \int_{V_t}^{\infty} P_{zm}(\alpha|H_1) d\alpha = \int_{V_t}^{\infty} \frac{1}{2\sigma^2} \cdot e^{-\frac{1}{2}(\lambda+\alpha/\sigma^2)} \cdot I_0(\sqrt{\frac{\lambda\alpha}{\sigma^2}}) d\alpha \\ &= \int_{\sqrt{V_t/N_0T}}^{\infty} x \cdot e^{-\frac{1}{2}(\lambda+x^2)} I_0(\sqrt{\lambda x}) dx \end{aligned} \quad (4.33)$$

式(4.33)结果中的这个函数是 Marcum Q 函数。由 Marcum Q 函数的性质可以得出检测概率 P_D 的一个上界^[50]:

$$P_D = Q\left(2\sqrt{\frac{NE_c}{N_0}}, \sqrt{-2 \ln P_F}\right) \quad (4.34)$$

选取扩频码长为 512，假定信噪比 E_b/N_0 为 8dB，码片信噪比为

$$E_c/N = E_b/N - 3dB \times 9 = -19dB \quad (4.35)$$

对检测概率和虚警概率和码片累加长度(即第三章中提出的相干积分长度)进行仿真，得到表 4.3。从表 4.3 可以看出，检测概率 P_D 跟码片累加长度 N ，码片信噪比 E_c/N 以及虚警概率 P_F 有关，在码片累加长度 N ，信噪比 E_c/N 一定的情况下，检测概率是虚警概率的单调递增函数。

表 4.3 检测概率与虚警概率、积分长度之间的关系

N	128	128	128	128	128	128	128
P_F	0.01	0.02	0.03	0.04	0.05	0.06	0.07
P_D	0.3775	0.4737	0.5353	0.5809	0.6170	0.6468	0.6721
N	256	256	256	256	256	256	256
P_F	0.01	0.02	0.03	0.04	0.05	0.06	0.07
P_D	0.7610	0.8298	0.8658	0.8890	0.9056	0.9181	0.9279
N	512	512	512	512	512	512	512
P_F	0.01	0.02	0.03	0.04	0.05	0.06	0.07
P_D	0.9850	0.9921	0.9948	0.9963	0.9972	0.9978	0.9982

改变检测信噪比，检测概率 P_D 和虚警概率 P_F 都会发生变化。取码片累加长度为 256，对信噪比分别取 4 dB、5 dB、6 dB、7 dB、8dB 进行仿真，得到 P_D 和 P_F 的约束关系的特性曲线如图 4.8 所示。

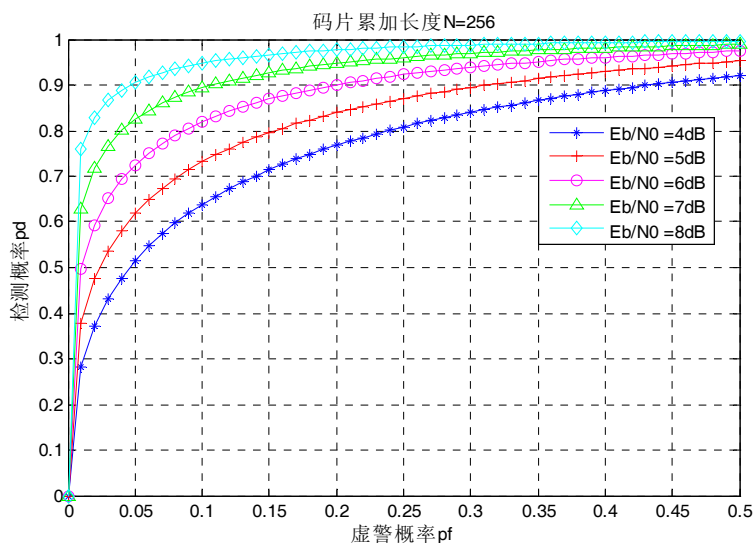


图 4.8 不同的信噪比下 P_D 和 P_F 的约束关系

由图 4.8 可以得出结论, 在码片累加长度保持不变的情况下, 信噪比的提升对检测概率的提高是非常明显的。保持虚警概率为 5% 时, 信噪比每提升 1dB, 检测概率可以提高 10%。

改变积分长度, 检测概率 P_D 和虚警概率 P_F 也会发生变化。取信噪比为 4dB, 对码片累加长度分别取 64、128、256、512、1024 进行仿真, 得到 P_D 和 P_F 的约束关系的特性曲线如图 4.9 所示。

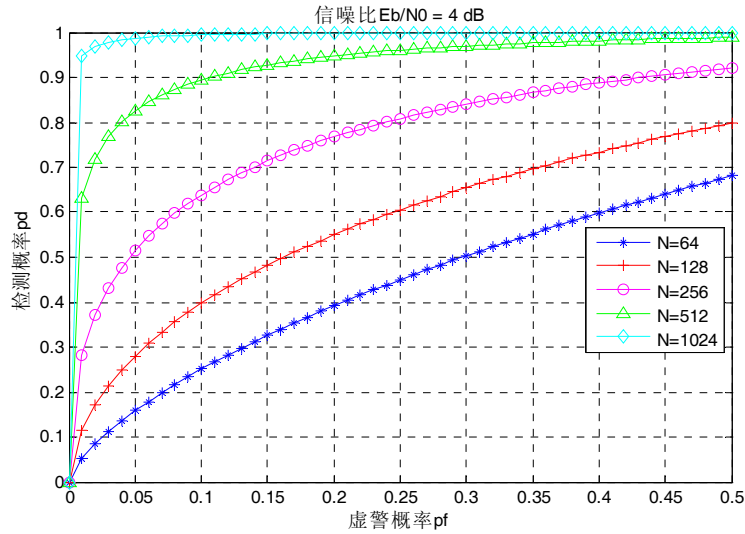


图 4.9 不同的码片累加长度下 P_D 和 P_F 的约束关系

从图 4.9 可以看出, 保持信噪比不变的情况下, 通过增加码片累加长度, 也可以提高检测概率, 这和提升检测量的信噪比有着相似的效果。

图 4.10 分别给出了码片累加长度为 256 或 512, 虚警概率为 5% 的情况下, 检测概率与信号的信噪比之间的关系。

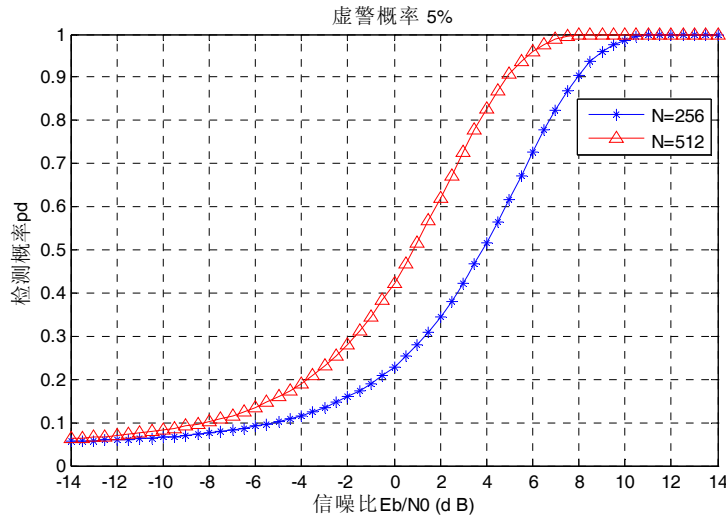


图 4.10 检测概率与信号的信噪比之间的关系

从图 4.10 可以看出，如果要在 5% 虚警概率条件下达到 95% 的检测概率，当码片累加长度分别为 256 和 512 时，信噪比需要大于 9dB 和 6dB。码片累加长度提高 1 倍，则系统所需信噪比可以减小 3dB。实际上，增大码片累加长度的意义就在于提高检测信号的信噪比。低轨卫星 DS-CDMA 通信系统中，一般要求在 10^{-5} 的误码率和 5% 的虚警概率条件下达到 95% 的检测概率，这个指标跟信号的信噪比密切相关。

4.3.3 判决门限与平均捕获时间

由 4.3.2 节的推导，判决门限可以表示成虚警概率、均方根噪声功率的函数：

$$V_t = \sigma_n \cdot \sqrt{-2 \ln P_F} \quad (4.36)$$

因此，只需要给定虚警概率，统计出噪声的均方根功率，则可以得到判决门限。对于 5% 的虚警概率， $P_F = 5\%$ ，则 $V_t = 2.4477\sigma_n$ 。对于噪声均方根功率估计，某些 GPS 接收机中常采用的一种方式是将相关包络送入一个递归低通滤波器，滤波器时延为 1 个码相位搜索单元长度，由滤波器的输出结果即可得到噪声均方根功率的估计^[52,53]。由于伪随机序列可以近似为噪声，因此更实用的一种方法可以将输入信号与一个伪随机序列进行相关，以合成均方根噪声。对于二维快速捕获的判决门限设置，由于噪声功率不断变化，也可以采取估计的方式，将检测器相关结果的输出包络，剔除相关峰值后，将剩余的功率谱进行求平均，可以近似为均方根噪声。图 4.11 给出了归一化相关门限理论值（相对噪声均方根功率）和虚警概率之间的关系。

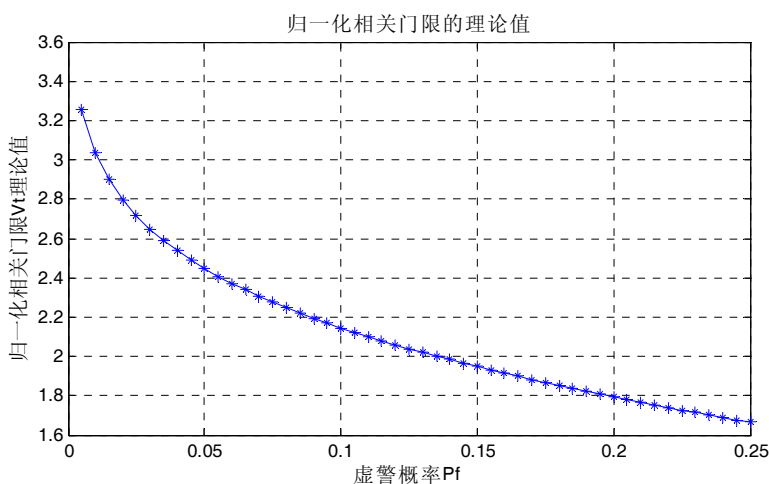


图 4.11 归一化相关门限理论值与虚警概率之间的关系

从图 4.11 可以看出，归一化相关门限理论值和虚警概率密切相关，因此，在实际系统中，设定判决门限值时，需要先设定系统能容忍的最大虚警概率。

时域滑动相关捕获法的平均捕获时间由 Markov 模型得到^[3,54]：

$$\bar{T}_{acq} = \frac{(2 - P_D)(1 + KP_F)MN\tau_{dwell}}{2P_D} \quad (4.37)$$

其中, P_D 为检测概率, P_F 为虚警概率, N 为需搜索的码相位单元个数; M 需搜索的多普勒频移频率单元个数, K 为虚警概率发生时的惩罚系数; τ_{dwell} 为驻留周期。

对于时域并行相关捕获, 平均捕获时间只需要在(4.37)式的基础上除以并行相关器的个数即可。令相关器个数为 q , 则时域并行相关的平均捕获时间为(4.38)式。

$$\bar{T}_{acq} = \frac{(2 - P_D)(1 + KP_F)MN\tau_{dwell}}{2P_D \cdot q} \quad (4.38)$$

对于本文分析的时频二维并行快速捕获, 跟滑动相关法相比, 由于引入了 FFT 对多普勒频偏进行分析以及在时域采用匹配滤波的并行方法, 所以时域检测一个相位的时间仅需一个码片持续时间, 因此, 平均捕获时间可以表示成 (4.39)式。

$$\bar{T}_{acq} = \frac{(2 - P_D)(1 + KP_F)MN}{2P_D} \cdot T_c \quad (4.39)$$

实际上, 在平均捕获时间的计算公式中, 捕获概率、虚警概率都和判决门限、信噪比有着密切的关系。以本文的时频二维并行快速捕获为例, 将式(4.31)和式(4.34)代入式(4.39), 可以得出平均捕获时间和归一化判决门限之间的关系, 如图 4.12 所示。

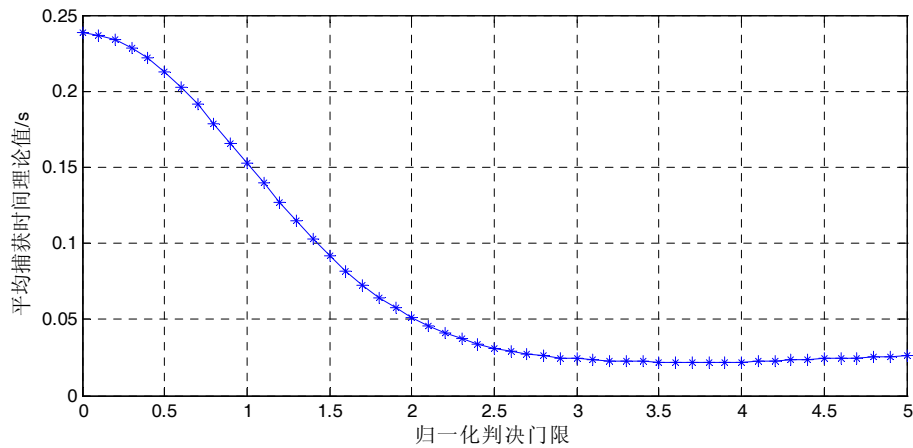


图 4.12 平均捕获时间与归一化判决门限之间的约束关系

从图 4.12 中可以看出, 归一化判决门限取 3.5 时, 时频二维并行快速捕获算法的最小平均捕获时间仅需 22ms 左右。

系统总的同步时间除了捕获时间外, 还包括频率牵引时间和载波同步时间。对于特定的系统, 频率牵引时间是固定的, 一般需要几十个 PN 码周期时间, 载波同

步时间与启动数字锁相环时的载波残余频差和系统信噪比 E_b/N_0 有关, 平均需要上百个数据符号, 系统总的同步时间=捕获时间+频率牵引时间+载波同步时间。

4.4 各种捕获算法的评价和比较

在具体的应用环境下, 评价一个快速捕获算法是否合适以及是否能满足系统的需求, 主要从信号捕获所花费的时间和消耗的硬件资源这两个因素来考虑。本节从平均捕获时间和算法实现复杂度两个方面来对几种快速捕获算法进行对比和分析。

假设低轨卫星通信系统中各指标或参数的设置如表 4.4 所示。

表 4.4 低轨卫星通信系统中各指标或参数的设置

指标或参数名称	数值
检测概率	95%
虚警概率	5%
需搜索的码相位单元	1024
需搜索的多普勒频偏单元	47
惩罚系数	10
相干累加驻留时间	(1/2400)s

则由(4.37)式, 可以计算出时域滑动积分捕获法的平均捕获时间是 16.62s, 约 38000 个数据符号的持续时间。

时域部分并行相关捕获法可以在时域滑动积分捕获法的基础上增加并行的相关器, 从而以较大的硬件资源消耗换来信号捕获的提升。考虑一个使用 32 路并行相关器的系统, 保持上述参数不变, 由(4.38)式, 时域并行相关捕获法的平均捕获时间是 519ms, 约 1200 个数据符号持续时间。

对于在 GPS 中广泛使用的基于 FFT 的码相位检测捕获法, 对于本文第一章分析的(-23KHz, 23KHz)的多普勒动态范围, 当采用 1KHz 的载波多普勒频率分辨率时, 至少需要对载波做 47 次搜索, 令码相位搜索的平均时间为 3 个 PN 码周期(包括惩罚时间和捕获验证), 则需要 150 个数据符号实现捕获, 约 60ms 时间。

对于本章分析的时频二维并行快速捕获, 由于引入了 FFT 对多普勒频偏进行分析以及在时域采用匹配滤波的并行方法, 所以时域检测一个相位的时间仅需一个码片持续时间, 由(4.39)式, 平均捕获时间仅需 32ms, 约 77 个数据符号。

表 4.5 对上述几种快速捕获算法的捕获时间和实现复杂度进行了总结和比较。基于匹配滤波的时域并行捕获算法在实际中已经很少采用, 在表中没有列出。

表 4.5 几种捕获算法的比较

捕获算法名称	捕获时间(数据符号个数)	算法复杂度
时域滑动积分法	38000 个以上	最小
时域部分并行相关积分法	1200 个以上	最大
基于 FFT 的码相位检测法	150 个左右	较大
时频二维并行相关法	77 个左右	中等

可以看出,跟时域滑动积分法相比,时频二维并行快速捕获算法的捕获时间缩小了 2 个数量级以上,跟时域部分并行相关器法相比,捕获时间缩小了 1 个数量级以上。在实际系统中,由于检测概率、虚警概率都会受到检测信号信噪比和判决门限的影响,各参数难以直接测试出来,式(4.37)、(4.38)和(4.39)只是给出了特定参数下捕获算法的平均捕获时间估计值。

4.5 本章小结

本章首先在时域并行和频域并行算法的基础上提出了一种改进的时频二维并行捕获方法,对其系统结构和原理进行了分析,并采用频谱分析的方式,给出了其性能指标,然后针对该方法对系统参数进行了分析和设计,对检测量的频谱衰落提出了解决方法,并从解析式出发分析了检测概率、虚警概率、判决门限和信噪比等关键参数之间的关系。最后从平均捕获时间和算法实现复杂度出发对各种捕获算法进行了比较和总结。

第五章 算法实现和仿真结果

5.1 引言

近年来,以现代通信理论为基础的软件无线电技术(Soft-Defined Radio)技术取得了引人注目的发展,引起了包括军事通信、个人移动通信、微电子等领域的重大变革。软件无线电强调以最简单的开放式硬件平台为基础,尽可能的用可升级、可重新配置的应用软件来实现不同环境下的不同需求。本章基于软件无线电的思想,对从基带到数字中频之间的调制、解调、解扩、上下变频等实现了软件数字化实现。由于没有机会进行基于特定硬件平台的开发,本章用 Matlab 联合 FPGA 平台进行仿真,以验证时频二维并行快速捕获算法的可行性,并提出了一种新的数据更新方式—AU-RAM 数据更新算法来实现时域并行处理模块的信号匹配操作,该方式可以较大幅度的节省运算量。

5.2 软件平台和系统框架

本文软件平台的搭建是基于 Matlab 模拟发射机产生所需的信号通过 AWGN 噪声信道,再通过软件接收机完成下变频操作,产生带有多普勒频偏和未知码延时的接收信号,然后再联合 Xilinx 单片 FPGA 芯片内(基于 ISE 集成开发环境)实现的时频二维并行快速捕获,进行算法的验证,同时给出在具体的 FPGA 平台上该算法的硬件资源消耗程度,如在 Xilinx FPGA 芯片内 Slices 资源的消耗百分比以及固有 RAM 资源、硬件乘法器等的消耗情况。

FPGA 是在 PAL、GAL、CPLD 等可编程器件的基础上进一步发展的产物,作为 ASIC 领域中的一种半定制电路,FPGA 实现方法既解决了定制电路的不足,又克服了原有可编程器件门电路有限的缺点。针对时频二维并行快速捕获方法的系统结构以及预先估计该结构所需要消耗的门电路,本文选择了 Xilinx 公司的高性能 Virtex-II 系列 FPGA 芯片 XC2V3000 作为目标芯片。Virtex-II 系列是 Xilinx 公司推出的一个优秀的平台解决芯片系列,是该公司的高端产品,其内置 IP 核的硬核技术可以将硬 IP 核分配到芯片的任何地方,具有比 Spartan、Virtex 系列更多的资源和更高的性能。其主要特征描述如下:

- (1) 采用 0.15/0.12 微米工艺;
- (2) 核电压为 1.5V,工作时钟可以达到 420MHz;
- (3) 内嵌了多个 18X18 的硬核乘法器,提高了 DSP 处理能力;
- (4) 具有完全的系统时钟管理功能,多达 12 个 DCM 模块。

Virtex-II 系列 FPGA 的主要技术特征如表 4.1 所示。

表 5.1 Virtex-II 系列 FPGA 的主要技术特征

Device	System Gates	CLB (1 CLB = 4 slices = Max 128 bits)			Multiplier Blocks	SelectRAM Blocks		DCMs	Max I/O Pads ⁽¹⁾
		Array Row x Col.	Slices	Maximum Distributed RAM Kbits		18 Kbit Blocks	Max RAM (Kbits)		
XC2V40	40K	8 x 8	256	8	4	4	72	4	88
XC2V80	80K	16 x 8	512	16	8	8	144	4	120
XC2V250	250K	24 x 16	1,536	48	24	24	432	8	200
XC2V500	500K	32 x 24	3,072	96	32	32	576	8	264
XC2V1000	1M	40 x 32	5,120	160	40	40	720	8	432
XC2V1500	1.5M	48 x 40	7,680	240	48	48	864	8	528
XC2V2000	2M	56 x 48	10,752	336	56	56	1,008	8	624
XC2V3000	3M	64 x 56	14,336	448	96	96	1,728	12	720
XC2V4000	4M	80 x 72	23,040	720	120	120	2,160	12	912
XC2V6000	6M	96 x 88	33,792	1,056	144	144	2,592	12	1,104
XC2V8000	8M	112 x 104	46,592	1,456	168	168	3,024	12	1,108

时频二维并行快速捕获电路在 FPGA 内耗费的硬件资源约为百万门左右,因此,可以选择三百万门的 XC2V3000 芯片来实现,该 FPGA 含有 14000 多个可用 Slices 以及 1.7Mbits 可配置片内 RAM 资源。

CLB (可编程逻辑块) 是 Xilinx 公司所生产的 FPGA 芯片的基本可配置单元, Virtex-II 芯片内部每一个 CLB 含有 4 个相同的 Slice 及相互之间和外部的连线,其结构如图 5.1 所示。

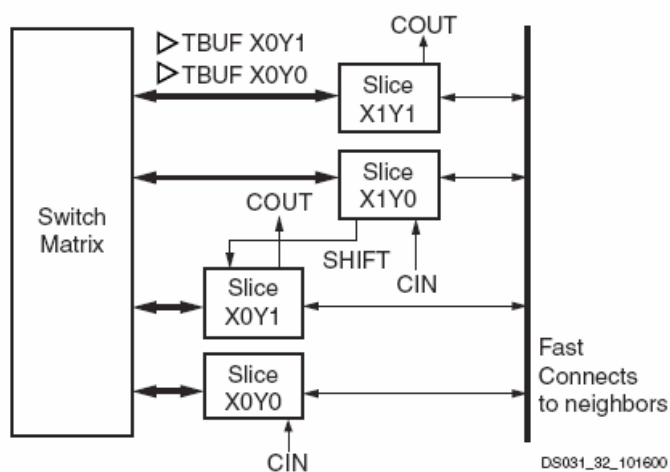


图 5.1 Virtex-II 系列 FPGA 内部基本可配置单元

Matlab 联合 FPGA 的仿真主要有两种方式:一种方式是 Matlab 辅助 ISE 进行仿真,另一种方式是通过接口软件 System Generator。本论文采用第一种方法:在进行 FPGA 设计之前,先用 Matlab 实现浮点算法,分析出算法的瓶颈所在,对参数进行优化设计,然后利用 Matlab 进行定点化仿真,得到满足性能要求的程序各部分的定点化位宽等参数,最后在 ISE 中进行功能仿真。如果有条件,可以在专有的硬件开发板上对算法进行验证,和 Matlab 的定点化仿真结果进行对比。

FPGA+DSP 平台是目前基于软件无线电平台的一种比较合适的平台，其实现结构既可以充分利用 FPGA 存储器资源丰富、适合实现组合和时序逻辑以及可反复擦写调试的优点，又能充分利用 DSP 的高速数据处理能力。基于 FPGA+DSP 平台的 DS-CDMA 信号基带处理系统框架如图 5.2 所示。

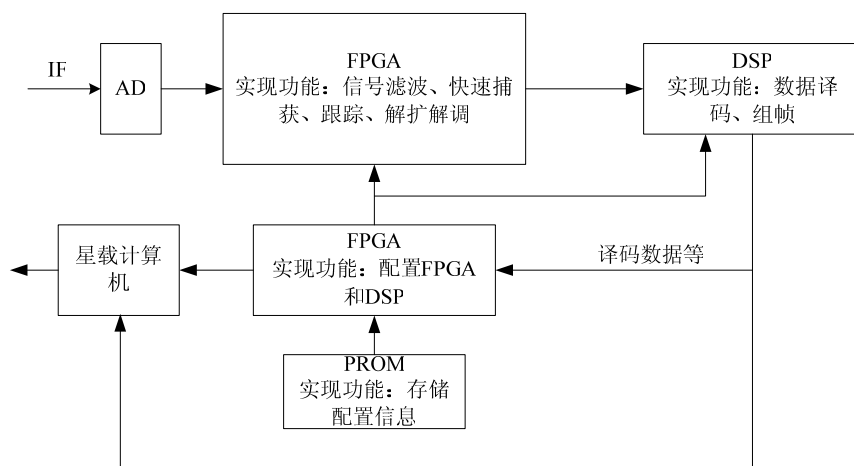


图 5.2 基于 FPGA+DSP 平台的 DS-CDMA 信号基带处理系统框架

5.3 时频二维并行捕获算法的实现

5.3.1 多级内插和抽取变频设计

进入快速捕获模块的信号需要有比较高的信噪比，这就需要系统有比较好的抗干扰性能，同时，经过抗干扰之后的信号其信号主瓣之外的旁瓣衰减越大越好。

本节对多级变速结构进行了分析，充分利用 RRC、HBF 和 CIC 这三种滤波器良好的旁瓣抑制作用，可以使旁瓣抑制效果逐级传递并放大，对提升进入捕获环节的信号信噪比有着很重要的作用，从而可以提高后续的捕获和跟踪性能。

在传统数字上变频器(Digital Up Converter)设计中，上变频一般都是通过单级内插来实现，在内插倍数较小时，这种方法实现简单，实现复杂度不高，对系统不会带来严重的信噪比损失，但是，在需要内插倍数较高时，这种方案就很难实现。在本文的方案中，将分析多级内插实现的可能性，采用多级内插来实现抽样率变换，以减小系统实现复杂度，提升旁瓣抑制效果。

低轨小卫星通信系统中采用的基带数据速率为 2.4Kbps，扩频码选用 512 比特周期长度的伪随机序列，在经过卷积、交织和扩频处理后，码速率变为 1.2288Mbps。在进入 DDS（数字载波发生器）之前，需要提高数据速率，以完成抽样率的变换。设在提高数据速率之后的符号速率为 78.6432Mcps，从而在上变频部分需要进行 64 倍内插。如果采用单级内插来实现，所需成型低通滤波器的阶数非常高，这是不现实的，为了减小 FIR 滤波器的实现难度，本文将采用多级内插滤波级联的方式来实

现。

多级内插滤波器考虑分别采用平方根升余弦成型滤波器 (RRC)，半带滤波器 (HBF)，积分梳状 (CIC) 滤波器来实现。

论文第 3.4.2 节已经对 RRC 滤波器进行了比较详细的介绍，并对其频率响应进行了分析，其阻带抑制效果可以达到 60dB 以上。

半带滤波器是指阻带宽度和通带宽度相等，且阻带波纹和通带波纹也相等的一类特殊的 FIR 滤波器。这种滤波器特别适合应用于 2 倍内插器或者 2 倍抽取器中。半带滤波器的传输函数满足条件

$$H(e^{j\omega}) + H(e^{j(\pi-\omega)}) = 1 \quad (5.1)$$

$$\omega_s = \pi - \omega_p \quad (5.2)$$

其中， ω_s 是阻带起始频率， ω_p 是通带截止频率。在 Matlab 中计算出所需半带滤波器的系数，并进行 14bit 量化。设计出的半带滤波器频率响应如图 5.3 所示。虚线部分为系数量化后的频率响应。可以看出，半带滤波器有着相当好的通带平滑度和优秀的阻带衰减特性。

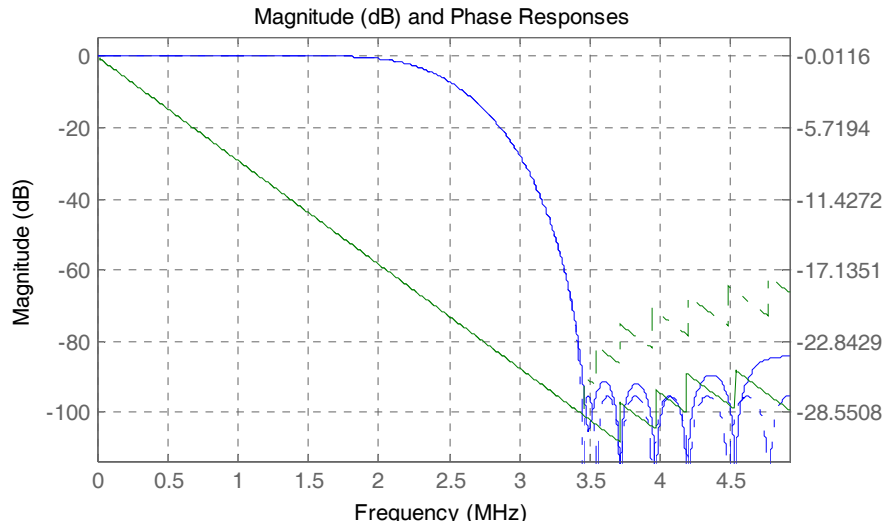


图 5.3 半带滤波器的频率响应

CIC 滤波器由积分部分和梳状部分级联而成，其冲激响应为：

$$h(n) = \begin{cases} 1 & 0 \leq n \leq D-1 \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (5.3)$$

幅频响应可以表示为：

$$H(e^{j\omega}) = \sum_{n=0}^{D-1} h(n)e^{-j\omega n} = \frac{\sin(\omega D/2)}{\sin(\omega/2)} e^{-j\frac{D-1}{2}\omega} = |H(e^{j\omega})| e^{j\varphi(\omega)} \quad (5.4)$$

单级 CIC 滤波器的阻带衰减很小，只有 13.46dB^[57]，这对于很多系统来说都是

不可接受的，为了增加阻带衰减，可以考虑采用 N 个 CIC 滤波器级联， N 个 CIC 滤波器级联的等效幅频响应为

$$|H(e^{j\omega})| = |\sin(\omega D/2) / \sin(\omega/2)|^N \quad (5.5)$$

取 $N=4$ 时，理论上阻带衰减为 $13.46\text{dB} \times 4 = 53.84\text{dB}$ 。在 Matlab 中设计出的 4 级级联的 CIC 内插滤波器频率响应如图 5.4 所示。

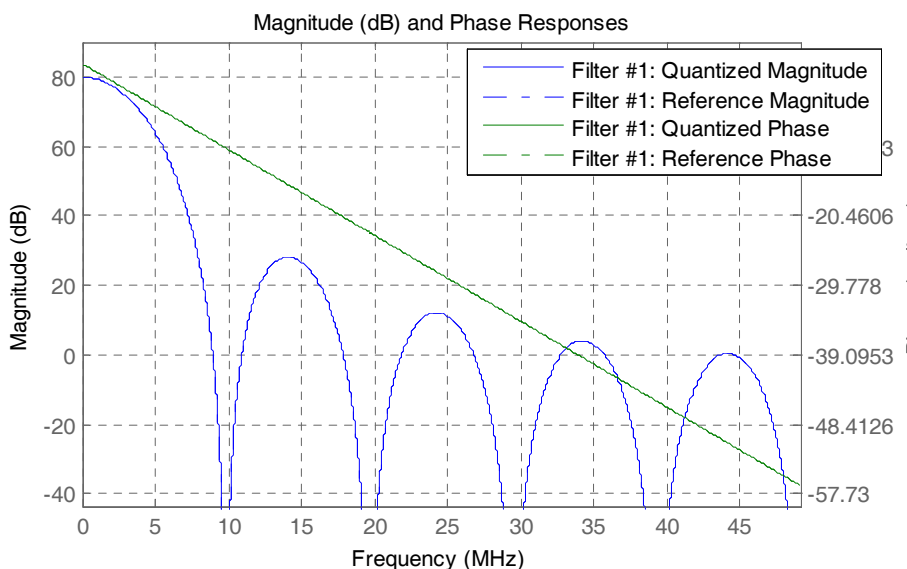


图 5.4 CIC 内插滤波器的频率响应

多级内插或抽取的级数不应该超过 4 级，否则会增加系统额外的负担^[58,59]。对于 64 倍内插器，可以将其分解为 4 个内插因子相乘： $64=2 \times 2 \times 2 \times 8$ ，这样，多级内插可以采用 3 个 2 倍内插器和一个 8 倍内插器来实现。

CIC 滤波器的系数均为 1，其滤波运算只有加法，没有乘法，运算量不大，用来实现比较高倍数的内插是比较方便的，因此我们在 CIC 滤波器实现时采用 8 倍内插。成型滤波器虽然工作在比较低的采样速率之下，但是由于其采用普通 FIR 滤波器来实现，需要采用一个较低的内插倍数，因此采用 2 倍内插，半带滤波器的实现需要用到乘法，但是乘法运算只有普通 FIR 滤波器的一半，因此采用 2 个半带滤波器级联，并将其放置在中间级的抽样率变换部分。多级内插级联如图 5.5 所示。

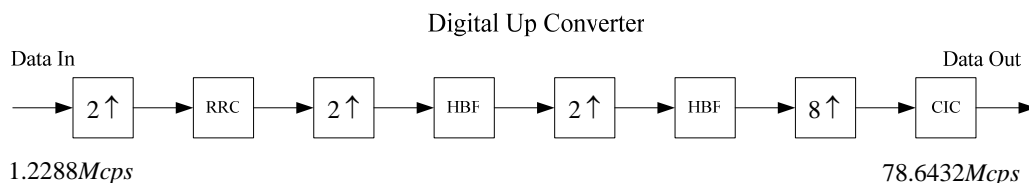


图 5.5 多级内插数字上变频器的设计

基于同样的考虑，数字下变频器也需要采取多级实现结构。经过模数转换器后，符号速率为 157.2864Mcps ，需要经过多级抽取和滤波后将符号速率降到码片速率的 2 倍，以满足抗干扰和快速捕获对数据速率的要求。因此，多级抽取下变频器要完

成 32 倍的数据速率转换。采用上述内插级联的原理，多级抽取因子可以设计为： $32=2*2*2*4$ ，即 3 个 2 倍抽取器和一个 4 倍抽取器。多级抽取数字下变频器的设计如图 5.6 所示。

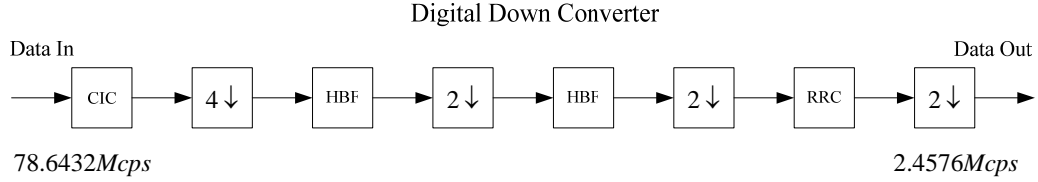


图 5.6 多级抽取数字下变频器的设计

5.3.2 时域和频域二维并行设计

分析第四章中图 4.1 所给出的时频二维并行快速捕获结构，接收信号（包括同相、正交信号）在经过模数转换器和载波初步剥离后，需要与相互正交的两路伪随机序列分别进行解扩操作，这样就产生了四个并行的解扩通道。图 5.7 给出了时频二维并行捕获结构在 FPGA 中实现的流程图，其中，时域并行处理模块是通过四个并行的解扩通道中的操作来实现的。

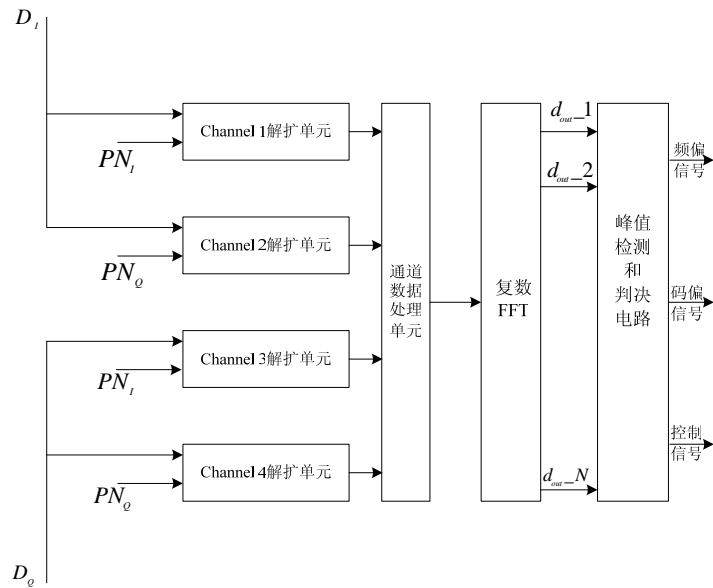


图 5.7 时频二维并行捕获实现结构的流程图

数据处理的基本流程如下：

(1) 将经过初步剥离载波的同相信号数据流 D_i 送入通道一和通道二解扩单元；将经过初步剥离载波的正交信号数据流 D_q 送入通道三和通道四解扩单元；将伪随机序列码 PN_I 送入通道一和通道三解扩单元；将伪随机序列码 PN_Q 送入通道二和通道四解扩单元，图 5.8 给出了时域并行数据处理单元的具体实现图。

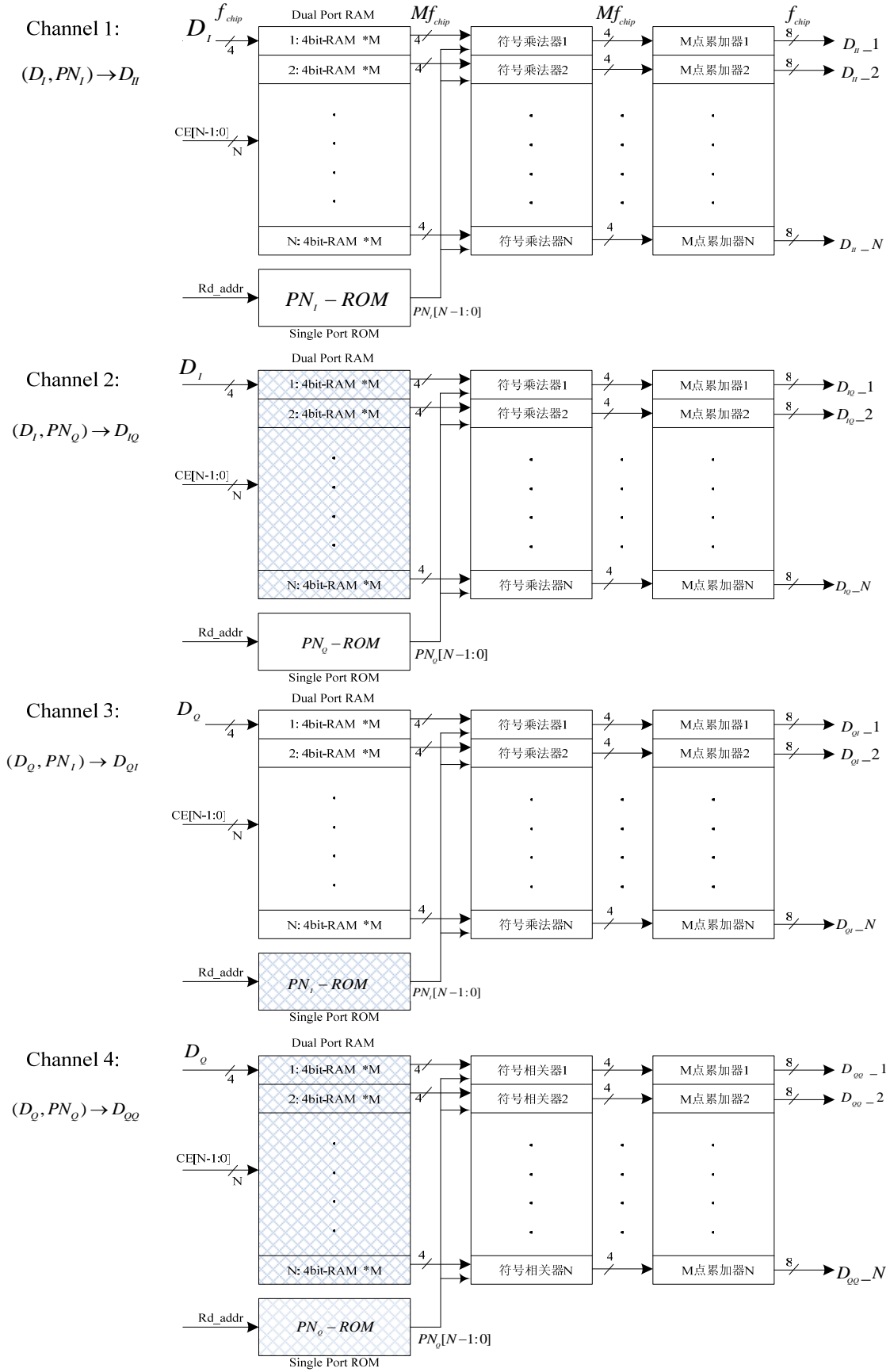


图 5.8 时域并行通道数据处理流程图

(2) 在并行的通道处理单元中分别解扩数据处理。同相和正交信号分别采用并行双口 RAM 来存储，双口 RAM 的总长度为 $L \times 2$ ，对应伪随机序列的 2 个周期。伪随机序列码 PN_I 和 PN_Q 采取单口 ROM 来存储。读出的同相和正交信号分别在四个并行的通道中完成解扩操作。

(3) 对上述通道处理单元产生的解扩操作结果进行累加，累加运算结果通过复数 FFT 计算单元，输出频率值送往峰值检测和判决电路，产生频偏信号、码偏信号和控制信号启动后续信号跟踪环节的运行。采用 FFT 的频域数据处理流程如图 5.9 所示。

图 5.8 中，阴影网格部分的 RAM 及 ROM 采取复用形式来实现，即接收待解扩数据和伪随机序列都只需要存储一次，这样可以节省 FPGA 内部的存储资源。同时，在时钟速率允许的条件下，符号相关器和 M 点累加器也都可以采取复用形式来实现。

图 5.9 是频域数据处理流程， D_{II} 、 D_{IQ} 、 D_{QI} 和 D_{QQ} 分别按照图中的复合方式构造 N 路并行的复信号进行 FFT 运算。FFT 运算之后的峰值检测算法可以采取两种实现方式：

- (1) 实部和虚部分别平方求和；
- (2) 对实部和虚部分别求绝对值并相加。

第一种峰值检测方法能更准确的反映检测量的能量，而第二种检测方法则运算量更低。在具体实现时，可以根据算法复杂度的要求灵活选择。

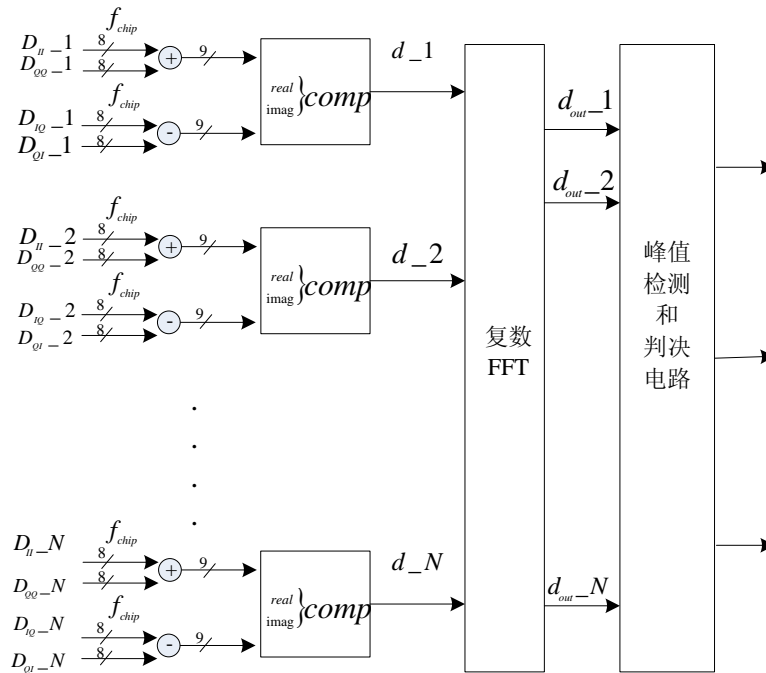


图 5.9 采用 FFT 的频域数据处理流程图

5.3.3 基于 AU-RAM 更新算法的信号匹配

对数据的写入并缓存采取双向端口 RAM 来实现数据的缓存写入和高速读取，对于数据量比较少少的情况，双向端口 RAM 可以采取 Slice 和 LUT 来实现，不占用芯片内部固有 RAM，以节省芯片有限的 RAM 资源。

对于 I、Q 两路数据，分别都需要 RAM 来实现缓存。因此，1024 个码片的 I、Q 数据，需要 $32 \times 2 = 64$ 个双向端口 RAM。64 个 RAM 消耗 LUT 数目为 512 个，消耗 Slice 512 个，对于 XC2V3000 芯片来说，这部分 RAM 的实现所消耗的资源是比较少的。

快速捕获在 FPGA 内部的资源消耗主要集中在几个部分：双向端口 RAM、单向端口 ROM、累加器、FFT 模块。Xilinx 公司的 FPGA 所消耗的硬件资源情况可以用所消耗的基本逻辑单元 Slices 来表示。ISE 中的综合结果显示，上述快速捕获模块所消耗的 Virtex-II 芯片 XC2V3000 基本逻辑单元 Slices 为 3914 个，占芯片内资源总数的百分比为 27.3%。因此，在单片 FPGA 内部集成更多、更复杂的功能是可行的。

图 5.10 是双向端口 RAM (16 x 4bit) 经过综合实现后的示意图。

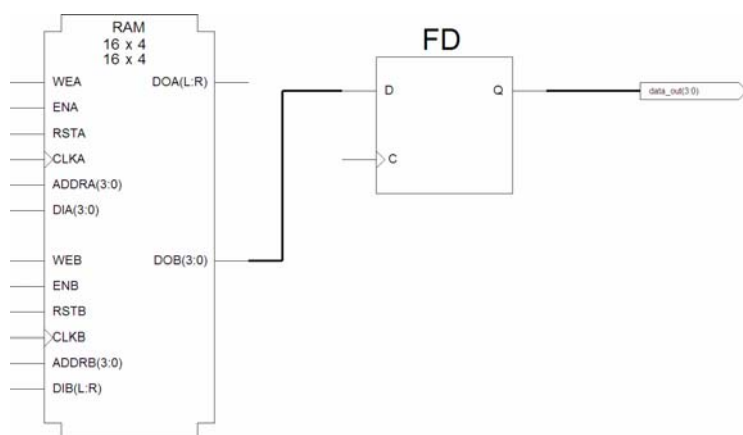


图 5.10 双向端口 RAM (16 x 4bit) 的综合实现图

对于 QPSK 接收信号的时域并行处理模块的解扩操作，传统的滑动相关积分和时域并行相关积分捕获算法中均采用移位寄存器(SRL)来实现，其实现结构如图 5.11 所示。

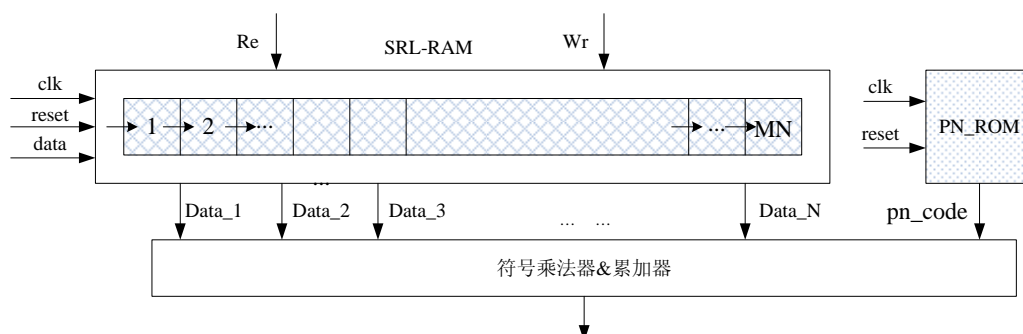


图 5.11 传统的移位寄存器 (SRL-RAM) 实现更新操作

移位寄存器适合于用 FPGA 的 Slices 资源或者内置 RAM 来实现，对于较短长度的移位寄存器来说，在 1.228Mbps 的扩频码速率下，读取和移位操作的运算量比较小，但是，对于两个周期长度的 FFT 分析，至少需要长度为 1024 的移位寄存器，在一个码片时间内需要进行 1024 次更新和移位操作。

本文提出了一种利用不同控制信号的异步读写双向端口 RAM 来进行时域并行相关积分操作，而 PN 码的读取通过控制读地址的指针来实现，通过控制读地址的指针与 RAM 读出的数据一一对应，可以达到减少读取和移位操作的目的。该方法可以称之为 RAM 的异步更新算法，即 AU-RAM 算法 (Asynchronous Updating RAM)。AU-RAM 算法的原理如图 5.12 所示，其中 $M=16$ ， $N=64$ ， $MN=1024$ 。

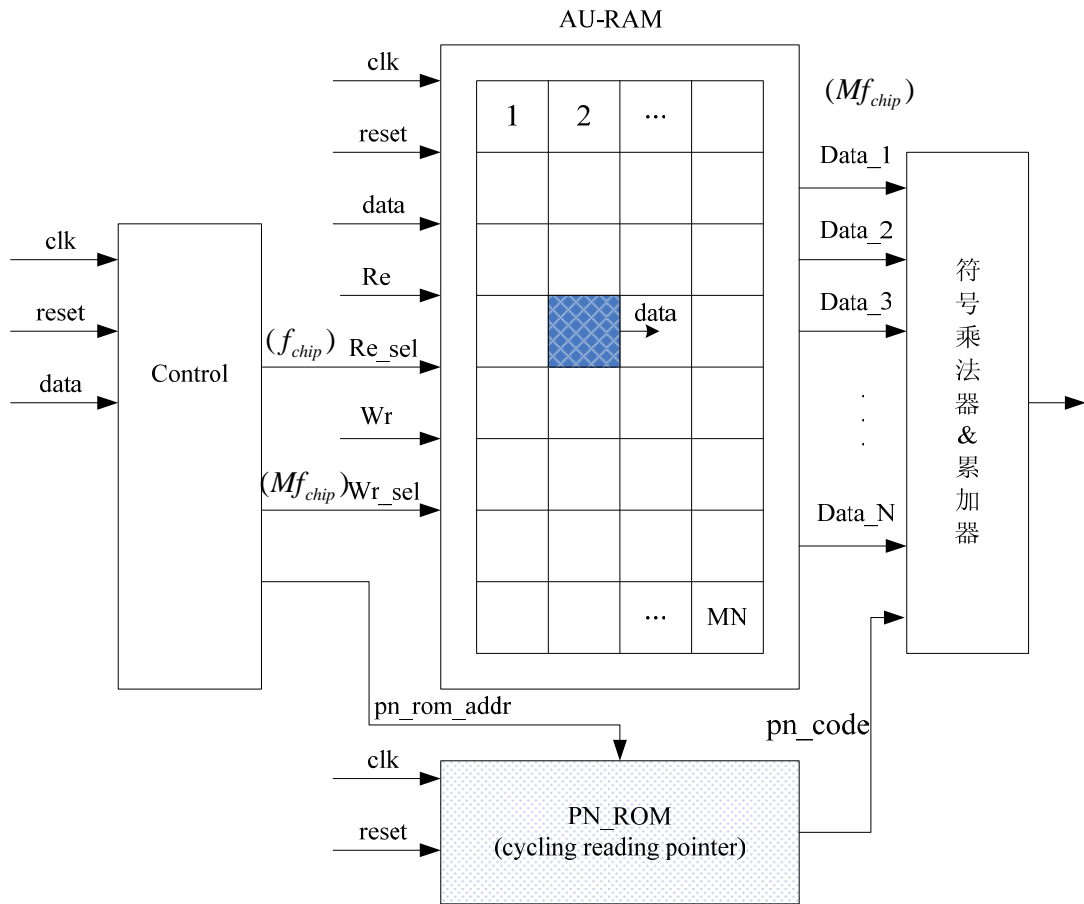


图 5.12 采用 RAM 的异步更新算法 (AU-RAM)

采用 AU-RAM 算法，在 1 个码片的时间内，每次只需要更新双向端口 RAM 中的一个存储单元，从而可以节省移位操作的频率。对于 $M=16$ ， $N=64$ ， $MN=1024$ 时的时域并行相关处理，其主要操作是 ROM 和 RAM 中数据的读取、RAM 中数据的写入和符号相乘运算这三种，假设这三种操作的时间和功耗近似相等，均可以视为基本运算。

以本文分析的 QPSK 系统为例，每次做 2 个数据符号长度的信号检测。在一个码片的持续时间内，若采用传统的移位寄存器结构，需要进行 2048 次 RAM 数据写入操作，2048 次 RAM 数据读取操作，2048 次 ROM 数据读取操作和 4096 次符号相乘操

作，这几种基本运算操作的总数为 10240 次。而采用 AU-RAM 数据更新算法来实现，则需要 2048 次 RAM 数据读取操作，2 次 RAM 数据写入操作，2048 次 ROM 数据读取操作和 4096 次符号相乘操作，三种基本运算操作的总数为 8194 次，相比传统的移位寄存器结构，运算量节省了 19.98%。

因此，对于捕获模块的 FPGA 实现，采用 AU-RAM 算法之后，可以较大幅度的减少运算量，从而减小功耗，这对于低轨卫星通信系统来说，有着很重要的意义。

5.3.4 峰值检测与自适应门限调整

FFT 模块的输出需要进入峰值检测单元，其主要作用是找出每一时刻 FFT 输出的 64 个频谱值中能量最大的一个，如果该最大值超过门限，则该最大值所对应的位置即为多普勒频率值。同时，将该时刻记录下来，减去 FFT 及前述模块的延时，将其记为码相位位置。峰值检测采用能量值来进行衡量，其基本单元电路如图 5.13 所示。

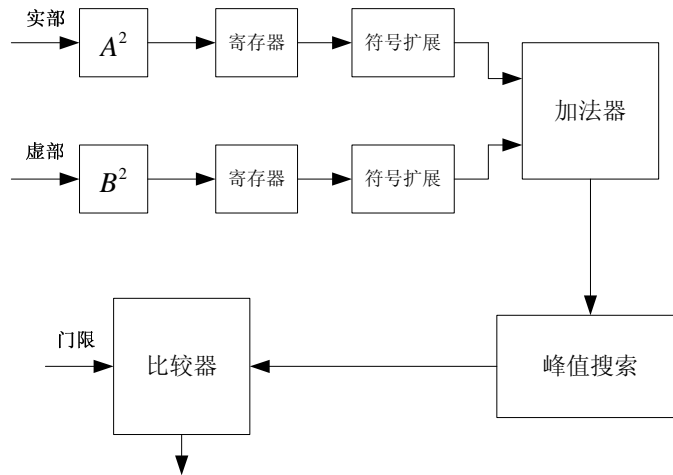


图 5.13 峰值检测原理示意图

由于低轨卫星在过境时，处于高动态条件下，接收信号功率未知，信噪比不确定，如果采取固定门限，会导致虚警概率和漏检概率升高，因此，需要采取自适应调整技术来保持比较恒定的虚警概率，其基本思想就是，先估计噪声功率 σ_n ，然后通过噪声功率来乘以比例因子得到门限值 V_t 。由 4.5 节分析可知，

$$V_t = k \cdot \sigma_n \quad (5.6)$$

其中 $k = \sqrt{-2 \ln P_f}$ ， P_f 为预先设定的虚警概率值，采用式(5.1)的门限估计的目的就是为了使 P_f 基本保持恒定。采用自适应门限技术，系统就可以根据接收信号噪

声的功率来给出 σ_n 的估计值，从而自适应调整门限值，优化判决结果。

5.4 仿真结果分析

本节对时频二维并行快速捕获的捕获性能进行仿真，并给出仿真结果。系统仿真实验背景参照第一章的设置，主要参数指标如下：

- 1, 通信速率: 2.4Kbps
- 2, 通信体制: QPSK+DS
- 3, 扩频码: 周期为 512 的正交 Gold 码
- 4, 扩频码速率: 1.2288Mcps
- 5, 信道编码: 卷积编码
- 6, 多普勒动态范围: $\pm 23\text{KHz}$

在扩频信号中，扩频码的速率为 1.2288Mcps，扩频码码长为 512，1 比特调制数据对应一个扩频码周期，二者对应位置固定不变。

对于两个周期的码长为 512 的正交 Gold 序列，在 1024 个码片的长度内，通过部分相关和累加等操作，均匀得出 64 个点，当码相位对齐时，得到的 64 个复数采样点就是对剩余多普勒频偏的时域均匀采样。一般来说，为了提高检测量信噪比，需要对上述结果做辅助验证。由第四章中的信噪比增益计算，对于 8.5dB 的信号信噪比，需要 2 个符号的 FFT 检测和 12 次非相干累加。因此，信号信噪比为 8.5dB 时的数据符号分析长度为 24。

对上述方案进行仿真，多普勒频移的动态范围为 $\pm 23\text{KHz}$ 、部分相关器长度为 16 时，FFT 幅频响应的仿真结果如图 5.14 所示。

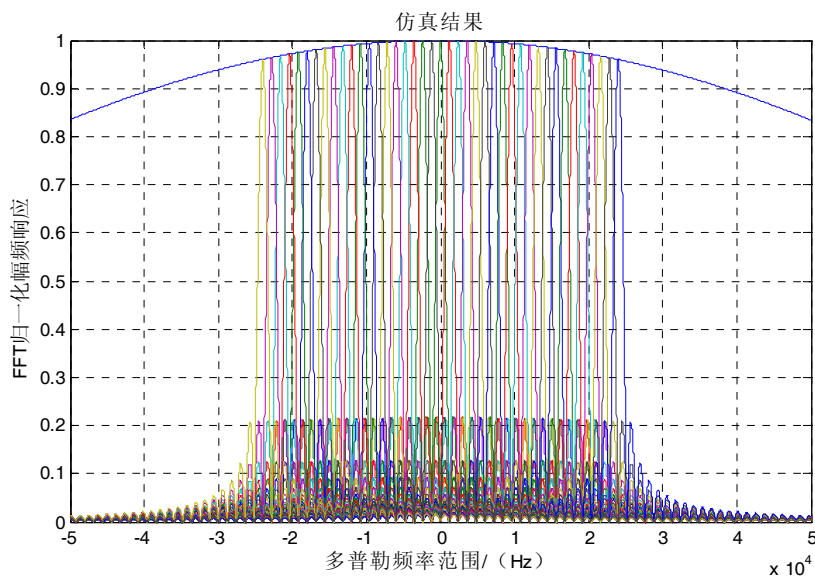


图 5.14 FFT 检测器幅频响应的仿真结果

从上图可以看出，在有效多普勒频率范围 $\pm 23\text{KHz}$ 内，FFT 检测器的幅频响应有 42 个峰值，频率分辨率约为 1.22KHz ，基本达到预期目标。同时，从仿真结果也可以看出，64 个 FFT 输出中，有 22 个多普勒频偏数据为无效数据，因为这些峰值出现在 $\pm 23\text{KHz}$ 范围内的概率几乎为零。

由于采用了 2 倍扩频码长度的 FFT 检测，FFT 的分析长度增加，频谱的扇形衰落已经大大减小，所以并没有对 64 点 FFT 进行补零操作。即使在最差的情况下（即 $\pm 23\text{KHz}$ 多普勒频偏附近的凹槽），由于多普勒频率偏移带来的检测信号外围包络衰减也仅在 1.5dB 左右，加上频谱衰落所造成的衰减约 $1\text{-}2\text{dB}$ ，也小于第 3.4.1 节所分析的最大衰减 4dB ，符合系统的设计要求。

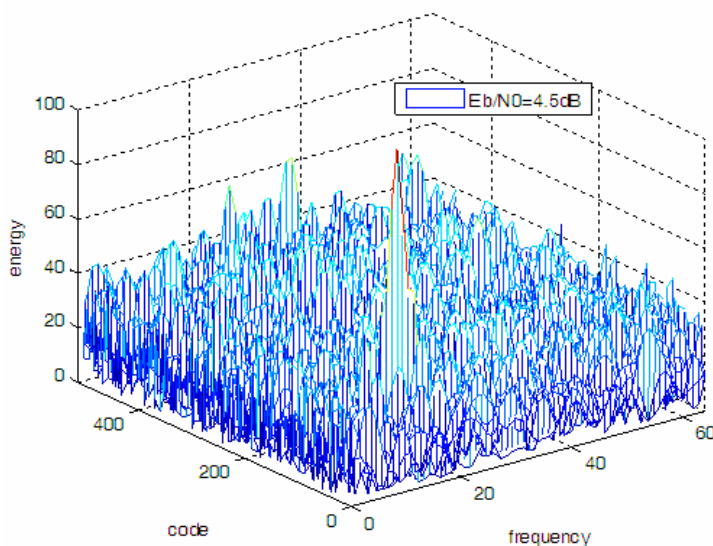


图 5.15 E_b/N_0 为 4.5dB 时快速捕获检测量二维分布示意图

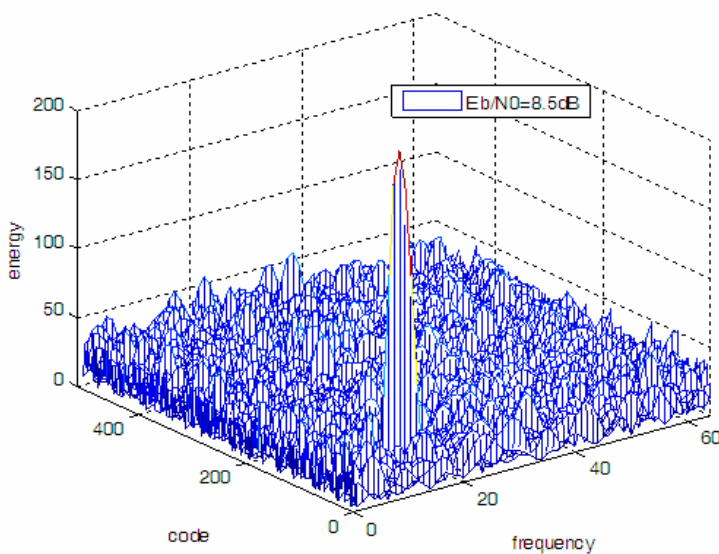


图 5.16 E_b/N_0 为 8.5dB 时快速捕获检测量二维分布示意图

对 FFT 进行能量的峰值检测，将能量值映射到多普勒频率和码相位的二维空间，

将检测量数据输出后进行后积分累加处理，再作图表示。图 5.15 和图 5.16 分别给出了高信噪比和低信噪比条件下（在经过 AWGN 信道时经仿真测试信噪比分别为 8.5dB 和 4.5dB），多普勒频偏为 12KHz、码相位偏差为 26、非相干累加次数为 12 时的 FFT 检测器的能量分布图。

从图中可以看出，在 E_b/N_0 为 8.5dB 的条件下，系统可以准确的捕捉到多普勒频移和码相位偏差这两个不确定参数。当 E_b/N_0 为 4.5dB 时，从图中可以看出，尽管最大相关峰出现的位置基本不变，但是由于噪声峰值增大，所以造成快速捕获的检测量峰值相对减小，达不到第四章中所分析的检测信噪比门限，需要对其进行更多数据符号的判决以实现信号的捕获。

从第 4.2.4 节中检测量信噪比变化的分析出发，并参照表 4.2 所示的非相干累加次数和非相干累加增益之间的关系，表 5.2 给出了在较高信噪比和较低信噪比条件下检测量信噪比的变化过程分析。

表 5.2 较高信噪比和较低信噪比条件下检测量信噪比的变化分析

参数指标	较高信噪比条件	较低信噪比条件
信号实际信噪比	8.5dB	4.5dB
编码增益	5dB	5dB
信道传输和多址干扰损失	-4dB	-4dB
剩余载波衰减(最坏情况下)	-4dB	-4dB
码片偏差衰减(最坏情况下)	-4.1dB	-4.1dB
最优检测门限信噪比	12dB	12dB
检测量初始信噪比	1.4dB	-2.6dB
相干累加符号长度	2	2
相干累加增益	3dB	3dB
非相干累加次数	约 12 次	约 50 次
非相干累加增益	7.6dB	11.6dB

从表 5.2 可以看出，可以通过增加非相干累加长度可以实现检测量信噪比的提升，按照 12dB 的设计目标，需要对 E_b/N_0 为 4.5dB 时的初步检测结果进行约 50 次非相干累加，即需要进行 100 个数据符号检测，相比 8.5dB 的较高信噪比条件下的捕获时间延长了很多。因此，在低信噪比条件下，对检测量进行更多数据符号的非相干累加判决，依然可以实现信号的捕获，付出的代价是需要以较长的信号检测区间来提高捕获的检测概率，同时降低虚警概率。

5.5 本章小结

本章对时频二维并行快速捕获方法的实现进行了探讨，包括系统仿真平台和快

速捕获各模块的具体实现，然后分析了峰值检测电路和自适应门限的设计原理，最后从 FFT 检测器的幅频响应出发对系统进行了仿真，并给出了仿真结果。在传统的基于移位寄存器的时域并行算法基础上，本章提出了一种利用不同控制信号的异步读写双向端口 RAM 来进行时域并行相关积分的算法，即 RAM 异步更新算法 (AU-RAM)，相比移位寄存器结构，该算法可以节省运算量约 20%，达到减小实现复杂度、降低系统功耗的目的。

第六章 结束语

6.1 全文总结

在高动态、大多普勒和低信噪比条件下的低轨卫星通信中，信号的快速捕获一直是研究的热点。本文以低轨卫星 DS-CDMA 信号为对象，对快速捕获技术进行了较系统的研究。

本文的主要研究内容可以归纳如下：

(1) 介绍了一种简化的 m 序列优选对筛选方式，在此基础上，给出了一种具有良好相关特性的全周期长度正交 Gold 序列的生成方式。同时，对 DS-CDMA 信号捕获的基本原理、流程进行了分析，并对目前使用比较广泛的几种快速捕获方法的原理、优缺点及应用背景进行了分析和总结。

(2) 研究了一种采用前置相干积分器的非相干检测捕获结构，该结构克服了传统的直接非相干检测方式平方损耗大的缺点，同时引入相干积分以减少检测量的信噪比损失。在该检测方式下，对剩余载波、采样偏差、码片偏差、码多普勒效应等各种衰减因素和检测量之间的关系进行了定量分析，这对于并行捕获算法各参数的选取有着重要的参考意义。

(3) 在时域并行和频域并行算法的基础上提出了一种改进的时频二维并行捕获算法，对其系统结构和原理进行了分析，采用频谱分析的方式，分析了其性能指标，对检测量的频谱衰落等提出了解决方案。然后用推导的方式分析了平均捕获时间、捕获概率、虚警概率这三个指标与符号信噪比、码片累加长度、判决门限之间的制约关系，并分别给出了仿真结果。跟目前普遍采用的时域部分并行捕获和 FFT 分析码相位的捕获算法相比，该算法可以在一个码片周期的时间内，分析完所有的码相位，并且给出多普勒频移的大小，因此能较大幅度的缩短平均捕获时间。

(4) 提出了时频二维并行捕获的优化实现结构。针对传统的移位寄存器结构，提出了一种 AU-RAM 算法来进行时域并行相关的信号匹配运算，PN 码的读取通过控制读地址的指针来实现，通过控制读地址的指针与 RAM 读出的数据一一对应，可以达到减少读取和移位操作的目的。采用该改进算法后，相比于传统的移位寄存器实现结构，可以节省约 20% 的数据读取、数据写入和符号相乘操作等基本运算的次数，从而可以减小快速捕获算法的实现复杂度，达到降低系统功耗的目的。

6.2 进一步研究展望

低轨卫星和用户终端的硬件资源一般都很有有限，对快速捕获算法的硬件实现复

杂度、功耗等提出了很高的要求，同时，频谱资源逐渐短缺、系统干扰不断增多等，造成通信环境日趋恶劣，使接收机的设计也面临着很大的挑战。低轨卫星快速捕获技术作为通信接收机的关键要素和环节，仍然有相当大的研究空间。

本文的研究工作还有许多不完善的地方，还需要不断改善和提高。在不提高系统实现复杂度的情况下，如何继续减小捕获时间、提高检测概率，需要继续进行研究。

由前文的分析可知，时域分辨率达到半个码片、频域分辨率达到 PN 码重复频率的 $1/2$ 以上即可进入跟踪环节，但是由于高动态和低信噪比条件的制约，往往会使系统轻易跳出跟踪环路，使系统同步失败。如果可以在捕获阶段采取措施，使时域分辨率和频域分辨率进一步提高，则可以减少系统同步时间，提高同步的成功概率。这是进一步研究中值得关注的一个问题。

随着卫星通信系统的发展，一些新的调制方式被提出以得到更好的抗噪声性能和抗多径干扰能力，如 BOC、MBOC、AltBOC 等。采取这些调制方式的通信体制已经开始应用于很多系统中。如何在这种新的调制方式下实现信号的快速捕获也是值得进一步研究的内容。

参考文献

- [1] 张更新, 张杭等, 卫星移动通信系统, 人民邮电出版社, 2001.
- [2] 余金培, 杨根庆, 梁旭文, 现代小卫星技术与应用, 上海科学普及出版社, 2004.
- [3] 朱近康, CDMA 通信技术, 人民邮电出版社, 2001.
- [4] Polydoros, A. Weber, C. A Unified Approach to Serial Search Spread-Spectrum Code Acquisition—Part II: A Matched-Filter Receiver. IEEE Transactions on Communications, Volume: 32, May 1984, page(s): 550- 560.
- [5] Milstein, L. Gevargiz, J. "Rapid Acquisition for Direct Sequence Spread-Spectrum Communications Using Parallel SAW Convolvers," IEEE Transactions on Communications, Volume: 33, Jul 1985, page(s): 593- 600,
- [6] David M.Lin and James B.Y. Tsui. Comparison of Acquisition Methods for Software GPS Receiver. Proceedings of ION GPS 2000, 2000.9.
- [7] Starzyk, J.A. and Zhu, Z. Averaging Correlation for C/A Code Acquisition and Tracking in Frequency Domain. Proceedings of ION GPS 2000, 2000.9.
- [8] Sascha M. Spangenberg, Iain Scott, Stephen McLaughlin, Grodon J.R. Povey, David G.M. Cruickshank and Peter M. Grant. An FFT-Based Approach for Fast Acquisition in Spread Spectrum communication Systems. Wireless Personal Communication 13, 2000, P27-56P.
- [9] Ward, R. "Acquisition of Pseudonoise Signals by Recursion-Aided Sequential Estimation," IEEE Transactions on Communications, Volume: 25, Aug 1977 page(s): 784- 794.
- [10] DiCarlo, D. Weber, C. "Statistical Performance of Single Dwell Serial Synchronization Systems," IEEE Transactions on Communications, Volume: 28, Aug 1980 page(s): 1382- 1388.
- [11] DiCarlo, D. Weber, C. "Multiple Dwell Serial Search: Performance and Application to Direct Sequence Code Acquisition," IEEE Transactions on Communications, Volume: 31, May 1983. page(s): 650- 659.
- [12] Tantaratana, S. "Noncoherent sequential acquisition of PN sequences for DS/SS communications with/without channel fading," IEEE Transactions on Communications, Volume: 43, Apr 1995 page(s): 1738-1745,
- [13] J.V. DeFranco and W.L. Rubin, "Radar detection", Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1980.
- [14] Davidovici, S. "A New Rapid Acquisition Technique for Direct Sequence

- Spread-Spectrum Communications,"IEEE Transactions on Communications, Volume: 32, Nov 1984 page(s): 1161- 1168.
- [15] Glisic,S.G. Automatic decision threshold level control (ADTLC) indirect sequence spread-spectrum systems based on matched filtering.IEEE Transactions on Communications, Volume: 36, Apr 1988 page(s): 519-527.
- [16] Rappaport, S.S."On practical setting of detection thresholds" Proceedings of the IEEE, Volume: 57, Aug. 1969 page(s): 1420- 1421.
- [17] Shi, Z.-L."Automated threshold control for acquisition in spread spectrum packet radio communication,"IEEE International Conference on Communications, Volume: 1, May 1993 page(s): 478-482 ,
- [18] Corazza, G.E. "On the MAX/TC criterion for code acquisition and its application to DS-SSMA systems," IEEE Transactions on Communications, Volume: 44, Sep 1996
- [19] Ali, I. Al-Dhahir, N,"Doppler characterization for LEO satellites"IEEE Transactions on Communications, Volume: 46, Mar 1998,page(s): 309-313.
- [20] 王凤宇, 扩频码快速捕获算法的研究, 哈尔滨工业大学硕士学位论文, 2006.
- [21] Glisic, S.G. "New PN code acquisition scheme for CDMA networks with low signal-to-noise ratios," IEEE Transactions on Communications, Volume 47, Feb 1999 Page(s):300 – 310.
- [22] Mohammad H.Zarrabizadeh and Elvino S.Sousa. A Differentially Coherent PN Code Acquisition Receiver for CDMA Systems. IEEE Transactions on communications. Vol.45,NO.11,1997.1456-1465.
- [23] Oh-Soon Shin and Kuang Bok.Differentially Coherent Combining for Double Dwell Code Acquisition in DS-CDMA Systems.IEEE Transactions on communications.Vol.51,NO.7,2003.1046-1050.
- [24] Lee J.S and L.E. Miller.CDMA Systems Engineering Handbook, Maryland: Artech House,1998.416-423.
- [25] 牛凯, 吴伟陵. 代数型非线性扩频序列统计分析. 电子学报, July 2000,7:32-35.
- [26] Huang Jianming, Shi Zhiyong, Bao zheng. Analysis of the statistic characteristics of the truncated balance Gold code.Systems Engineering and Electronics,2006,28(5):646-649.
- [27] Daniel Axehill, Fredrik Gunnarsson Anders Hansson.A Low-Complexity High Performance Preprocessing Algorithm for Multiuser Detection Using Gold Sequences.IEEE Transactions on signal processing,Sep 2008,56(9):4377-4384.
- [28] Tables of M-Sequence feedback taps.<http://www.newwaveinstruments.com>,2005.
- [29] 黎族华, 黄国胜, 易争荣, 梁旭文. 一种改进的正交 Gold 序列设计和性能分析.

- 微计算机应用,Oct 2009,Vol.30 NO.10:13-17
- [30] 杨明轩, 高动态 GPS 信号的快速捕获和跟踪方法研究, 电子科技大学硕士学位论文, 2005
- [31] Spilker,Jr J J. GPS signal structure and performance characteristics [J]. Navigation,1978,25(2),121~146.
- [32] Grant,PM. And Spangenberg,S.M.Doppler estimation for fast acquisition in spread spectrum communication Systems Spread Spectrum Techniques and Applications 1998. Proceedings.1998 IEEE 5th International Symposium on,vol.1,1998,P106-110.
- [33] Polydoros, A. Weber, C. "A Unified Approach to Serial Search Spread-Spectrum Code Acquisition--Part I: General Theory," IEEE Transactions on Communications, Volume: 32, May 1984, page(s): 542- 549.
- [35] Su, Y.T."Rapid code acquisition algorithm employing PN matched filters,"IEEE Transactions on Communications, Volume: 36, un 1988 page(s): 724-733.
- [36] David M.Lin and James B.Y. An Efficient Weak Signal Acquisition Algorithm for a Software GPS Receiver. Proceedings of ION GPS 2001,2001.9.
- [37] Yang,C.FFT Acquisition of Periodic and Overlaid Code Sequences in GPS. Proceedings of ION GPS 2001,2001.9.
- [38] Spillard, C.L."A serial-parallel FFT correlator for PN code acquisition from LEO satellites," IEEE 5th International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications, Volume: 2, Sep 1998 page(s): 446-448.
- [39] James Bao-Yen Tsui "Fundamental of Global Positioning System Receivers," John Willy& Son, New Jersey, 2005.
- [40] Frai, D.M.; Reichman, A."Fast acquisition CDMA receiver for burst transmission system,"Proceedings of the 2004 11th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems, Dec. 2004 Page(s): 342 -345.
- [41] De Gaudenzi, R. Giannetti, F. Luise, M., "Advances in satellite CDMA transmission for mobile and personalcommunications," Proceedings of the IEEE, Volume: 84,Jan 1996 page(s): 18-39
- [42] 刘翔, 低轨卫星地面站导频接收机设计与实现, 中科院上海微系统与信息技术研究所硕士学位论文, 2007.
- [43] HOLMES, J K "Acquisition time performance of PN spread-spectrum systems," IEEE Transactions on Communications. Vol. COM-25, Aug. 1977 pp. 778-784.
- [44] Cheng Unjeng "Spread-spectrum code acquisition in the presence of Doppler shift and data modulation," IEEE Trans.Commun.,38(2):241-250.,1990

- [45] Chawla, K.K. "Parallel acquisition of PN sequences in DS/SS systems" IEEE Transactions on Communications, Volume: 42, May 1994 On page(s): 2155-2164,
- [46] Hurd, W.J."High Dynamic GPS Receiver Using Maximum Likelihood Estimation and Frequency Tracking" IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, Volume: AES-23, July 1987 On page(s): 425-437,
- [47] S M Spangenberg,G J R Povey. "Code acquisition for LEO satellite mobile communication using a serial-parallel correlator with FFT for Doppler estimation," Proceedings of CSDSP. 1998.
- [48] Kaplan,E.D.著 邱致和译, GPS 原理与应用, 电子工业出版社, 2002.
- [49] Ward,p., "The Natural Measurements of a GPS Receiver", Proc. of The Institute of Navigation 51st annual Meeting, Colorado Springs, CO, June 5-7, 1995, pp.67-85.
- [50] Shnidman,D.A., "The Calculation of the Probability of Detection and the Generalized Marcum Q-Function," IEEE Trans. On information Theory, Vol.35, No, March 1989.
- [51] Jhong Sam Lee ,Leonard E.Miller.著. 许希斌等译. CDMA 系统工程手册. 人民邮电出版社, 2001.
- [52] Scott,L.,a.Jovancevic,and S.Ganguly, "Rapid Signal Acquisition Techniques for Civilian and Military User Equipments Using DSP Based FFT processing," Proc. Of 14th International Technique Meeting of The Satellite Division of The Institute of Navigation, Salt Lake City, UT, September 2001, pp.2418-2427.
- [53] Ward,P., GPS Receiver Search Techniques, Proc. of IEEE PLANS 96 Atlanta, GA, April 1996.
- [54] Byoung-Hoon Kim, Byoung Gi Lee. Performance Analysis of DSA-Based DS-CDMA Acquisition. IEEE Transaction on communications, Vol.47, NO.6, June 1999.
- [55] 张贤达, 现代信号处理, 清华大学出版社 (第二版), 2002.
- [56] 余年兵, 低轨卫星 CDMA 传输系统的原理与实现, 浙江大学硕士学位论文, 2001.
- [57] 赵国栋, 陈晓挺, 刘会杰等. 低轨道卫星 CDMA 系统发信机的 FPGA 实现. 电子与信息学报, 2008, Vol.30 NO.4: 768-771.
- [58] Designing Wireless Digital Up and Down Converters Leveraging CORE Generator, Xilinx .Xapp1018 (v1.0) October 22, 2007.
- [59] Digital Up and Down Converters for the CDMA2000 and UMTS Base Stations, Xilinx XAPP569 (v1.0.1) August 10, 2006.
- [60] 杨俊, 刑克飞, 杨波等. 基于FPGA 的扩频测距快速捕获方法研究. 电子器件, 2003, Vol.26 NO.4: 406-410.

- [61] 赵艳杰, 王大鸣. 基于频率通道软切换的扩频码快速捕获. 数据采集与处理, 2006, Vol.21 NO.12: 105-108.
- [62] 金俊坤, 吴嗣亮, 李菊. 基于基2FFT的伪码快速捕获实现新算法. 系统工程与电子技术, 2005, Vol.27 NO.11: 1957-1960.
- [63] 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. 兵工学报, 2004, Vol.25 NO.5: 641-645.
- [64] 杨俊, 王跃科, 颜树华等. 基于双相关峰检测的C/A码伪距精密估计. 宇航学报, 2007, Vol.28 NO.1: 209-213.
- [65] 帅涛, 低轨卫星 DS-CDMA 信号快速同步技术研究, 中科院上海微系统与信息技术研究所博士学位论文, 2008.
- [66] 陈晓挺, 低轨卫星 CDMA 通信系统中的切换技术研究, 中科院上海微系统与信息技术研究所博士学位论文, 2009.
- [67] 陈寅健, 低轨卫星 CDMA 短数据移动通信系统设计与分析, 中科院上海微系统与信息技术研究所博士学位论文, 2003.

作者攻读硕士学位期间发表的论文

- [1] 黎族华, 黄国胜, 易争荣, 梁旭文. 一种改进的正交 Gold 序列设计和性能分析. 微计算机应用, 2009 年 10 月, 第 30 卷第 10 期.
- [2] 黎族华, 易争荣, 梁旭文. 低轨卫星 DS-CDMA 系统上变频器的多级内插设计. 电子技术应用, 2010 年 4 月, 第 36 卷第 4 期.
- [3] 黄国胜, 黎族华, 易争荣. 一种基于 MLBT 的变换域窄带干扰抑制技术. 第一届中国卫星导航学术论坛征文集. 北京. 2010 年 5 月.

致谢

首先,我要感谢我的导师梁旭文研究员。梁老师为人谦虚、待人真诚,学术上高屋建瓴,善于从大局出发对科研工作提出独特而最具有建设性的意见,在我攻读硕士学位期间对我进行了耐心细致的指导,从理论到实践,从系统到细节,从合作到分工,这样的指导对于一个年轻人的成长来说显得尤为珍贵。有幸得到梁老师的教导,是我一生难得的机遇,在此向梁老师致以最诚挚的感谢!

其次我要感谢我的副导师易争荣副研究员。易老师严谨的治学态度给我留下了深刻的印象,他言传身教,使我不仅在知识上得到了长进,科研能力也得到了锻炼。在此向易老师致以衷心的感谢。

感谢帅涛博士对我的指导,他对科研一丝不苟的精神和独到的见解,对我的学习、科研工作提供了很大的帮助。

感谢综合电子室张军主任和通信技术室刘会杰主任对我的关心和帮助。感谢综合电子室的刘静、吴宅莲、洪霞、田宇、黄康、胡伟圣、赵笙罡、刘斌等同事对我的照顾。

感谢刘亚欢、陈晓挺、马陆、梁广、姜兴隆、黄国胜、郝占炯、陈希、那顺巴雅尔、杜志远、许培培、杨凯、刘应刚、王毅、程成、吴勇敢等师兄弟,他们在学习、科研工作中给予我很大的帮助,在这样一个轻松活跃的学术氛围中,我受益良多。

感谢微系统所研究生部邵天浩老师、余翔波老师、罗琦老师和小卫星综合办周素华老师等在工作和生活上的不厌其烦的关心和帮助,让我们这些身在外地的学子时时刻刻都感受到大家庭的温暖。

我要衷心感谢我的父母及家人,感谢他们这么多年来对我的悉心照顾、谆谆教诲和无私的奉献。

最后,我要感谢我的妻子倪晓凤女士,是她在我攻读硕士学位期间对我默默的支持和理解,给了我不断前进的动力和勇气。

作者简历

姓 名： 黎族华
性 别： 男
籍 贯： 湖南省汨罗市
出生日期： 1985/07/08

主要简历：

2007/09 – 2010/06	中国科学院上海微系统与信息技术研究所 通信与信息系统 工学硕士
2003/09 – 2007/06	中国科学技术大学 电子信息工程 工学学士
2000/09 – 2003/06	湖南省汨罗市第一中学

参加研究课题情况：

项目名称：CX01-3 L 波段接收机项目 （2008/08-2009/12）

项目描述：本人主要的工作有：1、设计一种基于软件无线电结构的多级内插数字上变频器，包括成形滤波器、半带滤波器、CIC 滤波器等，对各级内插系数和滤波器的系数进行优化设计，并完成浮点和定点化仿真；2、设计改进的正交 Gold 序列生成器，并以自相关和互相关性能为指标对序列进行筛选，筛选出的序列具有数量多、相关性能好等优势，符合设计指标。

项目名称：低轨卫星 DS-CDMA 信号快速捕获技术研究 （2008/12-2010/04）

项目描述：针对低轨卫星 DS-CDMA 信号的特点，提出一种改进的时频二维并行快速捕获算法，并对算法性能和指标进行分析，依靠 Matlab 和 FPGA 平台进行仿真验证。

中国科学院上海微系统与信息技术研究所

学位论文独创性声明

本人声明所呈交的学位论文是我个人在导师指导下进行的研究工作及取得的研究成果。尽我所知，除了文中特别加以标注和致谢的地方外，论文中不包含其他人已经发表或撰写过的研究成果，也不包含为获得中国科学院上海微系统与信息技术研究所或其它教育机构的学位或证书而使用过的材料。与我一起工作的同志对本研究所做的任何贡献均已在论文中作了明确的说明并表示了谢意。

研究生签名：_____日 期：_____

中国科学院上海微系统与信息技术研究所

学位论文使用授权声明

本人完全了解中国科学院上海微系统与信息技术研究所有关保留、使用学位论文的规定，即研究所有权保留送交论文的复印件，允许论文被查阅和借阅；可以公布论文的全部或部分内容，可以采用影印、缩印或其他复制手段保存论文。本人电子文档的内容和纸质论文的内容相一致。保密的论文在解密后遵守此规定。论文的公布(包括刊登)授权中国科学院上海微系统与信息技术研究所人才教育处。

研究生签名：_____导师签名：_____日 期：_____