

分类号_____

密级_____

UDC _____

编号_____

中国科学院研究生院 硕士学位论文

低轨卫星地面站导频接收机设计与实现

刘 翔

指导老师 梁旭文研究员

中科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 2007. 5 论文答辩日期 2007. 6

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_____

论文题目：低轨卫星地面站导频接收机设计与实现

刘翔(通信与信息系统)

导师：梁旭文 研究员

摘 要

本文针对低轨卫星信道的特点和业务需求,以低轨卫星地面站导频接收机为应用对象,设计了可应用于高动态条件下的低轨卫星通信全数字接收机方案,重点研究了信号的同步,并对接收机进行了硬件电路实现。

论文各章节安排如下:

第一章为绪论。依次介绍了低轨卫星通信的现状和特点、主要关键技术及研究现状,最后介绍了本文的主要工作。

第二章详细介绍了高动态卫星导频信号捕获技术(粗同步)。对捕获系统数学模型加以理论分析,对捕获系统各个模块加以详细的阐述,并分析了捕获过程各个模块及参数对信噪比的影响。最后,结合特定应用条件,提出了适合本系统的捕获策略,对其性能做了详细的分析和仿真。

第三章详细了介绍了导频信号的精同步即跟踪技术。在对锁相环基本理论简单阐述的基础上,详细论述了应用于本系统的三个环路(锁频环,锁相环以及码跟踪环),对环路的算法、参数选取、性能误差以及数字化等做了详细的分析。

第四章介绍了接收机实现的硬件平台、主要芯片性能和接收机工作流程以及测试结果与仿真比较。

第五章对整个论文工作做总结和展望。在总结论文理论分析和实际应用的基础上对工作的进一步改进提出了个人的一些看法。

关键词: 低轨卫星通信、导频、直接序列扩频、捕获、跟踪

Design and Implement for LEO satellite transceiver

Xiang.Liu

Directed by: Xu-wen.Liang

Abstract

This dissertation studies on the solution of digital pilot transceiver architecture, which is used in terrestrial station of LEO satellite communication system. And the solution was implemented in the hardware circuit. Especially, the research about synchronization is the key part of the dissertation.

Chapters are arranged as follows:

Chapter 1, as the outline, illustrates the development of satellite system, the research background of key technology and the main work of the dissertation.

In chapter 2, signal acquisition is detailed presented. The all modules in acquisition subsystem are analyzed and simulated. Compared with the general techniques, a new acquisition policy is proposed. Not only the detailed modules, but also the performances about the policy are demonstrated.

Chapter 3 introduces the basic theory of Phase-Locked Loop (PLL) and the three loops (FLL, PLL, DLL) which are applied for the synchronization of DSSS signal. The main work in this chapter are introducing the detailed techniques of the loops (architecture, algorithms, performance, etc.) and making simulation as plus.

Chapter 4 introduce the hardware of the transceiver implement, the main ICs' feature and the receiver's work flow, and the comparison between the test result and the simulation result.

At last, there is a summary of the research work in this dissertation. After the summarization, some suggestions are proposed to improve the system's performance well.

Key words:LEO satellite communication, pilot, DSSS, acquisition, tracking

目 录	
摘 要	I
ABSTRACT	II
§第 1 章 绪论	1
§1.1 课题研究背景	1
§1.2 卫星 CDMA 导频信号同步研究现状	3
§1.2.1 卫星系统组成与导频信号特点	3
§1.2.2 卫星信号捕获技术研究现状	4
§1.2.3 卫星信号跟踪技术研究现状	7
§1.3 本文的主要工作	10
§第 2 章 卫星导频信号捕获	11
§2.1 导频信号特点与捕获方法概述	11
§2.2 捕获参数估计准则	12
§2.3 捕获系统子模块结构	14
§2.3.1 DDS 结构与分析	14
§2.3.2 滤波器结构与分析	23
§2.3.3 解调解扩结构	27
§2.4 参数影响与捕获策略	28
§2.4.1 各个参数对相关能量值的影响	28
§2.4.2 信号检测准则	33
§2.4.3 似然(ML)码捕获	35
§2.5 改进的捕获系统	36
§2.5.1 并行解扩结构	36
§2.5.2 捕获流程图	38
§2.5.3 捕获系统中各个参数选取	39
§2.6 本章小结	50
§第 3 章 卫星导频信号跟踪	53
§3.1 锁相环基本原理	53
§3.1.1 鉴相器原理	54
§3.1.2 滤波器传输函数	54
§3.1.3 压控振荡器(VCO)	55
§3.1.4 环路传输函数	55

§3.2 导频载波跟踪环-----	56
§3.2.1 锁频环-----	57
§3.2.2 锁相环-----	62
§3.3 扩频码跟踪环(DLL) -----	65
§3.3.1 迟早门鉴相器算法与性能-----	65
§3.3.2 码环环路滤波器参数与性能-----	67
§3.3.3 DLL 跟踪误差与性能-----	69
§3.4 滤波器的数字化-----	70
§3.5 本章小结-----	71
§第 4 章 导频接收机实现-----	73
§4.1 硬件平台方案-----	73
§4.1.1 DSP、ASIC 以及 FPGA 的比较-----	73
§4.1.2 本系统的硬件方案-----	74
§4.2 收发信机框架与流程-----	77
§4.2.1 发信机结构-----	77
§4.2.2 接收机结构-----	78
§4.2.3 接收机工作流程-----	79
§4.3 测试方法与结果-----	80
§第 5 章 总结与展望-----	83
§5.1 工作总结-----	83
§5.2 工作展望与改进-----	83
附 录-----	85
参考文献-----	89
致 谢-----	95
作者攻读硕士学位期间发表的论文-----	96
作者简历-----	97

§第 1 章 绪论

本章首先介绍了卫星通信及低轨卫星通信的发展现状, 然后对低轨道 CDMA 导频传输系统及信号特征作了简单的介绍, 概述了卫星扩频信号捕获技术及跟踪技术研究现状, 最后给出了本文的主要工作。

§1.1 课题研究背景

当今科学技术革命的核心和主流是信息技术革命。这次信息革命的主要任务是把信息传递能力成千上万倍提高。80 年代后期人们相继提出了 PCN(个人通信网)和 PCS(个人通信业务), 即在任何时间、任何地点、任何人之间通信的个人通信的概念。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, 卫星通信已经历了近 30 年的发展历程, 卫星通信已发展到军民皆用; 从传送电话、电报、电视、数据到传送宽带综合数字业务(B-ISDN); 从模拟发展到数字。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、适于多种业务传输、可进行多址通信、通信线路稳定可靠、通信质量高, 以及既可为固定终端又可为车载、船载、机载和个人终端提供通信等一系列特点, 几十年来获得了迅速的发展, 成为现代强有力的通信手段之一。

1945 年 10 月, 英国空军雷达专家阿瑟 C·克拉克在《无线电世界》杂志上发表的一篇题为《地球外的中继站》的文章中, 提出了在静止轨道(即同步轨道)上放置 3 颗卫星来实现全球通信的设想, 如图 1-1 所示, 形成著名的“卫星覆盖通信说”。

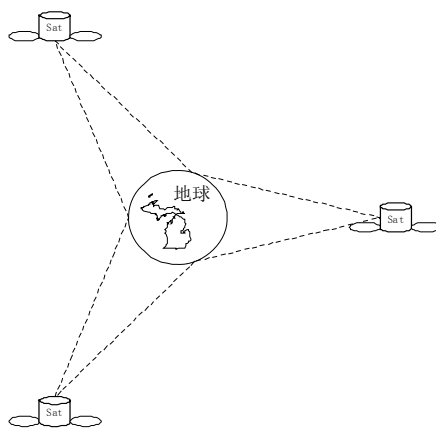


图 1.1 3 颗卫星覆盖全球

近年来地面移动通信发展十分迅速, 蜂窝移动电话、无绳电话、寻呼机及相

关技术在工业化国家普及率已相当高。但是地面网仅能覆盖业务密集的城市地区，距离十分有限。由此，只有利用卫星通信可以覆盖全球的特点，通过卫星系统与地面移动通信系统的结合才能实现上述名副其实的全球个人通信。

就卫星在空间运行的轨道形状来说，有圆轨道和椭圆轨道。圆轨道又可按其高度分为 3 种：

◆ **低轨道(LEO)**

距地面数百至 5000km，运行周期 2~4 小时。

◆ **中轨道(MEO)**

距地面 5000~20000km，运行周期 4~12 小时。

◆ **高(同步)轨道(GEO)**

距地面 35800km，运行周期 24 小时，它又称为静止轨道。

自本世纪 60 年代以来，人类已将数以百计的通信广播卫星送入 GEO，在实现国际远距离通信和电视传输方面，这些卫星一直担当主角。但是，GEO 也存在着一些固有缺陷：

- ✧ 自由空间中，信号强度反比于传输距离的平方。GEO 距地球过远，需要有较大口径的天线；
- ✧ 信号经远距离传输会带来较大时延。在电话通信中，这种时延会使人感到明显的不适应。在数据通信中，时延限制了反应速度，对于如今的台式超级计算机来说，半秒钟的时延意味着数亿字的信息滞留在缓冲器中；
- ✧ 轨道资源紧张。GEO 只有一条，相邻卫星间隔又不可过小，因为地球站天线分辨卫星的能力受限于天线口径的大小。在 Ka 频段(17GHz~30GHz)为了能区分出 2 度间隔的卫星，地球站天线口径的合理尺寸应不小于 66cm。按此计算，GEO 只能提供 180 颗同轨道位置。这其中还包括了许多实用价值较差、处于大洋上空的位置。

中、低轨卫星用于个人全球通信有很多优点：

- ✧ LEO 轨道高度低，仅是 GEO 的 1/20~1/80，使得传输延时短、路径损耗小，多个卫星组成的星座可实现真正的全球覆盖，频率复用更有效；
- ✧ 蜂窝通信、多址、点波束、频率复用等技术的发展也为低轨道卫星移动通信提供了技术保障。

因此，LEO 系统被认为是最新最有前途的卫星移动通信系统。但由于运转周期和轨道倾角关系，LEO 通信卫星相对于地球上的观察者不再是静止的了，为了保证在地球上任一点均可实现 24 小时不间断通信，必须精心配置多条轨道及一大群具有强大处理能力的通信卫星，这样一个庞大而又复杂的空间系统要实现稳定可靠的运转，涉及到技术上和经济上一系列难题^[48]。但是针对一些特殊应用，

我们仍可以进行一些工作。本文所要阐述的就是一个用作特殊用途的传输系统。

在卫星通信方面,铱卫星系统(Iridium)和全球星系统(Globalstar)是 LEO 系统发展最快的范例;奥迪赛系统(Odyssey)、Inmarsat P-21 是 MEO 系统的范例;Inmarsat 系统、亚洲卫星移动通信系统(ASMTS)是 GEO 系统的范例。这三种系统都要用手持机进行个人通信,它们除了具有话音通信功能外,还应具有传送数据、传真、寻呼、静态图像和定位等功能。

§1.2 卫星 CDMA 导频信号同步研究现状

低轨卫星 CDMA 传输系统是本文研究工作的大背景,在某星地通信系统工程背景下,具体研究了地面站下行导频信号的接收问题。

§1.2.1 卫星系统组成与导频信号特点

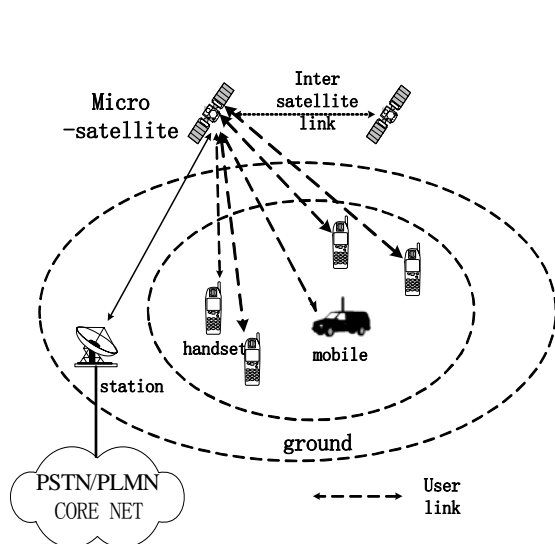


图 1.2 通信系统直观图

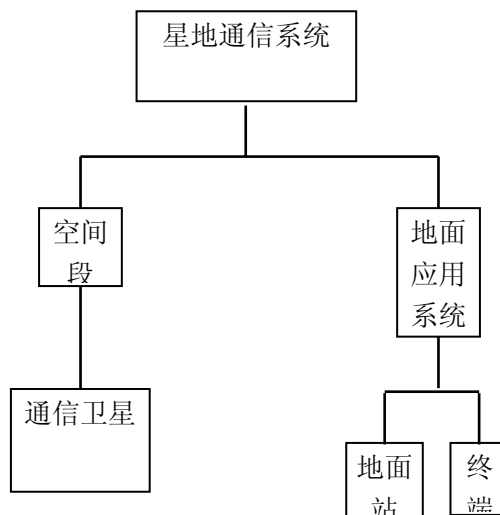


图 1.3 星地通信系统组成

如图 1.2 所示:卫星通信系统总体框图。星地通信系统由空间段卫星和地面应用段二部分组成,地面应用系统分为地面站和终端两大类如图 1.3 所示。其中地面站部分是我们的主要研究对象。

Irfan Ali在论文“Doppler Characterization for LEO Satellites”^[55]给出了位于北纬39度,西经77度处测量到的位于高空1000km,倾角53度的低轨卫星多普勒曲线,如图1.4。从图中可以看出当此卫星信号载波在1GHz,则其多普勒最大频偏可高达40kHz,多普勒变化率最大可达200Hz/s。由此可以看出,由于低轨卫星高速运动带来的多普勒频偏以及多普勒频偏变化率成为阻碍卫星通信接收机同步设计的难点。在CDMA系统中,用于直接序列扩频的PN码存在使得接收同步问题更为突出。

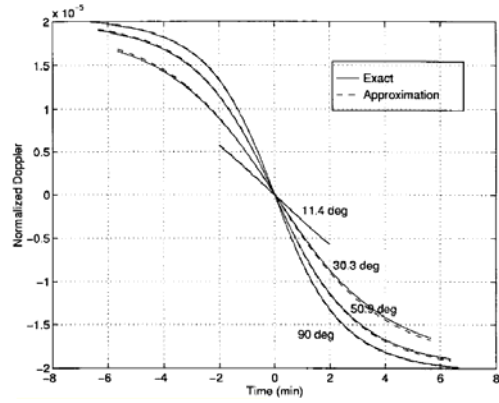


图1.4 各个仰角下低轨卫星归一化多普勒曲线

本文所研究对象-地面站导频信号的主要特征如下：

1. 采用直接序列扩频方式下的QPSK调制，其为连续广播方式。
2. 同相、正交分路采用不同的扩频码，扩频码周期均为：1024。
3. 导频数据率300bps，chip率1.2288M，扩频增益4096，扩频码重复4个周期。
4. 存在高达-12kHz~12kHz的多普勒频偏，多普勒频偏变化率为100Hz/s。
5. 接收导频扩频信号动态范围40dB。

§1.2.2 卫星信号捕获技术研究现状

D.M.Akos^[51]总结出目前用于卫星扩频信号捕获的三种常用技术：串行搜索捕获、并行频率捕获、并行码相位捕获。

§1.2.2.1 串行搜索捕获

串行搜索算法最早用于捕获 CDMA 信号的算法，Jovanovic^[52]理论推导得到这个算法下的虚警概率、捕获概率以及等效同步时间等参数。串行捕获算法的框图结构如图 1.5 所示。在这个方法中，在正确的参数组合被检测到或者整个搜索循环结束之前，每个未知参数被陆续得到。

接收的信号最初被一个固定初始相位的伪随机码相乘，之后又被本地载波混频、滤波得到同相和正交两路分量。这些分量在一个固定时间内积分，当然长的积分时间可以保证低的虚警概率和高的检测概率。积分结果在平方和之后成为信号能量，进入判决器，如果此能量大于判决门限，则说明码相位以及载波频率偏差捕获正确，从而进入同步的下一个环节-跟踪；如果不能大于捕获门限，则说明码相位和载波频率两者非正确组合，串行捕获尝试另外一种组合方式。

串行捕获最大劣势在于需要花费很长时间来捕获到信号，即得到正确的码相位、载波频率偏差。假设相关积分时间为 1024 个码片长度，载波的扫频间隔 500Hz，串行捕获的平均捕获时间为： $(1024/2) * (2 * 12 / 0.5) * 1 / (1.2288M / 1024)s = 5.12s$ 。在我们实际的低轨系统中，载波多普勒频偏加速度为 100Hz/s，在 5.12s

的时间内部载波的频率偏移了 500Hz 以上, 这明显是不可行的。况且, 5.12s 只是一个平均时间而已, 在实际系统中因漏检和虚警会导致同步时间进一步加长。

一个改进的串行捕获算法是双积分串行捕获。它采用两种积分时间不同的积分器, 第一个积分器的积分时间大概是单积分器的 1/10, 这样第一个积分器有着更高的虚警概率, 第二个积分器的积分时间很长, 它可以用于检测第一次积分检测的效果, 降低虚警概率。这个办法虽增加了硬件复杂度, 但仍被认为串行捕获办法。

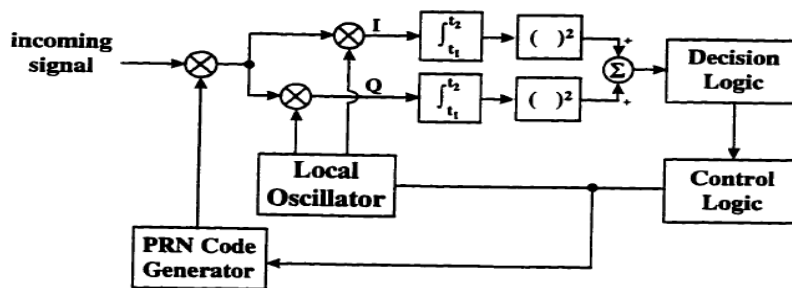


图 1.5 串行捕获框图

§1.2.2.2 并行频率捕获

在捕获过程中, 如果两个参数(载波多普勒频偏, 扩频码相位)中的任何一个参数能通过并行而非串行的办法得到, 则可大大缩短捕获时间。傅立叶变换或其他的时频域变换引入捕获过程, 如图 1.6, 就可以实现对频率的并行捕获。Cheng 等提出了该种捕获方式, 对捕获各个模块有详细的说明, 并计算出在该种捕获方式下的相关概率^[53]。

整个捕获过程如下: 输入信号和一个带有初始相位的本地扩频码相乘, 相乘之后序列可以等效成一个带有码周期特性的序列, 经过频域变换被转换成频域序列。频率序列中的有用信息, 则表现在序列的幅度上。如果本地码相位正确, 那么在进入频域变换器之前的序列是剥离了扩频码的序列, 傅立叶变换之后可得到一个特别强的频率分量。如果本地的码相位不正确的话, 那么相乘之后的序列就是一个类似于高斯噪声的序列。此时, 控制器改变本地码发生器的相位, 重复此过程, 直至检测到强频率分量。

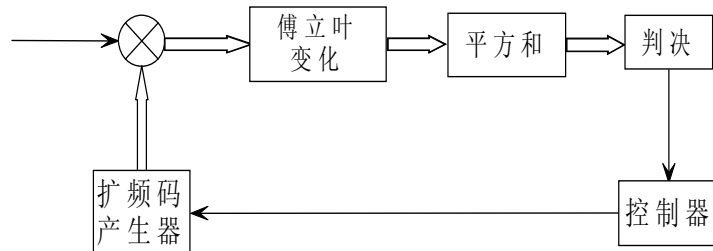


图 1.6 并行频率捕获框图

在这个算法结构中，码发生器必须遍历所有码相位下的扩频码序列，找出频域变换之后的具有最大值的一支，以决定载波频率。该算法缺陷在于：输入信号和所有码相位下本地扩频码相乘之后结果都需要做频域变换，算法复杂度高，捕获时间消耗也大。

§1.2.2.3 并行码相位捕获

Van Nee 提出了针对 GNSS 系统信号捕获最近的发展：使用频域圆周卷积^[54]，该技术的目的在于实现码相位并行捕获。本文研究的卫星通信系统中，扩频码使用的是周期为 1024 的序列，多普勒频偏范围(-12kHz~12kHz)，倘若扫频间隔 500Hz，则载波频率可能性为 $24\text{k}/500=48$ 种， $48 \ll 1024$ 。因而，并行码捕获可以大大的减少捕获时间，并且远比并行频率捕获快。这种捕获技术如图 1.7 所示。

该方式利用的数学基础如式 1-1，频域内两个 n 点的序列相乘做 IDFT 得到的结果对应于两个序列时域的圆周卷积。

$$x_1[n] \otimes x_2[n] \xleftrightarrow{DFT} X_1[k] \square X_2[k] \quad (1-1)$$

输入信号混频滤波之后成为复基带信号，经过 DFT 运算之后和扩频码复共轭的 DFT 相乘，相乘结果反傅立叶变换就得到信号和扩频码时域圆周卷积。

这个结果很类似于串行捕获结果，结果的最大值对应于码相位的最准确估计。如果最大值没有能超过预先设置的门限，那么说明频率估计不正确。如果最大值超过预先设置的门限，则说明码相位以及频率均捕获上。虽然该方法能再在很短的时间内实现对信号的二维捕获，但是该方法运算复杂度大，特别对于长周期扩频码运算量更大，运算精度不高(有限字长效应)，导致在低信噪比条件下的有效工作。

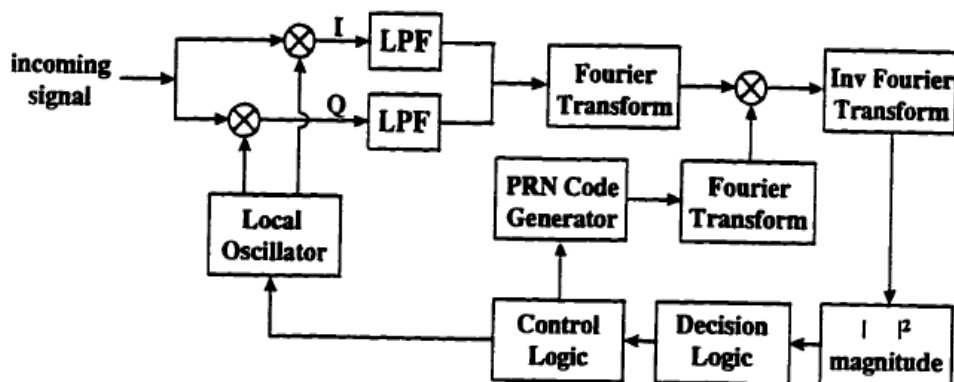


图 1.7 并行码捕获框图

§1.2.3 卫星信号跟踪技术研究现状

§1.2.3.1 载波同步研究现状

用锁相环来获得载波同步按其信号所述频段范围可划分为两大类：一类为中频处理方式；另一类是基带处理方式。中频处理方式有倍频环、逆调制和再生调制环。60 年代末至 70 年代中期产生和发展了倍频环，70 年代初至中期逆调制环和再生调制环甚为流行。70 年代后期开始，同步解调的研究多转向基带处理方式，有利于高速化、通用化和集成化，并且随着高效调制信号矢量点变多，直接对键控点信号进行非线性处理会比较复杂，因而采用基带处理方式成为主流。

Ritter^[56]已经证明，跟踪低信噪比的抑制载波信号的最佳装置是 Costas 环以及平方环，Holmes J.K^[57]证明这两种环路是等效的，即有相同的随机微分方程。比较常见的载波恢复法主要有以下几类：

1. 四次方环法

Times-Four 四次方环法(简称为 TF 算法)在理论上可以用在 QPSK 中，实现框图如图 1.8 所示。传统的 TF 算法包含了一个四倍频器和窄带 PLL。经过四倍频器的 QPSK 信号含有一根频率为 $4f$ 的谱线(f 为载波频率)和其他随机噪声分量，PLL 环路从中提取出 $4f$ 的谱线，然后 4 分频，就可以得到载波频率 f 。

总的来讲，TF 算法的最大优点是无需精确的数据判决，即使信道中存在严重的衰落，误比特率较高，载波也可以实现同步，这样载波环路可以独立于均衡器而实现。但是，随着信噪比的下降，星座点的区分将越来越难，对信号幅度误差也会更加敏感，这样环路捕捉能力将不断降低，输出相位抖动也将随之增加。

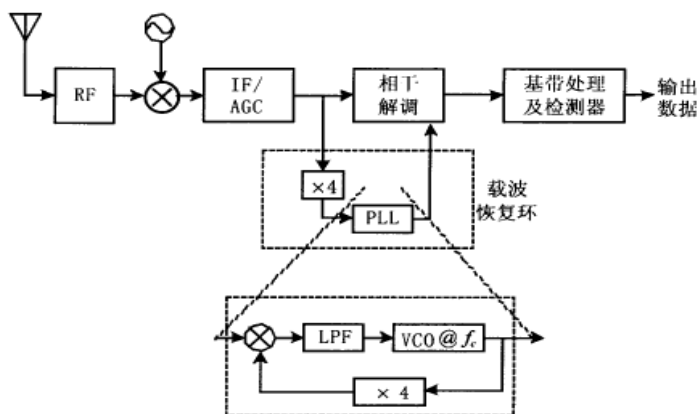


图 1.8 四次方环实现框图

2. 通用环

法国国家电信中心实验室莱耳特(A.Leclert)于 1983 年提出了一种专门用于 QAM 信号的通用载波恢复环，简称为通用环。随后，蒙里特((S.Moridr)等又在通用环基础上稍加改进，如图 1.9 所示。

A.Leclert 等人给出了噪声影响通用环的等效鉴相特征表达式。表达式表明：通用环的鉴相特征为矩形；随着信噪比的降低，通用环在锁定点附近处的环路增益有所下降，即环路的稳态性能恶化。

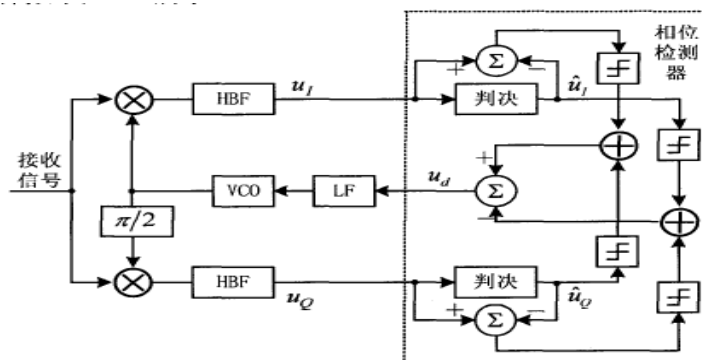


图 1.9 通用环的实现框图

3. 同相-正交环(Costas 环)

同相-正交环又称科斯塔斯(Costas)环，模拟实现框图如图 1.10 所示。B.Young 等人对全数字 BPSK 直接序列的数字 Costas 环性能进行过深入地分析^[58,59]。C.Chien 等人曾经设计出基于 BPSK 的直扩信号解调的数字 Costas 环专用芯片^[59,60]，该芯片的中频采样率为 50.8Msamples/s，基带数据速率最高可达 800kbps。

用于扩频通信的数字 costas 环和通常的 Costas 有所区别，它通常由数字下变频器、积分-清除器、解扩单元、数字相位检测器、环路数字滤波器以及数字控制振荡器(NCO)、锁定检测器七个部分组成。Costas 环鉴相表达式表明：鉴相器输出为四倍相差的正弦，角度很小时近似为四倍相差。

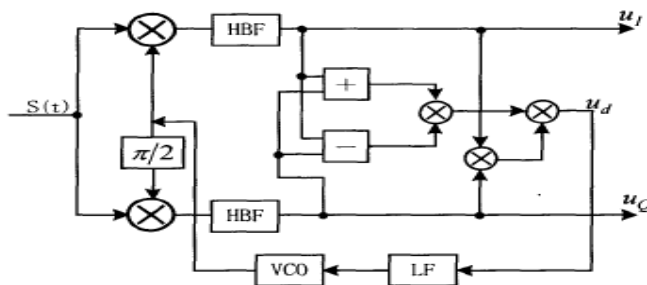


图 1.10 同相-正交环(costas 环)实现框图

§1.2.3.2 码同步研究现状

用于跟踪输入序列和本地序列延时差的 DLL，具有和 PLL 非常相似的特性。码跟踪环有两种方式——相干和非相干：相干方式需要利用载波相位，而非相干方式则不需要知道载波的相位。总的来说，码跟踪环为了使接收机扩频码同步，需要两个相关器：超前相关器和滞后相关器。

超前-滞后跟踪环根据其结构分为两大类：(1)DLL；(2)T 型抖动环(TDL)。DLL 也称为全时间超前-滞后码跟踪环，而 TDL 称为时间共享码跟踪环。在这两种基

本形式上, Hopkins 在 1977 年提出了双抖动环(DDL)^[61], LaFlame 在 1979 年提出了和差乘积 DLL(PSD DLL)^[62], Yost 在 1982 年提出了修正的码跟踪环(MCTL)^[63]。上述每一个跟踪环都可以用相干和非相干两种方式实现, 方式的选择取决于跟踪过程中是否知道载波相位信息。

全时间超前-滞后 DLL 跟踪系统被广泛应用于扩频系统中。但是它有一个主要问题: 超前和滞后信道必须精确平衡。若不平衡, 则即使跟踪误差为 0 时, DLL 的输出也不为 0。这个问题可以通过超前和滞后码时间共享同一个相关器来解决, 这也就是 T 型抖动环的原理。和全时间超前-滞后 DLL 相比, TDL 有更大的误差。在现代先进的电子技术支撑下, DLL 超前和滞后信号可以达到非常精确的平衡, 这也就是本文采用 DLL 的理由。

对于相干跟踪环和非相干跟踪环, 根据跟踪过程是否知道载波相位信息, 划分为两类: 基带相关同步跟踪环和包络相关同步跟踪环。

(1) 基带相关同步跟踪环

基带相关同步跟踪环, 如图 2.3.10 所示。基带同步跟踪环假设已经进行了准确的载波解调, 但没有对编码序列解调出数据。调制的信息数据需要在编码序列同步锁定后才便于解调, 但是问题在于: 要准确完成载波解调不容易(特别是存在频率多普勒效应时)。

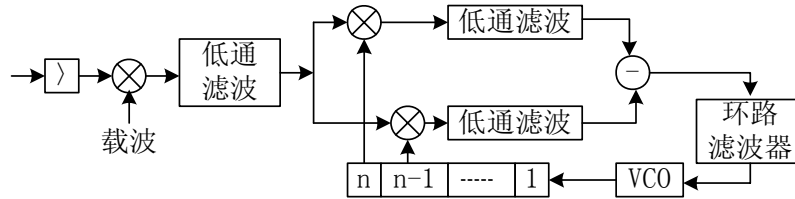


图 1.11 基带相关同步跟踪环

(2) 包络相关同步跟踪环

接收端在中频上进行解调后再建立编码序列的同步跟踪是必要的。对这种情况, 典型的是对中频作平方检波实现编码序列同步的包络相关同步跟踪环。它不需要首先建立载波的频率、相位的准确同步, 属于非相干同步跟踪环。编码序列包络相关的同步跟踪环如图 2.3.11 所示。

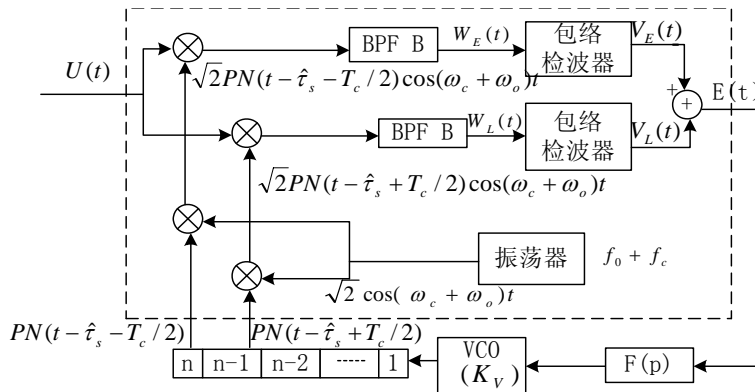


图 1.12 编码序列包络相关的同步跟踪环

§1.3 本文的主要工作

本文的主要工作是围绕低轨卫星通信信号特点,以卫星地面站下行导频信号为研究对象,对地面站导频接收机进行数字设计和具体实现,其中卫星扩频信号的同步是本文研究的重点。结合低轨卫星下行导频信号特点(高动态性能,大多普勒频偏,快多普勒频偏变化率),对信号的粗同步(捕获)、精同步(跟踪)以及两个同步阶段所需要的辅助部件(A/D, NCO, 滤波器, 相关器, 载波环路, 码环路等)实现做了详细的说明,并且对系统性能影响进行了分析。在接收机设计完成之后,对接收机的硬件实现、接收机工作流程图作了详细地介绍,通过测试得到接收机实测结果,并与仿真结果进行了比较。最后,在已完成的工作基础之上,总结了论文工作的主要工作并对后续改进提出了一些设想。

§第 2 章 卫星导频信号捕获

信号的同步一般分为两个过程,即捕获(粗同步)和跟踪(精同步)。在低轨卫星 CDMA 通信过程中,由于卫星的高速运动以及扩频调制方式,信号的同步成为接收机设计的难点和重点。特别在低轨卫星信号高动态条件下(大多普勒频偏,快多普勒频偏变化率以及接收信号动态范围大),捕获显得越发关键。捕获的目的是将接收信号和本地载波频率偏差以及码相位偏差缩小到跟踪环所要求的范围,即捕获完成时,捕获模块需要将信号载波频率估计值、码相位估计值作为参数输出给跟踪模块。

本章以捕获性能(捕获时间,捕获精度)为中心,分别具体研究了捕获系统数学模型,子模块结构、捕获参数、捕获策略。最后针对我们所研究的低轨卫星导频信号特征,提出了一种新的捕获策略,对捕获具体流程给予了详细介绍,并对各个参数优化设计做出了详细研究。

§2.1 概述

低地球轨道(LEO)卫星通信系统采用扩频通信技术,可以使衰落和干扰因素对通信质量的影响得到很大程度的改善。低地球轨道(LEO)与静止地球轨道(GEO)卫星扩频通信链路相比,具有传输损耗低,传输时间短的特点,但同时低轨道卫星相对于地面站来说具有很高的径向速度和径向加速度,使地面站接收到的扩频信号载波多普勒频偏高达几十 kHz 甚至几百 kHz;而且 LEO 卫星过境时间很短,有时还需要完成测距的任务,这就需要在很短的时间内捕获 PN 序列。所以在大的多普勒频偏,快的多普勒频偏变化率的情况下实现 PN 序列的快速捕获对于低地球轨道(LEO)卫星扩频通信系统具有重大意义^[30]。

为了准确地跟踪和解调卫星信号信息,首先必须使用捕获来检测信号是否出现。一旦信号被检测到,有关这个信号的必要参数估计(载波频率,码相位)通过捕获得到。这些参数传递到跟踪环节,辅助信号精同步。在低轨卫星通信系统,由于卫星的快速相对运动,由此带来导频信号多普勒频偏达到 $\pm 12\text{kHz}$,多普勒频偏变化率最高可达 100Hz/s ,多普勒频偏加速度达 0.74Hz/s ,而导频信号的速率只有 300bps (扩频码周期: 1024,扩频增益: 4096,在一个数据宽度内扩频码被重复 4 次,在捕获初期由于并不知道数据位边界,因而捕获把导频信号当成速率为 1.2kbps 来处理),同时系统指标要求整个同步时间不超过 5s。也就是要求捕获方法中频率搜索范围必须达到 $\pm 12\text{kHz}$,以覆盖多普勒频偏范围,同时捕获时间不能超过 2s。

为了在短时间内完成信号的搜索，搜索步进不能太小，因为用一个小的搜索步进意味着必须花很多步来覆盖整个频率范围；但是搜索步进太大，则带来非常差的捕获灵敏度。

一般的捕获有三种办法：传统捕获法、快速傅立叶变换法(FFT)和延迟相乘法^[8]。快速傅立叶变换法(FFT)和传统捕获法本质类似，快速傅立叶变换法(FFT)可以看作是传统捕获法计算精简版。延迟相乘法比快速傅立叶变换法(FFT)捕获快，但灵敏度差，所以在捕获速度和捕获灵敏度上面存在折中。强信号下采样快速低灵敏度捕获法，而对于弱信号，则捕获需要传统捕获法。对于极弱信号，则需要利用更多的数据来捕获。这些方法的组合可以实现对信号的快速捕获。

一旦信号被捕获上，两个重要的参数必须得到：①PN 码的码相位；②输入信号的载波频率。具体的，在这章和下一章中针对无数据辅助的低中频 QPSK 调制下的扩频导航信号，中频为 $2 \times 1.2288 \text{ MHz}$ 。数字信号由射频前端通过一个 ADC 变换器得到，因而基带输入信号被认为是实采样信号而非复采样信号。

§2.2 捕获参数估计准则

卫星移动通信系统中多普勒效应对扩频信号影响主要包括两方面，一是接收端信号载波频率的偏移，另一个是扩频码速率的偏移。本文中所针对的对象为 QPSK 调制下的扩频导航信号。接收信号经过射频前端的下变频之后变成低中频信号，如图 2.1 接收机数字解调框图所示。假设数字化采样的 ADC 转换器为实采样，则采样之前的信号表达式：

$$r(t) = \sqrt{2P} \operatorname{Re} \left\{ \left[I(t)PN_i\left(\frac{t}{1-\zeta'} + \tau\right) - jQ(t)PN_q\left(\frac{t}{1-\zeta'} + \tau\right) \right] e^{j(\omega't + \varphi)} \right\} + n(t) \quad (2-1)$$

其中， $r(t)$ ：低中频 ADC 转化器输入信号； P ：输入信号功率； $I(t)$ ：同相分路被调制数据； $Q(t)$ ：正交分路被调制数据； $PN_i(t)$ ：同相分路扩频码； $PN_q(t)$ ：正交分路扩频码； ζ' ：接收码速率相对偏差； τ ：接收码相位偏差； ω' ：低中频信号的载波频率； φ ：接收信号的初始相位。

噪声成分为射频前端的滤波器输出的带限噪声，在这里假设为带限高斯噪声：

$$n(t) = \operatorname{Re} \left[n_0(t) e^{j(\omega't)} \right]; \quad (2-2)$$

其中， $n_0(t)$ 为窄带白高斯过程的复包络，单边功率谱密度为 N_0 。

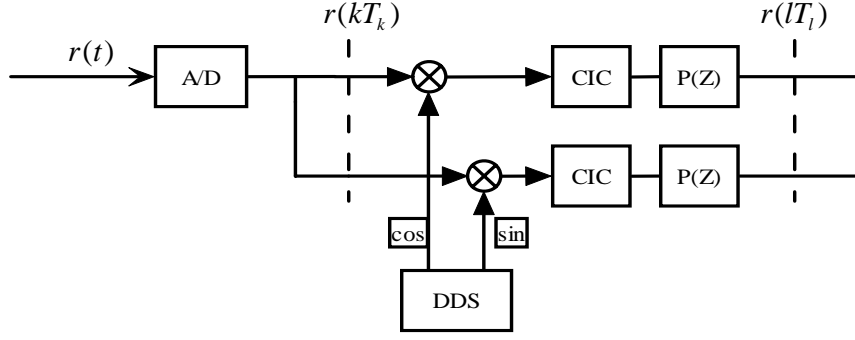


图 2.1 接收机数字解调框图

$r(t)$ 经 ADC 转换之后的数字信号表达式:

$$r(kT_k) = \sqrt{2P} \operatorname{Re} \left\{ \left[I(kT_k)PN_i\left(\frac{kT_k}{1-\zeta'} + \tau\right) - jQ(kT_k)PN_q\left(\frac{kT_k}{1-\zeta'} + \tau\right) \right] e^{j(\omega kT_k + \varphi)} \right\} + n(kT_k) \quad (2-3)$$

其中: T_k : ADC 采样时钟周期。

如图 2.1 接收机数字解调框图所示, 梳状滤波器 Cascaded Integrator-Comb filter(CIC)为抽取滤波器, 本质为降低采样率的低通滤波器, $P(Z)$ 是一个根升余弦滤波器, 和发射机中的根升余弦滤波器相匹配, $r(kT_k)$ 在数字下变频并滤波之后得到同相和正交两路, 写成复信号形式为:

$$r(lT_l) = \frac{\sqrt{2P}}{2} \left[I(lT_l)PN_i\left(\frac{lT_l}{1-\zeta'} + \tau\right) - jQ(lT_l)PN_q\left(\frac{lT_l}{1-\zeta'} + \tau\right) \right] e^{j(\Delta\omega lT_l + \varphi)} + n_0(lT_l)e^{j\Delta\omega lT_l} \quad (2-4)$$

其中, $\Delta\omega = \omega' - \omega$; T_l : 接收匹配滤波器输出的采样周期。

捕获最常用的参数估计准则是最大似然(ML)准则^[1], 设上面参数 ζ' 、 τ 、 ω' 的最大似然估计 $\hat{\zeta}'$ 、 $\hat{\tau}$ 、 $\hat{\omega}'$, 最大似然表达式为:

$$L(\zeta', \tau, \omega') = \left| \int r(t) \left(PN_i\left(\frac{t}{1-\zeta'} + \tau\right) - jPN_q\left(\frac{t}{1-\zeta'} + \tau\right) \right) e^{-j\omega' t} dt \right|^2 \quad (2-5)$$

实际应用中, 是在未知参数 ζ' 、 τ 、 ω' 的有限离散集合上求似然函数最大值, 对应的离散集合为 $\{\zeta'_1, \zeta'_2, \dots, \zeta'_M\}$ $\{\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_M\}$ $\{\omega'_1, \omega'_2, \dots, \omega'_M\}$, 通常在捕获过程中, 接收码速率相对偏差 ζ' 变化很小, 可以近似认为不变。具体参数集合的划分

如下图 2.2 所示。最大似然估计在二维集合中选择合适参数，使 $L(\zeta', \tau, \omega')$ 最大。

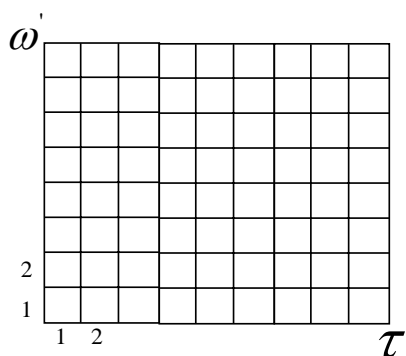


图 2.2 离散集合划分

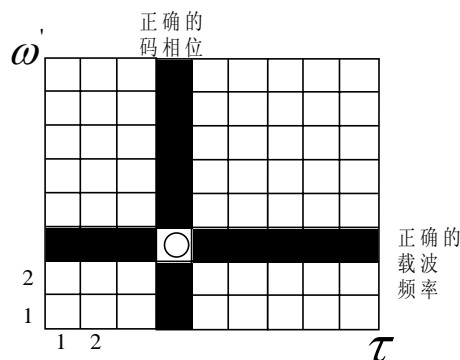


图 2.3 扩频系统二维搜索空间

LEO 卫星通信中，扩频后带宽在 1~2MHz 之间，多普勒效应引起的码速率偏差一般在几十 Hz 左右。当一次检测时间很短时，捕获阶段可以不考虑码速率偏差值的检测，而将它放到跟踪阶段完成。载波频率和伪随机码相位可以通过 FFT 或并行匹配相关联合检测，不过更常规的做法是将频率检测和伪码检测分两步完成，即先将频率搜索区间划分成 n 个小区间，然后在每个小区间完成伪码的捕获。 n 的数目取决于可能的多普勒频移和多普勒频移频率小区的最大宽度 Δf_d 。

每个多普勒频偏小区 Δf_d 的大小取决于可接受的信噪比最大损失，这个损失主要由频率偏差引起。每个多普勒小区的最大宽度取决于复数相关器的频率响应，由此产生了一个二维的搜索区间如图 2.3，中标志“O”区对应正确的伪码相位和多普勒频偏

§2.3 捕获系统子模块结构

§2.3.1 DDS 结构与分析

如图 2.1 接收机数字解调框图，数字下变频模块主要包含 DDS 模块和复数乘法器模块。直接数字频率合成技术 (Direct Digital Synthesizer, DDS) 是一种新型的频率合成技术，它具有频率分辨率高、频率切换快、频率切换时相位连续等优点，因而广泛地应用于雷达、通信、电子对抗等电子系统中。但是，由于 DDS 数字化实现的固有特点，决定了其存在频率控制字截短误差、相位累加器的相位截短误差、相位/幅度转化表的幅度量化误差。其中相位截短为主要误差来源 [27][28]。

DDS 基本原理如图 2.4 所示，它主要由以下三个部分组成：频率控制字产生器、

相位累加器、相位/幅度转换表。

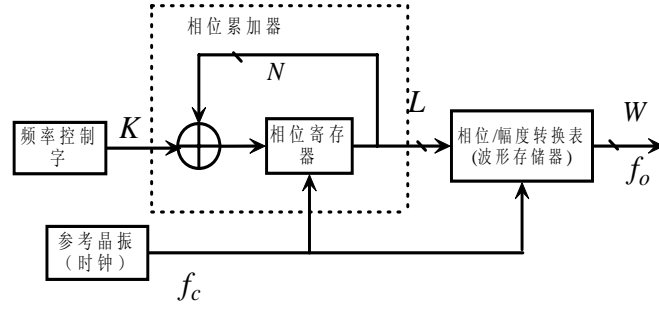


图2.4 DDS基本原理与组成结构

其中，K：为频率控制字，用于控制输出信号频率；N：为相位累加器位宽；L：为波形存储器地址数位宽；W：为输出幅度位宽； f_c ：为主振时钟频率； f_o ：为输出合成信号频率。

DDS的相位/幅度转换表中存储数字化的正弦函数值，一个函数周期中所包含的样值数为 2^L ，定点化的样值幅度范围 $A \leq 2^{w-1}$ 。在主振时钟 f_c 的每个时钟周期内，相位寄存器的增量为K，对应于相位的增量 $\Delta\varphi = 2\pi K / 2^N$ 。为实现相位旋转一周所需时间为 $2\pi / \Delta\varphi = 2^N / K$ 个时钟周期，每个时钟周期为 $1 / f_c$ ，因而相位旋转一周时间为： $2^N / K f_c$ ，对应的相位旋转一周的频率为 $K f_c / 2^N$ ，该频率即合成输出频率 f_o 。DDS原理用数学公式表达，即为式2-6：

$$f_o = \frac{K f_c}{2^N} \text{ 或者 } k = \frac{2^N f_o}{f_c} \quad (2-6)$$

在数字处理中，任何数据通过有限字长来表征，不可避免存在数据位的截短，从而引起有限字长误差。结合图 2.4 DDS 基本原理与组成结构，字长截短影响主要包括以下三个方面：1. 频率控制字(K)截短；2. 相位/幅度转换表中幅度截短(幅度量化误差)；3. 相位截短($L < N$)。

§2.3.1.1 频率控制字截短误差分析

NCO 中频率控制字为整数，控制字长截短存在四舍五入、向上取整、向下取整三种方法，其中四舍五入取整法可以保证最小的频率准确度误差。式 2-7 为该方法下频率准确度误差表达式：

$$f_e = f_o - \text{round}\left(\frac{2^N f_o}{f_c}\right) * \frac{f_c}{2^N} \quad (\text{round}() \text{ 函数为四舍五入函数}) \quad (2-7)$$

$$\text{相对误差为: } \eta_e = \frac{|f_e|}{f_o} \leq \frac{0.5 * f_c / 2^N}{f_o} = \eta_{upper} \quad (2-8)$$

由此易知, 相对误差上限 η_{upper} 随输出信号的频率的增加而减小。

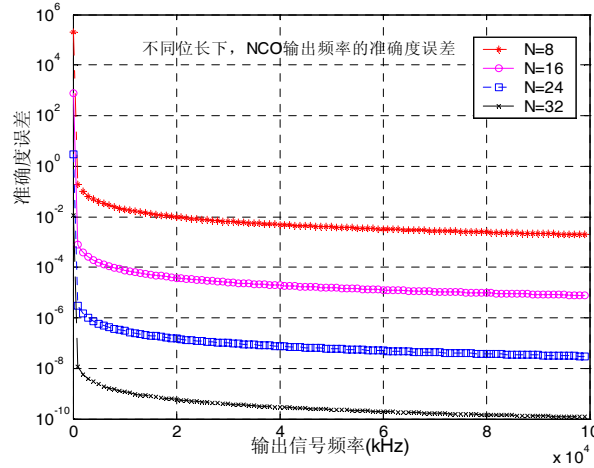


图 2.5 频率控制字舍入引起的各种输出频率准确度误差 ($f_c=100\text{M}$)

具体的: 取相位累加器位长 32 位, 参考晶振为 100MHz, 各种输出频率 f_o 。由于频率字截短带来的频率准确度误差如图 2.5 所示。分析可知: 在参考晶振 $f_c=100\text{MHz}$ 下, 通过增加相位累加器字长, 可以有效的减小频率控制字的舍入带来的准确度误差。在相位累加器字长 $N \geq 24$ 时, 频率控制字舍入带来的误差减小到 10^{-8} 数量级, 以至晶振的频率准确度成为决定 NCO 输出频率准确度的关键因素。

§3.3.1.2 幅度量化误差分析

存储在相位/幅度转换表中的数据字宽 W 位, 存储内容为正弦函数样值。有限字长量化引起的幅度量化误差作为噪声, 其功率为:

$$N_q = E[e^2(n)] = \frac{1}{2^L} \sum_{n=0}^{2^L-1} e^2(n) \quad (2-9)$$

其中 $e(n)$: 相位/幅度转换表中每个正弦函数样值量化误差。根据信号处理知识, $L \gg 1, W \gg 1$ 时, $e(n)$ 服从均值为 0, 方差为 $1/12$ 的高斯分布。此时量化噪声功率:

$$N_q = E[e^2(n)] = \frac{1}{12} \quad (2-10)$$

$$\text{信号功率: } S_0 = E\left[\left(2^{W-1} \sin \theta\right)^2\right] = 2^{2W-2} \int_0^{\pi} \frac{2}{\pi} \sin^2 \theta d\theta = 2^{2W-3} \quad (2-11)$$

$$\text{量化信号噪声功率比: } \frac{S_0}{N_q} \approx 6W + 1.8(\text{dB}) \quad (2-12)$$

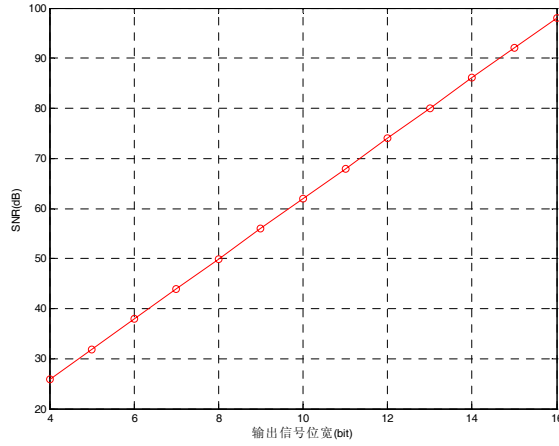


图 2.6 幅度量化信号噪声功率比图

§2.3.1.3 相位截短误差分析

对于相位截短误差，郭德淳等“DDS 的杂散分析及频率扩展研究”^[28]以及韩军功等“DDS 频谱分析及一种新型的改善方法”^[29]对相位截短误差带来的影响进行了分析，但分析只是指出了最大杂散频率的频点以及幅度，并没有对所有杂散频率作幅度相位方面的分析。本文通过群论知识，对NCO输出所有频率的频点、幅度以及相位做出分析，并在分析的基础上加以仿真。

将频率控制字 K 用二进制表示如下：

$$\begin{array}{c} \text{频率控制字有效宽度} \\ | < \text{---Rbits---} > | \\ \text{X X X X X X X X X X X X 1 0 0 0 0 0 0 0} \\ | < \text{---Nbits---} > | \end{array}$$

累加器的位宽

其中 R：频率控制字有效位宽；N：相位累加器位宽。

且设：相位累加寄存器的初始值 M，在相位截短之后对应到相位/幅度转换表

中的地址为 $m = \left\lfloor \frac{M}{2^{N-L}} \right\rfloor$ ($\lfloor \cdot \rfloor$ ：向下取整函数)。

根据 L 与 R 的大小关系，下文分两种情况来分析相位截短误差。

§2.3.1.3.1 当 $L \geq R$ 时, 即不存在相位截断

考察时钟的第 n 个周期时刻, 相位 $\theta(n)$ 为:

$$\theta(n) = 2\pi \left(\frac{Kn}{2^N} + \frac{m}{2^L} \right); \quad (2-13)$$

$$\text{其中 } m = \left\lfloor \frac{M}{2^{N-L}} \right\rfloor$$

对应的输出信号表达式为:

$$f(n) = \sin(\theta(n)) = \sin \left(2\pi \left(\frac{Kn}{2^N} + \frac{m}{2^L} \right) \right) \quad (2-14)$$

明显地, 相位函数以及输出信号函数两者均为周期函数, 且周期为 2^R 。对周期函数作离散傅立叶变换(DFT), 可以得到: 输出信号的频谱特性函数式(2-15)。(详细证明见附录)

$$F(n) = \begin{cases} \frac{1}{2j} e^{\pm j 2\pi \frac{m}{2^L}} & n = \pm \frac{K}{2^{N-R}} \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (2-15)$$

$$\text{其中 } m = \left\lfloor \frac{M}{2^{N-L}} \right\rfloor$$

结论:

根据频率控制字的截短特性可知: $\frac{K}{2^{N-R}}$ 为整数, 其在频域对应的频点为 $\frac{K}{2^{N-R}} \frac{f_c}{2^R} = \frac{Kf_c}{2^N}$ 即需要的输出频率。同时输出信号没有出现任何杂散频率, 而初始相位 M 只是单纯地影响了频谱的相位, 而对频谱的幅度没有造成任何影响。

§2.3.1.3.2 当 $L < R$ 时, 存在相位截短

考察时钟的第 n 个时钟周期时刻, 由于存在相位截短, 采用函数 $\lfloor \cdot \rfloor$ ($\lfloor x \rfloor$: 不超过 x 的最大整数) 来表示相位 $\theta(n)$ 为:

$$\theta(n) = \frac{2\pi}{2^L} \left(\left\lfloor \frac{Kn + M}{2^{N-L}} \right\rfloor \right) \quad (2-16)$$

对应的输出正弦信号表达式为:

$$f(n) = \sin(\theta(n)) = \sin\left(\frac{2\pi}{2^L} \left\lfloor \frac{Kn + M}{2^{N-L}} \right\rfloor\right) \quad (2-17)$$

明显地，相位函数和输出信号函数两者均为周期函数，且周期为 2^R 。因而，可对输出信号进行 DFT 得到：（详细证明过程见附录）

$$F(n) = \begin{cases} \frac{1}{2^R} e^{\pm \frac{j2\pi m'}{2^R}} \frac{\pm 2^L}{2j} \frac{1 - e^{\mp \frac{j2\pi}{2^L}}}{1 - e^{\mp \frac{j2\pi}{2^R}}} & n' = \pm K' \\ \frac{1}{2^R} e^{\frac{j2\pi m' n' / K'}{2^R}} \frac{\pm 2^L}{2j} \frac{1 - e^{\mp \frac{j2\pi}{2^L}}}{1 - e^{\mp \frac{j2\pi n' / K'}{2^R}}} & n' \neq \pm K' \text{ and } (n' / K') \bmod 2^L = \pm 1 \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (2-18)$$

其中 $K' = \frac{K}{2^{N-R}}$, $m' = \left\lfloor \frac{M}{2^{N-R}} \right\rfloor$, $n = n' \pmod{2^R}$ 且 n' 为 K' 的倍数。

结论：

1. 式 2-18 第一项的频点为 $\frac{\pm K'}{2^R} f_c = \frac{\pm K}{2^N} f_c$ ，即 NCO 需要的输出频点。其幅度响应：

$$A_{\pm K'} = \left| \frac{1}{2^R} e^{\pm \frac{j2\pi m'}{2^R}} \frac{2^L}{2j} \frac{1 - e^{\mp \frac{j2\pi}{2^L}}}{1 - e^{\mp \frac{j2\pi}{2^R}}} \right| = \left| \frac{2^{L-R-1}}{1 - e^{\mp \frac{j2\pi}{2^R}}} \right| = \left| \frac{2^{L-R-1} \sin(\frac{\pi}{2^L})}{\sin(\frac{\pi}{2^R})} \right|$$

当 $R \gg L \gg 1$ 时： $A_{\pm K'} \approx \frac{1}{2}$

其频率相位响应：

$$\varphi_{\pm K'} = \pm \left(\frac{2\pi m'}{2^R} + \frac{\pi}{2^R} - \frac{\pi}{2^L} \right) \mp \frac{\pi}{2}$$

当 $R \gg L \gg 1$ 时：

$$\varphi_{\pm K'} = \pm \left(\frac{2\pi m'}{2^R} + \frac{\pi}{2^R} - \frac{\pi}{2^L} \right) \mp \frac{\pi}{2} \approx \pm \frac{2\pi m'}{2^R} \mp \frac{\pi}{2}$$

其中： $m' = \left\lfloor \frac{M}{2^{N-R}} \right\rfloor$

由此可见：主频点的幅度与相位累加器位宽 N 无关。相位初始相位 M 对

NC0 输出主频点只是影响其相位，对幅度没有影响。频率控制字位宽 R 以及相位截短之后位宽 L 主频点幅度和相位都有影响，但当 $R \gg L \gg 1$ 时，这些影响都很小。

2. 式 2-18 的第二项为杂散频率。

其中： $n' \neq \pm K'$ and $(n' / K') \bmod 2^L = \pm 1$ ； $n = n' \bmod 2^R$ 且 n' 能被 K' 整除。

根据群论知，满足条件的 n 有 $2 * 2^{R-L} - 1$ 个(有关这个结论详见附录 2)，

即杂散频点有 $2 * (2^{R-L} - 1)$ 个。因而可设

$$n' / K' = a * 2^L \pm 1, a \in \{1, \dots, 2^{R-L} - 1\}。$$

则杂散频点幅度：

$$\begin{aligned} A_n &= \left| \frac{1}{2^R} e^{\frac{j2\pi m' n' / K'}{2^R}} \frac{\pm 2^L}{2j} \frac{1 - e^{\frac{\mp j2\pi}{2^L}}}{1 - e^{\frac{-j2\pi n' / K'}{2^R}}} \right| = \left| \frac{1}{2^R} \frac{2^L}{2} \frac{1 - e^{\frac{\mp j2\pi}{2^L}}}{1 - e^{\frac{-j2\pi(a * 2^L \pm 1)}{2^R}}} \right| \\ &= \left| 2^{L-R-1} \frac{\sin(\frac{\pi}{2^L})}{\sin(\frac{\pi(a * 2^L \pm 1)}{2^R})} \right| \end{aligned}$$

杂散频点相位：

$$\varphi_n = \frac{2\pi m' n' / K'}{2^R} \mp \frac{\pi}{2} \mp \frac{\pi}{2^L} \pm \frac{\pi}{2^R}$$

将杂散频率的幅度和主频的幅度相对值：

$$\frac{A_n}{A_{\pm K'}} = \frac{\left| 2^{L-R-1} \frac{\sin(\frac{\pi}{2^L})}{\sin(\frac{\pi(a * 2^L \pm 1)}{2^R})} \right|}{\left| 2^{L-R-1} \frac{\sin(\frac{\pi}{2^L})}{\sin(\frac{\pi}{2^R})} \right|} = \left| \frac{\sin(\frac{\pi}{2^R})}{\sin(\frac{\pi(a * 2^L \pm 1)}{2^R})} \right|$$

当 $L \gg 1$ 时，最大杂散频点幅度和主频幅度相对值：

$$\left. \frac{A_n}{A_{\pm K'}} \right|_{\max} \approx \frac{\sin(\frac{\pi}{2^R})}{\sin(\frac{\pi 2^L}{2^R})} \approx 2^{-L} \frac{\frac{\pi}{2^{R-L}}}{\sin(\frac{\pi}{2^{R-L}})}$$

当 $a=1$ 或 2^{R-L} 时，为最大杂散频点。此时，

$$n = [K'(2^L \pm 1)] \bmod 2^R \text{ 或 } n = [K'(2^R - (2^L \pm 1))] \bmod 2^R$$

由此可见:①. 最大杂散频点频率有四个;最大杂散频率幅度与 L, R 有关, L 越大最大杂散频率幅度越小, $R-L$ 越小最大杂散频率幅度越小, 但影响最大杂散频率幅度的决定性因素是幅度/相位转换表地址数位宽 L ; ②. 杂散频率的个数和 2^{R-L} 成正比, $R-L$ 越小, 杂散频率就越少; ③. 改善 NCO 输出信号的频谱措施有两种, 一: 增大幅度/相位转换表地址数位宽 L , 该因素是决定性的; 二: 尽量减少被截短位宽 $R-L$ 。

§2.3.1.4 相位截短误差仿真

具体的: 取相位累加器位长 $N=16$; 参考晶振为 $f_c=100\text{MHz}$; 频率控制字 $K=(4064)_{10}=(111111100000)_2$, 即 $R=11$; 幅度/相位转换表中存储的是正弦函数样值; 相位累加寄存器初始值 $M=(8191)_{10}=(111111111111)_2$ 。分别对 $L=11, 9, 7, 5$ 四种情况下 NCO 输出信号进行仿真得到信号频谱结构如图 3.7 所示。

$L=11 \geq R$, 即不存在相位截短误差, 输出的信号只有主频 6.20117M , 不存在任何杂散频率; 而 $L=9, 7, 5$ 由于相位截短均存在杂散频率。比较 $L=9, 7, 5$ 三种情况, $L=9$ 时杂散频率有 $2 \times (2^{R-L} - 1) = 6$ 个; $L=7$ 时杂散频率个数又大约是 $L=9$ 杂散频率个数 4 倍, $L=5$ 时杂散频率个数大约是 $L=7$ 杂散频率个数 4 倍 (详见图 3.8)。如图 2.7 所示: 在杂散频率幅度方面, $L=9$ 时的主频对最大杂散频率抑制度为 -53.3dB ; $L=7$ 时的主频对最大杂散频率抑制度为 -42dB ; $L=5$ 时的主频对最大杂散频率抑制度为 -30dB , 同时每幅图中最大杂散频率有四个频点对称, 分别位于主频两侧 (实信号频谱偶对称)。

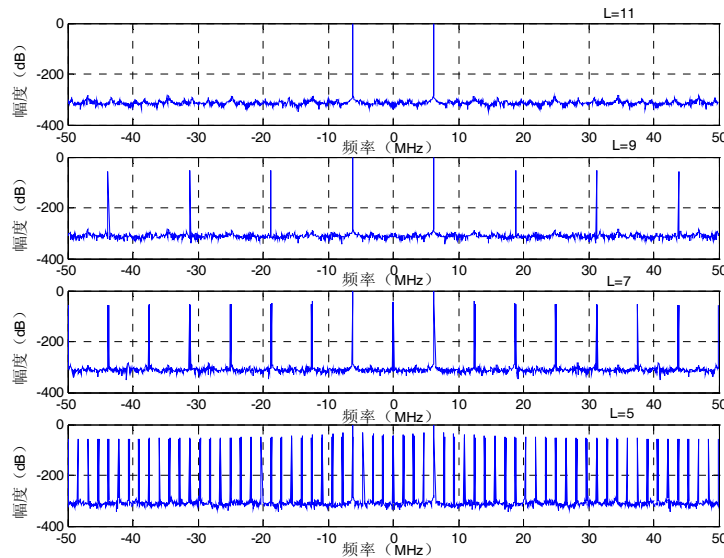


图 2.7 $L=11, 9, 7, 5$ 四种情况下 NCO 输出信号频谱结构图

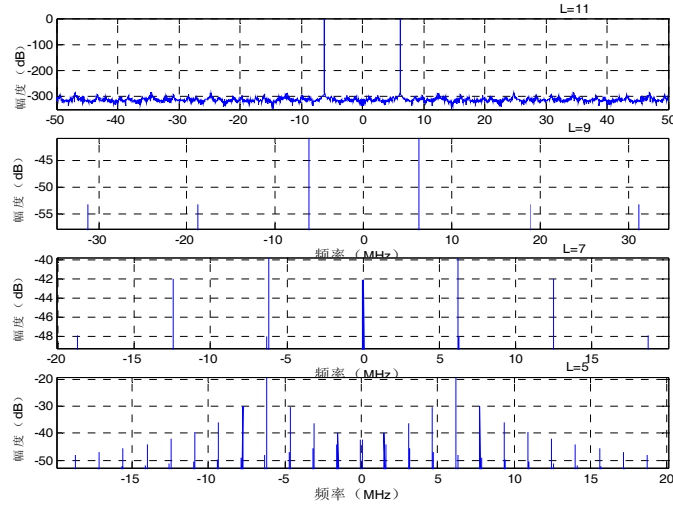


图 2.8 最大杂散频率幅频图(图 2.7 的部分放大)。

§2.3.1.5 NCO 相关结论

数字 NCO 存在三方面误差, 1. 频率控制字(K)截短; 2. 相位/幅度转换表中幅度截短(幅度量化误差); 3. 相位截短(L<N)。

1. 频率控制字截断带来的准确度误差为: $\eta_e = \frac{|f_e|}{f_o} \leq \frac{0.5 * f_c / 2^N}{f_o} = \eta_{upper}$;
2. 相位/幅度转换表(正弦样值存储表)幅度量化带来的量化信号噪声功率比: $\frac{S_0}{N_q} \approx 6W + 1.8(dB)$ 。
3. $L \geq N$ 时不存在杂散频率, 相位累加寄存器中的初值只对输出信号相位产生影响, 不会影响输出信号主频幅度。
4. $L < N$ 由于相位截短产生杂散频率, 杂散频率个数为 $2 * (2^{R-L} - 1)$ 最大杂散

$$\text{频点幅度和主频幅度相对值为} \frac{A_n}{A_{\pm K'}|_{\max}} \approx 2^{-L} \frac{\frac{\pi}{2^{R-L}}}{\sin(\frac{\pi}{2^{R-L}})}。$$

5. 改善 NCO 输出信号的频谱措施有两种, 一: 增大幅度/相位转换表地址数位宽 L, 该因素是决定性的; 二: 尽量减少被截短位宽 R-L。

根据以上分析与结论, 本文选定 NCO 模型参数为: $N=32, L=9, W=14$ 。

§2.3.1.6 传统 DDS 的一些缺陷

DDS 通常用于数字输入信号与存储在 ROM 查找表中的 SINE 和 COSINE 函数的幅度值相乘, 该查找表能很容易被一个回转的相位累加器寻址。但是, 这种技术在高分辨率时需要一个很大的查找表, 从而导致大的芯片面积、高功耗、低速率和增加成本^[43]。

克服这种缺陷的一种方法是用 CORDIC 算法计算相应的 Sine 和 Cosine 的值, 其主要的优点是只需要一个小的查找表。CORDIC 算法不但替代了巨大的查找表, 而且 4 个乘法器也不需要了。这是由于 CORDIC 算法可以用于实现复数的复相位旋转。CORDIC 通过把复信号变换成对应的复数, 并旋转这些样本, 从而直接完成数字上变频和下变频, 而无须额外的乘法器。

§2.3.2 滤波器结构与分析

§2.3.2.1 CIC 滤波器

梳状滤波器 CIC(cascaded integrator-comb filter)用于多速率处理中变换信号的采样率^[17], 主要有两种: 抽取滤波器(采样率由高变低, 主要用于接收机)和插值滤波器(采样率由低变高, 主要用于发射机)。描述一个 CIC 的参数为: R : 插值因子或抽取因子; N : 级数; M : 梳状部分延迟级数(设计中一般取 1 或者 2)。

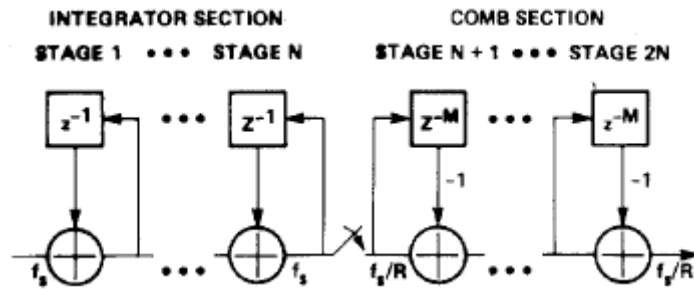


图 2.9 抽取滤波器

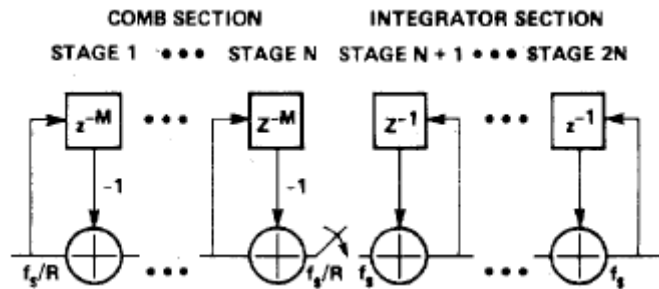


图 2.10 插值滤波器

CIC 滤波器的冲击函数响应: $H_{CIC}(z) = \left[\frac{1 - z^{-RM}}{1 - z^{-1}} \right]^N$ 。

冲击函数的幅度相应: $|H_{CIC}(e^{j\omega})| = \left[\frac{\sin(0.5M\omega)}{\sin(0.5\omega/R)} \right]^N$ 。

在相位响应上, 由于 FIR 是偶对称函数, 所以是 CIC 滤波器具有线性相位。

CIC 滤波器其本质是低通滤波器和速率变换器。以 $R=8, N=3, M=1$ 为例, 其幅频特性如图 2.11。

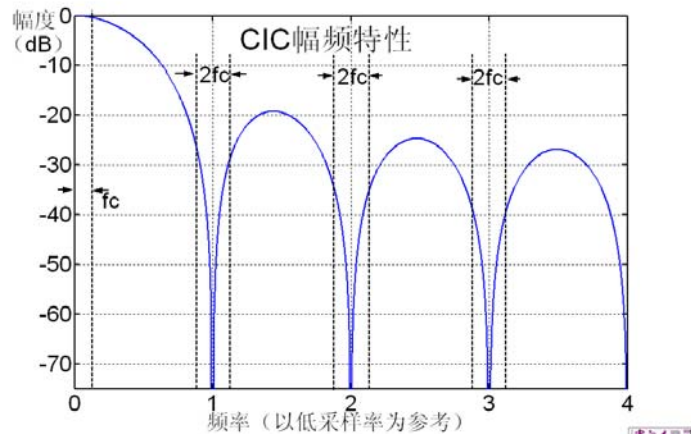


图 2.11 CIC 幅频特性

在设计 CIC 滤波器时需要考虑使有用部分频带位于通带中, 须滤除的频带位于阻带中。如图 2.11 所示: CIC 通带部分出现滚降。这是 CIC 滤波器的一个劣势, 而它的优势在于资源消耗少。设计 CIC 滤波器时, 要求在通带的滚降尽量小, 同时也要求在阻带的衰减尽量大。然而两者是一个矛盾, 必须采取适当的折中^[17]。在 R 比较大的情况下, 近似得到: 表 2-1 不同级数下通带的滚降; 表 2-2 不同级数下阻带的衰减。

表 2-1 不同级数, 不同相对带宽下 CIC 通带滚降

通带相对带宽(fc)	通带滚降(不同的级数 N)					
	1	2	3	4	5	6
1/128	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00
1/64	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.01
1/32	0.00	0.01	0.02	0.02	0.03	0.04
1/16	0.02	0.05	0.08	0.11	0.13	0.16
1/8	0.11	0.22	0.33	0.44	0.56	0.67
1/4	0.45	0.91	1.36	1.82	2.28	2.73

表 2-2 不同级数, 不同相对带宽下 CIC 阻带衰减

阻带相对 带宽(fc)	阻带衰减(不同的级数 N)					
	1	2	3	4	5	6
1/128	16.10	32.20	48.30	64.40	80.51	96.61
1/64	13.09	26.18	39.28	52.36	65.46	78.56
1/32	10.09	20.17	30.26	40.34	50.43	60.52
1/16	7.10	14.20	21.29	28.39	35.49	42.59
1/8	4.17	8.34	12.51	16.69	20.86	25.03
1/4	1.51	3.01	4.51	6.02	7.53	9.03

从 CIC 滤波器的系统函数中可以看出: 其存在 RMN 个零点, N 个极点。在 z 平面域上, 有 N 个不同的零点, 每个零点位置均位于单位园上 $2\pi/RM$ 整数弧度处, 每个零点的阶数: RM 阶; 极点位于 $z=1$ 处, 阶数: N 阶。 $z=1$ 既是零点又是极点, 且零点阶数和极点阶数相同, 所有 CIC 滤波器的 N 个极点都被其 N 个零点抵消, 也就说了 CIC 其本质为一个 FIR 滤波器。滤波器的最大响应位于 $z=1$ 处, 最大动态范围增长^[10]是:

$$B_{grow} = (RM)^N \text{ 或 } b_{grow} = \log_2^{B_{grow}} \text{ 位} \quad (2-19)$$

一个具有 8 位输入字宽的三阶 CIC 滤波器, $M=2$, $R=32$ 或 $MR=64$, 需要的内部字宽为 $8 + \log_2^{64} = 26$ 位, 才能保证不会产生运行溢出。

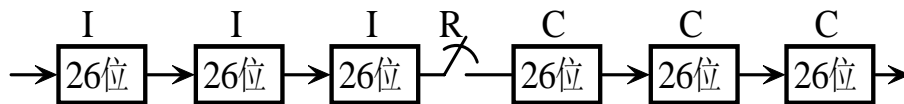


图 2.12 CIC 寄存器位宽选取图

§2.3.2.1 根升余弦匹配滤波器

根升余弦匹配滤波器, 匹配发射机中的根升余弦成形滤波器, 两者的系统函数相同。根升余弦滤波器, 一般采用 FIR 结构实现, 它的几个重要参数: 滚降系数 α , 阶数 N , 滤波器各级系数字宽^[1]。滚降系数 α , 由信道可用带宽决定。滤波器设计时, 须选取合适阶数 N 和系数字宽来保证设计满足要求。例如在 CDMA2000 中, 规定码速率为 1.2288MHz 下, 通带截止频率 590kHz, 阻带截止频率 740kHz, 滤波器通带内波纹 1.5dB, 阻带应达到的最小衰减 40dB。推荐一组滤波器系数如表 2-3。

如表 2-3 滤波器系数表

k	h(k)	k	h(k)	k	h(k)
0, 47	-0.025288315	8, 39	0.037071157	16, 31	-0.012839661
1, 46	-0.034167931	9, 38	-0.021998074	17, 30	-0.143477028
2, 45	-0.035752323	10, 37	-0.060716277	18, 29	-0.211829088
3, 44	-0.016733702	11, 36	-0.051178658	19, 28	-0.140513128
4, 43	0.021602514	12, 35	0.007874526	20, 27	0.094601918
5, 42	0.064938487	13, 34	0.084368728	21, 26	0.441387140
6, 41	0.091002137	14, 33	0.126869306	22, 25	0.785875640
7, 40	0.081894974	15, 32	0.094528345	23, 24	1.0

根据根升余弦匹配滤波器系数对称特点，FIR 结构改造成如图 2.13 所示。假如输入信号位宽为 n bits、系数位宽 m bits，则各个寄存器的位宽为 n bits，第一级加法器输出为 $(n+1)$ bits，第一级乘法器之后的位宽为 $(n+m+1)$ bits。

因为系数位宽为 m bits，则 $h_n = 2^m - 1$ ；因而最后该滤波器输出位宽为：

$$B_{out} = n + \log_2 \left(\sum_k |h_k| \right) \quad (2-20)$$

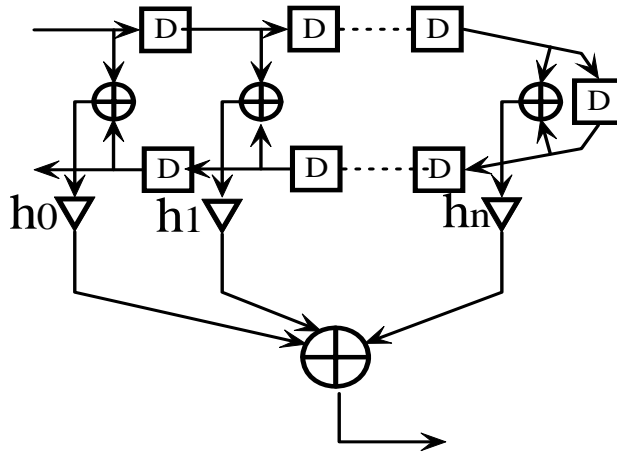


图 2.13 对称 FIR 结构图

然而一种改进的对称 FIR 结构图如图 2.14 所示，这种结构相对图 2.13 所示结构能支持更快的频率。图 2.13 中要求 n 次加法和一次乘法的时延之和不能超过一个时钟周期，而图 2.14 只需要一次加法和一次乘法的时延之和不超过一个时钟周期。也就是说：图 2.13 的关键路径长于 2.14 关键路径，因而图 2.14 结构能支持频率更快的运算。

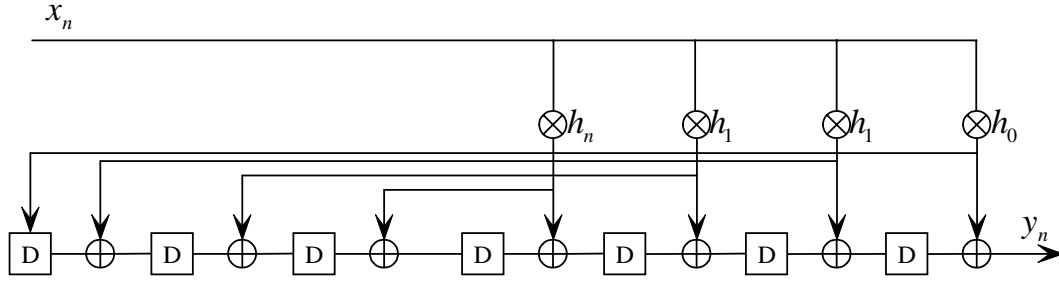


图 2.14 对称 FIR 结构改进图

§2.3.3 解调解扩结构

在扩频信号处理中，伪码捕获一般通过相关运算来实现。图2.15给出了扩频接收中的一个典型捕获原理图。类似CDMA数字蜂窝系统(IS-95)^[15]，在正交、同相双伪随机码扩频的系统中，为减少信号能量损失,需要采用I、Q正交四通道进行相关处理。

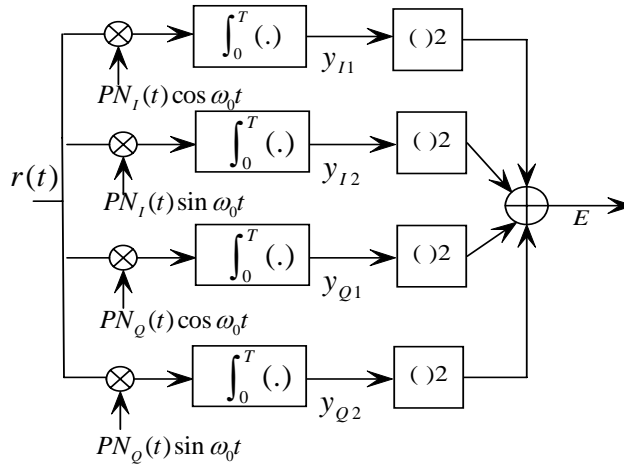


图2.15 正交双通道相关

章节2.2捕获参数估计准则，分析得到：接收信号解调之后的复信号的表达式：

$$r(lT_l) = \frac{\sqrt{2P}}{2} \left[I(lT_l)PN_i\left(\frac{lT_l}{1-\zeta'} + \tau\right) - jQ(lT_l)PN_q\left(\frac{lT_l}{1-\zeta'} + \tau\right) \right] e^{j(\Delta\omega lT_l + \varphi)} + n_0(lT_l)e^{j\Delta\omega lT_l} \quad (2-21)$$

其中：P：输入信号功率； T_l ：解调后的数据采样率； ζ' ：接收码速率相对偏差； τ ：接收码相位偏差； $\Delta\omega$ ：载波频偏； φ ：载波相位偏差； $n_0(lT_l)$ ：噪声。

在低轨卫星通信系统中，由于多普勒引起的载波多普勒偏差为12kHz以内，载波多普勒加速度为100Hz/s以内，则对应的码速率偏差30Hz以内，码速率偏差

加速度0.75Hz/s以内。在整个捕获过程中，每次相关器的积分时间为ms数量级，捕获时间不超过1s，所以完全可以认为，在每次相关器积分时间区间内，载波多普勒偏差为固定不变；在每一次捕获的过程中，码速率偏差也固定不变。

在相关积分的一小段时间内， $\Delta\omega$ 为常数，并忽略码速率偏差对相关结果影响(因为1.2288MHz码率的系统中，在一个相关积分时间内(1024个码片时间宽度)，30Hz的码速率偏差只引起0.025码片相位移动)，可以得出四路有用信号的相关值：

$$y_{I1} = A(\Delta\omega, \xi) \operatorname{Re} \left\{ \left[M \cdot I(t) - jQ(t)R_{iq} \right] e^{j(\Delta\omega(t+\frac{1-M}{2M}T)+\varphi)} \right\} \quad (2-22)$$

$$y_{I2} = A(\Delta\omega, \xi) \operatorname{Im} \left\{ \left[M \cdot I(t) - jQ(t)R_{iq} \right] e^{j(\Delta\omega(t+\frac{1-M}{2M}T)+\varphi)} \right\} \quad (2-23)$$

$$y_{Q1} = A(\Delta\omega, \xi) \operatorname{Re} \left\{ \left[I(t)R_{iq} - jM \cdot Q(t) \right] e^{j(\Delta\omega(t+\frac{1-M}{2M}T)+\varphi)} \right\} \quad (2-24)$$

$$y_{Q2} = A(\Delta\omega, \xi) \operatorname{Im} \left\{ \left[R_{iq} \cdot I(t) - jMQ(t) \right] e^{j(\Delta\omega(t+\frac{1-M}{2M}T)+\varphi)} \right\} \quad (2-25)$$

其中： $A(\Delta\omega, \xi) = \frac{\sqrt{2P}}{2} (1 - \xi) \frac{\sin \frac{\Delta\omega T}{2}}{\sin \frac{\Delta\omega T}{2M}}$ 为频差 $\Delta\omega$ 和码片相差 ξT_c 对相关值幅度的

的影响因子； M ：相关时间 T 内伪随机码的自相关值； R_{iq} ：相关时间 T 内同相、正交两个伪随机码的互相关值。

相关后的信号能量：

$$E = y_{I1}^2 + y_{I2}^2 + y_{Q1}^2 + y_{Q2}^2 = A^2(\Delta\omega, \xi)(M^2 + R_{iq}^2) \quad (2-26)$$

可见，相关之后得到的信号能量值是载波频差 $\Delta\omega$ 和码相位偏差 ξT_c 的函数，其对载波相位不敏感。

§2.4 参数影响与捕获策略

§2.4.1 各个参数对相关能量值的影响

在捕获系统中，相关能量值 E 取决于输入的信号强度、载波频率偏差、码相位偏差和定时偏差。输入信号强度由信噪比(SNR)表征，是影响捕获概率的最直接因素^{[12][16]}。在本节中，主要讨论载波频率偏差、码相位偏差和定时偏差对相

关能量值的影响。

①在考虑载波频率偏差影响时，去除其他因素干扰，即码相位无偏差、无定时偏差，正交、同相两路信号在解调、低通滤波之后分别和两个本地扩频码序列相关，可以得到以下四路相关结果值：

I 路信号使用 I 路 P N 码解扩积分得到式 2-27：

$$\begin{aligned}
 I_I(m) &= \frac{\sqrt{2P}}{2} \operatorname{Re} \left\{ \sum_{l=(m-1)M+1}^{l=mM} \left[I(lT_l) - jQ(lT_l)r_{iq}(lT_l + \tau) \right] e^{j(\Delta\omega lT_l + \varphi)} \right\} \\
 &= \frac{\sqrt{2P}}{2} \operatorname{Re} \left\{ \left[MI(mT_m) - jR_{iq}(mT_m + \tau) \cdot Q(mT_m) \right] \sum_{l=(m-1)M+1}^{l=mM} e^{j(\Delta\omega lT_l + \varphi)} \right\} \\
 &= \frac{\sqrt{2P}}{2} \operatorname{Re} \left\{ \left[M \cdot I(mT_m) - jR_{iq}(mT_m + \tau)Q(mT_m) \right] e^{j(\Delta\omega(mT_m + \frac{1-M}{2M}T_m) + \varphi)} \frac{\sin \frac{\Delta\omega T_m}{2}}{\sin \frac{\Delta\omega T_m}{2M}} \right\}
 \end{aligned} \tag{2-27}$$

其中，M：相关码片长度； $T_m = M \square T_c$ 为相关时间长度。

Q 路信号使用 Q 路 P N 码解扩积分得到式 2-28：

$$\begin{aligned}
 Q_q(m) &= \frac{\sqrt{2P}}{2} \operatorname{Im} \left\{ \sum_{l=(m-1)M+1}^{l=mM} \left[I(lT_l)r_{iq}(lT_l + \tau) - jQ(lT_l) \right] e^{j(\Delta\omega lT_l + \varphi)} \right\} \\
 &= \frac{\sqrt{2P}}{2} \operatorname{Im} \left\{ \left[R_{iq}(mT_m + \tau) \cdot I(mT_m) - jMQ(mT_m) \right] \sum_{l=(m-1)M+1}^{l=mM} e^{j(\Delta\omega lT_l + \varphi)} \right\} \\
 &= \frac{\sqrt{2P}}{2} \operatorname{Im} \left\{ \left[R_{iq}(mT_m + \tau) \cdot I(mT_m) - jMQ(mT_m) \right] e^{j(\Delta\omega(mT_m + \frac{1-M}{2M}T_m) + \varphi)} \frac{\sin \frac{\Delta\omega T_m}{2}}{\sin \frac{\Delta\omega T_m}{2M}} \right\}
 \end{aligned} \tag{2-28}$$

I 路信号使用 Q 路 P N 码解扩积分得到式 2-29：

$$\begin{aligned}
 I_q(m) &= \frac{\sqrt{2P}}{2} \operatorname{Re} \left\{ \sum_{l=(m-1)M+1}^{l=mM} \left[I(lT_l)r_{iq}(lT_l + \tau) - jQ(lT_l) \right] e^{j(\Delta\omega lT_l + \varphi)} \right\} \\
 &= \frac{\sqrt{2P}}{2} \operatorname{Re} \left\{ \left[I(mT_m)R_{iq}(mT_m + \tau) - jM \cdot Q(mT_m) \right] \sum_{l=(m-1)M+1}^{l=mM} e^{j(\Delta\omega lT_l + \varphi)} \right\} \\
 &= \frac{\sqrt{2P}}{2} \operatorname{Re} \left\{ \left[I(mT_m)R_{iq}(mT_m + \tau) - jM \cdot Q(mT_m) \right] e^{j(\Delta\omega(mT_m + \frac{1-M}{2M}T_m) + \varphi)} \frac{\sin \frac{\Delta\omega T_m}{2}}{\sin \frac{\Delta\omega T_m}{2M}} \right\}
 \end{aligned} \tag{2-29}$$

Q 路信号使用 I 路 P N 码解扩积分得到式 2-30：

$$\begin{aligned}
 Q_i(m) &= \frac{\sqrt{2P}}{2} \operatorname{Im} \left\{ \sum_{l=(m-1)M+1}^{l=mM} \left[I(lT_l) - jQ(lT_l)R_{qi}(lT_l + \tau) \right] e^{j(\Delta\omega lT_l + \varphi)} \right\} \\
 &= \frac{\sqrt{2P}}{2} \operatorname{Im} \left\{ \left[M \cdot I(mT_m) - jQ(mT_m)R_{iq}(mT_m + \tau) \right] \sum_{l=(m-1)M+1}^{l=mM} e^{j(\Delta\omega lT_l + \varphi)} \right\} \\
 &= \frac{\sqrt{2P}}{2} \operatorname{Im} \left\{ \left[M \cdot I(mT_m) - jQ(mT_m)R_{iq}(mT_m + \tau) \right] e^{j(\Delta\omega(mT_m + \frac{1-M}{2M}T_m) + \varphi)} \frac{\sin \frac{\Delta\omega T_m}{2}}{\sin \frac{\Delta\omega T_m}{2M}} \right\}
 \end{aligned} \tag{2-30}$$

为了简化公式运算，引入以下定义(2-31)：

$$A(\Delta\omega) = \frac{\sqrt{2P}}{2} \frac{\sin \frac{\Delta\omega T_m}{2}}{\sin \frac{\Delta\omega T_m}{2M}} \tag{2-31}$$

重写式 2-27、式 2-28、式 2-29、式 2-30，得到以下四个式：

$$I_i(m) = A(\Delta\omega) \operatorname{Re} \left\{ \left[M \cdot I(mT_m) - jQ(mT_m)R_{qi}(mT_m + \tau) \right] e^{j(\Delta\omega(mT_m + \frac{1-M}{2M}T_m) + \varphi)} \right\} \tag{2-32}$$

$$Q_q(m) = A(\Delta\omega) \operatorname{Im} \left\{ \left[R_{iq}(mT_m + \tau) \cdot I(mT_m) - jMQ(mT_m) \right] e^{j(\Delta\omega(mT_m + \frac{1-M}{2M}T_m) + \varphi)} \right\} \tag{2-33}$$

$$I_q(m) = A(\Delta\omega) \operatorname{Re} \left\{ \left[I(mT_m)R_{iq}(mT_m + \tau) - jM \cdot Q(mT_m) \right] e^{j(\Delta\omega(mT_m + \frac{1-M}{2M}T_m) + \varphi)} \right\} \tag{2-34}$$

$$Q_i(m) = A(\Delta\omega) \operatorname{Im} \left\{ \left[M \cdot I(mT_m) - jQ(mT_m)R_{iq}(mT_m + \tau) \right] e^{j(\Delta\omega(mT_m + \frac{1-M}{2M}T_m) + \varphi)} \right\} \tag{2-35}$$

把上述四者表示成复信号形式，如式 2-36、式 2-37：

$$\begin{aligned}
 I_i(m) + jQ_i(m) &= A(\Delta\omega) \left[M \cdot I(mT_m) - jQ(mT_m)R_{qi}(mT_m + \tau) \right] e^{j(\Delta\omega(mT_m + \frac{1-M}{2M}T_m) + \varphi)}
 \end{aligned} \tag{2-36}$$

$$\begin{aligned}
 I_q(m) + jQ_q(m) &= A(\Delta\omega) \left[I(mT_m)R_{iq}(mT_m + \tau) - jM \cdot Q(mT_m) \right] e^{j(\Delta\omega(mT_m + \frac{1-M}{2M}T_m) + \varphi)}
 \end{aligned} \tag{2-37}$$

得到：

$$\begin{aligned}
 E &= I_i^2 + I_q^2 + Q_i^2 + Q_q^2 = |I_i(m) + jQ_i(m)|^2 + |I_q(m) + jQ_q(m)|^2 \\
 &= 2(A(\Delta\omega))^2 (M^2 + R_{iq}^2)
 \end{aligned} \tag{2-38}$$

根据式 2-38，可以得出频率偏差对相关能量的影响因子，该因子归一化后如式 2-39：

$$D_{\Delta\omega} = \left(\frac{\sin \frac{\Delta\omega T_m}{2}}{M \sin \frac{\Delta\omega T_m}{2M}} \right)^2 = \left(\frac{\sin \frac{\Delta\omega M T_c}{2}}{M \sin \frac{\Delta\omega T_c}{2}} \right)^2 \quad (2-39)$$

在码速率 1.2288MHz 下, $M=1023$ 个码片时间宽度的相关时间内, 得到频率偏差对相关能量值影响的仿真结果, 如图 2.16 所示。由仿真图看出: 能量的零点出现位置处频率为 1.2kHz 的整数倍($1.2k=1.2288M/1024$); 在频率偏差 1.8kHz 处, 出现第次峰, 但次峰比主峰小 13dB。

在扩频信号的二维捕获过程中, 对载波频率的捕获正是基于以上特性, 在采用基于信号功率的非相干捕获系统中, 载波的相位和本振的相位的偏差对相关能量值没有影响。

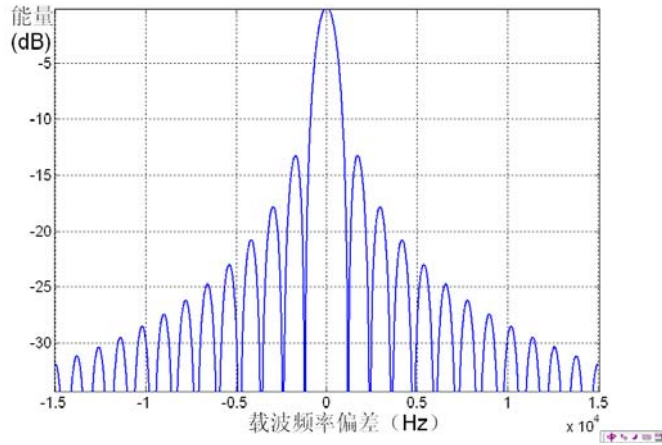


图 2.16 载波频率偏差对相关能量的影响

若收发两端匹配滤波器都采用的是根升余弦滚降滤波器, 滚降系数为 α , 则采样偏差 μ 对相关能量峰值的影响为式 2-40。若 $\alpha=0.3$ 时, 采样偏差对相关能量峰值的影响如图 2.17。

$$D_{\mu} = \left(\frac{\sin \pi\mu/T_c}{\pi\mu/T_c} \frac{\cos \alpha\pi\mu/T_c}{1-4\alpha^2\mu^2/T_c^2} \right)^2 \quad (2-40)$$

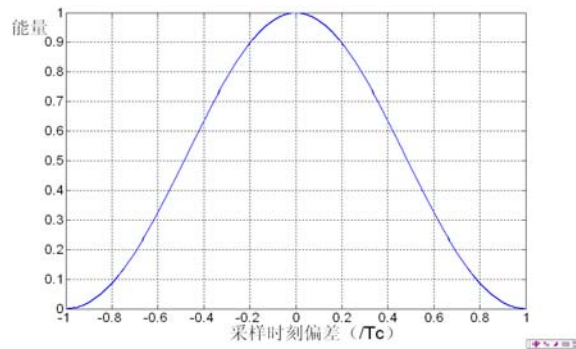


图 2.17 定时采样偏差对相关能量的影响

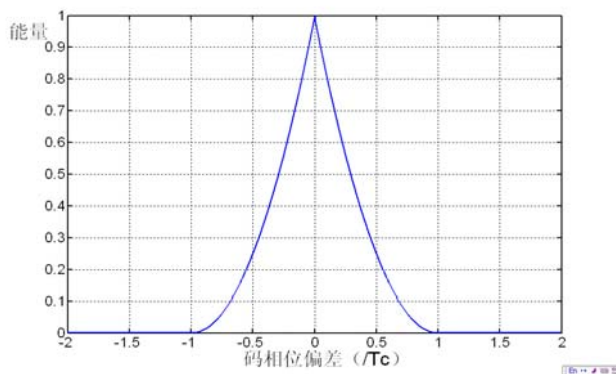


图 2.18 码相位偏差对相关能量值的影响

如果扩频码是伪随机码，伪随机码周期： M ，码相位偏差 τ 对相关能量值的影响为式 2-41。图示 2.18 为 $M=1023$ ，伪随机扩频码相位偏差对相关能量值影响。

$$D_{\tau} = \begin{cases} \left(1 - \frac{M+1}{M}|\tau|\right)^2, & |\tau| \leq T_c \\ \frac{1}{M^2} & T_c \leq |\tau| \leq (N-1)T_c \end{cases} \quad (2-41)$$

在 simulink 中搭建仿真^[7]，如图 2.19 所示。接收信号由发射机并经加性高斯信道(AWGN)产生，接收的信号经过解调(数字正交下变频以及匹配滤波)之后，由本地产生的伪随机码解扩，解扩结果经过积分、累加、平方最后四个结果相加得到最终的能量值。注意：在这个仿真中去除了定时偏差的影响，用以考察载波频率偏差、码相位偏差对相关结果的影响。

仿真结果如图 2.20 所示，可以看出，相关能量值的峰值只有一个。扩频信号捕获的二维搜索，可以类似的看成对二维函数单独求偏导，而峰值就位于两个偏导均位于 0 处。

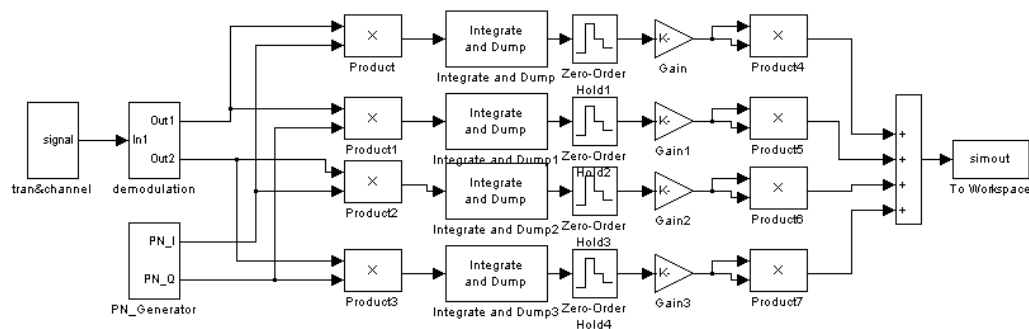


图 2.19 扩频系统相关能量值 simulink 仿真图

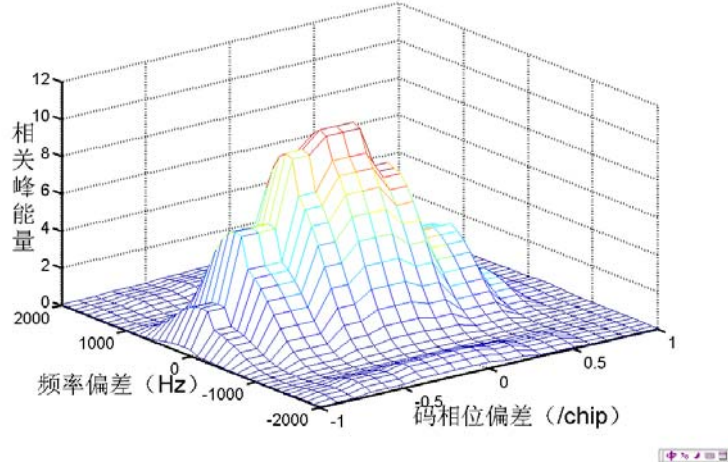


图 2.20 码相位偏差、载波频率偏差对相关能量值影响

§2.4.2 信号检测准则

信号的捕获实际上是信号检测问题，在缺乏风险函数和假设概率的先验知识时，经常用到的是纽曼-皮尔逊(Neyman-Pearson)准则^{[12][16]}。

纽曼-皮尔逊准则对应的假设为：

$$H_1: Y = S + N; \quad H_0: Y = N$$

式中 Y 是观测样本， S 是信号， N 是噪声。将实际无信号判为有信号的错误判决称为虚警，相应的错判概率称为虚警概率，用 P_a 表示； H_1 为真，判为 H_1 的正确判决概率称为检测概率，用 P_d 来表示。纽曼-皮尔逊(Neyman-Pearson)准则是指虚警概率 P_a 一定的条件下，检测概率 P_d 为最大的判决准则。纽曼-皮尔逊的判决规则如下：

对于观测样本，若 $\frac{p(Y|H_1)}{p(Y|H_0)} \geq \lambda$ 判为 H_1 ；若 $\frac{p(Y|H_1)}{p(Y|H_0)} < \lambda$ ，判为 H_0 。 λ 由给

定的 P_a 确定之。

由于我们考虑必须采取一定的策略减小由于漏检测而引起的包丢失，所以通常采取恒虚警概率策略，以纽曼-皮尔逊准则来检测信号，在本文中将应用纽曼-皮尔逊准则来做信号的捕获。而在纽曼-皮尔逊准则下衡量接收机捕获性能的主要就看检测概率与误警概率的关系，被称为“接收机操作特征”。

综合考虑到硬件实现资源以及实现速度，应用最为广泛的是最大似然(ML)估计以及最大后验概率估计(MAP)估计。当我们把待估计的同步参数当作确定的

但是未知的，那么 ML 估计将是合理的。如果我们考虑快速变化的信道条件导致同步参数也是变化的，那么就应该采用 MAP 准则^[40]。

从参数恢复的实现方法上可以分为：全前馈(开环)的实现，全反馈(闭环)实现，前馈+反馈实现。

事实上 CDMA 信号捕获也就是 CDMA 信号的定时码捕获。对于信号的检测与捕获可以是相干的或者是非相干的。而在 CDMA 系统中，其信号是多用户在同一个频段里的信号总和，所以很难进行相干的检测，所以应用最为广泛的还是非相干检测。非相干检测需要一个对于调制数据和初始载波相位都不敏感的判决变量，所以在 CDMA 系统中，对于 CDMA 信号的检测一般是采用下图 2.21 所示的平方和检测：

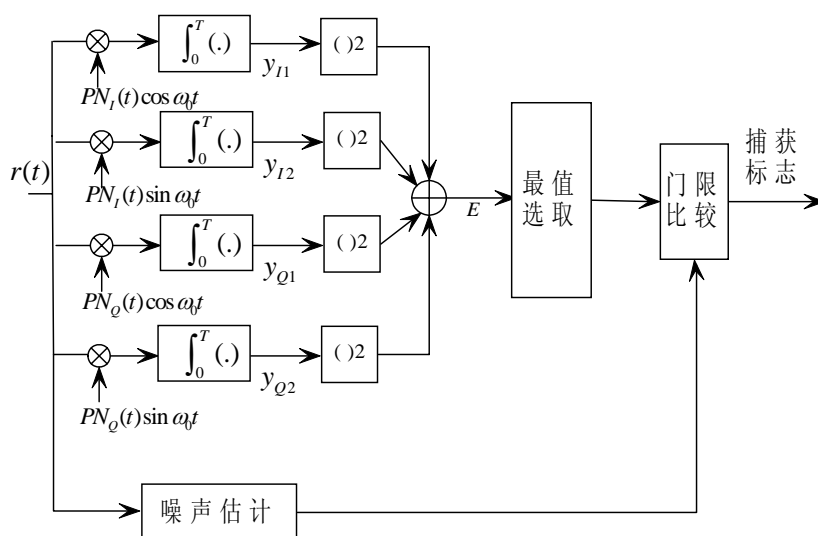


图 2.21 扩频信号检测结构

在上图中输入 $r(t)$ 是 ADC 之后的接收信号，其 I、Q 两路分别经两个伪随机码解扩后积分累加后平方和相加的得到判决变量 E 。显然， E 对于调制数据和载波初始相位是不敏感的。

考虑到低轨卫星系统需要快速捕获信号，采用如图 2.21 结构的全并行的解扩器也许是唯一的选择。通过对 E 的假设检验来得到信号的捕获以及同步参数粗捕获。采取恒虚警概率策略，以纽曼-皮尔逊准则来检测信号。

显然在完全理想的情况下，当在并行解扩器内的本地扩频码与输入扩频码完全匹配时， E 将达到最大值。在没有信号传输，或者不在同步时刻，则 E 完全为噪声项。这样我们，可以假设：

- H1: 有信号传输且本地扩频码和输入扩频码相位同步；
- H0: 无信号，或者本地扩频码和输入扩频码相位不同步。

§2.4.3 似然(ML)码捕获

似然参数估计的方法在数字通信中被广泛的应用。最大似然估计通过遍历估计参数可能取值来最大化似然方程从而得到被估计参数的值。在码捕获这个问题中，正如在本文 2.2 节中讨论的：只要认为 2-4 式中的 τ (码相位偏差)是确定而又未知的就可以对 τ 做似然估计。不考虑载波偏差以及码速率偏差，理想功率控制下，接收采样信号可以重写为：

$$r(IT_l) = \frac{\sqrt{2P}}{2} \left[I(IT_l)PN_i(IT_l + \tau) - jQ(IT_l)PN_q(IT_l + \tau) \right] e^{j\varphi} + n_0(IT_l) \quad (2-42)$$

上式中，对 τ 似然估计为：

$$\hat{\tau} : \Lambda(\hat{\tau}) = \max_{\tau \in \{0, T_c, \dots, (M-1)T_c\}} \{ \Lambda(\tau) \} \quad (2-43)$$

$$\text{定义：} \Lambda(\tau) \triangleq E_{I_l, Q_l, \varphi} \{ p_r(\mathbf{r} | \tau, I_l, Q_l, \varphi) \} \quad (2-44)$$

运算符 E 表示对其下标的随机变量 (I_l, Q_l, φ) 求期望。 $n_0(IT_l)$ 是方差为 N_0 的高斯复采样值， p_r 是在观察间隔内接收采样点数组 \mathbf{r} 的条件概率密度函数。假设观察间隔为 W 个信息符号，共 WM 个码片周期，所以 \mathbf{r} 可以定义为：
 $\mathbf{r} = [r_0, r_1, \dots, r_{WM+1}]$ ，从式 2-42 我们可以得到：

$$\begin{aligned} p_r(\mathbf{r} | \tau, I_l, Q_l, \varphi) &\propto \exp \left\{ -\frac{PB}{2N_0} \sum_{k=0}^{WM-1} \left| r_k - \tilde{s}_k(\tau, I_l, Q_l) e^{j\varphi} \right|^2 \right\} \\ &\propto \exp \left\{ -\frac{PB}{N_0} \sum_{k=0}^{WM-1} \text{Re} \left[r_k \tilde{s}_k^*(\tau, I_l, Q_l) e^{-j\varphi} \right] \right\} \\ &= \exp \left\{ -\frac{PB}{N_0} \left| \sum_{k=0}^{WM-1} r_k \tilde{s}_k^*(\tau, I_l, Q_l) \right| \cos \left(\arg \left[\sum_{k=0}^{WM-1} r_k \tilde{s}_k^*(\tau, I_l, Q_l) \right] - \varphi \right) \right\} \end{aligned} \quad (2-45)$$

下面要做的是从 2-45 式的条件概率密度函数得到 2-43 式的似然函数，即对 2-45 式中 (I_l, Q_l, φ) 求数学期望。首先对相位 φ 的期望得到零阶贝赛尔函数形式，在小信噪比情况下可只取贝赛尔函数幂级数展开形式的前两项来近似^{[34][40]}，从而最后得到的似然函数为：

$$\Lambda(\tau) = \sum_{n=1}^W \left[\left(\sum_{k=(n-1)M}^{nM-1} PN_i(k/N) r_{i,k} \right)^2 + \left(\sum_{k=(n-1)M}^{nM-1} PN_i(k/N) r_{q,k} \right)^2 \right] + \left(\sum_{k=(n-1)M}^{nM-1} PN_q(k/N) r_{i,k} \right)^2 + \left(\sum_{k=(n-1)M}^{nM-1} PN_q(k/N) r_{q,k} \right)^2 \quad (2-46)$$

可以看出 2-46 式的实现结构实际上还是平方和的结构。当 $W=1$ 时，似然函数就是图 2.21 中的 E，然后最大的 E 再与自适应门限作比较完成捕获。这样就从理论上证明了以平方和结构的捕获方式实质上就是似然码捕获。

§2.5 改进的捕获系统

针对低轨卫星下行导航信号特点：大的多普勒载波频偏以及多普勒频偏加速度，高的动态范围，同时必须具备适应低信噪比的正常工作。本论文提出了一种改进了的捕获策略，捕获框图如图 2.22。

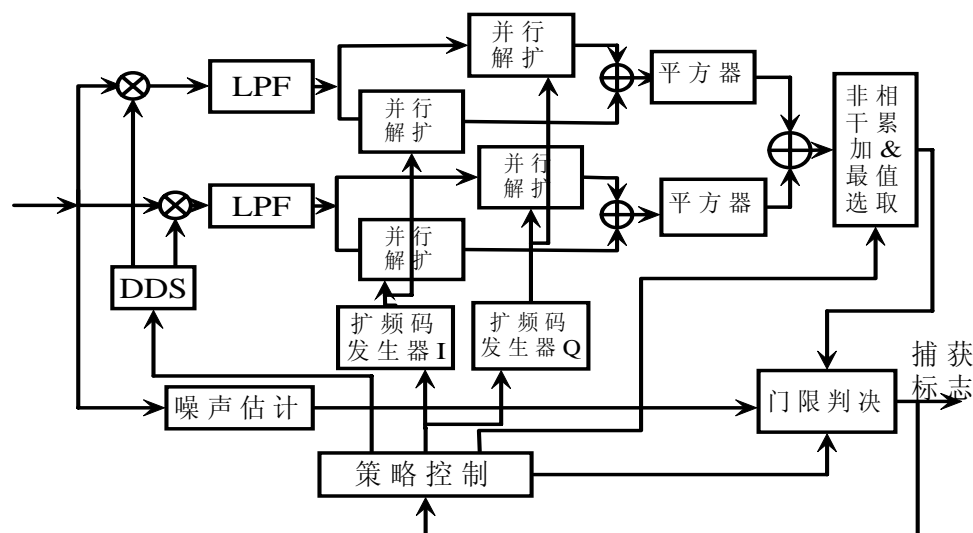


图 2.22 低轨卫星系统捕获框图

§2.5.1 并行解扩结构

根据低轨卫星的高动态特点(大的多普勒载波频偏(12kHz),快的多普勒频偏加速度(100Hz/s)),以及系统对同步时间(包括捕获和跟踪)的要求(小于 5s)。采用常用的捕获办法,很难满足系统要求。

CDMA 导航信号捕获是一个二维捕获的过程,在这个过程中信号的多普勒频偏加速度达到 100Hz/s,载波频率捕获完成和码相位捕获完成相隔时间必须在 0.1s~0.2s 内完成,否则二维搜索就载波频率和码相位就出现很大偏差,从而给后续的过程带来影响。

由于整个过程是一个全数字的过程,在实际系统中输入到解扩模块的信号速率为 $4 \times 1.2288\text{MHz}$,这就是意味着一个码片里面有四个采样点,对于采样点的选择采用以下策略:在捕获的初期,4个采样点随机选择一个采样点,在信号实现捕获之后,通过对4个采样点所得到的解扩值进行比较,选取能使解扩值幅度最大的那个采样点。

解扩所作运算也可以理解为对信号进行一次匹配滤波。为优化捕获性能,缩短捕获时间以满足指标要求,我们采用的是并行捕获策略,也就是在依靠高的工作时钟的前提下,通过时分复用的办法联合并行运算结构在较短的时间内得到相关结果后,I、Q两路平方后就得到了信号能量,通过选择所有相关值中的最大值来搜索得到码片的相位。

具体的,假设FPGA芯片工作时钟频率: $64 \times 1.2288\text{MHz}$,码速率: 1.2288Mbps ,解扩相关时间宽度为一个扩频码周期(1024长)。码相位捕获即为在1024个码相位中,找到正确的那个相位,此时就可以保证码相位偏差在0.5个码片之内,从而保证后面的码相位跟踪(跟踪的前提条件为捕获的码相位偏差小于半个码片)可以正常的实现。并行捕获通过滑动本地码来匹配输入信号,其优势就在于:能在一个码片宽度时间内得到相关结果,在一个1024个码片时间宽度内实现对码相位的捕获。

如图2.23所示,RAM的深度:1024,写时钟频率为 1.2288MHz ,写数据为输入的信号并顺序循环写入RAM,读时钟频率为 $64 \times 1.2288\text{MHz}$,有16路读出的数据,第二路读地址比第一路读地址大64,第三路读地址比第二路读地址大64,所以在每个 1.2288MHz 的时钟周期内,能保证RAM内的1024个数据全部读出。PN码发生器由ROM方式产生,事先将PN码序列存储于ROM中,ROM规格: 1×1024 ,ROM的读时钟频率: $64 \times 1.2288\text{MHz}$,总16路输出,第二路读地址比第一路读地址大64,第三路读地址比第二路读地址大64。每个ACC加减控制端由输入的PN码决定(0:加,1:减),ACC的累加器工作时钟频率 $64 \times 1.2288\text{MHz}$,清零时钟频率为 1.2288MHz 。16个ACC累加器结果相加得到相关值。因为ACC的清零时钟为 1.2288MHz ,所以相关值更新频率为 1.2288MHz ,也就是说在一个码片时间内得到一个相关值。根据上面分析,I、Q数据分别和两种PN码做相关,所以实际电路中这样的相关运算结构是4个并行。

在每个相关结果得到之后的结构如图2.24所示,根据导频信号特点,四个相关结果在平方之后并相加得到最后的能量值。这样的能量值的数据率为 1.2288MHz ,MAX模块挑选出1024个能量值中最大值并通过计数得到码相位,实现对码相位的捕获。但是特别在低信噪比的条件下,必须采用非相干累加的方式实现高的检测概率和低的虚警概率。

在并行捕获结构电路实现的时候,因为实际电路的器件时延等因素影响,必

须非常注重数据和时钟的时序，认真设计好各个运算之间的实现关系。这一点是电路实现中非常重要的一点，也是这个模块的难点。

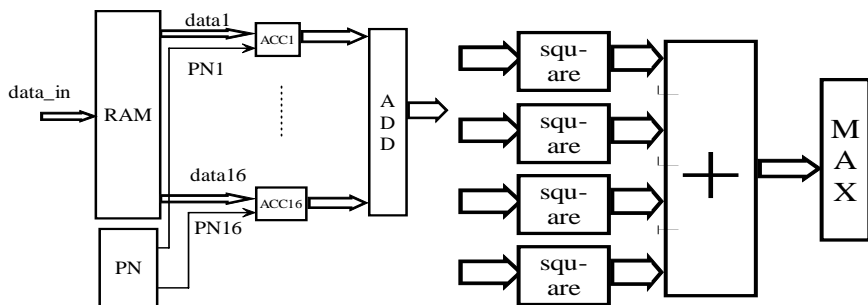


图 2.23 并行相关结构图

图 2.24 码相位捕获结构图

§2.5.2 捕获流程图

捕获策略流程图如图 2.25 所示，其原理为基于扫频策略下的并行解扩联合非相干检测。初始状态策略控制模块设置使载波多普勒频偏为 0，计数器为 0(计数器对扫频点计数，实现对-12kHz~12kHz 内各个频点遍历)。在每个频点先驻留 1/1.2k s(1024 个码片时间宽度)做并行相关得到 1024 个能量值，选取其中的最大值对应下的扩频码相位，并随后继续做几次非相干累计，并将累计值记录下来。在各个不同的载波频偏频点重复上述操作，如此遍历剩下 47 个扫频点（扫频步进 500Hz，扫频点数 48 个），最后得到 48 个频点下对应的 48 个非相干累计下能量值。选择 48 个能量值的最大值和参考门限比较，如果大于参考门限最大值，则说明捕获上信号并且得到载波多普勒频偏以及码相位；如果还是没有能达到上述门限，则重新继续搜索信号，直到能检测到信号并且捕获上载波多普勒频偏和码相位。

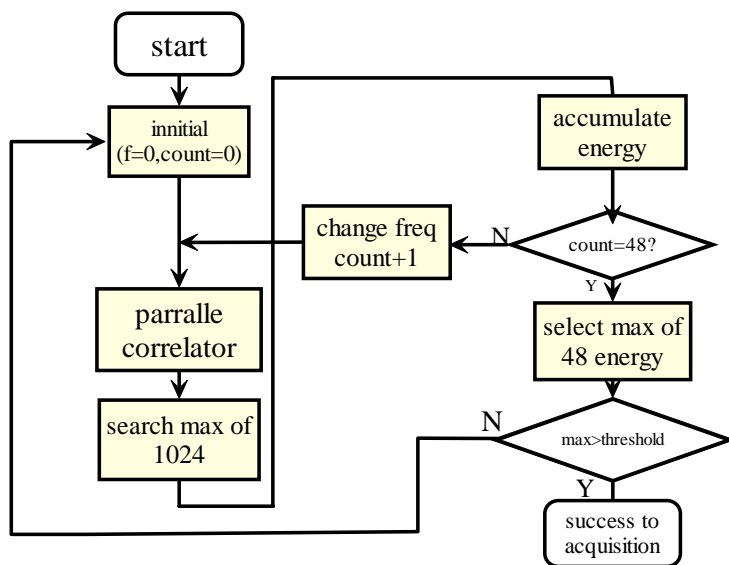


图 2.25 捕获流程图

§2.5.3 捕获系统中各个参数选取

在导频信号捕获策略已定的捕获系统中，同时硬件复杂度基本确定的情况下，对于其中的各个参数的选取，所基于的目标是：尽量短的捕获时间和尽量高的捕获概率。按此捕获检测，本节在给定信噪比条件下对各个参数做定量化分析。

§2.5.3.1 定时误差和码相位偏差对信噪比损失

采样偏差 μ 对相关能量峰值的影响为式 2-47：

$$D_{\mu} = \left(\frac{\sin \pi \mu / T_c}{\pi \mu / T_c} \frac{\cos \alpha \pi \mu / T_c}{1 - 4 \alpha^2 \mu^2 / T_c^2} \right)^2 \quad (2-47)$$

若 $\alpha = 0.3$ 时，同时假设采样偏差均匀分布，则采样偏差对信号包络的影响(无偏影响为 1)为：

$$D' = \int_0^{0.5} \left| \frac{\sin \pi \mu}{\pi \mu} \frac{\cos 0.3 \pi \mu}{1 - 0.36 \mu^2} \right| d\mu \quad (2-48)$$

通过 matlab 计算，可得到： $D' = 0.8689 = 1.2\text{dB}$ ，则说明采样偏差带来的影响为 1.2dB。

图 2.26 是在滚降系数 0.3，4 倍内插的升余弦滤波器输出，4 个不同采样点(即 4 种采样相对偏差：0，0.125，0.25，0.375)采集得到的数据。前面四路是分别对应四个采样点的，最后一个是通过 CIC 降采样得到的数据。这 4 个采样点相对最佳采样点的影响是 0.3197，0.6554，0.9151，1 写成 dB 的形式就是：-1.1dB, -3.67dB, -0.77dB, 0dB。图 2.27 是在各种载波偏差下，四种采样偏差对相关能量影响图，可以看出影响因子分别和图 2.27 中得到的相同，其平均值即为 1.2dB。由这两个仿真看出，证明上述针对定时偏差对相关能量影响分析是正确的。

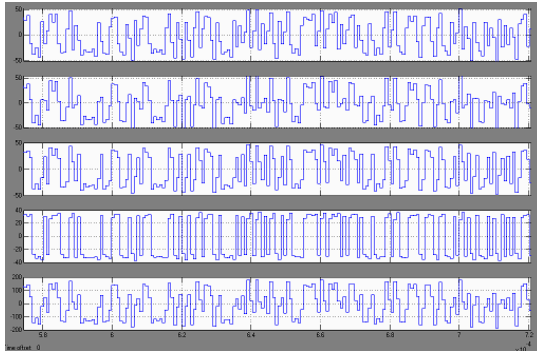


图 2.26 四点采样下的波形图

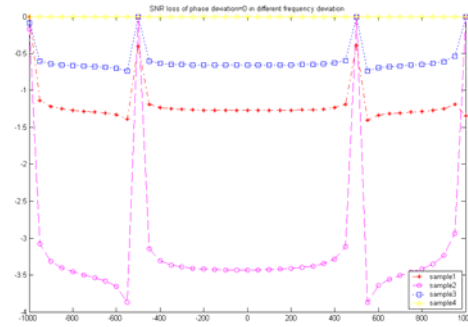


图 2.27 各个频率偏差下四种采样偏差影响

而码相位而言, 其偏差 τ 在 $[-\frac{T_c}{2}, \frac{T_c}{2}]$ 内均匀分布, 相关因子 $M=1024 \gg 1$, 则根据式 2-41 知: 其对信号能量的影响因子为 0.75, 约为 2.5dB。

由此可见在信号检测阶段, 由于采样偏差以及码相位偏差, 信噪比损失为 3.7dB。

§2.5.3.2 积分检测下的检测概率和虚警概率

根据 2.4.1 节各个参数对相关能量值的影响的分析中, 得到载波频率偏差、定时同步偏差以及码相位偏差对相关能量值影响的表达式。本节基于上述分析结果, 以得到基于恒虚警概率下的检测概率分析和仿真。

对于信号检测来说, 最感兴趣的是单次试验的检测概率 P_d 和单次试验的虚警概率 P_{fa} [3][19], 他们分别由以下式确定:

$$P_d = \int_{V_t}^{\infty} p_s(z) dz \quad (2-49)$$

$$P_{fa} = \int_{V_t}^{\infty} p_n(z) dz \quad (2-50)$$

式中, $p_s(z)$: 有信号时包络的概率密度函数(Probabilistic Density Function, PDF);

$p_n(z)$: 无信号时包络的 PDF。

在有信号的情况下, $p_s(z)$ 满足 Ricean 分布^[1]:

$$P_s(z) = \begin{cases} \frac{z}{\sigma_n^2} e^{-\frac{z^2+A^2}{2\sigma_n^2}} I_0\left(\frac{zA}{\sigma_n^2}\right) & \text{when } z \geq 0 \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (2-51)$$

式中: A 为信号幅度均方根, 也就是包络; z 为随机变量; σ_n^2 为噪声功率; $I_0\left(\frac{zA}{\sigma_n^2}\right)$

为零阶修正的贝塞尔函数; 当 $x \gg 1$ 时, $I_0(x) \approx \frac{e^x}{\sqrt{2\pi x}}$ 。

在本系统中, 在不存在定时误差和码相位误差的假设条件下, 信号包络(相关能量的均方根)满足关系式 2-52:

$$A = \sqrt{2} |A(\Delta\omega)| \sqrt{M^2 + R_{iq}^2} = \sqrt{M^2 + R_{iq}^2} \sqrt{P} \left| \frac{\sin \frac{\Delta\omega M T_c}{2}}{\sin \frac{\Delta\omega T_c}{2}} \right| \quad (2-52)$$

输入的噪声在经过解调以及解扩、平方累加之后进入检测器。在这个过程中，噪声可以被认为是做了如下操作：

$$\left| \sum_{l=(m-1)M+1}^{l=mM} \left\{ n(t) * e^{j\omega_0 t + \varphi} * [I(IT_l) - jQ(IT_l)] \right\} \right|^2 \quad (2-53)$$

其中： $n(t) = \text{Re} \left[n_0(t) e^{j(\omega t)} \right]$ ； $n_0(t)$ 为窄带白高斯过程的复包络，单边功率谱密度为 N_0 。同时假设扩频码具有完全的随机特性，则可以得到：

$$\sigma_n^2 = M \cdot N_0 \cdot B \quad (2-54)$$

此处单次检测：

$$\frac{A^2}{2\sigma_n^2} = \frac{(M^2 + R_{iq}^2)P}{2MN_0B} \left| \frac{\sin \frac{\Delta\omega MT_c}{2}}{M \sin \frac{\Delta\omega T_c}{2}} \right|^2 \approx \frac{MP}{2N_0B} \left| \frac{\sin \frac{\Delta\omega MT_c}{2}}{M \sin \frac{\Delta\omega T_c}{2}} \right|^2 = \frac{E_b}{2(1+\alpha)N_0} \left| \frac{\sin \frac{\Delta\omega MT_c}{2}}{M \sin \frac{\Delta\omega T_c}{2}} \right|^2 \quad (2-55)$$

其中： α 滚降系数；

$$E_b = P / R = \frac{PM(1+\alpha)}{B} \quad (2-56)$$

由此可以看出，当 $\alpha = 0.3$ ，能量检测的时候，信噪比必然损失 4.15dB。

对于没有信号的情况，即式 2-51 中 $A=0$ ，得到 $p_n(z)$ 的瑞利分布，其定义为：

$$p_n(z) = \frac{z}{\sigma_n^2} e^{-\frac{z^2}{2\sigma_n^2}} \quad (2-57)$$

利用式 2-50 积分得到：

$$P_{fa} = \int_{V_t}^{\infty} \frac{z}{\sigma_n^2} e^{-\frac{z^2}{2\sigma_n^2}} dz = 2 \int_{\frac{V_t^2}{2\sigma_n^2}}^{\infty} e^{-\frac{z^2}{2\sigma_n^2}} d\left(\frac{z^2}{2\sigma_n^2}\right) = e^{-\left(\frac{V_t^2}{2\sigma_n^2}\right)} \quad (2-58)$$

用所希望的单次试验虚警概率和可测量的噪声功率表示门限，得到：

$$V_t^2 = -2\sigma_n^2 \ln(P_{fa}) \quad (2-59)$$

无信号时 n 次非相干累加之后试验，得到检测量服从自由度为 $2n$ 的 χ^2 分布^[6]，其概率密度函数为：

$$p_N(z) = \begin{cases} \frac{1}{\sigma_n^{2n} \Gamma(n)} e^{-\frac{z}{\sigma_n^2}} z^{n-1} & \text{when } z > 0 \\ 0 & \text{when } z < 0 \end{cases} \quad (2-60)$$

对于 n 次非相干能量检测，其虚警概率表达式：

$$P_{FA} = P(z > V_T^2) = \frac{1}{\sigma_n^2 \Gamma(n)} \int_{V_T^2}^{\infty} e^{-\frac{z}{\sigma_n^2}} z^{n-1} dz = \frac{1}{\Gamma(n)} \int_{\frac{V_T^2}{\sigma_n^2}}^{\infty} e^{-z} z^{n-1} dz \quad (2-61)$$

对应的恒虚警概率检测，而言在此假设 $P_{FA} = 5 \times 10^{-4}$ ，通过仿真得到表 2-4：

在有信号存在下，对于 n 次非相干累加下的能量检测量服从自由度为 $2n$ 的非中心化的 χ^2 分布^[6]，其概率密度函数：

$$p_s(z) = \begin{cases} \frac{1}{2} \left(\frac{z\sigma_n}{nA^2} \right)^{\frac{n-1}{2}} \exp \left[-\frac{(z\sigma_n + nA^2)}{2\sigma_n^2} \right] I_{(n-1)} \left(\frac{A}{\sigma_n^2} \sqrt{nz\sigma_n} \right) & \text{when } z > 0 \\ 0 & \text{when } z < 0 \end{cases} \quad (2-62)$$

其中 $I_r(u)$ 是 r 阶第一类修正贝塞尔(Bessel)函数。

表 2-4 恒虚警概率(0.05%)下，非相干累加方式下能量检测门限

非相干次数(n)	1	2	3	4	5	6	7	8
门限(σ_n^2)	7.706	9.999	12.05	13.93	15.71	17.41	19.06	20.65
非相干次数(n)	9	10	11	12	13	14	15	16
门限(σ_n^2)	22.28	23.75	25.26	26.74	28.20	29.65	31.08	32.50

在恒虚警概率(0.05%)下，且忽略定时偏差、码片相位偏差、频率偏差影响，非相干累加能量检测对应于各种信噪比的捕获概率为表 2-5、表 2-6。

表 2-5 恒虚警概率(0.05%)下的，非相干方式下的检测概率(一)

非相干检测概率		非相干累加次数 n							
		1	2	3	4	5	6	7	8
信噪比 (dB)	-1	0.0507	0.1025	0.1596	0.2171	0.2816	0.3479	0.4103	0.4718
	0	0.0596	0.1214	0.1880	0.2565	0.3312	0.4054	0.4748	0.5415
	1	0.0714	0.1463	0.2270	0.3087	0.3938	0.4758	0.5505	0.619
	2	0.0864	0.1777	0.2767	0.374	0.4708	0.5602	0.6395	0.7069
	3	0.1057	0.2211	0.3415	0.4543	0.5608	0.6581	0.7356	0.7954
	4	0.1321	0.2783	0.4242	0.5521	0.6672	0.7557	0.8271	0.8754
	5	0.1676	0.3509	0.5233	0.6623	0.773	0.8502	0.9033	0.9382
	6	0.2145	0.4432	0.6334	0.7747	0.8675	0.9222	0.9570	0.9771
	7	0.2774	0.5526	0.7485	0.8708	0.9358	0.9689	0.9859	0.9940
	8	0.3576	0.6702	0.8500	0.9391	0.9766	0.9912	0.9970	0.9991
	9	0.4563	0.7864	0.9285	0.9786	0.9944	0.9985	0.9996	0.9999

表 2-6 恒虚警概率(0.05%)下的, 非相干方式下的检测概率(二)

非相干 检测概 率		非相干累加次数 n							
		9	10	11	12	13	14	15	16
信 噪 比 (dB)	-1	0.5301	0.5843	0.6338	0.6779	0.7217	0.7575	0.7901	0.8195
	0	0.6017	0.6568	0.7061	0.7484	0.7894	0.8213	0.8502	0.8746
	1	0.6812	0.7352	0.7797	0.8197	0.8533	0.8808	0.9051	0.9231
	2	0.7653	0.8141	0.8531	0.8863	0.9124	0.9332	0.9487	0.9610
	3	0.8460	0.8846	0.9173	0.9400	0.9565	0.9681	0.9770	0.9832
	4	0.9149	0.9425	0.9624	0.9744	0.9826	0.9885	0.9919	0.9945
	5	0.9627	0.9777	0.9862	0.9917	0.9953	0.9972	0.9983	0.9990
	6	0.9884	0.9938	0.9968	0.99878	0.99924	0.99974	0.99988	0.9999
	7	0.9976	0.9988	0.9995	0.9998	0.9999	0.9999	1	1
	8	0.9996	0.9999	0.9999	1	1	1	1	1
	9	1	1	1	1	1	1	1	1

如图 2.28, 恒虚警概率(0.05%), 非相干检测下检测概率和信噪比关系图。图中得到非相干次数为 1 次, 4 次, 8 次, 12 次下, 不同信噪比条件下的检测概率。需要提醒的是, 此处忽略了由于定时偏差, 码相位偏差以及频率偏差对信噪比的影响。

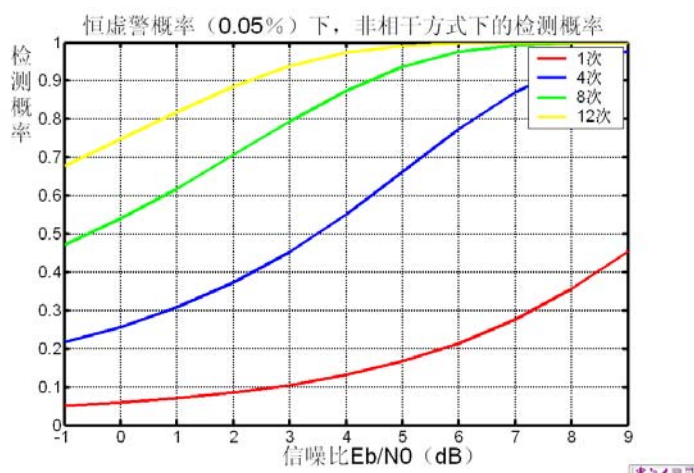


图 2.28 恒虚警概率, 非相干检测下检测概率和信噪比关系图

§2.5.3.3 扫频步进选取

在固定的扫频范围内, 扫频步进 Δf 大, 则完成一次捕获过程对扫频点遍历

次数就少，但是扫频步进 Δf 大，会导致信噪比因为载波频偏影响而损失信噪比，低信噪比导致低检测概率。因而必须选择合适的选择扫频步进，以达到平均捕获的时间最短。

同时对于非相干累积的积分时间而言，也必须合适的选择。非相干累积的积分时间太大，虽然可保证达到高的检测概率，但未必能保证平均捕获时间最短；相反如果是非相干累积时间太短，则必然使检测概率太低，从而也未必能保证平均捕获时间最短。

如何选择扫频步进 Δf ，非相干累加次数 n 这两个相关参数，将成为设计本捕获系统的关键所在。

对于载波频偏对信噪比损失的关系，在 2.4.1 节中有过详细的理论推导，影响因子表达式如下 2-63 所示。

$$D_{\Delta\omega} = \left(\frac{\sin \frac{\Delta\omega T_m}{2}}{M \sin \frac{\Delta\omega T_m}{2M}} \right)^2 = \left(\frac{\sin \frac{\Delta\omega M T_c}{2}}{M \sin \frac{\Delta\omega T_c}{2}} \right)^2 \quad (2-63)$$

其中 $\Delta\omega$ ：载波频偏； T_c ：码速率； M ：解扩相关码长度。

本系统中， $M=1024, T_c=1.2288\text{MHz}$ 下，载波频偏对信噪比影响如图 2.29、图 2.30 所示。其中图 2.29 所示为：频偏在 $-15\text{kHz} \sim 15\text{kHz}$ 范围内，其对信噪比的影响，从图 2.29 可以看出零点为频点位置为 1.2kHz 的整数倍，第一个零点出现在 1.2kHz 处，次峰对主峰的影响近 15dB ，因而可以认为在载波频偏大于 1.2kHz 时，信号完全被认为是噪声。图 2.30 所示为：载波频偏在 $(-500\text{Hz} \sim 500\text{Hz})$ 范围内，其对信噪比影响图，从图中可以看出信噪比在频偏 500Hz 处损失 2.6dB 、在频偏 400Hz 处损失 1.6dB 、在频偏 300Hz 处损失 0.9dB 、在频偏 200Hz 处损失 0.4dB 、在频偏 100Hz 处损失 0.1dB ，可以看出载波频偏相对小的情况下，其信噪比分辨率不高。撇开捕获时间，就载波频偏捕获准确性而言，采用 2.5.2 提出的捕获策略是合理的，否则容易出现载波频偏的错捕。

在扫频步进 Δf 的情况下，信号频偏则可以认为在 $[0, \Delta f/2]$ 内均匀分布，则由此可以得到：扫频步进 Δf 下，捕获过程中能量的损失的期望表达式 2-64，信噪比损失如图 2.31 所示：

$$\overline{D}_{\Delta\omega} = \frac{2}{\Delta f} \int_0^{\frac{\Delta f}{2}} \left(\frac{\sin \pi f M T_c}{M \sin \pi f T_c} \right)^2 df \quad (2-64)$$

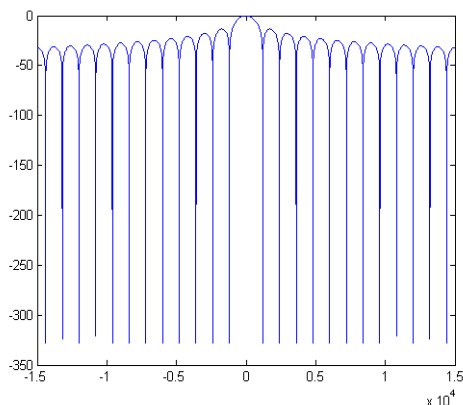


图 2.29 载波频偏对信噪比损失(一)

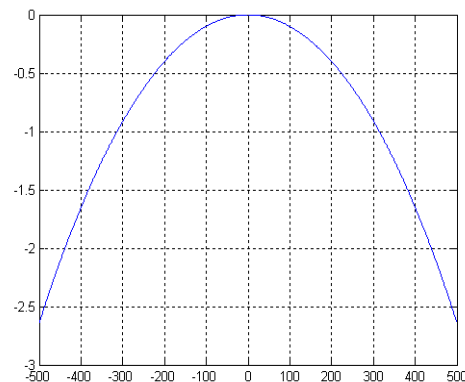


图 2.30 载波频偏对信噪比损失(二)

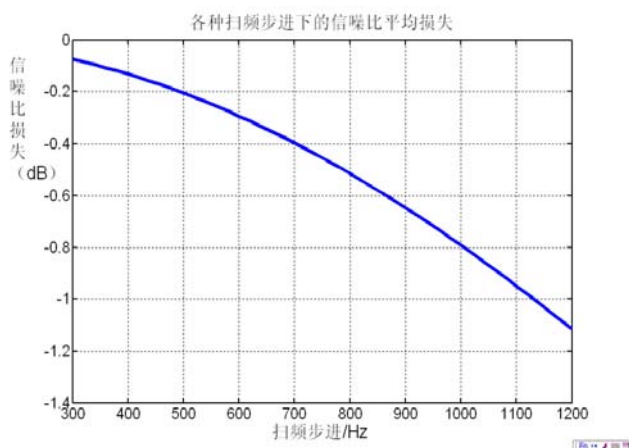


图 2.31 各种扫频步进下频偏对的信噪比损失平均值

如图 2.31, 虽然各种扫频步进下频偏对的信噪比损失均值不大, 但是因为扫频过程中由于邻近频点处信号信噪比差异不大, 容易出现错捕到旁边频点的情况。各种信噪比条件下, 300Hz、400Hz、500Hz、600Hz 四种扫频步进对应的扫频点选择正确概率(扫频过程中, 选择最佳上最佳频点的概率), 如图 2.32 所示。

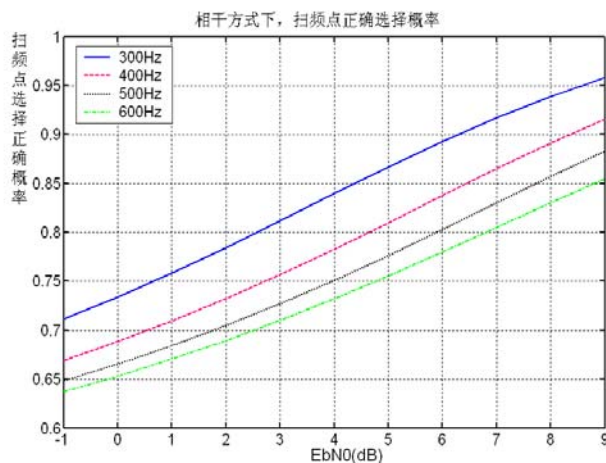


图 2.32 各种信噪比条件下扫频点选择正确概率

§2.5.3.4 整个捕获系统的总检测概率和虚警概率

综合 2.5.3 节分析知, 定时偏差, 码相位偏差, 以及载波频率偏差等对信噪比平均损失约为 4.0dB。在恒虚警概率检测方式下, 我们可以得到各种信噪比条件下整个捕获系统的总检测概率和总虚警概率。

在本捕获策略模式下, 总虚警概率为单次恒虚警概率(0.05%)乘上扫频点数; 即扫频 300Hz 步进下, 总虚警概率为 4%; 扫频 400Hz 步进下, 总虚警概率为 3%; 扫频 500Hz 步进下, 总虚警概率为 2.4%; 扫频 600Hz 步进下, 信号总虚警概率为 2%。

跟踪环路存在一定的跟踪范围, 这就要求捕获模块的参数估计有一定精度要求。表 2-7~表 2-14 为各种信噪比条件下, 300Hz、400Hz、500Hz、600Hz 扫频步进下该捕获系统的总检测概率。

由此可见, 在低信噪比条件下, 可以通过增加非相干累加次数提高捕获概率; 但是在高信噪比条件下, 非相干累加次数就不必要特别多。该策略下的捕获时间最大不超过 $16 \times 24000 / 300 \times (1/1.2k) \approx 1s$, 完全满足指标要求。

表 2-7 扫频步进 300Hz 下, 总检测概率(一)

扫频步进 300Hz		非相干累加次数 n							
		1	2	3	4	5	6	7	8
信噪比 (dB)	3	0.0361	0.0802	0.1326	0.1882	0.2511	0.3173	0.3810	0.4443
	4	0.0438	0.0982	0.1614	0.2293	0.3037	0.3792	0.4508	0.5201
	5	0.0542	0.1224	0.2010	0.2836	0.3700	0.4543	0.5319	0.6036
	6	0.0678	0.1537	0.2522	0.3517	0.4513	0.5437	0.6265	0.6969
	7	0.0857	0.1971	0.3196	0.4357	0.5462	0.6467	0.7274	0.7898
	8	0.111	0.2552	0.4058	0.5379	0.6572	0.7489	0.8227	0.8727
	9	0.1453	0.3298	0.5087	0.6525	0.7670	0.8466	0.9013	0.9371
	10	0.1915	0.4250	0.6229	0.7687	0.8644	0.9207	0.9563	0.9768
	11	0.2544	0.5383	0.7420	0.8678	0.9345	0.9683	0.9857	0.9940
	12	0.3358	0.6606	0.8466	0.9379	0.9762	0.9911	0.9970	0.9991
	13	0.4372	0.7810	0.9270	0.9783	0.9943	0.9984	0.9996	0.9999

表 2-8 扫频步进 300Hz 下，总检测概率(二)

扫频步进 1000Hz		非相干累加次数 n							
		9	10	11	12	13	14	15	16
信噪比 (dB)	3	0.5045	0.5610	0.6126	0.6592	0.7049	0.7427	0.7771	0.8083
	4	0.5828	0.6406	0.6920	0.7365	0.7791	0.8125	0.8430	0.8687
	5	0.6687	0.7249	0.7714	0.8130	0.8478	0.8764	0.9017	0.9204
	6	0.7578	0.8084	0.8488	0.8831	0.9101	0.9315	0.9474	0.9600
	7	0.8421	0.8819	0.9155	0.9388	0.9558	0.9676	0.9766	0.9830
	8	0.9132	0.9415	0.9618	0.9741	0.9824	0.9884	0.9919	0.9945
	9	0.9621	0.9775	0.9861	0.9917	0.9952	0.9972	0.9983	0.9990
	10	0.9883	0.9938	0.9968	0.9987	0.9992	0.9997	0.9999	0.9999
	11	0.9976	0.9988	0.9995	0.9999	0.9999	1	1	1
	12	0.9997	0.9999	1	1	1	1	1	1
	13	1	1	1	1	1	1	1	1

表 2-9 扫频步进 400Hz 下，总检测概率(一)

扫频步进 400Hz		非相干累加次数 n							
		1	2	3	4	5	6	7	8
信噪比 (dB)	3	0.0340	0.0748	0.1238	0.1758	0.2351	0.2979	0.3596	0.4209
	4	0.0411	0.0917	0.1507	0.2148	0.2858	0.3583	0.4285	0.4966
	5	0.0507	0.1142	0.1882	0.2671	0.3504	0.4331	0.5102	0.5818
	6	0.0633	0.1434	0.2371	0.3336	0.4309	0.5231	0.6063	0.67818
	7	0.0800	0.1846	0.3017	0.4166	0.5260	0.6276	0.7100	0.7750
	8	0.1034	0.2402	0.3859	0.5184	0.6387	0.7327	0.8096	0.8626
	9	0.1357	0.3122	0.4890	0.6345	0.7521	0.8349	0.8928	0.9312
	10	0.1797	0.4056	0.6051	0.7541	0.8540	0.9135	0.9516	0.9739
	11	0.2399	0.5186	0.7270	0.8573	0.9282	0.9646	0.9836	0.9928
	12	0.3187	0.6419	0.8354	0.9314	0.9729	0.9895	0.9963	0.9988
	3	0.4178	0.7653	0.9200	0.9751	0.9930	0.9979	0.9994	0.9998

表 2-10 扫频步进 400Hz 下, 总检测概率(二)

扫频步 进 400Hz		非相干累加次数 n							
		9	10	11	12	13	14	15	16
信 噪 比 (dB)	3	0.4801	0.5359	0.5870	0.6342	0.6806	0.7195	0.7540	0.7858
	4	0.5595	0.6171	0.6691	0.7151	0.7588	0.7942	0.8251	0.8520
	5	0.6475	0.7049	0.7528	0.7963	0.8326	0.8630	0.8895	0.9100
	6	0.7405	0.7932	0.8354	0.8715	0.8999	0.9226	0.9403	0.9542
	7	0.8298	0.8716	0.9070	0.9320	0.9501	0.9629	0.9730	0.9801
	8	0.9056	0.9356	0.9573	0.9707	0.9800	0.9865	0.9904	0.9934
	9	0.9581	0.9746	0.9842	0.9904	0.9944	0.9967	0.9979	0.9987
	10	0.9866	0.9927	0.9962	0.9983	0.9990	0.9996	0.9998	0.9998
	11	0.9970	0.9985	0.9994	0.9998	0.9999	0.9999	1	1
	12	0.9995	0.9998	0.9999	1	1	1	1	1
	13	1	1	1	1	1	1	1	1

表 2-11 扫频步进 500Hz 下, 总检测概率(一)

扫频步 进 500Hz		非相干累加次数 n							
		1	2	3	4	5	6	7	8
信 噪 比 (dB)	3	0.0329	0.0720	0.1189	0.1685	0.2255	0.2857	0.3454	0.4042
	4	0.0397	0.0880	0.1447	0.2059	0.2741	0.3442	0.4125	0.4786
	5	0.0489	0.1096	0.1804	0.2562	0.3367	0.4167	0.4925	0.5629
	6	0.0609	0.1375	0.2275	0.3206	0.4151	0.5051	0.5875	0.6591
	7	0.0768	0.1771	0.2898	0.4015	0.5089	0.6093	0.6919	0.7571
	8	0.0992	0.2303	0.3716	0.5019	0.6206	0.7152	0.7932	0.8479
	9	0.1301	0.3000	0.4721	0.6172	0.7348	0.8195	0.8793	0.9200
	10	0.1722	0.3909	0.5865	0.7369	0.8389	0.9010	0.9419	0.9666
	11	0.2302	0.5014	0.7093	0.8422	0.9166	0.9561	0.9776	0.9888
	12	0.3065	0.6233	0.8203	0.9203	0.9655	0.9845	0.9931	0.9969
	13	0.4031	0.7479	0.9083	0.9676	0.9886	0.9954	0.9980	0.9991

表 2-12 扫频步进 500Hz 下，总检测概率(二)

扫频步进 500Hz		非相干累加次数 n							
		9	10	11	12	13	14	15	16
信 噪 比 (dB)	3	0.4620	0.5166	0.5670	0.6133	0.6592	0.6974	0.7320	0.7642
	4	0.5400	0.5970	0.6489	0.6945	0.7386	0.7740	0.8051	0.8329
	5	0.6280	0.6852	0.7331	0.7774	0.8148	0.8460	0.8726	0.8940
	6	0.7217	0.7748	0.8178	0.8556	0.8852	0.9095	0.9278	0.9423
	7	0.8133	0.8564	0.8930	0.9198	0.939	0.9536	0.9645	0.9730
	8	0.8924	0.9243	0.9475	0.9626	0.9729	0.9805	0.9856	0.9896
	9	0.9491	0.9675	0.9783	0.9857	0.9906	0.9935	0.9956	0.9969
	10	0.9813	0.9886	0.9931	0.9961	0.9974	0.9985	0.9988	0.9991
	11	0.9943	0.9965	0.9982	0.9989	0.9993	0.9996	0.9997	0.9998
	12	0.9983	0.9992	0.9995	0.9997	0.9998	0.9999	0.9999	1
	13	0.9996	0.9998	0.9999	0.9999	1	1	1	1

表 2-13 扫频步进 600Hz 下，总检测概率(一)

扫频步进 600Hz		非相干累加次数 n							
		1	2	3	4	5	6	7	8
信 噪 比 (dB)	3	0.0323	0.0705	0.1159	0.1640	0.2192	0.2776	0.3351	0.3918
	4	0.0389	0.0860	0.1408	0.2001	0.2662	0.3338	0.3997	0.4632
	5	0.0479	0.1068	0.1756	0.2486	0.3265	0.4038	0.4770	0.5445
	6	0.0596	0.1339	0.2208	0.3107	0.4022	0.4892	0.569	0.6376
	7	0.0750	0.1720	0.2812	0.3887	0.4924	0.5897	0.6702	0.7336
	8	0.0967	0.2235	0.3602	0.4856	0.6009	0.6927	0.7695	0.8232
	9	0.1266	0.2906	0.4573	0.5975	0.7118	0.7951	0.8552	0.8964
	10	0.1673	0.3786	0.5681	0.7144	0.8146	0.8770	0.9192	0.9455
	11	0.2233	0.4854	0.6867	0.8183	0.8928	0.9342	0.9580	0.9716
	12	0.2970	0.6037	0.7954	0.8967	0.9439	0.9662	0.9777	0.9843
	13	0.3901	0.7243	0.8833	0.9467	0.9711	0.9813	0.9870	0.9906

表 2-14 扫频步进 600Hz 下，总检测概率(二)

扫频步进 600Hz		非相干累加次数 n							
		9	10	11	12	13	14	15	16
信 噪 比 (dB)	3	0.4476	0.5004	0.5492	0.5936	0.6376	0.6751	0.7088	0.7399
	4	0.5229	0.5782	0.6283	0.6724	0.7149	0.7496	0.7804	0.8074
	5	0.6079	0.6636	0.7106	0.7530	0.7899	0.8205	0.8474	0.8687
	6	0.6993	0.7515	0.7939	0.8304	0.8604	0.8845	0.9028	0.9185
	7	0.7889	0.8319	0.8687	0.89557	0.9159	0.9309	0.9425	0.9516
	8	0.8680	0.9005	0.9246	0.9408	0.9525	0.9614	0.9671	0.9722
	9	0.9264	0.9461	0.9584	0.9676	0.9741	0.9787	0.9816	0.9839
	10	0.9620	0.9714	0.9774	0.9824	0.9851	0.9877	0.9892	0.9905
	11	0.9794	0.9837	0.9870	0.9895	0.9912	0.9927	0.9937	0.9946
	12	0.9878	0.9906	0.9925	0.9939	0.9950	0.9959	0.9967	0.9974
	13	0.993	0.9947	0.9959	0.9968	0.9975	0.9980	0.9984	0.9988

§2.6 本章小结

本章围绕捕获展开，针对低轨卫星地面站导频信号进行具体研究，从二维捕获参数估计准则出发，详细说明了捕获系统各个子模块的结构与性能，分析了载波偏差、码相位偏差、定时偏差对信号能量值的影响。通过分析比较常用捕获方法的优劣性，提出了一种适合低轨卫星地面站导频信号的捕获策略和结构，并确定了结构中门限阈值选取，非相干累加次数、扫频步进，检测概率，虚警概率等参数。通过严格的理论计算和仿真说明了该策略能满足系统指标要求，论证了其可行性。

在加性高斯白噪声信道条件下，忽略多径以及信道衰落的影响，针对卫星导频信号，本文提出的一种改进了的捕获方法，通过理论推导以及计算机仿真得到以下结论：

1. 由于信号的高动态条件，在基于恒虚警概率检测方式下，为达到虚警概率小于 5%、检测概率高于 95% 的目标，本捕获策略的捕获门限为 6dB。
2. 本捕获办法采用码相位并行搜索、载波频率顺序扫描方式，对信号采用能量非相干检测，同时还需要统计扩频码周期内噪声能量用以确定阈值门限。
3. 输入信号在各种信噪比条件下，扫频步进选择、非相干累加次数、检测门限阈值、检测概率、虚警概率等参数如表 2-15 所示。

表 2-15 各种信噪比条件下的捕获参数设置与捕获性能

	扫 频 步 进(Hz)	非相干累 加次数	检测门 限阈值	捕获 时间	检测 概率	虚警 概率
6dB	300	16	32.498	1.73	96%	4%
7dB	600	16	32.498	0.87	95.16%	2%
8dB	600	13	28.203	0.71	95.25%	2%
9dB	600	11	25.26	0.60	95.84%	2%
10dB	600	9	22.22	0.49	96.20%	2%
11dB	600	7	19.06	0.38	95.80%	2%
12dB	600	6	17.41	0.33	96.63%	2%
13dB	600	5	15.71	0.27	97.11%	2%

§第 3 章 卫星导频信号跟踪

一旦卫星信号被捕获,同步即转入跟踪环节,通过利用载波和伪码环路对信号进行实时跟踪,实现本地参考对输入信号的精确同步,从而对信号的准确解析。

捕获模块将信号载波频率估计值和码相位估计值作为参数输入给跟踪模块,而跟踪模块则在得到捕获输出参数的基础上,利用反馈机制对载波频率、载波相位、码频率、码相位实现精确跟踪。载波环路和伪码环路采用不同形式的锁相环,但实质上两者具有相似的数学模型,共同遵循锁相环路的基本原理。本章针对具体的低轨卫星地面站导频信号,对载波环路、码环路具体细节(包括鉴别器算法、环路阶数选取、环路参数确定)进行了设计,并对其跟踪性能进行了详细的分析。

具体地,在对卫星导频信号同步过程中,捕获环节对信号载波频率估计偏差小于 300Hz,码相位偏差小于 0.5 码片。除此之外,卫星导频信号仍存在高达 100Hz/s 的多普勒频偏变化率, 0.74Hz/s^2 的多普勒频偏加速度。消除以上因素影响以实现精确跟踪导频信号频率和相位、扩频码频率和相位,即为本章的工作。

§3.1 锁相环基本原理

锁相技术是一种同步跟踪技术,最初是为了解决同步检波的问题而提出的。自提出之日起锁相环已经经历了由模拟锁相环(APLL)到模拟数字混合环(MPLL),到全数字锁相环(DPLL),再到自适应全数字锁相环的发展历程^[14]。

模拟锁相环是一门相当成熟的技术,但模拟锁相环存在很多缺点,如 VCO 的非线性、动态范围窄,鉴相器不精确,具有零漂,易饱和、高阶环不稳定体积大可靠性低等。

数字锁相环正是为了解决这些缺点而开始研究的,事实证明,这些问题在全数字环路中都可以得到很好的解决,但带来的新的缺点是工作频率低。全数字环路的高速应用目前仍是一个有待解决的问题。采用软件实现的自适应 PLL 是 DPLL 的发展方向,它不仅保持了数字环的优点,而且具有了软件的灵活性,能够自适应于信号强弱的变化和信号动态的变化。

锁相环是个闭环自动调整系统,它的构成如图 3.1 所示。它主要由鉴相器、环路滤波器和压控振荡器等部分构成^[9]。

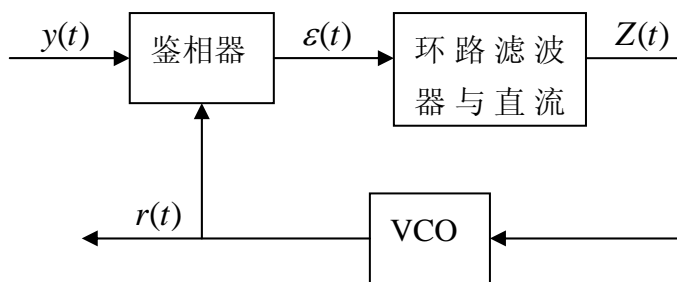


图 3.1 锁相环结构框图

§3.1.1 鉴相器原理

鉴相器的作用是比较输入信号 $y(t)$ 和参考信号 $r(t)$ 的相位，它的输出 $\varepsilon(t)$ 与 $r(t)$ 和 $y(t)$ 的相位差成比例。假定输入信号 $y(t)$ 为：

$$y(t) = \sqrt{2}A \sin[\omega_0 t + \theta(t)] \quad (3-1)$$

其中 A 为有效电压， ω_0 为角频率。来自压控振荡器的参考信号 $r(t)$ 为：

$$r(t) = \sqrt{2}K_r \cos[\omega_0 t + \hat{\theta}(t)] \quad (3-2)$$

其中 $\hat{\theta}(t)$ 为 $\theta(t)$ 的环路估计值。

设鉴相器的功能是实现 $y(t) \times r(t)$ 且输出不对二者的和频信号产生响应，则：

$$\varepsilon(t) = AK_r K_m \sin[\theta(t) - \hat{\theta}(t)] = K_d \sin[\theta(t) - \hat{\theta}(t)] = K_d \sin \theta_e(t) \quad (3-3)$$

其中： $K_d = AK_r K_m$ 称为鉴相器的增益或灵敏度，单位为伏/弧度。

$$\theta_e(t) = \theta(t) - \hat{\theta}(t), \text{ 单位为弧度。}$$

当 $\theta_e(t)$ 很小时， $\varepsilon(t) = K_d \theta_e(t)$ ——时域。 $\varepsilon(s) = K_d \theta(s)$ ——频域。

§3.1.2 滤波器传输函数

环路滤波器在锁相环路中起非常重要的作用，环路滤波器形式和参数的选取是锁相环设计与调试的关键。它在很大程度上决定环路的噪声性能、捕获和跟踪性能等。它的输入信号为 $\varepsilon(t)$ ，输出电压为 $Z(t)$ ，如果它的传输函数为 $F(s)$ ，则

有： $Z(s) = F(s) \cdot \varepsilon(s)$ ——频域表示，

a) 无源 RC 滤波器: (阻容积分器)

$$F(s) = \frac{1}{1+s\tau}, \quad \tau = RC$$

b) 无源比例积分滤波器:

$$F(s) = \frac{1+\tau_2 s}{1+(\tau_1+\tau_2)s}, \quad \tau_1 = R_1 C_1, \quad \tau_2 = R_2 C_2$$

c) 有源比例积分器(直流增益 ∞):

$$F(s) = \frac{1+\tau_2 s}{\tau_1 s}, \quad \tau_1 = R_1 C_1, \quad \tau_2 = R_2 C_2, \quad A = \infty$$

d) 有增益的无源比例积分器:

$$F(s) = \frac{R_1}{R_3} \cdot \frac{1+\tau_2 s}{1+(\tau_1+\tau_2)s}, \quad \tau_1 = R_1 C, \tau_2 = R_2 C$$

§3.1.3 压控振荡器(VCO)

压控振荡器是个电压—频率转换器。一般的 VCO 在某一电压 V_c 输出标称频率 ω_0 ，且在此点附近为线形，可写为：

$$\omega_0' = \omega_0 + K_{VCO}[Z(t) - V_c] = K_{VCO}Z(t) + \omega_0 \quad (\text{取 } V_c = 0)$$

其中 K_{VCO} 为压控振荡器的灵敏度，单位为弧度/秒伏，在环路的鉴相中进行比较的不是频率，是相位。相位是频率的积分，

$$\theta_r(t) = \int \omega_0'(t) dt = \omega_0 t + K_{CO} \int Z(t) dt = \omega_0 t + \hat{\theta}(t) \quad (3-4)$$

其中 $\hat{\theta}(t) = K_{CO} \int Z(t) dt$ ——时域，或 $\frac{d\hat{\theta}(t)}{dt} = K_{VCO}Z(t)$ ；

$$\hat{\theta}(s) = \frac{K_{VCO}Z(s)}{s} \quad \text{——频域，或 } s\hat{\theta}(s) = K_{VCO}Z(s)$$

§3.1.4 环路传输函数

环路相位模型如图 3.2。

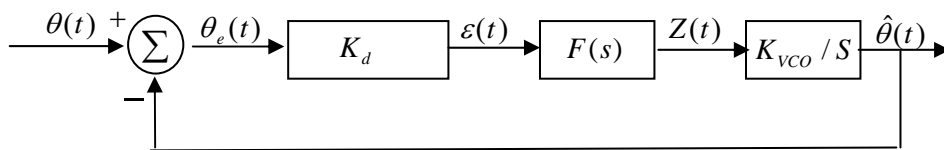


图 3.2 环路系统模型

前面给出的各部件的传输函数可求出锁相环的开环传递函数、闭环传递函数，以及误差传输函数等。

$$\text{定义 } H_e(s) = \frac{\theta_e(s)}{\theta(s)} = \frac{s}{s + K_d K_{VCO} F(s)} = \frac{1}{1 + \frac{K_d K_{VCO} F(s)}{s}} = \frac{1}{1 + G(s)} \quad (3-5)$$

为环路的误差传输函数

$$\text{其中 } G(s) = \frac{1}{s} K_d K_{VCO} F(s) = \frac{KF(s)}{s} \text{ 为环路开环传递函数。}$$

$$\text{定义 } H(s) = \frac{KF(s)}{s + KF(s)} = \frac{G(s)}{1 + G(s)} \text{——环路的闭环传递函数。}$$

$$\text{典型滤波器下的 } H(s) = \frac{KF(s)}{s + KF(s)}$$

$$(1) F(s) = 1, H(s) = \frac{K}{s + K} \text{——一阶环}$$

$$(2) F(s) = \frac{1}{1 + \tau s}, H(s) = \frac{K}{K + s + \tau s^2} \text{——二阶环}$$

$$(3) F(s) = \frac{1 + \tau_2 s}{1 + (\tau_1 + \tau_2)s}, H(s) = \frac{1 + \tau_2 s}{1 + (\tau_2 + \frac{1}{K})s + \frac{\tau_1}{K}s^2}, (\tau_1 \gg \tau_2) \text{——二阶环}$$

$$(4) F(s) = \frac{1 + \tau_2 s}{\tau_1 s}, H(s) = \frac{1 + \tau_2 s}{1 + \tau_2 s + \frac{\tau_1}{K}s^2} \text{——二阶环}$$

如果把闭环的传递函数写成为

$$H_n(s) = \frac{c_0 + c_1 s + c_2 s^2 + \dots + c_{n-1} s^{n-1}}{d_0 + d_1 s + d_2 s^2 + \dots + d_{n-1} s^{n-1}}$$

Lindsey 制成一个求 B_n 的表^[14]:

$$\text{一阶环: } 2B_n = \frac{c_0^2}{2d_0 d_1}, \text{ 二阶环: } 2B_n = \frac{c_0^2 d_2 + c_1 d_0}{2d_0 d_1 d_2},$$

$$\text{三阶环: } 2B_n = \frac{c_2^2 d_0 d_1 + (c_1^2 - 2c_0 c_1) d_0 d_3 + c_0^2 d_2 d_3}{2d_0 d_3 (d_1 d_2 - d_0 d_3)}$$

§3.2 导频载波跟踪环

在导频捕获完成后，载波频率估计参数误差虽然小于扫频步进的一半，但仍有几十乃至一百 Hz 的差异，此时还不能直接使用锁相环来实现精同步，需要一

个锁频环过渡来实现对频率的精同步。

§3.2.1 锁频环

锁频环的工作原理和锁相环类似，差异在于：锁相环中由鉴相器，环路滤波器，以及压控振荡器三部分组成；而锁频环则由鉴频器，环路滤波器以及压控振荡器三部分组成。锁频环跟踪的是导频信号的频率，而锁相环跟踪的是相位。

§3.2.1.1 鉴频器算法与性能

在第二章捕获中分析得到，信号在被解调之后分别用两种扩频码做解扩，解扩之后的数据的表达式写成复信号如下：

$$I_i(m) + jQ_i(m) = A(\Delta\omega) \left[M \cdot I(mT_m) - jQ(mT_m)R_{qi}(mT_m + \tau) \right] e^{j(\Delta\omega(mT_m + \frac{1-M}{2M}T_m) + \varphi)} \quad (3-6)$$

$$I_q(m) + jQ_q(m) = A(\Delta\omega) \left[I(mT_m)R_{iq}(mT_m + \tau) - jM \cdot Q(mT_m) \right] e^{j(\Delta\omega(mT_m + \frac{1-M}{2M}T_m) + \varphi)} \quad (3-7)$$

其中 T_m ：相关器积分时间；

定义：

$$W(m) = I_i(m) + jQ_i(m) \quad (3-8)$$

$$\text{dot}(m) = W^*(m) \bullet W^*(m-1) = \text{Re}\{W^*(m)W(m-1)\} \quad (3-9)$$

$$\text{cross}(m) = W^*(m) \times W^*(m-1) = \text{Im}\{W^*(m)W(m-1)\} \quad (3-10)$$

则有：

$$\begin{aligned} & \text{dot}(m) + j\text{cross}(m) \\ &= A^2(\Delta\omega) \left[M \cdot I(m-1) - jQ(m-1)R_{qi} \right] e^{j(\Delta\omega((m-1)T_m + \frac{1-M}{2M}T_m) + \varphi)} \bullet \\ & \left[M \cdot I(m) + jQ(m)R_{qi} \right] e^{-j(\Delta\omega(mT_m + \frac{1-M}{2M}T_m) + \varphi)} \\ &= A^2(\Delta\omega) e^{-j(\Delta\omega T_m)} \times \\ & \left\{ \left[M^2 I(m-1)I(m) + R_{qi}^2 Q(m-1)Q(m) \right] + jMR_{qi} [I(m-1)Q(m) - I(m)Q(m-1)] \right\} \end{aligned} \quad (3-11)$$

对上式求二象限反正切，得到该复信号的角度，如式 3-12。

$$\varphi(\dot{m}) + jcross(m)) = -\Delta\omega T_m + \arctan \left(\frac{MR_{qi} [I(m-1)Q(m) - I(m)Q(m-1)]}{M^2 I(m-1)I(m) + R_{qi}^2 Q(m-1)Q(m)} \right) \quad (3-12)$$

因为 $M \gg 1$ ，特别是导频信号调制前的正交、同相路数据相同，所以式 3-12 的第二项为 0。对 3-12 式除以相关器积分时间就得到频差，从而实现鉴频功能。而如何得到复信号的角度，则可以通过对复信号的虚部和实部之商求反正切函数。根据上述分析，因而得到鉴频器电路如图 3.3 所示。

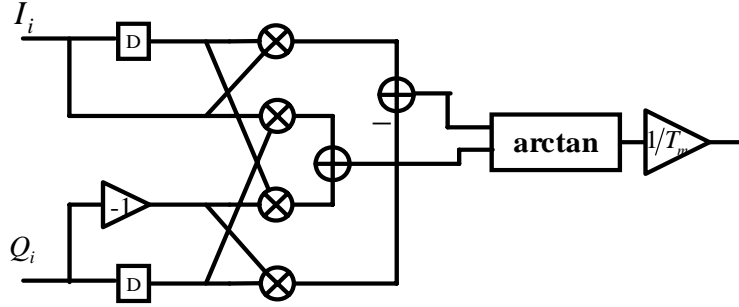


图 3.3 鉴频器框图

由于对复信号求四象限反正切，在角度 $-\pi$ 和 π 的边界处函数不连续，也就是存在模糊度问题。这也正是在电路结构中，求复信号的角度不使用四象限反正切而使用二象限反正切的原因。事实上，在实际硬件实现中，这一点是得到实践验证的。

根据反正切函数值域： $(-\pi/2, \pi/2)$ ，即： $M\Delta\omega T_c \in (-\pi/2, \pi/2)$ ，得到鉴频器输入频差：

$$\Delta f \in \left(-\frac{1}{4MT_c}, \frac{1}{4MT_c} \right) \quad (3-13)$$

鉴频特性曲线表现如图 3.4 所示，积分时间长则鉴频范围小，积分时间短则鉴频范围大。

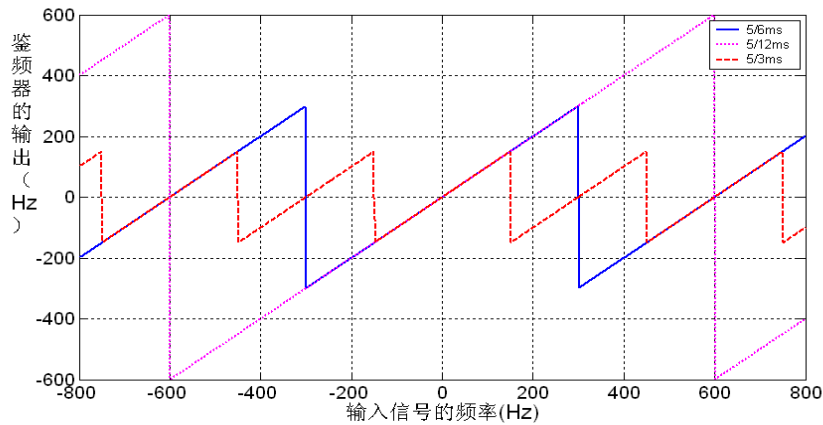


图 3.4 鉴频特性曲线

通用锁频环的鉴频器算法^[18]，如表 3-1 所示，可以看出反正切鉴频器为最佳鉴频器，但是其劣势在于运算量比较大，然而对于该类速率较低的处理采用数字信号处理器 (DSP) 来说则不存在问题^[11]，这也就是我们采用该算法的理由。

表 3-1 通用锁频环鉴频器比较

鉴别器算法	输出频率误差	特性描述
$\frac{\text{符号(点积)} \times \text{交叉}}{t_2 - t_1}$	$\frac{\text{Sin}(2(\varphi_2 - \varphi_1))}{t_2 - t_1}$	在高信噪比时性能接近最佳。斜率与信号幅度 A 成正比，运算量要求适中。
$\frac{\text{交叉}}{t_2 - t_1}$	$\frac{\text{Sin}(\varphi_2 - \varphi_1)}{t_2 - t_1}$	在低信噪比时性能接近最佳。斜率与信号幅度 A 的平方成正比，运算量要求最低。
$\frac{\arctan(\text{交叉/点积})}{t_2 - t_1}$	$\frac{(\varphi_2 - \varphi_1)}{360(t_2 - t_1)}$	二象限反正切。最大似然估计器。在高、低信噪比时性能接近最佳。斜率与信号幅度 A 无关，运算量要求最高。

§3.2.1.2 环路滤波器阶数与参数选取

根据卫星导频信号特点：多普勒频偏加速度多达 100Hz/s，而多普勒频偏加速度近似为 0。根据 3.1 节分析知，锁频环环路滤波器至少采用二阶环，采用 3.1.2 节环路滤波器所述(c)有源比例积分器模型，如图 3.5 所示。

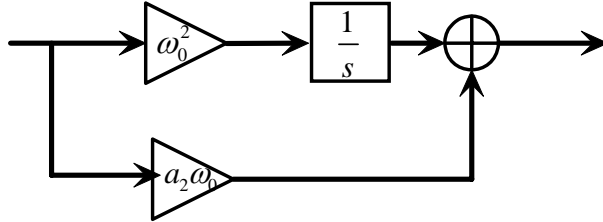


图 3.5 锁频环二阶环滤波器模型

锁频环滤波器系统函数：

$$A_F(s) = \frac{1 + \frac{a_2}{\omega_0} s}{\frac{1}{\omega_0^2} s} = \frac{1 + s\tau_2}{s\tau_1} \quad \text{其中：} \begin{cases} \tau_1 = \frac{a_2}{\omega_0} \\ \tau_2 = \frac{1}{\omega_0^2} \end{cases} \quad (3-14)$$

FLL 传输函数：

$$H_F(s) = \frac{1 + \frac{a_2}{\omega_0} s}{1 + \frac{a_2}{\omega_0} s + \frac{1}{\omega_0^2} s^2} \quad (3-15)$$

1. 环路自由振荡角频率: $\omega_n = \sqrt{\frac{1}{\tau_1}} = \omega_0$

一般而言, ω_n 小对于滤除输入噪声好; 但是为了使同步时间缩短, 必须增大 ω_n 。

2. 阻尼系数: $\xi = \frac{\tau_2}{2} \sqrt{\frac{1}{\tau_1}} = \frac{a_2}{2} = 0.707; a_2 = 1.414;$

在锁相环达到稳定之前, 相位误差在稳定值上下摆动, 最大瞬间相位误差(过冲量)不能太大, 过冲量太大环路将趋于不稳定。 ξ 越小, 过冲量越大。为兼顾小的稳态相位误差和小的过冲量, 最大平坦响应要求 ξ 不大于 0.707, 故取 $\xi = 0.707$ 。

3. 环路带宽: $\Omega_c = \omega_n \sqrt{2\xi^2 + 1 + \sqrt{(2\xi^2 + 1)^2 + 1}} = 2.058\omega_0$

(当阻尼系数 ξ 固定时, 环路带宽 Ω_c 和自由振荡角频率 ω_n 成正比, 因而也经常用 ω_n 来说明 3dB 带宽的大小)。

4. 等效噪声带宽: $B_n = \frac{\omega_n}{8\xi} (1 + 4\xi^2) = \frac{\omega_n}{4a_2} (1 + a_2^2) = 0.53\omega_0$

5. 快捕带宽: $\Delta\omega_c = \pm 2\xi\omega_n = \pm 1.414\omega_0$

6. 捕捉时间: $T_p = \frac{\Delta\omega_i^2}{2\xi\omega_n^3} = \frac{\Delta\omega_i^2}{1.414\omega_n^3}$

根据以上分析得到, 一旦参数 B_n 确定环路性能便定了。在设计环路滤波器时, 选择合适的 B_n 成为设计的关键之一。如图 3.6 为锁频环单位阶跃响应, 明显的, B_n 越大同步捕获时间越长。低轨卫星导频信号多普勒频偏范围: $(-12\text{kHz} \sim 12\text{kHz})$, 多普勒频偏变化率最大值 100Hz/s , 多普勒频偏加速度最大值 0.74Hz/s^2 。如图 3.7 为在低轨卫星通信系统中, 锁频环在不同的噪声带宽之下的响应。从图 3.7 中可以看出: 噪声带宽为 2Hz 时, 锁频环跟踪时间达到 1.2s 以上, 根据系统完全同步时间不超过 5s 要求, 这个跟踪时间太长; 噪声带宽为 24Hz 时, 锁频环跟踪时间只需要 0.1s , 但 24Hz 的噪声带宽带来的更大误差。在实际项目中, 我们

采取的是 10Hz。

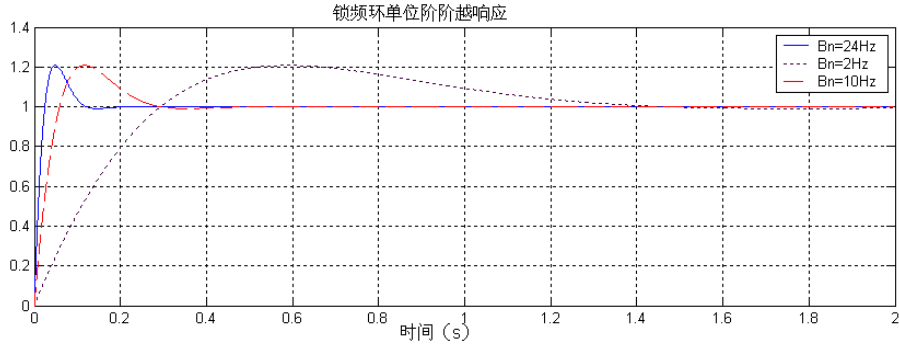


图 3.6 不同噪声带宽下锁频环单位阶跃响应

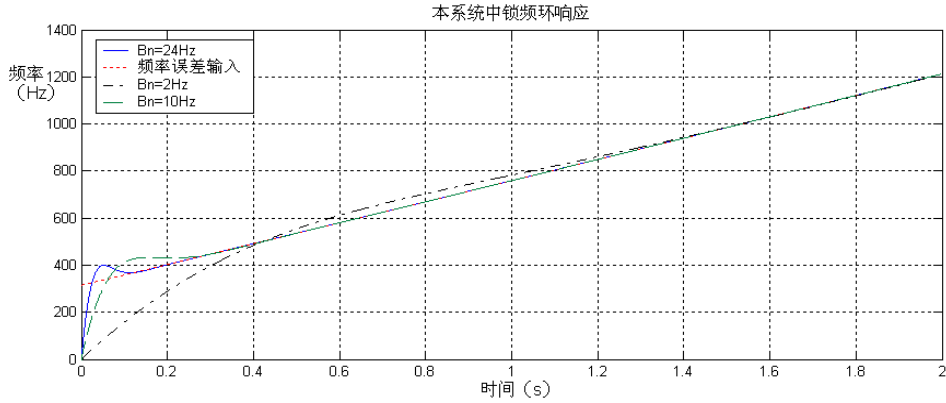


图 3.7 低轨卫星通信信号条件下，不同噪声带宽下锁频环响应

§3.2.1.3 锁频环跟踪误差

对于本系统锁频环中的二阶环路，有如下重要参数^{[3][44]}：

$$1. \text{ 跟踪门限: } 3\sigma_{FLL} = 3\sigma_{iFLL} + f_e \leq 0.25/T \quad (3-16)$$

该参数决定了环路可靠工作条件，本系统鉴频器延时 1/1.2k，故 1σ 频率颤动门限值 $0.25/3T$ 为 100Hz。

$$2. \text{ 热噪声: } \sigma_{iFLL} = \frac{1}{2\pi T} \sqrt{\frac{4FB_n}{C/N_0} \left[1 + \frac{1}{TC/N_0}\right]} \quad (3-17)$$

其中： $C/N_0 = S/N - 10\log T$ 为载噪比。

噪声带宽分别为 24Hz,10Hz，各种信噪比条件下的环路热噪声如表 3-2。

表 3-2 各种信噪比条件下，噪声带宽 24Hz，20Hz 的 FLL 环热噪声

	2dB	3dB	4dB	5dB	6dB	7dB	8dB	9dB	10dB
Bn=24Hz	77.49	66.26	56.99	49.28	42.82	37.37	32.73	28.76	25.33
Bn=10Hz	50.02	42.77	36.79	31.81	27.64	23.12	21.13	18.56	16.35

由此得到 FLL 的跟踪门限小于 2dB，此门限远小于捕获门限。从而说明在对导频跟踪过程中，捕获门限是整个同步的瓶颈所在，因而捕获成为低轨卫星信号同步的关键技术。

3. 稳态误差：

二阶锁频环对径向加速度敏感，其稳态频差与加速度关系如下：

$$f_e = \frac{\frac{f}{c} \times \frac{d^3 R}{dt^3}}{2\pi \left(\frac{B_L}{0.53} \right)^2} \quad (3-18)$$

根据低轨卫星多普勒频偏加速度最大值 0.74Hz/s^2 ，噪声带宽的要求 $10\sim 24\text{Hz}$ ，可以得到稳态频差约为 0。

§3.2.2 锁相环

当锁频环作用一段时间(0.5s 以内)，可使导频信号载波偏差控制在几 Hz 以内，此时需要锁相环实现对导频信号载波相位的精跟踪，从而实现对信号的 QPSK 解调^[47]。

§3.2.2.1 鉴相器算法和性能

由第三章分析以及导频信号调制前的正交、同相路数据相同，可以得到式 3-19：

$$\begin{aligned} & (I_i(m) + jQ_i(m))(-Q_q(m) + jI_q(m)) \\ &= \left[(M^2 + R_{iq}^2)I(m)Q(m) + jMR_{iq}(I^2(m) - Q^2(m)) \right] e^{j2(\Delta\omega(mT_m + \frac{1-M}{2M}T_m) + \varphi)} \\ &= \left[(M^2 + R_{iq}^2)I(m)Q(m) \right] e^{j2(\Delta\omega(mT_m + \frac{1-M}{2M}T_m) + \varphi)} \end{aligned} \quad (3-19)$$

对上式求四象限反正切得到：

$$\begin{aligned} & \arctan 2 \left[\frac{-I_i(m)Q_q(m) - Q_i(m)I_q(m)}{I_i(m)I_q(m) - Q_i(m)Q_q(m)} \right] \\ &= 2(\Delta\omega(mT_m + \frac{1-M}{2M}T_m) + \varphi) \end{aligned} \quad (3-20)$$

如表 3-3，传统的鉴相器算法有四种，我们在第四种鉴相算法基础上改进得到四象限反正切鉴相算法。因为四象限反正切函数的值域： $(-\pi, \pi)$ ，和二象限正切鉴相算法相比四象限反正切鉴相器有更大的鉴相范围，这是四象限反正切鉴相器的一个最大的优势，而其劣势是更高的运算复杂度。四象限反正切鉴相器电

路如图 3.8 所示:

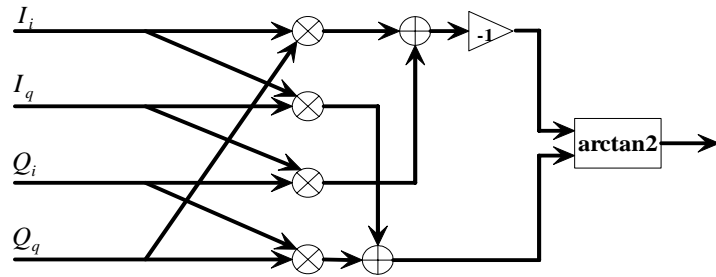


图 3.8 四象限反正切鉴相器

表 3-3 其他通用 Costas 环鉴别器

鉴别器算法	输出相位误差	特性描述
符号 $(I_{ps}) * Q_{ps}$	$\sin \varphi$	在高信噪比时性能接近最佳。斜率与信号幅度 A 成正比，运算量要求最低。
$I_{ps} * Q_{ps}$	$\sin 2\varphi$	在低信噪比时性能接近最佳。斜率与信号幅度 A 的平方成正比，运算量要求中等。
Q_{ps} / I_{ps}	$\tan \varphi$	次最佳。在高、低信噪比时性能良好。斜率与信号幅度无关。运算量要求较高。对 $\pm 90^\circ$ 度附近时，输出误差为 0 的状态需要判别去除。
$\arctan(Q_{ps} / I_{ps})$	φ	二象限反正切。在高、低信噪比时性能最佳。斜率与信号幅度无关。运算量要求最高。

§3.2.2.2 环路滤波器阶数选取和参数选取

根据低轨卫星导频信号特点, (多普勒频偏范围: $(-12\text{kHz} \sim 12\text{kHz})$, 多普勒频偏变化率最大值 100Hz/s , 多普勒频偏加速度最大值 0.74Hz/s^2), 在相位上表现为相位存在三阶导数。根据 3.1 节分析知, 锁相环需要一个三阶环路实现跟踪。PLL 环路滤波器如图 3.9 所示:

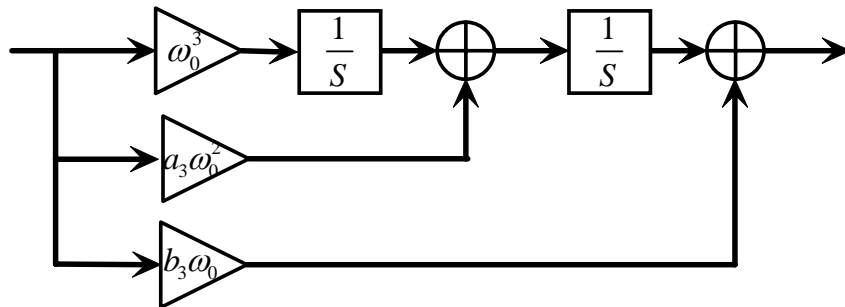


图 3.9 PLL 环路滤波器结构图

鉴相滤波器系统函数如式 3-21:

$$A_p(s) = \frac{1 + \frac{a_3}{\omega_0} s + \frac{b_3}{\omega_0^2} s^2}{\frac{1}{\omega_0^3} s^2} \quad (3-21)$$

由此得到, PLL 传输函数:

$$H_p(s) = \frac{b_3 \omega_0 s^2 + a_3 \omega_0^2 s + \omega_0^3}{s^3 + b_3 \omega_0 s^2 + a_3 \omega_0^2 s + \omega_0^3} \quad (3-22)$$

采用典型值 $a_3 = 1.1$, $b_3 = 2.4$, 可使环路传输函数有最大平坦响应, 根据 3.1.4 节得到噪声带宽: $B_n = 0.7845 \omega_0$ 。图 3.10 为三阶锁相环在不同的噪声带宽(12Hz、16Hz、20Hz)下的阶跃响应; 图 3.11 则为低轨卫星地面站导航信号输入条件下(多普勒频偏范围: (-12kHz~12kHz), 多普勒频偏变化率最大值 100Hz/s, 多普勒频偏加速度最大值 0.74Hz/s²)的三阶锁相环响应。

由图 3.10 以及图 3.11 可知: 锁相环的同步时间约为 1.4s, 加上之前的锁频环同步时间(小于 1s)以及捕获时间(小于 1s), 完全满足系统对于同步时间 5s 的要求。

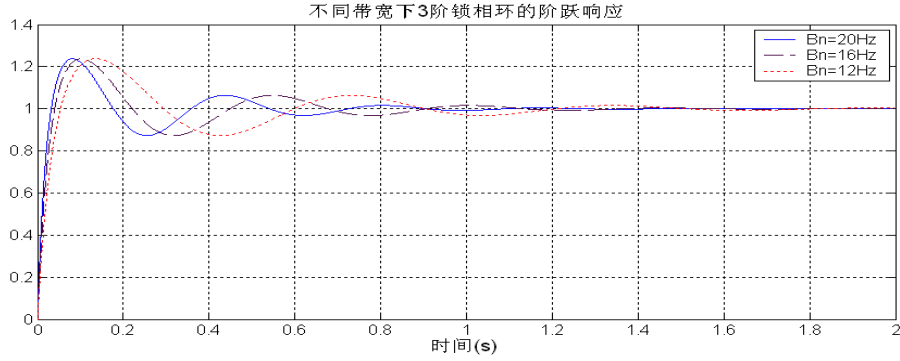


图 3.10 不同带宽条件下，三阶锁相环阶跃响应

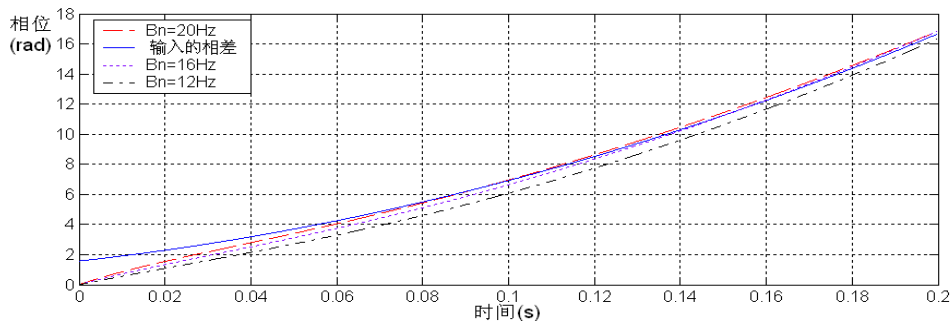


图 3.11 不同噪声带宽中，低轨卫星信号输入下三阶锁相环响应

§3.2.2.3 锁相环跟踪误差

1. 跟踪门限。锁相环跟踪门限一般可以由鉴相范围给出^[3]:

$$3\sigma_{pll} = 3\sigma_j + \theta_e \leq 45^\circ \quad (3-23)$$

其中, θ_e 为动态应力误差(稳态相差), σ_j 为热噪声, 振动和晶振阿伦方差引起得环路相位噪声, 其表达式如下:

$$\sigma_j = \sqrt{\sigma_{iPLL}^2 + \sigma_v^2 + \theta_A^2} \quad (3-24)$$

对于 3 阶环, 上式中热噪声误差是主要来源, 这里仅考虑热噪声误差。

2. 热噪声误差。锁相环的热噪声误差仅由环路噪声带宽决定, 而与环路类型无关, 其表达式如下^[3]:

$$\sigma_{iPLL} = \frac{360}{2\pi} \sqrt{\frac{B_n}{C/N_0} \left(1 + \frac{1}{2TC/N_0}\right)} \quad (3-25)$$

表 3-4 不同噪声带宽, 不同信噪比下的环路热噪声(度)

	2dB	3dB	4dB	5dB	6dB	7dB	8dB	9dB	10dB
Bn=16Hz	6.027	5.237	3.571	3.003	3.517	3.099	2.736	2.420	2.143
Bn=20Hz	6.738	5.856	5.110	3.476	3.933	3.464	3.059	2.705	2.396

从表中可以看出: PLL 的跟踪门限低于 2dB, 远低于捕获门限从而进一步说明了在 3.21 锁频环结论: 捕获的门限决定了接收机同步门限, 捕获成为接收机设计的关键技术。

3. 动态应力误差。对于 3 阶环有^[3]:

$$\theta_{e3} = \frac{360}{2\pi\omega_0^3} \times \frac{f}{c} \times \frac{d^3 R}{dt^3} = \frac{360}{2\pi \left(\frac{B_L}{0.78}\right)^3} \times \frac{f}{c} \times \frac{d^3 R}{dt^3} \quad (3-26)$$

低轨卫星二阶径向加速度最大值为 0.74Hz/s, 如果 PLL 噪声带宽大于 10Hz, 则动态应力误差接近于 0 度。

§3.3 扩频码跟踪环(DLL)

在捕获完成后, 其实载波同步和码同步环路是同时启动得, 一般对于 GPS 接收机, 由于载波和码完全相干, 因而码同步环可以由载波辅助实现, 但在对地面站导频信号接收的过程中, 采取单独的码同步环可以增强整个系统的稳定性和鲁棒性。

§3.3.1 迟早门鉴相器算法与性能

码同步一般采用迟早门鉴相, 一阶滤波或二阶滤波, 反馈至码 NCO 控制。对于全数字接收机, 还有反馈控制 A/D 采样时间或者码 NCO 两种常用实现方式^[38]。考虑到系统需要和实际情况, 本系统采用反馈至码 NCO 的控制方式(通常

GPS 接收机也采用该方式)。下面给出结构原理图, 如图 3.12:

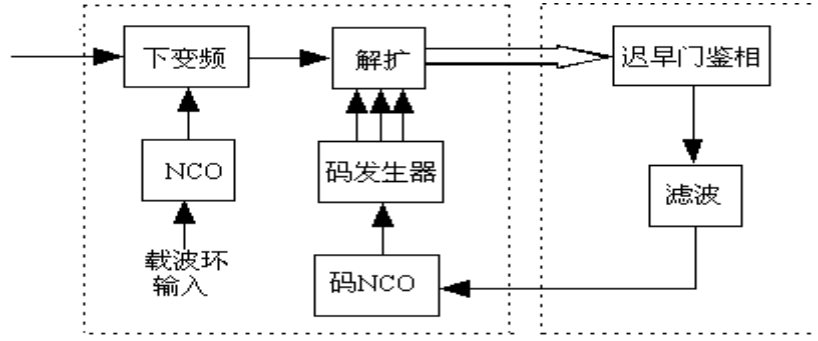


图 3.12 码同步原理图

图中左边部分采用 FPGA 实现, 右边部分采用 DSP 实现, 其中输入 DSP 的为每个通道 12 路信号(包括信号 4 路×每路迟, 即, 早三路)。即时的 4 路信号被用于载波同步, 迟、早的 8 路用于码同步。

本通信系统中下行链路采用 QPSK 调制和双扩频码直扩, 在超前减滞后包络并对包络归一化方式下改进, 得到一种新的鉴别器算法, 如下式 3-27:

$$D_c = \frac{(I_{Ei}^2 + I_{Eq}^2 + Q_{Ei}^2 + Q_{Eq}^2) - (I_{Li}^2 + I_{Lq}^2 + Q_{Li}^2 + Q_{Lq}^2)}{2[(I_{Ei}^2 + I_{Eq}^2 + Q_{Ei}^2 + Q_{Eq}^2) + (I_{Li}^2 + I_{Lq}^2 + Q_{Li}^2 + Q_{Lq}^2)]} \quad (3-27)$$

鉴别器曲线如图 3.13 所示。

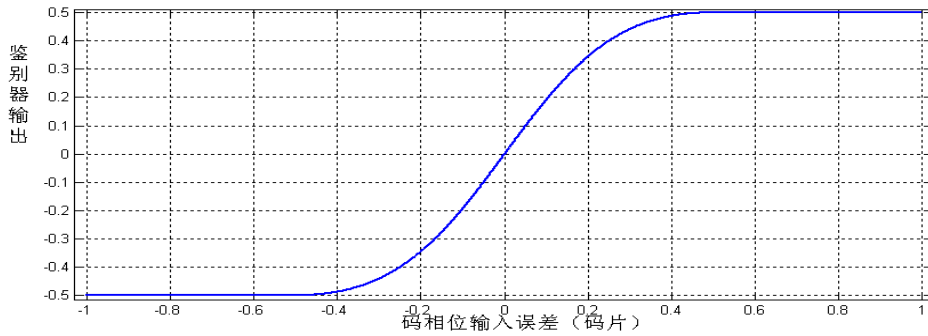


图 3.13 码鉴别器曲线图

特别的当在码片相位误差很小的情况下, 近似有:

$$\begin{aligned} & \frac{(I_{Ei}^2 + I_{Eq}^2 + Q_{Ei}^2 + Q_{Eq}^2) - (I_{Li}^2 + I_{Lq}^2 + Q_{Li}^2 + Q_{Lq}^2)}{2[(I_{Ei}^2 + I_{Eq}^2 + Q_{Ei}^2 + Q_{Eq}^2) + (I_{Li}^2 + I_{Lq}^2 + Q_{Li}^2 + Q_{Lq}^2)]} \\ & \approx \frac{(\sqrt{I_{Ei}^2 + I_{Eq}^2 + Q_{Ei}^2 + Q_{Eq}^2} - \sqrt{I_{Li}^2 + I_{Lq}^2 + Q_{Li}^2 + Q_{Lq}^2})(\sqrt{I_{Ei}^2 + I_{Eq}^2 + Q_{Ei}^2 + Q_{Eq}^2} + \sqrt{I_{Li}^2 + I_{Lq}^2 + Q_{Li}^2 + Q_{Lq}^2})}{(\sqrt{I_{Ei}^2 + I_{Eq}^2 + Q_{Ei}^2 + Q_{Eq}^2} + \sqrt{I_{Li}^2 + I_{Lq}^2 + Q_{Li}^2 + Q_{Lq}^2})(\sqrt{I_{Ei}^2 + I_{Eq}^2 + Q_{Ei}^2 + Q_{Eq}^2} + \sqrt{I_{Li}^2 + I_{Lq}^2 + Q_{Li}^2 + Q_{Lq}^2})} \\ & = \frac{\sqrt{I_{Ei}^2 + I_{Eq}^2 + Q_{Ei}^2 + Q_{Eq}^2} - \sqrt{I_{Li}^2 + I_{Lq}^2 + Q_{Li}^2 + Q_{Lq}^2}}{\sqrt{I_{Ei}^2 + I_{Eq}^2 + Q_{Ei}^2 + Q_{Eq}^2} + \sqrt{I_{Li}^2 + I_{Lq}^2 + Q_{Li}^2 + Q_{Lq}^2}} \end{aligned} \quad (3-28)$$

表 3-5 为通用的延迟锁定环鉴别器算法^[37]。从上面的分析中看出, 本系统的鉴别器算法复杂度比超前减滞后包络并对包络归一化算法复杂度低, 但是在

码片相位误差很小的情况下能达到超前减滞后包络归一化算法一样的性能。

表 3-5 码跟踪环路一般延迟锁定环鉴别器

鉴别器算法	特性描述
$\sum I_{PS}(I_{ES} - I_{LS}) + \sum Q_{PS}(Q_{ES} - Q_{LS})$	点积功率。使用所有 3 个相关器的 DLL 鉴别器，对于 0.5 码片的相关器间距，在 ± 0.5 码片输入误差范围内产生近似真实的误差输出。
$\Sigma(I_{ES}^2 + Q_{ES}^2) - \Sigma(I_{LS}^2 + Q_{LS}^2)$	超前减滞后功率，中等计算量。在 ± 0.5 码片输入误差范围内产生与第四种办法本质上相同误差性能。
$\sum \sqrt{I_{ES}^2 + Q_{ES}^2} - \sum \sqrt{I_{LS}^2 + Q_{LS}^2}$	超前减滞后包络，较大计算量。在 ± 0.5 码片输入误差范围内产生好的跟踪误差。
$\frac{\sum \sqrt{I_{ES}^2 + Q_{ES}^2} - \sum \sqrt{I_{LS}^2 + Q_{LS}^2}}{\sum \sqrt{I_{ES}^2 + Q_{ES}^2} + \sum \sqrt{I_{LS}^2 + Q_{LS}^2}}$	超前减滞后包络并对包络归一化(对幅度不敏感)。对于 0.5 码片内好的跟踪误差，对于 ± 1.5 码片误差时因为除 0 变得不稳定。

§3.3.2 码环环路滤波器参数与性能

由于低轨卫星导频信号特点：扩频码存在 50Hz 的多普勒码偏。根据 3.1 节分析知：DLL 环路滤波器的设计采用二阶环，环路滤波器采用有源比例积分器，详细分析可见 3.1.2 节以及 3.2.1.2 节，其设计与 FLL 中使用的环路滤波器结构相同，如图 3.14。

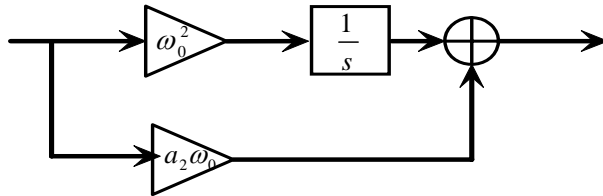


图 3.14 DLL 滤波器结构图

滤波器系统函数：

$$A_F(s) = \frac{1 + \frac{a_2}{\omega_0} s}{\frac{1}{\omega_0^2} s} = \frac{1 + s\tau_2}{s\tau_1} \quad \text{其中:} \quad \begin{cases} \tau_1 = \frac{a_2}{\omega_0} \\ \tau_2 = \frac{1}{\omega_0^2} \end{cases} \quad (3-29)$$

DLL 传输函数：

$$H_F(s) = \frac{1 + \frac{a_2}{\omega_0} s}{1 + \frac{a_2}{\omega_0} s + \frac{1}{\omega_0^2} s^2} \quad (3-30)$$

1. 环路自由振荡角频率: $\omega_n = \sqrt{\frac{1}{\tau_1}} = \omega_0$

2. 阻尼系数: $\xi = \frac{\tau_2}{2} \sqrt{\frac{1}{\tau_1}} = \frac{a_2}{2} = 0.707; a_2 = 1.414;$

3. 环路带宽: $\Omega_c = \omega_n \sqrt{2\xi^2 + 1 + \sqrt{(2\xi^2 + 1)^2 + 1}} = 2.058\omega_0$

4. 等效噪声带宽: $B_n = \frac{\omega_n}{8\xi}(1 + 4\xi^2) = \frac{\omega_n}{4a_2}(1 + a_2^2) = 0.53\omega_0$

5. 快捕带宽: $\Delta\omega_c = \pm 2\xi\omega_n = \pm 1.414\omega_0$

6. 捕捉时间: $T_p = \frac{\Delta\omega_i^2}{2\xi\omega_n^3} = \frac{\Delta\omega_i^2}{1.414\omega_n^3}$

在噪声带宽分别为 2Hz、10Hz、16Hz 条件下, 通过仿真得到 DLL 阶跃响应如图 3.15, DLL 导频输入(存在多普勒码偏 50Hz, 捕获码相位偏差 0.5 个码片宽度)响应如图 3.16。从图 3.15 以及图 3.16 可以看出: 当噪声带宽设置为 2Hz 的时候, 整个环路需要 1.4s 以上的时间。在对导频信号实现跟踪过程中, DLL 始终工作, 而载波跟踪环先后存在两个过程锁频环和锁相环, 锁频环在运行大概 0.5s 后切换至锁相环, 锁相环同步时间大约 1.4s。因而 DLL 在初期 0.5s 设置带宽 10Hz, 之后设置带宽为 2Hz 到 10Hz 之间。

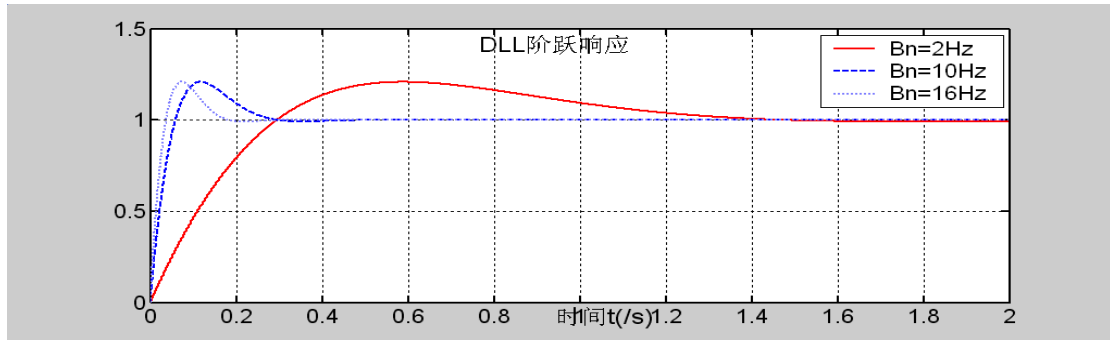


图 3.15 DLL 阶跃响应图

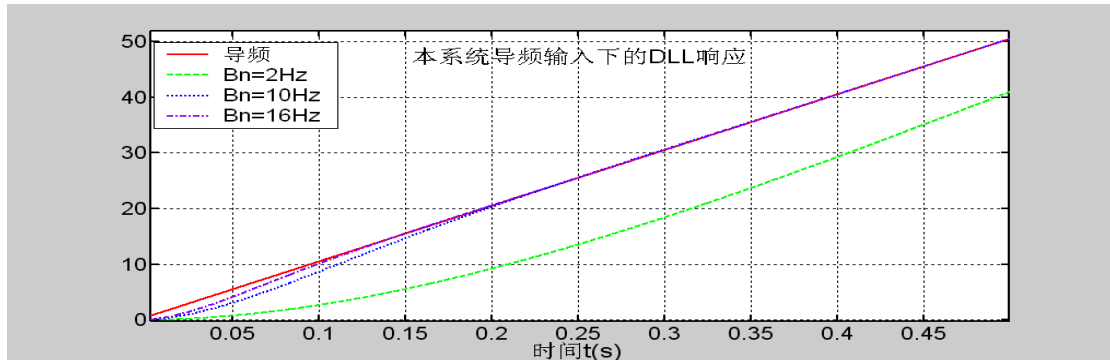


图 3.16 DLL 导频输入响应图

§3.3.3 DLL 跟踪误差与性能

跟踪采用 2 阶环路，与载波跟踪相同，码跟踪相关的几个重要参数^[3]给出如下：

1. 跟踪门限：

经验的跟踪门限由迟早门间距 d 决定，关系如下：

$$3\sigma_{DLL} = 3\sigma_{iDLL} + R_e \leq d \quad (3-31)$$

迟早门间距在本 DLL 中为 0.5 码片宽度。因而跟踪门限为 σ_{DLL} 颤动小于 $1/6=0.167$ 码片宽度。

2. 噪声性能：

对于本超前滞后相关鉴别器，热噪声引起得时间差(相位差)表达如下：

$$\sigma_{iDLL} = \sqrt{\frac{4F_1 d^2 B_n}{C/N_0} \left[2(1-d) + \frac{4F_2 d}{T C/N_0} \right]} \quad (3-32)$$

因为本 DLL 采用的是专用超前滞后相关鉴别器，因而 $F_1=0.5$ (DLL 相关器因子)， $d=0.5$ (超前、即时、滞后之间相关器间距)， $F_2=1$ (鉴别器类型因子)。由此得到各个信噪比条件下，DLL 环路热噪声如表 3-6。从表中看出当噪声带宽设置为 10Hz 时(FLL 工作期间)是合理的，2Hz~10Hz(PLL 工作期间)也是合理的完全满足系统性能。

表 3-6 各种信噪比 条件下的 DLL 环路热噪声(码片)

	0dB	1dB	2dB	3dB	4dB	5dB	6dB	7dB	8dB
Bn=2Hz	0.05	0.04	0.034	0.029	0.024	0.020	0.018	0.015	0.013
Bn=10Hz	0.11	0.092	0.077	0.065	0.054	0.046	0.040	0.034	0.029
Bn=16Hz	0.14	0.117	0.097	0.082	0.069	0.059	0.050	0.043	0.037

3. 动态应力误差：

对于 2 阶环，与载波误差相似，动态应力误差表达如下：

$$R_e = \frac{1}{(B_n/0.53)^2} \frac{d^2 R}{dt^2} \quad (3-33)$$

在此 $\frac{d^2 R}{dt^2}$ 的单位为码片数/s²，对于本系统而言其 $\frac{d^2 R}{dt^2} = 1.2288\text{MHz}/(3 \times 10^8\text{s}) \times (3 \times 10^8\text{s})/400\text{MHz} \times 100\text{Hz/s} = 0.31$ 码片数。当码速率偏差 50Hz 时，在一次传输持续时间 1/1200s 内，相对码片偏移量为 0.0417 码片。在噪声带宽为 10Hz 时，对应的动态应力稳态误差为 0.0009 码片。

§3.4 滤波器的数字化

上面分析的滤波器均基于模拟域，通过 FPGA 和 DSP 硬件实现的时，必须采用数字化的滤波器。

利用模拟滤波器设计数字滤波器就是要将 s 平面映射到 z 平面，这种映射必须满足以下两个基本条件：(一) s 平面的虚轴必须映射到 z 平面的单位圆，即频率轴对应；(二) s 平面的左半平面必须映射到 z 平面的单位圆内，即系统的因果稳定性不变。从模拟滤波器映射成数字滤波器主要有以下几种映射办法：冲激响应不变法、阶跃响应不变法、双线性变换法^[4]。

冲激响应不变法、阶跃响应不变法主要是使数字滤波器在时域上模仿模拟滤波器，但是它们的缺点在于产生频率响应的混叠失真，这是因为从 s 平面到 z 平面的多值映射的结果。双线性变换法可以克服这个缺点，但是其缺点在于，在低频处接近线性关系但是随着频率的增大存在严重的非线性^[4]。

如图 3.17，将整个 S 平面整个虚轴压缩变换到 S_1 平面的虚轴上的一段，采用以下变换关系：

$$\Omega = c \tan\left(\frac{\Omega_1 T}{2}\right) \quad \text{即} \quad j\Omega = c \frac{e^{j\frac{\Omega_1 T}{2}} - e^{-j\frac{\Omega_1 T}{2}}}{e^{j\frac{\Omega_1 T}{2}} + e^{-j\frac{\Omega_1 T}{2}}} \quad (3-34)$$

$$\text{得到: } s = c \frac{e^{\frac{s_1 T}{2}} - e^{-\frac{s_1 T}{2}}}{e^{\frac{s_1 T}{2}} + e^{-\frac{s_1 T}{2}}} = c \frac{1 - e^{-s_1 T}}{1 + e^{-s_1 T}} \quad (3-35)$$

将 $z = e^{s_1 T}$ ，代入上式得到最终映射关系：

$$s = c \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} \quad (3-36)$$

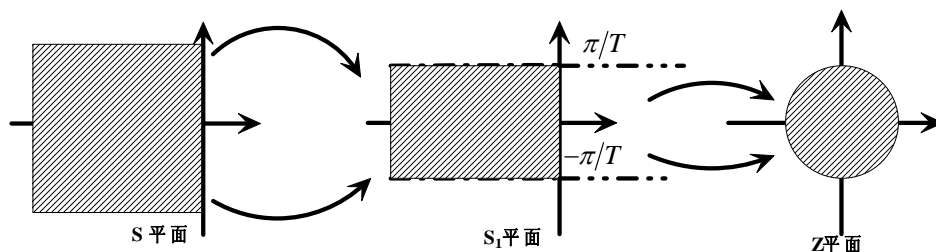


图 3.17 S 平面到 Z 平面映射

双线性单值映射关系： $s = c \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}}$ ，为了使模拟滤波器与数字滤波器在低频

处有比较确切的对应关系,选择 $c = \frac{2}{T}$ 。因而得到载波环数字滤波器电路如图 3.18 所示,码跟踪环数字滤波器电路如图 3.19 所示。

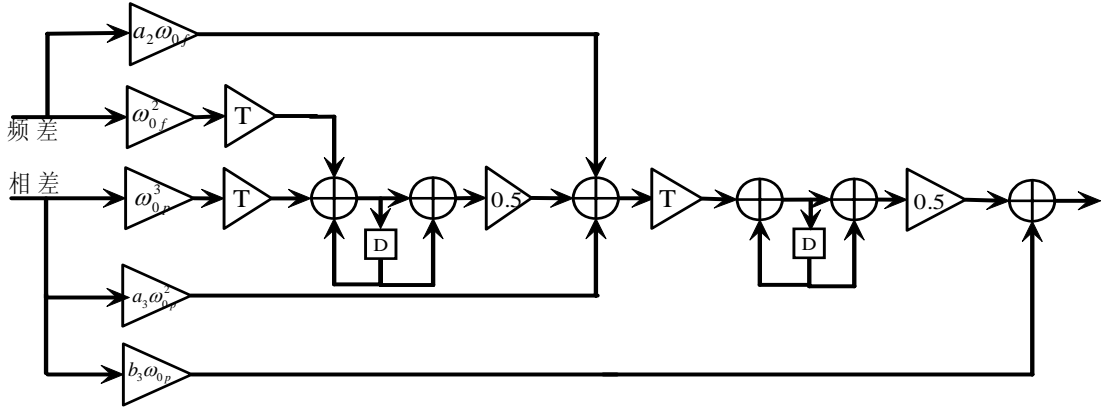


图 3.18 载波环路数字滤波器图

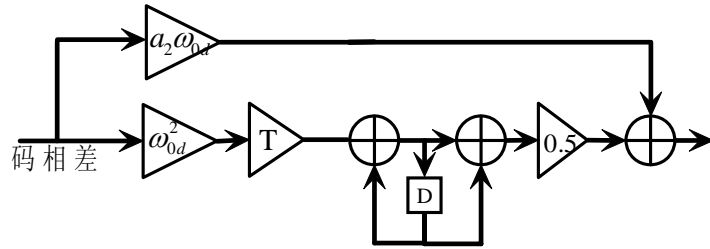


图 3.19 码环路数字滤波器图

§3.5 本章小结

本章系统地介绍了低轨卫星地面站导频信号的跟踪设计,首先阐述了锁相环基本原理、结构以及参数与性能的关系,在 3.1 节基础上,针对具体的低轨卫星地面站导频信号特征,相继详细地研究了载波跟踪环路(包括锁频环过程、锁相环过程)码跟踪环路的鉴别器算法和性能、环路滤波器阶数和参数选取以及误差分析,并在理论研究的基础上仿真验证。最后讨论了模拟滤波器数字化设计,给出了载波环数字低通滤波器以及码环数字低通滤波器电路结构图。

由本章的分析研究与仿真得到以下结论:

1. 在本系统的导频接收机同步设计过程中,捕获环节是同步的瓶颈,成为设计接收机同步的关键技术所在。
2. 载波跟踪环分两个阶段:锁频环和锁相环。载波跟踪环和码跟踪环同时工作。
3. 锁频环采用 2 阶环,噪声带宽设置为 10Hz,捕获带宽 300Hz,工作时间设置为 0.5s 后切换到锁相环环节。锁相环采用 3 阶环,噪声带宽设置为 16Hz。DLL 采用 2 阶环,环路噪声带宽初期设置为 10Hz,后期设置为

2Hz~10Hz 之间。以上带宽设置并不唯一,但需保证同步时间要求以及捕获门限要求。

4. 导频接收机捕获门限为 6dB,跟踪环节中的 FLL 跟踪门限小于 2dB, PLL 跟踪门限小于 2dB,码环跟踪门限小于 0dB.
5. 对于 3 个环路的鉴别器算法和电路结构,环路低通滤波器结构和系数,以及三个环路的性能、噪声门限、稳态误差在本章各节具有详细的说明和结论。

§第4章 导频接收机实现

§4.1 硬件平台方案

现代接收机技术在实现方法上已经从模拟实现向部分数字、全数字实现和软件实现方向发展。硬件上的数字化有许多优越之处。其一，数字化的调制解调器具有很好的可重复性和稳定性，基本上不需要很复杂的经验性的干预和调试，这对于规模化的生产以及环境因素变化大的应用来说是很重要的。其二，接收端的数字化使得可以用一个统一、公共的可编程硬件平台和不同的配置程序来实现不同的处理功能，从而实现不同调制方式的解调，这样极大地扩展了硬件的重复利用率和兼容性。其三，从数字化实现的硬件结构可以很快地过渡到大规模的 ASIC 芯片的生产和实现。当然，完全的数字调制和解调是困难的，在整个传输系统的信道和射频部分总会包含一些射频和中频前端，以进行适当的频率和幅度变换。因此，确切地说，通常所指的全数字化实现仅仅是指从基带到数字中频之间的硬件实现，包括数字化的调制、解调、载波恢复和时钟提取等。

§4.1.1 DSP、ASIC 以及 FPGA 的比较

目前实现数字信号处理和数字控制的解决方案大致可分为以下三类：DSP、ASIC 以及现场可编程门阵列(FPGA)。这三种解决方案的比较列于表 4-1。

尽管新一代的 DSP 芯片在计算速度、芯片尺寸、功耗等特性上都有了长足的进步，但是要处理软件无线电所面临的巨大的计算量，单片 DSP 仍然是难以完成的^[11]。另外一种途径是采用 DSP 和多个 ASIC 结合的方法，每一个 ASIC 对应与一种特定的无线服务。尽管这种方法比较简单，但随着服务模式和无线频段的增加，所需 ASIC 的数目也会线性增加，而且针对特定标准的设备一旦投入使用，就很难升级和修改。与以上不同的是，使用可重复配置的 FPGA 与 DSP 相结合模式是满足软件无线电数字信号处理要求的一种较为理想的解决方案^[10]。

表 4-1 DSP、ASIC 以及 FPGA 特点比较

性能类别	成本	速度	实现程度	特点
DSP	适中/高	低速	容易	软件化
ASIC	前期成本高	高速	困难	硬件化
FPGA	较高	高速	容易	硬件化

FPGA 与 DSP 各方面性能比较列于表 4-2。

表 4-2 FPGA 与 DSP 的比较

类 别	FPGA	DSP
性 能		
编程语言	VHDL, Verilog	C 语言, 汇编语言
软件编程的难易程度	相对简单。但需对了解硬件结构有所	简单
性能	非常快(若设计结构合理)	速度受限于 DSP 的时钟速度
可重新配置能力	SRAM 类型的 FPGA 可以重新配置无穷多次	通过改变程序存储器内容实现重新配置
重新配置的方法	将配置数据下载到芯片上	只需要从不同的存储器地址读出程序即可
各自擅长之处	FIR 滤波器、IIR 滤波器、相关运算、卷积运算、FFT 等	具有顺序特性的信号处理程序
乘加运算(MAC)实现方法	并行乘法器/加法器, 或者分布算法	重复进行 MAC 操作
MAC 速度	如果用并行算法运算可以非常快。	受限于 DSP 中 MAC 操作的速度, 滤波器的速度与其阶数成正比
并行性	可以并行化实现高性能	DSP 芯片的编程通常时串行处理的, 它的并行化只能在芯片之间实现

根据上表, 本套系统我们选用了以 FPGA 加 DSP 的解决方案, 这样可以充分结合两者的优势(FPGA 完成高速并行的复杂度相对较低的操作、DSP 完成低速复杂度较大的运算), 以次提高系统性能增强可配置能力以及简化实现复杂度。

§4.1.2 本系统的硬件方案

硬件电路的实现是检验理论的最有效的方法, 本系统是基于中频采样, 自主开发的硬件平台采用的 FPGA+DSP 可编程构架设计, 整个电路板如图 4.1 所示。其中主要的芯片包括: FPGA、DSP、UART、DAC、ADC 等。



图 4.1 硬件实物图

FPGA 芯片

表4-3 StratixII系列FPGA容量

Feature	EP2S15	EP2S30	EP2S60	EP2S90	EP2S130	EP2S180
ALMs	6,240	13,552	24,176	36,384	53,016	71,760
Adaptive look-up tables	12,480	27,104	48,352	72,768	106,032	143,520
Equivalent LEs	15,600	33,880	60,440	90,960	132,540	179,400
M512 RAM blocks	104	202	329	488	699	930
M4K RAM blocks	78	144	255	408	609	768
M-RAM blocks	0	1	2	4	6	9
Total RAM bits	419,328	1,369,728	2,544,192	4,520,488	6,747,840	9,383,040
DSP blocks	12	16	36	48	63	96
18-bit × 18-bit multipliers	48	64	144	192	252	384
Enhanced PLLs	2	2	4	4	4	4
Fast PLLs	4	4	8	8	8	8
Maximum user I/O pins	366	500	718	902	1,126	1,170

FPGA 采用 Altera 公司 StratixII 系列之 EP2S30F484C5 芯片。StratixII 系列 FPGA 容量如表 4-3 所示^[64]，该系列芯片特征：

1. 15,600 到 179,400 个等效逻辑单元(LE)
2. 9,383,040bit(1,172,880B)以上个 RAM(不消耗逻辑资源)
3. 三种大小的 RAM 可用于实现双端口存储器和 FIFO
4. 高速 DSP 模块可用于实现乘法器(速度可达 450MHz)，乘累加器以及 FIR 滤波器。
5. 支持时钟网络模块动态使能，从而降低功耗

6. 多达 12 个 PLL(四个增强型 PLL, 8 个快速 PLL)
7. 支持单端和差分 I/O 标准
8. 高速差分 I/O 可支持 1Gbps 的 DPA 电路
9. 支持高速外围存储器, 包括 DDR, DDR2, SDRAM, RLDRAMII, QDRIISRAM 以及 SDR SDRAM。
10. 支持 Altera MegaCore 多 IP 设计
11. 支持比特流加密设计
12. 远程配置升级

DSP 芯片

DSP芯片采用TI公司的TMS3206713处理器, 该处理器为浮点类型。其特征包括^[65]:

1. 高性能浮点数字信号处理器
 - a) 8个32bit指令周期
 - b) 32/64bit数据字长
 - c) 300, 225, 200MHz(GDP)以及225, 200, 167MHz(PYP)时钟速率
 - d) 2400/1800,1800/1350,1600/1200以及1336/1000MIPS(MFLOPS)
 - e) 支持丰富的外围扩展电路
 - f) 高效率的C/C++编译器
2. 高级超长指令DSP内核
 - a) 8个独立功能单元(两个定点运算逻辑单元(ALU), 四个ALU(定点和浮点), 两个乘法器(定点和浮点))
 - b) 指令封装精简代码大小
3. 指令集特点
 - a) 指令符合IEEE754标准(单精度和双精度)
 - b) 可寻址(8, 16, 32bit数据)
 - c) 8bit溢出保护
4. L1/L2存储器结构
 - a) 4k ByteL1P程序Cache(直接映射)
 - b) 4k ByteL1D数据Cache(2路)
 - c) 256K Byte L2存储器(64K Byte L2统一Cache, 192K Byte附加 L2映射RAM)
5. 器件构架(Boot模式: HPI,8-,16-,32-bit ROM Boot)
6. 32bit外部存储器接口(EMIF)
 - a) 可连接SRAM, EPROM, Flash, SBSRAM, SDRAM
 - b) 512M-Byte可寻址外部存储器空间
 - c) 256K Byte L2存储器(64K Byte L2统一Cache, 192K Byte附加 L2映射RAM)
7. 16个独立通道的增强型直接存储器访问控制器(EDMA)
8. 16Bit 主机端接口(HPI)

9. 两个32bit的定时器
10. 灵活的锁相环(PLL)用以产生时钟模块
11. 0.13微米/6级铜金属CMOS工艺

DAC、ADC 芯片

DAC 芯片使用的是 AD 公司的 AD9765, 其特点: 12bit 双 DAC, 125Msps 采样速率^[66]。ADC 芯片采用的是 AD 公司的 AD9248, 其特点 14bit, 125Msps 采样速率^[67]。

UART 芯片

UART(Universal Asynchronous Receiver/Transmitter)芯片采用的是 NXP 公司的 SC16C754^[68]。该芯片的特征如下:

1. 四通道的 UART
2. 可达 5Mbps 的波特率(3.3V, 5V); 3Mbits/s 波特率(2.5V)
3. 64byte 发送器 FIFO, 64Byte 接收器 FIFO(无错误标志)
4. 可编程的休眠模式
5. 可编程的串行接口
 - a) 支持 5,6,7,8bit 四种传输
 - b) 产生和检测奇校验, 偶校验已经无校验。
 - c) 支持自动产生 1bit, 1.5bit, 2bit 停止位

§4.2 收发信机框架与流程

§4.2.1 发信机结构

结合项目(卫星地面站)背景, 卫星地面站的发射信号是上行的, 服从上行信道协议。硬功能模块上大致划分如图 4.1, 单线表示的串行数据, 带线表示的是并行数据。

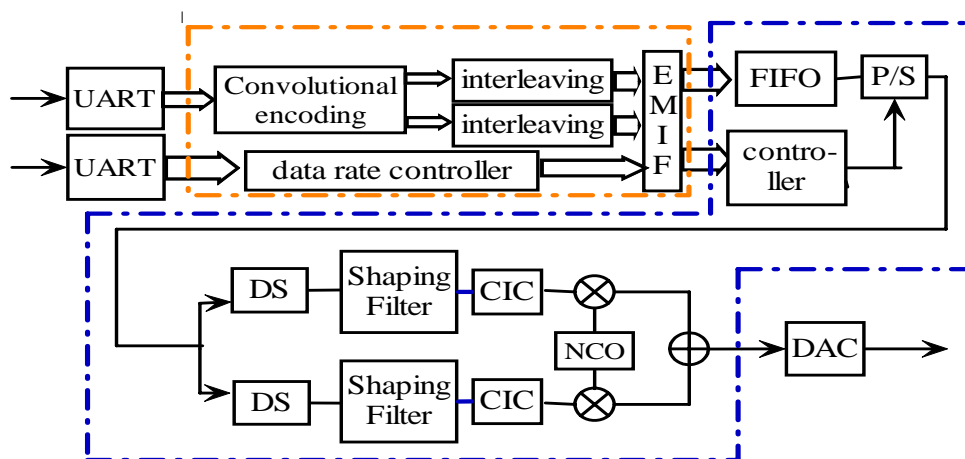


图 4.1 发信机功能模块框图

发信机的输入信号为终端的数据信息和控制信息，输出端为低中频的已调信号，其输出在射频通道二次变频后经低噪放、功放、天线发射出去。在硬件电路实现上，UART (Universal Asynchronous Receiver and transmitter) 是串口芯片，实现对串行数据的收发以及数据串并行转换；卷积编码模块，块交织模块，控制命令转化模块以及 EMIF 在 DSP 中完成；EMIF 之后 DAC 之前的电路则是在 FPGA 中完成，FPGA 完成的功能主要有：FIFO 传输数据缓存，控制寄存器配置，并串变换，直接序列扩频，插值滤波，成形滤波以及基带调制。在 FPGA 内部，CIC(cascaded integrator-comb)插值滤波器的作用在于提高采样率，同时抑制由于采样率变化引起的其他干扰信号；脉冲成形滤波器属于低通滤波器，用以消除码间干扰以及抑制信号对邻道的干扰；数字上变频部分实现信号 QPSK 调制。

§4.2.2 接收机结构

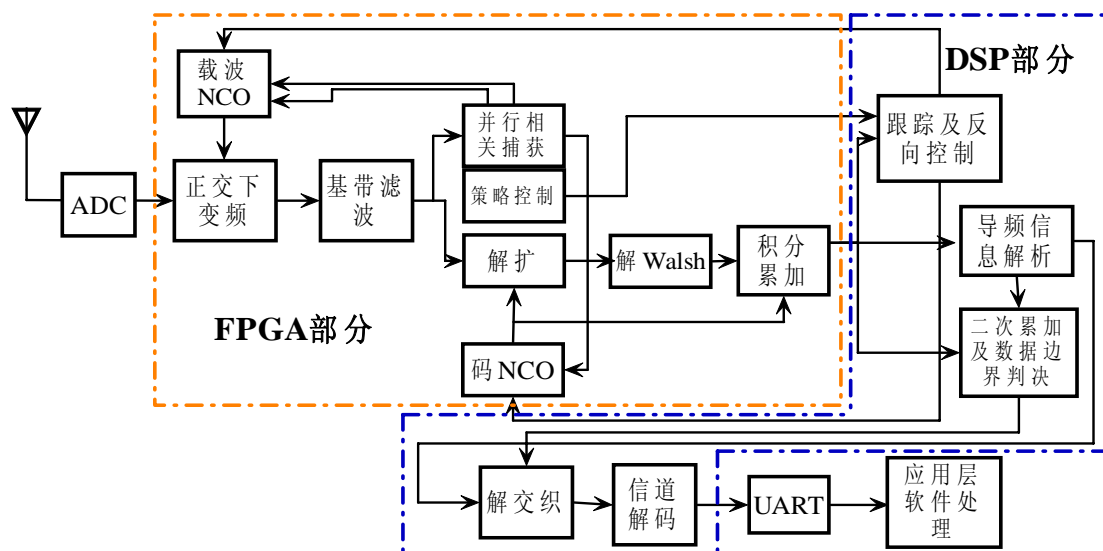


图 4.2 接收机功能模块框架图

接收机的总体框图如图 4.2 所示, 其中包括导频信道与业务信道。接收到的射频信号经过混频处理, A/D 变换, 得到一个数字低中频信号, 之后下变频, 降抽样, 低通滤波, 再进行相关解扩, 同步, 载波提取, 解调等处理。

§4.2.3 接收机工作流程

在地面站接收机中, 除了导频信道还有业务信道。导频信道与业务信道相比的差异在于: 不需要信道编解码(卷积码)、不需要解 Walsh。导频接收机存在两种流程图: 数据流程图与控制流程图。

如图 4.3 为导频接收机信号数据流程图。接收信号中频为 $2 \times 1.2288\text{MHz}$ (chip 速率 1.2288M); DAC 采样频率: $64 \times 1.2288\text{Msamples/s}$; 数字下变频乘法器时分复用(同相路与正交路共用乘法器); CIC 抽取因子为 8; 脉冲成形滤波器 FIR 结构, 33 抽头, 抽样率 $4 \times 1.2288\text{Msamples/s}$ 。

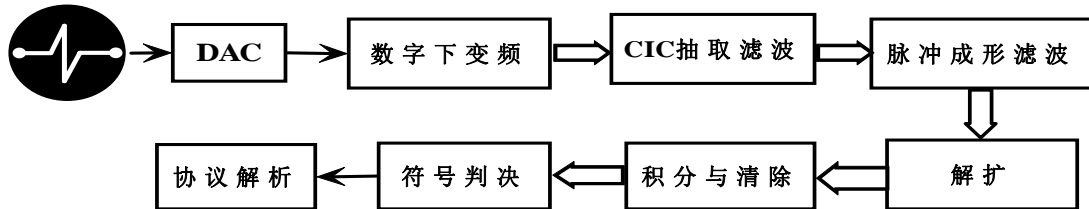


图 4.3 导频接收机信号数据流程图

如图 4.4 为导频接收机信号控制流程图。其中对于信号检测与捕获内部具体流程图详见第二章。

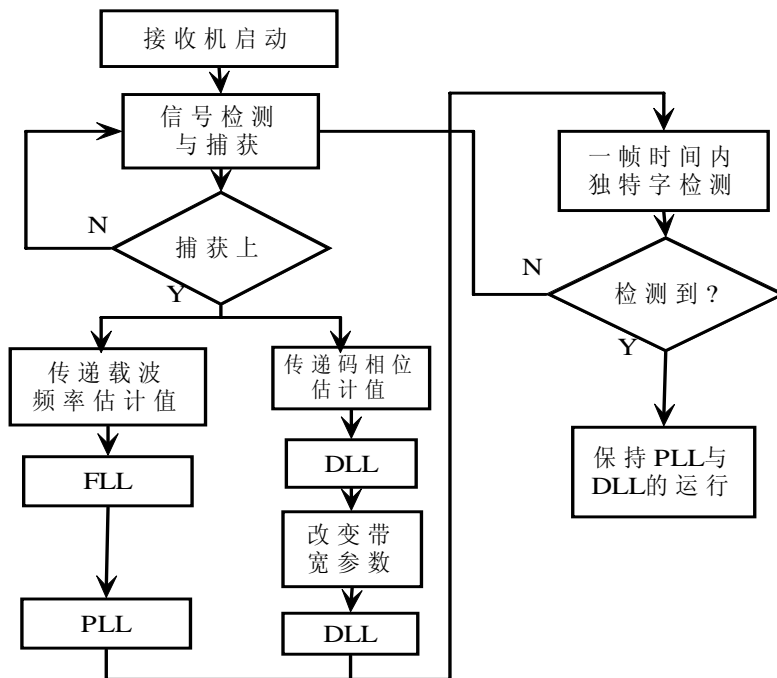


图 4.4 导频接收机信号控制流程图

§4.3 测试方法与结果

测试平台连接关系如图 4.5。星上发射机模拟卫星间断发送不同时间长度的导频信号(1s/3s/4s/5s/8s)，信息以 EB90 结束；以标准信号源为噪声发生器，标定好之后，通过调节信号衰减器设定导频信道输入信噪比，分别为强/中强/弱($E_b/N_0=48\text{dB}$, 28dB , 15dB)，接收机以检测到 EB90 为标志，记录捕获次数(不少于 100 次)，统计标称速率(19.2kbps)、动态条件、不同捕获时间和不同信噪比条件下的捕获概率。此处动态条件由星上发射机模拟卫星多普勒，载波以 100Hz/s 在 $\pm 12\text{kHz}$ 之间变化，变化规律为类正弦信号，扩频码频率偏移固定为 45Hz 。

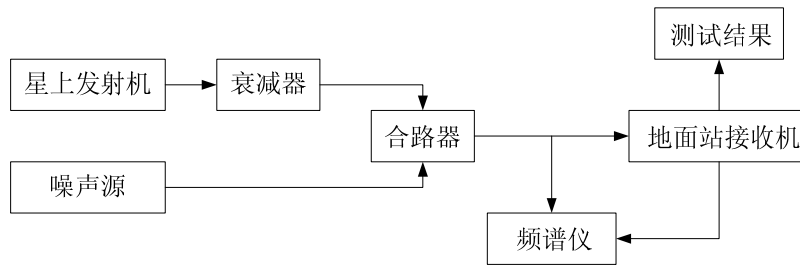


图 4.5 导频测试连接图

表 4-4 测试结果

1	导频捕获性能(1200bps) 频偏 $\pm 12\text{K}$, 100Hz/s ; 码偏: $\pm 45\text{Hz}$; (100 帧)	附加白噪声干扰, 调整信号电平	E_b/N_0 (dB) 时间长度	17	16	15	14	13	12
			3s 捕获概率%	72	69	46	68	57	51
			4s 捕获概率%	80	70	80	61	70	75
			5s 捕获概率%	77	80	76	71	51	80
			8s 捕获概率%	90	74	85	91	80	85
2	误码性能 信道频偏 $\pm 12\text{KHz}$, 100Hz/s ; 码偏: $\pm 45\text{Hz}$; ($1 \times 10^8 \text{bit}$)	业务信道速率	E_b/N_0 (dB)	8		7		6	
			19.2k 误码率	4.3×10^{-7}		1.3×10^{-5}		1.9×10^{-4}	
			9.6k 误码率	1.5×10^{-6}		1.0×10^{-5}		1.7×10^{-4}	
			4.8k 误码率	7.5×10^{-7}		0.8×10^{-5}		2.0×10^{-4}	

测试结果如表 4-4 所示。其中,测试项目 1 中 E_b/N_0 指的是导频信号的 E_b/N_0 ,测试项目 2 中 E_b/N_0 指的是业务信号的 E_b/N_0 。在同样的功率条件下,速率 4.8kbps 业务信号的 E_b/N_0 较 1.2kbps 导频信号 E_b/N_0 低 6dB 。从测试项目 1 看出,设计

的接收机实际检测概率很低，离理论值有很大的差距(理论值 6dB)；从测试项目 2 看出，在接收机能正常工作的情况下，接收的误码率性能达到指标要求(指标要求：8.5dB,误码率小于 $10e-5$)。

通过工程实现实测与仿真结果比较得到以下结论：

1. 接收机的 ADC、数字下变频器、CIC 抽取滤波器以及成形匹配滤波器等其他功能器件性能良好，基本满足系统要求。
2. 硬件实现电路中，跟踪环性能良好而捕获性能欠佳。分析原因有以下几点：
 - a) 对于高动态卫星信号，捕获本身就是系统的难点，捕获性能很大程度上决定了接收机性能。
 - b) 捕获过程中，非相干累计次数不够(仿真表明：非相干累加次数一般在 10 次以上(详见第二章结论)；而实际实现非相干累加次数只有 4 次)。
 - c) 捕获门限阈值设置偏高，由此降低了检测概率。
 - d) 噪声估计值波动太大，需要对噪声估计值通过低通滤波器进行平滑。

§第5章 总结与展望

§5.1 工作总结

本文围绕低轨通信小卫星地面站导频接收机基带处理器进行了研究,重点研究了导频接收机的同步。总结全文,主要贡献可以归纳为以下几点:

1. 在实际工程背景下,提出了用于实现低轨卫星收发信机算法和结构,对各个具体子模块(数字 NCO, 根升余弦滚降滤波器, CIC 滤波器, 二维捕获模块, 载波环路跟踪, 码环跟踪)实现算法仿真、误差分析。

2. 提出了使用于大频偏高动态下的导频卫星信号捕获策略和结构。通过基于 RAM 的并行结构下的二维捕获策略,能大大的缩减捕获时间,提高捕获性能。

3. 在导师和领导的支持和鼓励下,和地面站小组的同事们一起同心协力,在通信技术室自主开发的硬件平台上,研制了低轨卫星地面站收发信机扩频基带综合处理器,并进行了集成测试。通过星地通信测试,部分设计指标达到系统要求(指标要求:业务信道 $E_b/N_0=8.5\text{dB}$ 时,误码率 $1e-5$,实测结果 $E_b/N_0=7.5\text{dB}$,误码率 $1e-5$)。

§5.2 工作展望与改进

通信应用方式的多样化以及低成本发展趋势对通信技术分析与设计提出了越来越高的要求,主要体现在以下几个方面:一是应用环境越来越恶劣,其中频谱资源的日渐短缺、系统之间的相互干扰以及高速相对运动下产生的多普勒效应是很重要的原因,除此之外,通信应用方式的灵活性以及全球无缝覆盖的应用前景要求在一些恶劣环境下仍能保持系统的通信功能,这使得设计所面对的约束越来越多;二是“一体化”设计的要求,由于要求在系统级进行优化,如何在越来越多的因素之间进行平衡与优化是一个需要在复杂性与可行性之间进行权衡,以及各个子模块之间性能指标的折中的问题,尽管计算机仿真已成了必不可少的工具,然而如何增强设计能力尚有待进一步研究。

即使如此,就在做论文的最后一段时间内,我充分意识到我们的工作做的还很不完善,还有很大的问题。这个就意味着:一方面对于本人来讲,我只能算是一个基本的入门者,未来还需要不断的提升;另外一方面也意味着我们的系统还有很大的改进空间,包括算法上面,系统构架方面以及单独子模块实现方面。

对于系统构架方面我认为可以改进的地方还有以下几点:

1. 对捕获算法仍需进一步的研究和优化,以实现对卫星信号低信噪比、

高动态条件下的接收。

2. 选择合适的 A/D 采样频率, 这个采样频率不再是一个固定频率, 它应该成为载波低中频频率的四倍, 即采样时钟频率受载波 NCO 控制。
3. 如果需要做高速处理的化, 可以采用复采样。对同样的信号的同样要求采样, 复采样所需要的最低采样率是实采样一半。
4. 取消数字上下变频器中的乘法器, 在选择合适的 A/D 采样时钟频率下, 通过简单的一个保持取反电路实现对乘法器的替代。比如, 假如 A/D 输入前的信号载频为 f_c 、带宽为 B , A/D 采样时钟选择 $4f_c$ 。A/D 之后通过的数字信号和 $e^{j\frac{n\pi}{2}}$ 相乘, 实现对频谱的搬移。 $e^{j\frac{n\pi}{2}}$ 的实部即为本地载波的同相分量, 虚部即为本地载波的正交分量, 而 $e^{j\frac{n\pi}{2}}$ 是一个周期为 4 的序列: 1, j, -1, -j.....这样就避免了乘法器在 FPGA 中的资源消耗。
5. 将环路的鉴别器(锁频环的鉴频器, 锁相环的鉴相器)从 DSP 转移到 FPGA, 以减轻 DSP 的运算压力。在跟踪环路中, 所有处理的数据都是解扩之后得到的, 数据率很低, 因而可以考虑使用 CORDIC 算法实现。加上可以根据 FPGA 的流水操作办法, 完全可以实现对环路鉴别器的实时操作。
6. 考虑将抗干扰的算法和二维捕获算法结合, 充分利用 FFT 模块, 一来可以实现对单音干扰频率的切除, 二来可以通过对载波的快速捕获。
7. 进一步考虑 FPGA 内各个子模块字长选择, 比如 FIR 的系数位宽选择, 寄存器位宽选择, 保证各个子模块之间的性能与硬件消耗平衡。

附 录

1. $L \geq R$, 输出信号 $f(n) = \sin(\theta(n)) = \sin\left(2\pi\left(\frac{Kn}{2^N} + \frac{m}{2^L}\right)\right)$ DFT 变换证明过程:

$$\begin{aligned}
 F(n) &= \frac{1}{2^R} \sum_{p=0}^{2^R-1} f(p) e^{-j2\pi pn/2^R} \\
 &= \frac{1}{2^R} \sum_{p=0}^{2^R-1} \sin\left(2\pi\left(\frac{Kp}{2^N} + \frac{m}{2^L}\right)\right) e^{-j2\pi pn/2^R} \\
 &= \frac{1}{2j} \frac{1}{2^R} \sum_{p=0}^{2^R-1} \left(e^{j2\pi\left(\frac{Kp}{2^N} + \frac{m}{2^L}\right)} - e^{-j2\pi\left(\frac{Kp}{2^N} + \frac{m}{2^L}\right)} \right) e^{-j2\pi pn/2^R} \\
 &= \frac{1}{2^{R+1}j} \left(e^{j2\pi\frac{m}{2^L}} \sum_{p=0}^{2^R-1} e^{j2\pi\frac{Kp}{2^N}} e^{-j2\pi pn/2^R} - e^{-j2\pi\frac{m}{2^L}} \sum_{p=0}^{2^R-1} e^{-j2\pi\frac{Kp}{2^N}} e^{-j2\pi pn/2^R} \right) \\
 &= \frac{1}{2^{R+1}j} \left(e^{j2\pi\frac{m}{2^L}} \sum_{p=0}^{2^R-1} e^{j2\pi p\left(\frac{K}{2^N} - n/2^R\right)} - e^{-j2\pi\frac{m}{2^L}} \sum_{p=0}^{2^R-1} e^{-j2\pi p\left(\frac{K}{2^N} + n/2^R\right)} \right) \\
 &= \begin{cases} \frac{1}{2^{R+1}j} \left(2^R e^{\pm j2\pi\frac{m}{2^L}} \right) & n = \pm \frac{K}{2^{N-R}} \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \\
 &= \begin{cases} \frac{1}{2j} e^{\pm j2\pi\frac{m}{2^L}} & n = \pm \frac{K}{2^{N-R}} \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}
 \end{aligned}$$

2. $L < R$, 输出信号 $f(n) = \sin(\theta(n)) = \sin\left(\frac{2\pi}{2^L} \left\lfloor \frac{Kn+M}{2^{N-L}} \right\rfloor\right)$ DFT 变换证明过程:

因为输出信号 $f(n)$ 、 $F(n)$ 的周期均为 2^R ，可构建伽罗华域

$GF(2^R) = \{0, 1, 2, \dots, 2^R - 1\}$ ，有 $n \in GF(2^R)$ 。

根据频率控制字的特点，设： $K' = \left\lfloor \frac{K}{2^{N-R}} \right\rfloor = \frac{K}{2^{N-R}}$ ， $m' = \left\lfloor \frac{M}{2^{N-R}} \right\rfloor$ ， $n = n' \pmod{2^R}$

且 n' 为 K' 倍数，明显的 K' 为奇数。以下是对 $f(n)$ 进行 DFT 变换的过程:

式附 4 到式附 5 的推导利用： $q = K'p \pmod{2^R}; n = K'n' \pmod{2^R}$ 。以及伽罗华域

性质：若 $p_1, p_2, K' \in GF(2^R)$ ， $p_1 \neq p_2$ ， $K' \neq 0$ ，则 $K'p_1, K'p_2 \in GF(2^R)$ 且

$$K'p_1 \neq K'p_2。$$

式附 2.6 到式附 2.7 的推导利用： $Q = \left\lfloor \frac{q+m'}{2^{R-L}} \right\rfloor$ ， $r = (q+m') \pmod{2^{R-L}}$

对输出信号，DFT 变换得到：

$$F(n) = \frac{1}{2^L} \sum_{p=0}^{2^R-1} f(p) e^{-j2\pi pn/2^R} \quad (\text{附 1})$$

$$= \frac{1}{2^R} \sum_{p=0}^{2^R-1} \sin\left(\frac{2\pi}{2^L} \left\lfloor \frac{Kp+M}{2^{R-L}} \right\rfloor\right) e^{\frac{-j2\pi pn}{2^R}} \quad (\text{附 2})$$

$$= \frac{1}{2^R} \sum_{p=0}^{2^R-1} \sin\left(\frac{2\pi}{2^L} \left\lfloor \frac{K'p+m'}{2^{R-L}} \right\rfloor\right) e^{\frac{-j2\pi pn}{2^R}} \quad (\text{附 3})$$

$$= \frac{1}{2^R} \sum_{p=0}^{2^R-1} \sin\left(\frac{2\pi}{2^L} \left\lfloor \frac{K'p+m'}{2^{R-L}} \right\rfloor\right) e^{\frac{-j2\pi pK'n'/K'}{2^R}} \quad (\text{附 4})$$

$$= \frac{1}{2^R} \sum_{q=0}^{2^R-1} \sin\left(\frac{2\pi}{2^L} \left\lfloor \frac{q+m'}{2^{R-L}} \right\rfloor\right) e^{\frac{-j2\pi qn'/K'}{2^R}} \quad (\text{附 5})$$

$$= \frac{1}{2^R} e^{\frac{j2\pi m'n'/K'}{2^R}} \sum_{q=0}^{2^R-1} \sin\left(\frac{2\pi}{2^L} \left\lfloor \frac{q+m'}{2^{R-L}} \right\rfloor\right) e^{\frac{-j2\pi(q+m')n'/K'}{2^R}} \quad (\text{附 6})$$

$$= \frac{1}{2^R} e^{\frac{j2\pi m'n'/K'}{2^R}} \sum_{Q=0}^{2^L-1} \sum_{r=0}^{2^{R-L}-1} \sin\left(\frac{2\pi}{2^L} \left\lfloor \frac{Q*2^{R-L}+r}{2^{R-L}} \right\rfloor\right) e^{\frac{-j2\pi(Q*2^{R-L}+r)n'/K'}{2^R}} \quad (\text{附 7})$$

$$= \frac{1}{2^R} e^{\frac{j2\pi m'n'/K'}{2^R}} \sum_{Q=0}^{2^L-1} \sum_{r=0}^{2^{R-L}-1} \sin\left(\frac{2\pi Q}{2^L}\right) e^{\frac{-j2\pi Qn'/K'}{2^L}} e^{\frac{-j2\pi rn'/K'}{2^R}} \quad (\text{附 8})$$

$$= \frac{1}{2^R} e^{\frac{j2\pi m'n'/K'}{2^R}} \sum_{Q=0}^{2^L-1} \left[\sin\left(\frac{2\pi Q}{2^L}\right) e^{\frac{-j2\pi Qn'/K'}{2^L}} \sum_{r=0}^{2^{R-L}-1} e^{\frac{-j2\pi rn'/K'}{2^R}} \right] \quad (\text{附 9})$$

$$= \frac{1}{2^R} e^{\frac{j2\pi m'n'/K'}{2^R}} \left(\sum_{Q=0}^{2^L-1} \sin\left(\frac{2\pi Q}{2^L}\right) e^{\frac{-j2\pi Qn'/K'}{2^L}} \right) \left(\sum_{r=0}^{2^{R-L}-1} e^{\frac{-j2\pi rn'/K'}{2^R}} \right) \quad (\text{附 10})$$

$$= \frac{1}{2^R} e^{\frac{j2\pi m'n'/K'}{2^R}} \left(\frac{1}{2j} \sum_{Q=0}^{2^L-1} e^{\frac{j2\pi Q(1-n'/K')}{2^L}} - e^{\frac{-j2\pi Q(1+n'/K')}{2^L}} \right) \left(\frac{1-e^{\frac{-j2\pi n'/K'}{2^L}}}{1-e^{\frac{-j2\pi n'/K'}{2^R}}} \right) \quad (\text{附 11})$$

$$= \begin{cases} \frac{1}{2^R} e^{\frac{j2\pi m' n' / K'}{2^R}} \frac{\pm 2^L}{2j} \frac{1 - e^{\frac{\mp j2\pi}{2^L}}}{1 - e^{\frac{-j2\pi n' / K'}{2^R}}} & (n' / K') \bmod 2^L = \pm 1 \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (\text{附 } 12)$$

$$F(n) = \begin{cases} \frac{1}{2^R} e^{\pm \frac{j2\pi m'}{2^R}} \frac{\pm 2^L}{2j} \frac{1 - e^{\frac{\mp j2\pi}{2^L}}}{1 - e^{\frac{\mp j2\pi}{2^R}}} & n' = \pm K' \\ \frac{1}{2^R} e^{\frac{j2\pi m' n' / K'}{2^R}} \frac{\pm 2^L}{2j} \frac{1 - e^{\frac{\mp j2\pi}{2^L}}}{1 - e^{\frac{-j2\pi n' / K'}{2^R}}} & n' \neq \pm K' \text{ and } (n' / K') \bmod 2^L = \pm 1 \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (\text{附 } 13)$$

其中： $n = n' \pmod{2^R}$ 且 n' 能被 K' 整除。

$n' / K' = a * 2^L \pm 1$; (其中 a 为正整数)

根据 $n = (K' * a * 2^L \pm 1) \bmod 2^R = (K' * (a + 2^{R-L}) * 2^L \pm 1) \bmod 2^R$ 知： n 的取值个数小于等于 $2 * (2^{R-L} - 1)$ 。同时 K' 为奇数，与 2^R 既约，由伽罗华域理论知： n 的取值个数等于 $2 * (2^{R-L} - 1)$ 。

参考文献

- [1] 樊昌信, 张甫翊等, “通信原理”, 第五版, 国防工业出版社, 2001 年
- [2] 朱近康, “CDMA 通信技术”, 人民邮电出版社, 2001 年
- [3] Elliott D.Kaplan 著, 邱致和, 王万义译, “GPS 原理与应用”, 电子工业出版社, 2004 年
- [4] 程佩青, “数字信号处理教程”, 第二版, 清华大学出版社, 2001 年
- [5] T.S.Rappaport 著, 蔡涛等译, 无线通信原理与应用, 电子工业出版社, 1996 年
- [6] S.M.Kay 著, 罗鹏飞等译, “统计信号处理基础-估计与检测理论”, 电子工业出版社, 2003 年
- [7] J.G.Proakis, M.Salehi, ”Contemporary Communication Systems using MATLAB”, Brooks/Cole, 2000
- [8] J.B.Tsui, “Fundamentals of Global Positioning system Receivers”, second edition, Wiley interscience, 2005
- [9] 陈邦媛, “射频通信电路”, 科学出版社, 2002 年
- [10] U.Meyer-Baese 著, 刘凌, 胡永生译, ”数字信号处理的 FPGA 实现”, 清华大学出版社, 2002 年
- [11] 李芳慧等著, “TMS3206C6000 系列 DSPs 原理与应用”, 第二版, 电子工业出版社, 2002 年
- [12] J.G.Proakis 著, 张力军等译, “数字通信”, 第四版, 电子工业出版社, 2005 年
- [13] S.Sjoholm, L.Lindh 著, 边计年, 薛宏熙译, “用 VHDL 设计电子线路”, 清华大学出版社, 2000 年
- [14] 戴逸民, “频率合成与锁相技术”, 中国科技大学出版社, 1995 年
- [15] A.J.viterbi 著, 李世鹤, 鲍刚, 彭容译, “CDMA 扩频通信原理”, 人民邮电出版社, 1996 年
- [16] U.Mengali, A.N.D’Andrea, “Synchronization Techniques for Digital Receivers”, Plenum Press, New York and London, 1997
- [17] E.B.Hogenauer, ” An economical class of digital filters for decimation and interpolation”, IEEE Transactions on acoustics, speech, and signal processing, vol.ASSP-29, No.2, April 1981
- [18] Francis D. Natali, “AFC tracking Algorithms”, IEEE transactions on communications, vol.com-32, NO.8, August 1984

- [19] Urs Fawer, "A Coherent Spread-Spectrum Diversity-Receiver with AFC for Multipath Fading channels", IEEE transactions on communications, Vol.42, No.2/3/4, February/ March/ April 1994
- [20] Xilinx, "Digital Up and Down Converters for the CDMA200 and UMTS Base Stations", XAPP569(v1.0), February 15, 2005
- [21] Francis D. Natali, "Noise Performance of a Cross-Product AFC with Decision Feedback for DPSK Signals", IEEE TRANSACTIONS ON COMMUNICATIONS, VOL. COM-34, NO. 3, MARCH 1986
- [22] Raymond L. Pickholtz, Donald L. Schilling, Laurence B. Milstein, "Theory of Spread-Spectrum Communications-A Tutorial", IEEE TRANSACTIONS ON COMMUNICATIONS, VOL. COM-30, NO. 5, MAY 1982
- [23] 张润秋, "锁相环频率合成器捕捉过程的分析与仿真", 现代电子技术, 2003 年第 19 期总第 162 期
- [24] Henry T. Nicholas, Henry Samueli, "An Analysis of the Output Spectrum of Direct Digital Frequency Synthesizers in the Presence of Phase-Accumulator Truncation", 41st Annual Frequency Control Symposium, 1987, 495-502
- [25] Kenneth A. Essenwanger, "sine output DDSs a survey of the state of the art", IEEE international frequency control symposium, 1998, 370-378.
- [26] Victor S. Reinhardt, "spur reduction techniques in direct digital synthesizers", IEEE international frequency control symposium, 1993, 230-241.
- [27] 吕庆, 张平, 段志强, "对于 DDS 杂散信号抑制的分析和仿真", 雷达科学与技术, 2003 年 10 月第 3 期, 188-192
- [28] 郭德淳, 费元春, "DDS 的杂散分析及频率扩展研究" 现代雷达, 2002 年 1 月第一期, 24 卷, 62-66
- [29] 韩军功, 王家礼, "DDS 频谱分析及一种新型的改善方法", 现代电子技术, 2001 年第 7 期, 45-48
- [30] 张乃通等, "卫星移动通信系统", 北京: 电子工业出版社, 1997
- [31] 罗义军等, "一种新颖的横向滤波器的优化结构", 电路与系统学报, VOL.5 NO.3, 2000 年 7 月
- [32] 管云峰, 张朝阳, 焦向峰, 仇佩亮, "突发模式 DS-CDMA-QPSK 接收机的设计与实现", 电路与系统学报, Vol.6, No.4, pp.45-51, 2001 年 12 月
- [33] Shinji Okuda, Masaaki Katayama, Takaya Yamazato, Akira Ogawa, "A new block demodulator for DSSS signal with carrier frequency offset", IEEE, 2005
- [34] Yu T. Su, Ru-Chwen Wu, "FREQUENCY ACQUISITION AND TRACKING FOR MOBILE LEO SATELLITE COMMUNICATIONS", IEEE,

- 0-7802-3659-3/97, 1997
- [35] Yair Linn, P.Takis Mathiopoulos, "A New Family of NDA Carrier Phase Detectors for Coherent M-PSK Receivers", IEEE 0-7802-7547-5/02, 2002
- [36] WERNER ROSENKRANZ, "Phase-Locked Loops with Limiter Phase Detectors in the Presence of Noise" IEEE TRANSACTIONS ON COMMUNICATIONS, VOL. COM-30, NO. 10, OCTOBER 1982
- [37] Dennis M.Akos, "A software radio approach to global navigation satellite system receiver design", A Dissertation for the Degree Doctor of Philosophy, Ohio University, 1997
- [38] Abdulqadir A. Alaqeeli, "Global positioning system signal acquisition and tracking using field programmable gate arrays", A Dissertation for the Degree Doctor of Philosophy, Ohio University, 2002
- [39] 林银芳, "DVB-C 中载波同步的算法研究及其芯片实现", 浙江大学硕士学位论文, 2004
- [40] 管云峰, "突发 CDMA 与突发 OFDM 接收机同步算法研究及实现", 浙江大学博士学位论文, 2003
- [41] 张朝阳, "全数字接收机理论与 VSB 调制在 HDTV 中应用和实现的研究", 浙江大学博士论文, 1998
- [42] 刘琦, "无线接收机中扩频序列同步的数字化实现", 哈尔滨工程大学硕士学位论文, 2002
- [43] 蒋毅凯, "CX_1_低轨小卫星地面手持终端扩频软件解调器的体系结构及关键算法研究", 中科院上海微系统与信息技术研究所博士学位论文, 2005
- [44] 李荔, "低轨小卫星移动通信系统的载波同步设计", 中科院上海微系统与信息技术研究所博士学位论文, 2001
- [45] 漆庄平, "基于软件无线电技术的卫星地面站系统研究与设计", 中科院上海微系统与信息技术研究所博士学位论文, 2005
- [46] 张睿, "软件无线电中的信号检测技术研究", 西安电子科技大学博士学位论文, 2001
- [47] 帅涛, 刘会杰, 梁旭文, 杨根庆, "一种大频偏和低信噪比条件下的全数字锁相环设计", 电子与信息学报, 第 27 卷第 8 期, 2005
- [48] 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
- [49] 徐松余, "低轨卫星 CDMA 传输系统数字前端设计", 浙江大学硕士学位论文, 2002
- [50] 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

- 文, 2001
- [51]Dennis M.Akos,"A software radio approach to global navigation satellite system receiver design", Ph.D.Dissertation, Ohio University, 1997
- [52]Jovanovic V.M.,"Analysis of Strategies for Serial-Search Spread-Spectrum Code Acquisition-Direct Approach", IEEE Transactions on Communication, vol.COM-36, no.11, Nov.1998, pp.1208-1220
- [53]Cheng, Unjeng, Hurd, William J. and Statman, Joseph I., "Spread-Spectrum Code Acquisition in the Presence of Doppler shift and Data Modulation", IEEE Transactions on Communications, Vol.38,No.2, Feb 1990, pp.241-250
- [54]van Nee D.J.R. and Coenen A.J.R.M., "New Fast GPS Code-Acquisition Technique Using FFT", Electronic Letters, January 17, 1991,Vol.27, No.2.pp.158-160.
- [55]Irfan Ali, Naofal Al-Dhahir, John E. Hershey, "Doppler Characterization for LEO Satellites", IEEE TRANSACTIONS ON COMMUNICATIONS, VOL. 46, NO. 3, MARCH 1998
- [56]Riter S, "An Optimal Phase Reference Detector for Fully Modulated Phase Shift Keyed Signal Sets", IEEE AES-5, 1969.4(7)
- [57]Holmes J K,"Coherent Spread Spectrum Systems", John Willey & Sons, 1982
- [58]R Reasoner, "Costas Loop Demodulation of Suppressed Carrier BPSK Signal in DSN Environment-experimentel Results Obtained at DTL", DSN Progress Report, 1979.42.51(3)94~104
- [59]B Chung et al."Performance analysis of an all-digital BPSK direct sequence spread spectrum IF receiver architecture", IEEE J.S.Areas.Commun, 1993.11(9):1096~1107
- [60]C Chien et al."A Single-Chip 12.7Mchips/s Digital IF BPSK Direct Sequence Spread Spectrum Transeceiver in 1.2umCMOS", IEEE JSSC, 1994.29(12):1614~1623
- [61]Hopkins, P.M., "Double Dither Loop for Pseudonoise Code Traking",IEEE Trans. Aerospace and Electornics Syst., Vol.AES-13, No.6, pp644-650, Nov.1977
- [62]LaFlame, D.T., "A Dleay-Lock Loop Implementation Which Is Insensitive to Arm Gain Imbalance", IEEE Trans. Communications, Vol.COM-27, No.10, pp.1623-1633, Oct.1979
- [63]Yost, R.A., and R.W.Boyd, "A modified PN Code Tracking Loop: Its Performance Analysis and Comparative Evaluation", IEEE Trans. Communications, Vol.COM-30, No.5, pp.1027-1036, May 1982

- [64]Altera, "Stratix II Device Handbook", volume1, www.altera.com, December 2005.
- [65]Texas Instruments, "TMS320C6713, TMS320C6713B Floating Point Digital Signal Processors", dsp.ti.com, February 2005.
- [66]Analog Devices, "12-Bit, 125Msps Dual TxDAC+ D/A Converter", AD9765, www.analog.com, 2000.
- [67]Analog Devieces, "14-Bit,20Msps/40 Msps/65 Msps Dual A/D Converter", AD9248, www.analog.com, 2005
- [68]NXP, "SC16C754 Quad UART with 64-byte FIFO product data", rev.04, www.nxp.com, June 2003

致 谢

从 2005 年 7 月初结束了在中国科大的理论课程学习回到所里，就确定了课题的研究方向。在这两年的时间里面，学习研究一直紧紧围绕接收机设计和实现展开。在论文完成的时刻，深深地感谢我的导师梁旭文研究员，是他始终如一的关心我的学习和生活，是他给我创造了良好的科研环境，是他的实事求是的治学态度、扎实严谨的工作作风深深的影响着我，是他给予我参与地面站项目的宝贵机会。依托国家型号，从理论到实践、从系统到细节、从软件到硬件、从合作到分工，这样的机会对于一个年轻人的成长来说显得弥足珍贵。

从地面站项目到论文书写，我一直得到了上海微小卫星工程中心通信技术室主任刘会杰研究员的悉心指导。在我做项目遇到困难的时候，他扎实的理论基础和项目经验总是能帮助我很快地解决难题；在我论文书写的过程中，他的建议也为我的论文润色许多。

衷心的感谢我的副导师易峥嵘副研究员，是他给予我最直接的指导和帮助。两年时间内的朝夕相处，他不单教给我专业方面的知识，给了我很多收集整理好的专业资料，而且不忘教诲我做人做事的道理。每次在我遇到各个方面问题的时候，他总是我第一个想到的求助对象。在学习工作之余，和亦师亦友的他的探讨，总是能极大地丰富我个人的人生观和世界观。

感谢我的合作伙伴：江玉洁博士研究生、朱孝武硕士、曾媛博士研究生，他们给了我很多帮助。在那段一起走过的日子里，大家一起分享工作的乐趣、感受生活的充实、体验成长的快乐！

感谢上海微小卫星工程中心通信技术室副主任龚文斌博士。作为通信室研究生导师组成员之一，他给了全体研究生很多帮助和指导。尤其是，他总是定期地参加每周五下午通信室研究生例会，听取研究生学习和工作，给出相应指导。

通信技术室是一个以青年力量为主的朝气蓬勃的集体，所有师兄弟和同事的积极向上的生活态度感染并激励着我，感谢他们给我创造了愉快的硕士生活。

感谢中科院上海微系统所研究生部余翔波老师、罗琦老师对研究生生活和学习的关心。

最后郑重的感谢我的父母和兄弟姐妹。感激父母含辛茹苦把我养育我长大成人，帮助我创造美好明天。在我成功的时候，他们是这个世界上感到最开心的人；在我低落的时候，他们总是不厌其烦的倾听我的抱怨和诉说，并不断给予我前进的信心和动力。感谢我的姐姐刘燕小姐，我的弟弟刘涛先生，手足之情心连心。家人的幸福将是我不断向前的最直接也是最终的奋斗目标。

作者攻读硕士学位期间发表的论文

- [1] 刘翔, 梁旭文, “卫星信号快速捕获在 FPGA 的实现”, 微计算机信息, 2007 年 11 月
- [2] 刘翔, 易峥嵘, 刘会杰, 梁旭文, “数字 NCO 中相位截断引起的杂散频率分析”, 仪器仪表学报, 已投
- [3] 刘翔, 江玉洁, 易峥嵘, 刘会杰, 梁旭文, “扩频信号二维快速捕获装置与方法”, 发明专利, 专利申请号: 200710040583.0

作者简历

姓名：刘翔

性别：男

出生年月：1983 年 06 月

籍贯：江西

学习经历：

2000.9-2001.7 浙江大学化学系

2001.9-2004.7 浙江大学信息与电子工程系通信工程专业(工学学士学位)

2004.9 至今 中科院上海微系统与信息技术研究所微小卫星联合重点实验室(攻读通信与信息系统硕士学位)

参与课题研究情况：

2005.9-2006.4 “CX-1”(02 星)地面检测设备研制工作,负责算法仿真、FPGA 电路设计、PC 终端软件设计以及联调和测试。

2006.5-2006.10 “CX-1”(02 星)地面站收发信机基带处理器研制工作,负责方案制定、算法设计与仿真、模块接口定义、FPGA 电路设计以及联调测试。

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：_____